

UNIVERSITÉ DU QUÉBEC EN OUTAOUAIS

**CONCEPTION D'UN RÉSEAU D'ANTENNES MULTIFAISCEAUX  
AVEC LA TECHNOLOGIE GIS (GUIDE INTÉGRÉ AU SUBSTRAT)**

Par

**Moustapha MBAYE**

Département d'informatique et d'ingénierie

Thèse présentée au  
Département d'informatique et d'ingénierie  
Pour l'obtention du grade de

**PHILOSOPHIAE DOCTOR (Ph.D)**

en sciences et technologie de l'information

Jury d'évaluation

Président du jury :	Prof. Wojtek Bock, Ph.D. Département d'informatique et d'ingénierie, Université du Québec en Outaouais.
Examineur interne :	Prof. Ahmed Lakhssassi, Ph.D. Département d'informatique et d'ingénierie, Université du Québec en Outaouais.
Examineur externe :	Dr. Michel Clénet, Ph.D. RDC-RDDC, Ottawa.
Examineur externe :	Prof. Tatu Serioja, Ph.D. INRS-ÉMT (Télécommunications), Montréal.
Directeur de recherche :	Prof. Larbi Talbi, Ph.D Département d'informatique et d'ingénierie, Université du Québec en Outaouais.
Co-directeur de recherche :	Dr. Khelifa Hettak, Ph.D Industry Canada, Communications Research Centre Canada (CRC) Ottawa.



# RÉSUMÉ

Les systèmes de communications sans fil actuels imposent des contraintes très sévères en termes de la capacité du canal, la qualité de transmission tout en gardant les niveaux d'interférences et multi-trajets assez faibles. De telles contraintes ont rendu les antennes multifaisceaux intéressantes. Parmi les différents types de matrices permettant de réaliser une antenne multifaisceaux (sans avoir recours aux systèmes à balayages électroniques), la matrice de Butler a reçu une attention particulière comme étant la plus profitable du fait qu'elle est théoriquement sans pertes et qu'elle emploie un nombre minimum de composants afin de générer l'ensemble de faisceaux orthogonaux demandés.

Dans cette thèse, nous exposons une nouvelle topologie d'un réseau d'antenne multifaisceaux basée sur une nouvelle matrice de Butler utilisant la technologie du guide d'onde intégré au substrat (GIS). Vu les caractéristiques attrayantes de la technologie GIS dans la conception de composants microondes et millimétriques, elle devient un bon candidat pour la réalisation des antennes multifaisceaux faciles à intégrer avec d'autres systèmes planaires ou à base de guide GIS. Ce travail comporte quatre volets sur la conception de nouveaux composants passifs, avec de nouvelles approches en exploitant la technologie GIS, en vue de la réalisation d'une matrice de Butler 4x4 compacte et d'une antenne multifaisceaux.

Le premier volet concerne la réalisation de nouveaux coupleurs directionnels GIS et double couches. Une structure originale de coupleur directionnel bicouche 3dB/90° à large bande est développée. Le coupleur proposé est constitué de deux guides d'onde GIS superposés et couplés entre eux par l'intermédiaire de trois paires de fentes circulaires et résonnantes sur le mur électrique commun. L'étude paramétrique complète de cette structure faite par le simulateur *HFSS* a permis de comprendre mieux le fonctionnement et l'influence de chaque paramètre sur le facteur de couplage. Ce diviseur de puissance a fourni de bonnes performances en termes de bande passante utile pour les systèmes de communication sans fil dans la bande X. Comparés à ceux de la littérature ayant la même configuration, notre coupleur offre un niveau de couplage de 3dB sans affecter la taille de la structure.

Le deuxième volet présente l'étude d'un nouveau déphaseur 45° en GIS utilisant la technique de deux rivets inductifs fixes et asymétriques. Pour le rendre flexible, une étude paramétrique a été conduite pour déterminer l'impact

des positions des rivets sur le retard de phase. L'objectif a été atteint tout en améliorant la taille (approximativement 30% plus petit par rapport à la technique de deux rivets fixes et symétriques) tout en améliorant la bande passante de 0.4%. Pour réaliser la matrice de Butler, une nouvelle topologie de chemin de croisement à double couches a été développée. De bonnes performances ont été validées sur toute la bande X, soit 40% de bande passante.

Le troisième volet met en exergue la conception d'une antenne utilisant la technique de doubles fentes et double fréquences. Ceci permet d'atteindre une largeur de bande de 8,5%, au lieu de 4% avec une seule fréquence.

Enfin, dans le quatrième volet nous avons combiné les circuits passifs et le réseau d'antennes, réalisés précédemment, pour concevoir le prototype de l'antenne multifaisceaux. Cette nouvelle configuration démontre la faisabilité de la conception d'une matrice de Butler en technologie GIS et, plus particulièrement, d'une antenne multifaisceaux (matrice de Butler + réseau d'antenne) avec une topologie double couches sans avoir recours à des connecteurs de liaison.

Les résultats obtenus ont montré de bonnes performances en termes de directivité, de dépointage et de contrôle du diagramme de rayonnement. Il faut souligner que l'antenne multifaisceaux a été conçue autour de 10GHz comme première conception. Ce travail pourrait être transposé vers la bande des ondes millimétriques pour des applications à 60GHz.

---

Moustapha MBAYE

---

Larbi TALBI

# REMERCIEMENTS

Tout d'abord, le premier remerciement va à l'endroit de notre créateur (ALLAH le Tout Puissant) et son prophète Mohamed (Paix et Salut sur Lui) de m'avoir donné la bonne santé et le courage de finir ces travaux. Tu m'as donné la force, la satisfaction et la joie de faire mon travail grâce aux gens autour de moi à commencer par ma famille, ma belle famille, mes amis et surtout ma femme qui sont toujours d'un grand soutien pour moi.

Mes travaux ont été effectués à l'université du Québec en Outaouais, au sein du Laboratoire de recherche en communications sans fil, dirigé par le Dr Larbi Talbi. Je lui exprime toute ma gratitude de m'avoir accueilli dans ce laboratoire et de m'avoir financé avec ses fonds de recherches.

Au même titre, je remercie Dr Khelifa Hettak, chercheur au Centre de Recherches sur les Communications Canada (CRC) à Ottawa d'avoir accepté d'être co-directeur de cette thèse et de m'avoir facilité l'accès aux ressources du CRC, aux équipements et à son expertise personnel. Cette dernière jointe à ses conseils intarissables ainsi qu'à ses connaissances scientifiques et technologiques ont été particulièrement appréciés sur la thématique des antennes multifaisceaux.

Je remercie Dr Wojtek Bock, Professeur à l'Université du Québec Outaouais (UQO) de m'avoir fait l'honneur de présider le jury de cette thèse.

Je tiens également à remercier Dr Tatu Serioja, Professeur à l'Institut National de la Recherche Scientifique (INRS) - Énergie Matériaux Télécommunication (ÉMT) d'avoir accepter d'assurer la tâche d'examineur externe et d'avoir consacré une partie de son temps à l'examen de ce travail.

J'associe également à ces remerciements Dr Ahmed Lakhssassi, Professeur à l'Université du Québec Outaouais (UQO) et responsable du programme de doctorat, pour ces encouragements, ces précieux conseils et surtout son implication dans la réussite de cette thèse. Je suis très heureux de le compter parmi les membres du jury de cette thèse.

Je tiens à exprimer ma profonde reconnaissance à Dr Michel Clénet, chercheur à Recherche et Développement pour la Défense Canada (RDDC) à

Ottawa pour ses sincères contributions et ses suggestions très constructives tant au niveau du contenu que de la forme de cette thèse. Je suis très honoré de le mentionner parmi les membres du jury qui ont évalué cette thèse.

Je tiens à exprimer ma reconnaissance aux techniciens du Centre de Recherches sur les Communications Canada (CRC) et du Centre de Recherche en Électronique Radiofréquence (CRÉER) : Minh Huynh, Andrian Momciu, Traian Antonescu, David Dousset et Maxime Thibault, pour leur aide et expertise inestimable dans la réalisation et les mesures des circuits. Sans eux, mes recherches ne seraient encore qu'à l'étape de la théorie.

Je ne peux que remercier humblement Monsieur Julien Hautcoeur, Post-doctorant et Monsieur Tahar Haddad, doctorant, du même laboratoire que moi, qui m'ont offert leur temps et leur aide à travers nos nombreuses discussions. Bon parcours des chemins de croisement de la thèse.

Je remercie encore tous ceux avec qui j'ai travaillé ces dernières années. Cette liste n'est évidemment pas complète et je m'excuse auprès de tous ceux que je ne cite pas ici, mais qui ont aussi contribué directement ou indirectement à soutenir mes activités de recherche, notamment tous mes collègues de travail: Ali Kabiri, Vincent Fono, Daniel Brabant, ... et les professeurs du département d'informatique et ingénierie : Kamel Adi, Mohand S. Allili, .... Encore merci.

Je tiens aussi vivement à remercier nos secrétaires et ex-secrétaires de département : Catherine Hubert, Lynda Thibault, Mireille Formento-Dojot pour leurs disponibilités de tous les instants et leur dévouement.

Enfin, je remercie particulièrement ma merveilleuse épouse, ma tendre amie et ma collègue compréhensive, Marie Line MBAYE, pour son esprit, sa disponibilité, sa franchise et sa capacité indéfectible à encourager mes meilleurs élans. Cette thèse est plus qu'une réalisation heureuse que je te dois. Grâce à ton soutien et ton amour inconditionnel, sur lesquels je sais pouvoir compter, nous avons toujours pu surmonter les moments les plus difficiles. Je te dédie cette thèse et je te donne une mention spéciale. C'est à ma famille, ma belle-famille et surtout à ma mère (Awa MBAYE), mes frères et mes sœurs éparpillés à travers les océans et les continents que je dois la plus profonde reconnaissance, et à eux que je dédie également cette thèse. Sans leur amour et leur soutien sans faille, sans eux tous, je n'aurais jamais pu espérer terminer ce manuscrit. J'espère que l'amour et le respect que je leur voue transparaissent à cette page.

# DÉDICACE

*À ma chère mère qui me donne la force de continuer tous les  
jours!*

*À mes parents qui prie pour moi tous les jours (loin de mes  
yeux mais proche de mon cœur)!*

*Pour ma chère femme qui est restée patiente avec moi durant  
cette période intense!*

*À ma famille que j'aime tant!*

*À ma belle-famille que j'estime beaucoup!*

*Sans vous rien de cela ne serait possible!*

*Et à tous mes amis!*

*Pour avoir été de bons et vrais amis, merci pour tout!*

*À tous ceux qui se sont distingués explicitement.*



*Une minute de réflexion vaut*

*Une heure de discussion !!!!*

*Un gagnant considère toujours chaque obstacle comme*

*Une situation temporaire !!!!*

*John Maxwell !!!!!!!*



# TABLE DES MATIÈRES

RÉSUMÉ .....	iii
REMERCIEMENTS .....	v
<i>DÉDICACE</i> .....	vii
LISTE DES FIGURES .....	xv
LISTE DES TABLEAUX .....	xix
LISTE DES ABRÉVIATIONS ET SIGLES .....	21
<b>CHAPITRE I INTRODUCTION</b> .....	23
1.1 Motivations .....	23
1.2 Contexte .....	24
1.3 Problématique .....	25
1.4 Objectifs et organisation du manuscrit.....	26
1.5 Contributions.....	28
<b>CHAPITRE II RÉPARTITEURS DE FAISCEAUX RF (BEAMFORMING MATRIX) : ÉTAT DE L'ART</b> .....	33
2.1 Introduction.....	33
2.2 Les antennes multifaisceaux dans les systèmes de télécommunications .....	34
2.2.1 Assemblage d'un système antenne multifaisceaux.....	35
2.2.2 Champs d'applications.....	36
2.2.3 Intérêt pour des antennes multifaisceaux.....	37
2.3 Revue des exemples de formateurs de faisceaux par voie quasi-optique .....	38
2.3.1 Lentille de Bootlace .....	38
2.3.2 Lentille de Rotman.....	39
2.4 Revue des exemples de formateurs de faisceaux par voie circuit.....	41
2.4.1 Matrice de Blass.....	42
2.4.2 Matrice de Nolen .....	45
2.4.3 Matrice de Butler .....	46
2.5 Comparaison entre les différentes techniques de formation de faisceaux: Choix de la matrice .....	50
2.6 Conclusion .....	53
<b>RÉFÉRENCES DU CHAPITRE II</b> .....	55
<b>CHAPITRE III TECHNOLOGIE GUIDE D'ONDE INTÉGRÉ AU SUBSTRAT (GIS)</b> .....	59
3.1 Introduction.....	59
3.2 Historique.....	60
3.3 Caractéristiques modales.....	62
3.4 Constante de propagation.....	64
3.5 Considérations de conception du GIS.....	67
3.6 Revue de littérature sur les BFNs en GIS .....	70
3.7 Conclusion .....	75

<b>RÉFÉRENCES DU CHAPITRE III</b> .....	77
<b>CHAPITRE IV CONCEPTION D'UN COUPLEUR DIRECTIONNEL 3dB/90° BICOUCHE ET LARGE BANDE AVEC LA TECHNOLOGIE GIS</b> .....	83
4.1 Introduction .....	83
4.2 État de l'art : Coupleurs directionnels .....	84
4.3 Coupleur directionnel de type BH avec une fente circulaire .....	89
4.3.1 Rappel théorique .....	89
4.3.2 Relation entre le facteur de couplage et le rayon de la fente circulaire .....	94
4.3.3 Problématique : cas avec une seule fente circulaire .....	101
4.4 Coupleur directionnel bicouche GIS 3dB/90° proposé .....	103
4.4.1 Structure et Considération de conception .....	104
4.4.2 Effet des rayons des fentes circulaires sur le niveau de couplage .....	106
4.4.3 Effet de la distance $D$ sur la directivité et les pertes de réflexion du coupleur .....	108
4.4.4 Les différents coupleurs directionnels réalisés .....	110
4.5 Fabrication et validation des prototypes à 10GHz .....	111
4.5.1 Transition Microstrip avec des rivets de connections .....	112
4.5.2 Fabrication des prototypes : Choix du matériau .....	113
4.5.3 Expérimentation et Discussion .....	115
4.6 Conclusion .....	118
<b>RÉFÉRENCES DU CHAPITRE IV</b> .....	119
<b>CHAPITRE V CONCEPTION D'UN RÉSEAU D'ANTENNES 4 ÉLÉMENTS À MULTIFAISCEAUX</b> .....	121
5.1 Introduction .....	121
5.2 Matrice de Butler : Rappel et fonctionnement .....	121
5.2.1 Coupleur directionnel 3dB/90° .....	123
5.2.2 Chemin de croisement .....	125
5.2.2.1 Structure proposée : chemin de croisement à double couches .....	126
5.2.2.2 Effet de la fente circulaire sur les pertes de réflexion .....	127
5.2.2.3 Résultats et Discussion .....	129
5.2.3 Déphaseur 45° .....	130
5.2.3.1 Structure proposée du déphaseur .....	133
5.2.3.2 Flexibilité du déphaseur à deux rivets asymétriques .....	135
5.2.3.3 Résultats et Discussion .....	137
5.2.3.4 Comparaison des déphaseurs GIS 45° .....	139
5.3 Conception d'une nouvelle topologie de matrice de Butler .....	141
5.3.1 Matrice de Butler 4X4 développée .....	141
5.3.2 Prototype fabriqué .....	144
5.3.3 Estimation des pertes de la matrice .....	150
5.4 Réalisation de l'antenne multifaisceaux .....	151
5.4.1 Antenne à fente en GIS .....	151
5.4.1.1 Définition et Rappels théoriques .....	152
5.4.1.2 Réalisation de l'antenne à double fentes et double fréquences .....	153
5.4.1.3 Prototype fabriqué .....	156
5.4.2 Réseau antenne en GIS .....	159

5.4.3	Réalisation de l'antenne multifaisceaux globale .....	161
5.4.4	Validation Expérimentale de l'antenne multifaisceaux .....	163
5.5	Conclusion .....	166
	<b>RÉFÉRENCES DU CHAPITRE V</b> .....	167
	<b>CONCLUSION GÉNÉRALE</b> .....	171
	Annexe A: Conformateurs de faisceaux avec d'autres technologies.....	175
	Annexe B: Coupleurs directionnels avec la technologie Guide d'Onde Conventionnel. ....	179
	Annexe C: Coupleurs directionnels avec la technologie Microstrip Line. ....	183
	Annexe D: Coupleurs directionnels avec la technologie LTCC.....	187
	Annexe E: Coupleurs directionnels avec la technologie Guide d'onde Intégré au Substrat (GIS). ....	191
	Annexe F: Résultats de simulation et de mesure des coupleurs directionnels réalisés avec la technologie guide d'onde intégré au substrat (GIS). ....	195
	<b>RÉFÉRENCES DES ANNEXES</b> .....	199



# LISTE DES FIGURES

FIGURE 2.1 - EXEMPLES DES ANTENNES INTELLIGENTES : SUIVIE DE MOUVEMENT ET FOURNITURE DE DIFFÉRENTS SERVICES SIMULTANÉMENT POUR DES DIFFÉRENTS UTILISATEURS. ....	34
FIGURE 2.2 - PRINCIPE DES MULTIFAISCEAUX AVEC UN SYSTÈME FOCALISANT [2]. ....	35
FIGURE 2.3 - SCHÉMA D'UNE LENTILLE DE BOOTLACE À BASE DE GUIDE PARALLÈLE [13]. ....	38
FIGURE 2.4 - PREMIÈRE LENTILLE DE ROTMAN [7]. ....	40
FIGURE 2.5 - PARAMÈTRE DE LA LENTILLE ROTMAN EN TECHNOLOGIE MICRO-ONDE [15]. ....	40
FIGURE 2.6 - SCHÉMA DE LA MATRICE DE BLOSS [15]. ....	42
FIGURE 2.7 - SCHÉMA FONCTIONNEL DE LA MATRICE DE BLOSS À M ENTRÉES [16]. ....	43
FIGURE 2.8 - DÉTAIL D'UN NŒUD DE LA MATRICE DE BLOSS À M ENTRÉES [16]. ....	44
FIGURE 2.9 - SCHÉMA FONCTIONNEL DE LA MATRICE DE NOLEN [17]. ....	46
FIGURE 2.10 - SCHÉMA BLOC D'UNE MATRICE DE BUTLER. ....	47
FIGURE 2.11 - SCHÉMA D'UNE MATRICE DE BUTLER : (A) MATRICE NON STANDARD. (B) MATRICE STANDARD. ....	49
FIGURE 3.1 - PREMIERS GUIDES D'ONDE DANS LA LITTÉRATURE. ....	61
FIGURE 3.2 - STRUCTURE BREVETÉE PAR UCHIMURA ET TAKENOSHITA [12]. ....	62
FIGURE 3.3 - CONCEPTION D'UN GUIDE D'ONDE INTÉGRÉ AU SUBSTRAT (GIS.) ....	65
FIGURE 3.4 - CONFIGURATION DE LA STRUCTURE DU GIS. ....	66
FIGURE 3.5 - RÉGION D'INTÉRÊT DANS LE PLAN FORMÉ PAR $D/\lambda_c$ ET $P/\lambda_c$ [49]. ....	68
FIGURE 3.6 - PERTES DE FUITES SI $P > 2D$ . ....	68
FIGURE 3.7 - SIMILITUDE DE L'INTENSITÉ DU CHAMP ÉLECTRIQUE DANS UN GIS ( $P=2D$ ) ET DANS UN GUIDE RECTANGULAIRE ÉQUIVALENT, SIMULÉ AVEC AGILENT HFSS. ....	69
FIGURE 3.8 - BUTLER MATRICE AVEC RÉSEAUX D'ANTENNES À FENTE : VUE 3-D DU GUIDE D'ONDE ET CIRCUITS PLANAIRE CORRESPONDANT [33]. ....	70
FIGURE 3.9 - SCHEMA MATRICE DE BUTLER 4X8 EN TECHNOLOGIE GIS [35]. ....	71
FIGURE 3.10 - LENTILLE DE ROTMAN AVEC LA TECHNOLOGIE GIS [53]. ....	73
FIGURE 3.11 - RÉSEAUX D'ANTENNE EN FENTE DE LA MATRICE 7X9 DE LENTILLE DE ROTMAN AVEC LA TECHNOLOGIE GIS [54]. ....	73
FIGURE 3.12 - MATRICE 4X16 DE BLOSS AVEC LA TECHNOLOGIE GIS [55]. ....	73
FIGURE 3.13 - MATRICE DE BUTLER 4x4 EN TECHNOLOGIE GIS (A) PLANAIRE [57] ET (B) SUR DEUX COUCHES [56]. ....	74
FIGURE 3.14 - MATRICE 4X4 DE BUTLER MINIATURISÉ AVEC LA TECHNOLOGIE GIS [58]. ....	74

FIGURE 4.1 - SCHÉMA FONCTIONNEL D'UN COUPLEUR DIRECTIONNEL. ....	84
FIGURE 4.2 - SCHÉMA FONCTIONNEL D'UN COUPLEUR À BRANCHES. ....	86
FIGURE 4.3 - EXEMPLE DE COUPLEUR À LIGNES COUPLÉES [2]. ....	86
FIGURE 4.4 - EXEMPLE DE COUPLEUR DIRECTIONNEL À FENTE [4]. ....	87
FIGURE 4.5 - COUPLEURS DIRECTIONNELS BH : DEUX GUIDES D'ONDE PARALLÈLES ET (B) DEUX GUIDES D'ONDE FORMANT UN ANGLE (LES DEUX GUIDES ONT LA MÊME ÉPAISSEUR) [2]. ....	87
FIGURE 4.6 - GUIDE D'ONDE STANDARD. ....	90
FIGURE 4.7 - COMPORTEMENT DU CHAMP ÉLECTRIQUE DANS UN MUR CONDUCTEUR EN PRÉSENCE D'UN ORIFICE CIRCULAIRE. ....	92
FIGURE 4.8 - COMPORTEMENT DU CHAMP MAGNÉTIQUE DANS UN MUR CONDUCTEUR EN PRÉSENCE D'UN ORIFICE. ....	93
FIGURE 4.9 - DEUX GUIDES D'ONDE RECTANGULAIRES SUPERPOSÉS EN PRÉSENCE D'UN ORIFICE CIRCULAIRE. ....	94
FIGURE 4.10 - FACTEUR DE COUPLAGE THÉORIQUE EN FONCTION DE LA FRÉQUENCE. ....	103
FIGURE 4.11 - LE COUPLEUR DIRECTIONNEL BICOUCHE 3dB/90 <sup>0</sup> DÉVELOPPÉ : ....	105
FIGURE 4.12 - RÉSULTATS DE SIMULATION DE L'EFFET DES RAYONS DES FENTES CIRCULAIRES SUR LE FACTEUR DE COUPLAGE (A) OPTIMISATION DU RAYON R <sub>0</sub> (B) OPTIMISATION DES RAYONS R <sub>1</sub> ET R <sub>2</sub> . ....	107
FIGURE 4.13 - EFFET DE LA DISTANCE D SUR LES PERTES DE RÉFLEXION DU COUPLEUR DIRECTIONNEL 3dB. ....	108
FIGURE 4.14 - INFLUENCE DE LA DISTANCE D=D <sub>1</sub> =D <sub>2</sub> SUR LA DIRECTIVITÉ DU COUPLEUR DIRECTIONNEL 3dB. ....	109
FIGURE 4.15 - INFLUENCE DE LA DISTANCE D=D <sub>1</sub> =D <sub>2</sub> SUR LE COUPLAGE DU COUPLEUR DIRECTIONNEL 3dB. ....	109
FIGURE 4.16 - LA DISTRIBUTION DES COURANTS DE SURFACE DES DIFFÉRENTS COUPLEURS RÉALISÉS. ....	111
FIGURE 4.17 - TRANSITION ENTRE LA LIGNE MICRORUBAN ET LE GIS : AJOUT DES RIVETS DE CONNEXION POUR DES TESTS DE LABORATOIRE. ....	112
FIGURE 4.18 - PHOTOGRAPHIES DES COUPLEURS DIRECTIONNELS FABRIQUÉS : (A) COUPLEUR DIRECTIONNEL 25dB À UNE FENTE; (B) ET (C) COUPLEUR DIRECTIONNEL 15dB ET 13dB, RESPECTIVEMENT, À TROIS FENTES; (D) COUPLEUR DIRECTIONNEL 10dB À 3-3 FENTES; (E) DIVISEUR DE PUISSANCE À 3-3 FENTES OPTIMISÉES. .	114
FIGURE 4.19 - PHOTOGRAPHIE DU SETUP DE MESURE ET DE L'ANALYSEUR VECTORIEL DE RÉSEAU (VNA). ....	115
FIGURE 4.20 - RÉSULTATS DE MESURE ET DE SIMULATION DU COUPLEUR DIRECTIONNEL 3dB:	

(A) COEFFICIENT DE RÉFLEXION ( $S_{11}$ ) ET COEFFICIENT D'ISOLATION ( $S_{41}$ ).	
(B).NIVEAU DE COUPLAGE ( $S_{31}$ ) ET COEFFICIENT DE TRANSMISSION ( $S_{21}$ ) .....	116
FIGURE 4.21 - NIVEAU DE COUPLAGE, DE DIRECTIVITÉ ET D'ISOLATION MESURÉS ET SIMULÉS DU COUPLEUR DIRECTIONNEL 3DB. ....	117
FIGURE 4.22 - DIFFÉRENCE DE PHASE SIMULÉE ET MESURÉE ENTRE LE PORT 2 ET LE PORT 3 DU COUPLEUR DIRECTIONNEL 3DB. ....	117
FIGURE 5.1 - SCHÉMA DE PRINCIPE D'UNE MATRICE DE BUTLER 4x4. ....	122
FIGURE 5.2 - COUPLEUR DIRECTIONNEL 3DB/90 <sup>0</sup> : (A) CONSIDÉRATION DE DESIGN. (B) PHOTOGRAPHE DU PROTOTYPE RÉALISÉ. ....	123
FIGURE 5.3 - RÉSULTATS SIMULÉS ET MESURÉS DU COUPLEUR DIRECTIONNEL 3DB/90 <sup>0</sup> : (A) COEFFICIENT DE RÉFLEXION ( $S_{11}$ ) ET COEFFICIENT D'ISOLATION ( $S_{41}$ ).	
(B).NIVEAU DE COUPLAGE ( $S_{31}$ ) ET COEFFICIENT DE TRANSMISSION ( $S_{21}$ ). (C) DIFFÉRENCE DE PHASE ENTRE LE PORT DIRECT ( $S_{21}$ ) ET CELUI COUPLÉ ( $S_{31}$ ). ....	125
FIGURE 5.4 - STRUCTURE DE CHEMIN DE CROISEMENT PROPOSÉ. ....	127
FIGURE 5.5 - PARAMÈTRE DE CONCEPTION DES VIAS DE TRANSITIONS ENTRE LES COUCHES. ....	127
FIGURE 5.6 - EFFET DU RAYON R_FENTE SUR LES PERTES DE RÉFLEXION AU NIVEAU DES ENTRÉES. ....	128
FIGURE 5.7 - PHOTOGRAPHIE DU PROTOTYPE RÉALISÉ. ....	129
FIGURE 5.8 - PARAMÈTRES S DU CHEMIN DE CROISEMENT: (A) COEFFICIENT DE REFELEXION ( $S_{11}$ ) ET COEFFICIENT DE TRANSMISSION ( $S_{21}$ ). (B) ISOLATION (PORT 1 - PORT 4). ISOLATION (PORT 1 - PORT 3).....	130
FIGURE 5.9 - CONCEPTION DU DÉPHASEUR 45 <sup>0</sup> EN GIS. ....	131
FIGURE 5.10 - CIRCUIT ÉQUIVALENT DE (A) UN RIVET (B) RIVETS INSÉRÉS DANS UN GUIDE D'ONDE RECTANGULAIRE [11]. ....	133
FIGURE 5.11 - STRUCTURE DE DÉPHASEUR 45 <sup>0</sup> EN GIS AVEC DEUX RIVETS INDUCTIFS ET ASYMÉTRIQUES. ....	134
FIGURE 5.12 - VARIATION DE LA PHASE EN FONCTION DE LA POSITION S DES DEUX RIVETS DANS LA STRUCTURE. ....	136
FIGURE 5.13 - PERTES DE RÉFLEXION EN FONCTION DE LA POSITION S DES DEUX RIVETS DANS LA STRUCTURE. ....	136
FIGURE 5.14 - PHOTOGRAPHIE DU PROTOTYPE FABRIQUÉ. ....	137
FIGURE 5.15 - PARAMÈTRES S MESURÉS ET SIMULÉS DU DÉPHASEUR 45 <sup>0</sup> : (A) COEFFICIENT DE RÉFLEXION ( $S_{11}$ ). (B) COEFFICIENT D'INSERTION ( $S_{21}$ ).....	138
FIGURE 5.16 - PHASE SIMULÉE ET MESURÉE DU DÉPHASEUR 45 <sup>0</sup> . ....	139
FIGURE 5.17 - COMPARAISON ENTRE DÉPHASEURS 45 <sup>0</sup> EN GIS. ....	139

FIGURE 5.18 - COMPARAISON DE LA BANDE PASSANTE AVEC NOTRE DÉPHASEUR ET LE STANDARD [12].	140
FIGURE 5.19 - DIAGRAMME SYNOPTIQUE DE LA MATRICE DE BUTLER 4X4 AVEC UNE TOPOLOGIE DOUBLE COUCHES.	142
FIGURE 5.20 - MATRICE DE BUTLER 4X4 COMPLÈTE ET DÉVELOPPÉE EN GIS INCLUANT LES LIGNES MICRO-RUBAN DE COMPENSATION DE PHASE.	144
FIGURE 5.21 - PROTOTYPE DE LA MATRICE DE BUTLER FABRIQUÉ.	145
FIGURE 5.22 - NIVEAUX D'ADAPTATION ET DE TRANSMISSION SIMULÉS : (A) PORT 1. (B) PORT 2.	147
FIGURE 5.23 - NIVEAUX D'ADAPTATION ET DE TRANSMISSION MESURÉS : (A) PORT 1. (B) PORT 2.	148
FIGURE 5.24 - DIMENSIONNEMENT DE L'ANTENNE DOUBLE FENTES ET DOUBLE FRÉQUENCE.	155
FIGURE 5.25 - CIRCUIT ÉLECTRIQUE ÉQUIVALENT DE L'ANTENNE DOUBLE FENTES ET DOUBLE FRÉQUENCES.	155
FIGURE 5.26 - DISTRIBUTION DU CHAMP ÉLECTRIQUE POUR L'ANTENNE DOUBLE FENTES ET DOUBLE FRÉQUENCES.	156
FIGURE 5.27 - PHOTOGRAPHIE DU PROTOTYPE DE L'ANTENNE DOUBLE FENTES ET DOUBLE FRÉQUENCES FABRIQUÉ.	157
FIGURE 5.28 - PERTES DE RÉFLEXION SIMULÉES ET MESURÉES POUR L'ANTENNE DOUBLE FENTES ET DOUBLE FRÉQUENCES.	157
FIGURE 5.29 - DIAGRAMMES DE RAYONNEMENT SIMULÉS ET MESURÉS POUR L'ANTENNE DOUBLE FENTES ET DOUBLE FRÉQUENCES À LA FRÉQUENCE 10,2GHZ: (A) PLAN E. (B) PLAN H.	158
FIGURE 5.30 - DISPOSITION DU RÉSEAU D'ANTENNES PROPOSÉ.	160
FIGURE 5.31 - PHOTOGRAPHIE DU PROTOTYPE DU RÉSEAU D'ANTENNES FABRIQUÉ SUR LA BASE DE L'ANTENNE À DOUBLE FENTES ET DOUBLE FRÉQUENCES.	160
FIGURE 5.32 - RÉSEAU ANTENNE : (A)PERTES DE RÉFLEXION DE L'ÉLÉMENT D'ANTENNE. (B) FACTEUR DE COUPLAGE ENTRE DEUX ANTENNES DANS LE RÉSEAU.	161
FIGURE 5.33 - ANTENNE MULTIFAISCEAUX DÉVELOPPÉE.	162
FIGURE 5.34 - PHOTOGRAPHIE DU PROTOTYPE DU L'ANTENNE MULTIFAISCEAUX GLOBAL RÉALISÉE.	163
FIGURE 5.35 - DIAGRAMMES DE RAYONNEMENT SIMULÉS DE L'ANTENNE MULTIFAISCEAUX GLOBALE EN FONCTION DU PORT D'ALIMENTATION SOUS HFSS À LA FRÉQUENCE DE 10,2GHZ.	164
FIGURE 5. 36 - FAISCEAUX GÉNÉRÉS ET MESURÉS PAR LA MATRICE DE BUTLER CONNECTÉE AVEC LE RÉSEAU D'ANTENNES À LA FRÉQUENCE DE 10,2GHZ.	165

# LISTE DES TABLEAUX

TABEAU 2.1 - RÉSUMÉ DES AVANTAGES ET DES INCONVÉNIENTS DES DEUX DIFFÉRENTES MATRICES : STRUCTURE MULTIFAISCEAUX NON-ORTHOGONALES ET STRUCTURE MULTIFAISCEAUX ORTHOGONALES. ....	51
TABEAU 2.2 - COMPARAISON DES MATRICES DE BUTLER ET NOLEN EN NOMBRE DE COMPOSANTS. ....	52
TABEAU 4.1 - EFFET DU RAYON DE L'ORIFICE SUR LE FACTEUR DE COUPLAGE. ....	102
TABEAU 4.2 - PARAMÈTRES OPTIMAUX DE CONCEPTION DU COUPLEUR DIRECTIONNEL 3DB/90 <sup>0</sup> . ....	106
TABEAU 4.3 - PARAMÈTRES OPTIMISÉS POUR LES DIFFÉRENTS COUPLEURS DIRECTIONNELS RÉALISÉS. ....	110
TABEAU 4.4 - PARAMÈTRES DE TRANSITIONS DU COUPLEUR DIRECTIONNEL GIS. ....	113
TABEAU 5.1 - DIMENSIONS DE CONCEPTION DU CHEMIN DE CROISEMENT. ....	127
TABEAU 5.2 - DIMENSIONS DU GUIDE GIS DU DÉPHASEUR 45 <sup>0</sup> . ....	134
TABEAU 5.3 - DIMENSIONS DE LA TRANSITION MICRORUBAN/GIS. ....	134
TABEAU 5.4 - POSITIONS DES DEUX RIVETS INDUCTIFS ASYMÉTRIQUE À L'INTÉRIEUR DU GUIDE GIS. ....	135
TABEAU 5.5 - COMPARAISON EN TERMES DE TAILLE ET DE BANDE PASSANTE ENTRE NOTRE DÉPHASEUR ET CELUI STANDARD [12]. ....	140
TABEAU 5.6 - DIMENSIONS DE LA MATRICE DE BUTLER DÉVELOPPÉE. ....	143
TABEAU 5.7 - PHASE ENTRE LES RÉSULTATS DE SIMULATION ET DE MESURE DES PORTS DE SORTIES À 10,2GHZ. ....	149
TABEAU 5.8 - ÉVALUATION DES ERREURS DE PHASES DES PORTS DE SORTIES À 10,2GHZ. ....	149
TABEAU 5.9 - ÉVALUATION DES PERTES DE LA MATRICE À 10,2GHZ. ....	150
TABEAU 5.10 - DIMENSIONNEMENT DES FENTES DE L'ANTENNE DFF ET DU GUIDE D'ONDE GIS. ....	156
TABEAU 5.11 - PERFORMANCES DE L'ANTENNE DOUBLE FENTES ET DOUBLE FRÉQUENCES. ....	158
TABEAU 5.12 - COMPARAISON DE L'ANTENNE DOUBLE FENTES ET DOUBLE FRÉQUENCES RÉALISÉE AVEC DES ANTENNES À DOUBLE FENTES DE LA LITTÉRATURE, EN TERMES DE BANDE PASSANTE. ....	159
TABEAU 5.13 - DIMENSIONS DE L'ANTENNE MULTIFAISCEAUX DÉVELOPPÉE. ....	163



## LISTE DES ABRÉVIATIONS ET SIGLES

BF	Bonding film
BH	Bethe Hole
CRC	Le Centre de recherches sur les communications Canada
dB	Décibel
E	Champ électrique
FEM	Finite Element Method
GHz	Giga Hertz
GIS	Guide Intégré au Substrat
H	Champ magnétique
HFSS	High Frequency Structure Simulator
HMSIW	Half Mode Substrate Integrated Waveguide
J	Densité de courant électrique, [A/m <sup>2</sup> ]
M	Densité d'un flux de magnétique (quantité fictive), [V/m <sup>2</sup> ]
MIT	Massachusetts Institute of Technology
PTFE	Polytetrafluoroethylene
RDDC	Recherche et développement pour la défense Canada
TCF	Thermoplastic chloro-fluorocopolymer
TE	Transverse Electric
TEM	Transverse Electromagnetic
TM	Transverse Magnetic
SDMA	Spatial-Division Multiple Access
GOR	Guide d'onde rectangulaire
LMCS	Local Multipoint Communication Services
LMDS	Local Multipoint Distribution Services
MIMO	Multiple-Input Multiple-Output
PCB	Printed Circuit Board
VNA	Vector Network Analyser
LTCC	Low Temperature Co-fired Ceramic
BFN	Beamforming Network
CREÉR	Centre de Recherche En Électronique Radiofréquence



# CHAPITRE I

---

## INTRODUCTION

### 1.1 Motivations

Nous croyons qu'il n'y a pas de société sans communication. Depuis plusieurs années cette tendance se confirme avec une nette croissance dans le domaine des télécommunications sans fil un peu partout dans le monde. Plusieurs applications ont vu le jour telles que l'incontournable téléphonie cellulaire, les réseaux privés et domestiques, l'accès internet par satellites et par réseau terrestre, les systèmes de positionnement par satellite (GPS : Global Positioning System), la télévision par satellite, etc. Toutefois, les systèmes de télécommunications sont limités par un besoin en bandes de fréquences de plus en plus grand. Cette limitation ralentit le développement de nouvelles applications dont la demande en ressources spectrales progresse sans cesse.

À cela s'ajoute que les consommateurs deviennent exigeants avec leurs opérateurs afin d'accéder à des systèmes à faible coût, plus performants en termes de débit de transmission des données et surtout moins encombrants. Par conséquent, plusieurs chercheurs et ingénieurs de ce domaine ont réuni leurs efforts pour la recherche de nouvelles solutions répondant à ces exigences. En prévision de ces applications de demain et afin de développer ces futures générations, de nouvelles bandes de fréquences situées au début des ondes millimétriques ont été allouées en Europe par l'ETSI (European Telecommunications Standards Institute) et en Amérique du Nord par le FCC (Federal Communication Commission, États-Unis) et le CRTC (Conseil de la radiodiffusion et des télécommunications Canadiennes, Canada). Avec un plus large spectre de fréquences, on peut espérer obtenir une augmentation substantielle en matière de capacité de transmission permettant ainsi un réseau à plus haut débit. Par conséquent, le déploiement d'un système à haut débit nécessiterait un réseau plus performant pour la transmission rapide des données.

Cependant, la mise en œuvre d'un tel réseau coûte cher, d'où la nécessité, pour le rendre économiquement viable, de réduire les dépenses d'acquisition et d'utilisation et surtout de trouver d'autres types de solutions technologiques. Les

frais liés au déploiement et au fonctionnement d'un système varient grandement, particulièrement ceux de la production des composants constituant l'émetteur et le récepteur. C'est la raison pour laquelle le développement des réseaux sans fil doit s'accompagner par des avancées de nouvelles solutions technologiques à faible coût et moins encombrants au niveau des composants électroniques, des techniques de codage ou encore surtout des antennes réseaux.

## 1.2 Contexte

Les premiers travaux sur la théorie des antennes réseaux datent du début du XXe siècle, mais les avancées les plus significatives ont été réalisées durant la Seconde Guerre mondiale. Cette période a confirmé l'intérêt stratégique de la transmission sans fil, les nouvelles technologies de l'information et de la communication qui marqueront sans doute l'ère de la troisième révolution industrielle. Dans toutes les applications nécessitant l'émission et la réception sans fil d'informations, l'antenne est un composant indispensable d'où son importance dans les systèmes de transmission sans fil.

En effet, une antenne rayonnant un diagramme à large ouverture peut être réalisée avec un seul élément rayonnant. Cette solution s'avère insuffisante pour accomplir des fonctions complexes comme le balayage électronique (suivi de satellite, liaison satellite/avion pour internet multimédia à bord, diffusion à haut débit,...), la conformation en temps réel du diagramme de rayonnement (système de brouillage Contre-mesures Électroniques (CME)) ou encore le pointage électronique. De telles performances requièrent l'association en réseau des éléments rayonnants. Très vite, au début des années 60, un regain d'intérêt a été constaté pour ce type de solutions avec l'apparition de circuits d'alimentation multifaisceaux; ceux-ci offrent la possibilité de produire plusieurs faisceaux pointant dans des directions différentes à partir d'une même ouverture rayonnante. Dans le cas d'un fonctionnement en émission, ces circuits sont caractérisés par plusieurs entrées, une par faisceau, et plusieurs sorties, chacune reliée à un élément rayonnant. L'application à l'origine de ces développements était principalement dans le radar à balayage électronique, obtenu par un multiplexage entre les différents faisceaux produits par l'antenne réseau. C'est dans cette catégorie d'antenne que se situe ce travail.

Deux grands types de solutions de réseaux d'alimentation pour ce type

d'antenne sont disponibles dans la littérature: des structures quasi optiques ou des lentilles et des structures guidées. Dans le cadre de cette thèse, nous nous sommes intéressés à la deuxième famille de solutions, à savoir, les structures guidées même si quelques exemples de la première famille seront étudiés au prochain chapitre. La catégorie des réseaux d'alimentation par voie guidée inclut les matrices de Blass, de Nolen et de Butler. Il faut souligner que parmi les matrices citées plus haut, la littérature a retenu la matrice de Butler comme étant la plus profitable du fait qu'elle est sans pertes et utilise le moins de composants. Par contre, le principal problème de la matrice de Butler est la présence des chemins de croisement (ou crossover). Pour surmonter ce problème, plusieurs méthodes et techniques ont été suggérées dans la littérature, mais elles sont difficiles à réaliser pour le cas d'une large matrice.

Plusieurs applications potentielles pourraient être réalisées si on arrive à réduire le coût de fabrication. Il est important de souligner que la partie critique qui détermine le coût d'une antenne multifaisceaux reste la matrice de Butler composée de coupleurs directionnels, de déphaseurs et de chemin de croisement.

Après cette analyse, nous avons entamé un projet de recherche qui vise principalement l'étude de systèmes microondes d'alimentation d'antennes réseaux pour applications multifaisceaux utilisant la technologie guide d'onde intégré au substrat (GIS), en vue d'être utilisés dans les systèmes de communications sans fil et dans les systèmes de télécommunications spatiales. Le GIS est un des candidats potentiels permettant de fabriquer des composants à faible coût, de petites tailles présentant de faibles pertes et facilement intégrables.

### 1.3 Problématique

Le coût de fabrication, la miniaturisation et la performance des systèmes de télécommunications sans fil constituent trois défis majeurs dans la recherche. Face à cette situation, de nouvelles solutions technologiques demeurent nécessaires pour pouvoir répondre à ces défis. Nous spécifions, de ce qui suit, le choix porté sur le guide d'onde intégré au substrat (GIS) comme potentiel candidat à exploiter dans les réseaux de communication sans fil.

Le guide d'onde rectangulaire est une technologie mature, car il a été utilisé pendant plusieurs décennies grâce aux nombreux avantages qu'il offre. Il

présente de faibles pertes et permet d'avoir des composants avec un facteur de qualité élevé. Cependant, sa technique de fabrication et d'intégration demeure complexe et encombrante, car nécessitant une grande attention à la finition et à l'usinage. Il reste d'une part coûteux pour les ondes millimétriques. D'autre part, les intégrer dans des circuits planaires demande un ajustement mécanique très délicat.

Pour pallier aux contraintes du guide d'onde standard (RWG), une autre technologie a vu le jour: la Ligne MicroRuban (LMR). Elle présente de faibles coût de fabrication. Elle est conventionnellement fabriquée par gravure chimique ou photolithographie sur un substrat diélectrique. Intégrée dans les circuits MHMIC (Miniature Hybride Microwave Integrated Circuits), MMIC (Monolithic Microwave Integrated Circuit) et MIC (Microstrip integrated circuit), elle reste de loin la ligne de transmission la plus simple à mettre en œuvre dans les composants discrets ou intégrés. Malgré l'utilisation très répandue des lignes LMR dans les microondes, elle pose un gros problème dans les ondes millimétriques à cause des rayonnements au niveau de ses discontinuités. Ces rayonnements représentent des pertes énormes dans un circuit et peuvent affecter la performance du système.

C'est ainsi que l'idée de guide d'onde intégré au substrat (GIS) a émergé comme une alternative intéressante en palliant les deux technologies. En fait, le GIS a commencé à gagner en popularité après la réalisation de certains circuits ayant une taille estimée très intéressante et un faible coût, comparés aux technologies RWG et LMR. Ces constatations nous ont conduit dans la présente thèse à explorer le GIS et de pousser ses limites technologiques.

## 1.4 Objectifs et organisation du manuscrit

Les travaux présentés dans cette thèse s'inscrivent dans le vaste domaine de recherche consacré aux antennes multifaisceaux assurant le pointage électronique avec d'excellentes performances. L'objectif principal de cette thèse est plus précisément d'étudier et de développer une antenne multifaisceaux utilisant la technologie GIS susceptible de répondre aux exigences de couverture des réseaux de communications sans fil modernes. Ces modules antennaires doivent présenter un minimum d'encombrement ainsi qu'un prix réduit. Ceci nous a permis d'adopter la technologie GIS dans la conception de l'antenne multifaisceaux vu les nombreux avantages qu'elle offre par rapport aux critères

de coût et de haute intégration de circuits. Afin d'élargir le cadre de cette étude, l'objectif principal consiste à étudier la matrice de Butler en tant que réseau d'alimentation ou formation de faisceaux, associé à une antenne réseau pour générer l'application multifaisceaux.

En résumé, les objectifs fixés dans cette thèse se scindent en cinq points :

- La mise au point d'un coupleur directionnel 3dB en GIS;
- Le développement d'un circuit de déphaseur 45° en GIS;
- L'exposition d'une nouvelle topologie de chemin de croisement;
- La conception d'une antenne à fente large bande en GIS;
- Enfin, la combinaison de tous ces composants dans un même système global pour former le réseau d'antennes multifaisceaux en GIS.

Sur la base de ces objectifs, la présente thèse est organisée de la manière suivante:

- Le chapitre 2 consistera à mettre en avant un état de l'art des différentes techniques utilisées sur les répartiteurs de faisceaux RF (Beamforming Network). Nous tenterons d'identifier leurs avantages et leurs inconvénients afin de justifier le choix de matrice à réaliser.
- Le chapitre 3 dégagera les techniques de conception de la technologie GIS. Nous montrerons les avantages que cette technologie offre du point de vue de coût, de pertes, de la facilité de fabrication, de poids ainsi que de l'intégration avec les circuits planaires aux fréquences élevées autour des ondes millimétriques et des micro-ondes.
- Le chapitre 4 détaillera les étapes de la conception du coupleur directionnel 3dB/90° ou diviseur de puissance en GIS utilisant le concept de 3 paires de fentes circulaires. Il constitue un passage très important pour la construction de la matrice de Butler. Par ailleurs, cette partie mettra en exergue la théorie établie par Hans Bethe. Cette théorie nous a permis de fabriquer trois coupleurs directionnels à 25dB, 15dB et 13dB dans la bande 9GHz à 12GHz pour le cas des orifices placés en série. Cette méthode, limitée du fait qu'elle augmente la taille du circuit, nous a amené à proposer un autre type de solution qui est le concept 3 paires de fentes circulaires et placés sur le mur commun formé par deux structures GIS. Par conséquent, pour prouver ce concept, des coupleurs directionnels 10dB et 3dB ont été étudiés, conçus et validés pour un

fonctionnement à 10GHz. Les résultats intéressants obtenus en simulation et expérimentalement des différents coupleurs directionnels et du diviseur de puissance seront montrés dans ce chapitre.

- Le chapitre 5 exposera de façon détaillée les étapes de conception des circuits de déphaseurs  $45^\circ$  que nous proposons avec la technologie GIS. En effet, nous avons pu valider une nouvelle approche pour la réalisation d'un déphaseur  $45^\circ$  à deux rivets fixes et asymétriques. Ce déphaseur a été conçu pour opérer autour de 10GHz. Pour valider l'originalité de notre approche, une comparaison en termes de bande passante et de taille a été faite avec ceux de la littérature.

De plus, le chapitre 5 proposera une nouvelle topologie du chemin de croisement et de la matrice de Butler. Pour couronner le tout, une antenne à fente large bande en GIS, qui est une partie importante du système à multifaisceaux, sera étalée dans ce chapitre. Le choix de cette antenne a été dicté par la facilité à être intégrée avec les autres circuits développés. Ce chapitre se conclura sur la conception du réseau d'antennes et l'intégration du système total pour la réalisation d'un prototype pour l'application de l'antenne multifaisceaux. Finalement, les résultats expérimentaux viendront pour compléter la conclusion de cette nouvelle topologie.

Cette thèse prendra fin par un chapitre où seront présentés un récapitulatif des travaux réalisés et des contributions de cette thèse, ainsi que les perspectives de développement possibles pour des travaux futurs.

## 1.5 Contributions

Cette thèse se veut une contribution importante dans le domaine des télécommunications et aura pour but de démontrer la faisabilité de la conception d'une antenne multifaisceaux utilisant la technologie GIS dans la bande X. Elle touchera deux parties : la réalisation de la matrice de Butler (diviseur de puissance, de déphaseur  $45^\circ$  et le chemin de croisement) et le réseau d'antennes. De manière explicite, nos contributions sont :

### **Coupleurs directionnels et diviseur de puissance**

- 1- Développement de trois coupleurs directionnels en GIS utilisant la méthode de Hans Bethe. Les facteurs de couplage obtenus sont de 25dB, 15dB et 13dB dépendant du nombre d'orifices placés linéairement sur le mur commun entre les deux guides GIS. Ils ont été fabriqués et validés pour un fonctionnement à 10GHz. Les résultats de mesures obtenus corroborent ceux simulés dans la bande fréquentielle allant de 9GHz à 12GHz, soit 30 % de bande passante.
- 2- Mise au point d'un coupleur directionnel 10dB et d'un diviseur de puissance avec un nouveau concept de trois paires de fentes circulaires. Ce concept permet d'augmenter le niveau de couplage sans pour autant rendre plus grande la taille du circuit. Fabriqué au sein du CRC (Centre de Recherches sur les Communications au Canada), les résultats mesurés corroborent ceux simulés dans la gamme de couplage entre 9GHz et 12GHz soit 30% de bande passante. Le diviseur obtenu nous permettra non seulement de réaliser notre matrice de Butler mais surtout d'apporter une contribution importante dans ce domaine.

### **Déphaseur 45°**

Mise au point d'un circuit déphaseur 45° original en GIS utilisant la technique de deux rivets inductifs fixes et asymétriques. Cette méthode a été validée à la fréquence 10GHz. Les résultats obtenus sont intéressants en termes de bande passante et de taille (le circuit est plus performant que celui développé ultérieurement par notre groupe de recherche

### **Chemin de croisement**

Développement d'une nouvelle topologie de chemin de croisement. Cette topologie a été dictée pour des raisons d'intégration et de conformité avec notre structure à deux couches et la technologie GIS. Le but serait de passer d'une couche à une autre à travers deux vias et deux fentes circulaires au niveau du plan de masse pour transférer le maximum de puissance d'un port à l'autre en utilisant des lignes de transmission avec de faibles pertes. Cette topologie assure la compatibilité entre les deux technologies GIS et LMR. Le GIS nous prouve

encore une fois son intégrabilité avec les autres technologies. En tenant compte d'un coefficient de réflexion au dessous de -20dB, les résultats obtenus en simulation ont été validé expérimentalement sur toute la bande X, soit 40% de bande passante.

## Antenne

Une antenne à fente avec 8,5% (850MHz) de bande passante en GIS a été conçue. Des résultats, montrant de bonnes performances dans la bande X, nous ont encouragé à réaliser un réseau d'antennes en GIS pour finaliser le projet. Également, nous nous consacrons à la description de la méthode de conception ainsi qu'aux résultats obtenus lors des mesures du prototype fabriqué.

## Réseau d'antennes multifaisceaux

La combinaison des circuits précédents a permis de réaliser la matrice de Butler, d'intégrer par la suite celle-ci dans un réseau d'antennes et enfin de développer un nouveau prototype d'une antenne multifaisceaux.

## Publications

### Articles de revue

- ✚ **M. MBAYE**, L. TALBI, K. HETTAK and A. KABIRI, "Design of 15 dB directional coupler using substrate-integrated waveguide technology", *Microwave and Optical Technology Letters*, 54: 970–973, 2012.
- ✚ **M. MBAYE**, L. TALBI and K. HETTAK, "Design of a multilayered directional coupler using substrate-integrated waveguide", *Microwave and Optical Technology Letters*, 2013 (**Accepté**).
- ✚ **M. MBAYE**, L. TALBI and K. HETTAK, "Improved size of substrate integrated waveguide multi-aperture directional 3dB coupler design", 2013 (**Soumis**).

- ✚ **M. MBAYE**, J. HAUTCOEUR, L. TALBI and K. HETTAK, "Bandwidth Broadening of Dual-Slot Antenna in Substrate Integrated Waveguide", *IEEE, Antennas Wireless and Propagation Letters*, 2013 (**Accepté**).
- ✚ J. HAUTCOEUR, **M. MBAYE**, L. TALBI and K. HETTAK, "A Novel Two-Layer Low Profile 23 GHz Microstrip Array fed by slots in a SIW for Wireless Backhauling Applications", *IEEE, Transaction on Antennas and Propagation*, 2013 (**Soumis**).
- ✚ **M. MBAYE**, L. TALBI and K. HETTAK, "Size Reduction of  $\lambda/8$  SIW Using Two Asymmetrical-Posts 45° Delay In X-Band", *IEEE, Microwave Wireless and Component Letters*, 2013 (**Soumis**).
- ✚ **M. MBAYE**, L. TALBI and K. HETTAK, "Novel Design of Double-layer Structure Compact Butler Matrix in SIW Technology for X-Band Applications", *IEEE Transaction on Microwave and Techniques*, 2013 (**Soumis**)

## Nationale

- ✚ Conférence au mois de mai dans le cadre du 79e Congrès de l'Acfas, qui s'est tenu à l'Université de Sherbrooke et à l'Université Bishops du 9 au 13 mai 2011, Titre du sujet : Conception des coupleurs directionnels avec la technologie GIS (guide d'onde intégré au substrat)
- ✚ Concours étudiants de posters 2011 dans le cadre des journées du Centre de Recherche En Électronique Radiofréquence (CRÉER) : 14 & 15 septembre 2011. Titre du poster : Conception d'un réseau d'antennes avec la technologie GIS (guide d'onde intégré au substrat)



## CHAPITRE II

---

# RÉPARTITEURS DE FAISCEAUX RF (BEAMFORMING MATRIX) : ÉTAT DE L'ART

### 2.1 Introduction

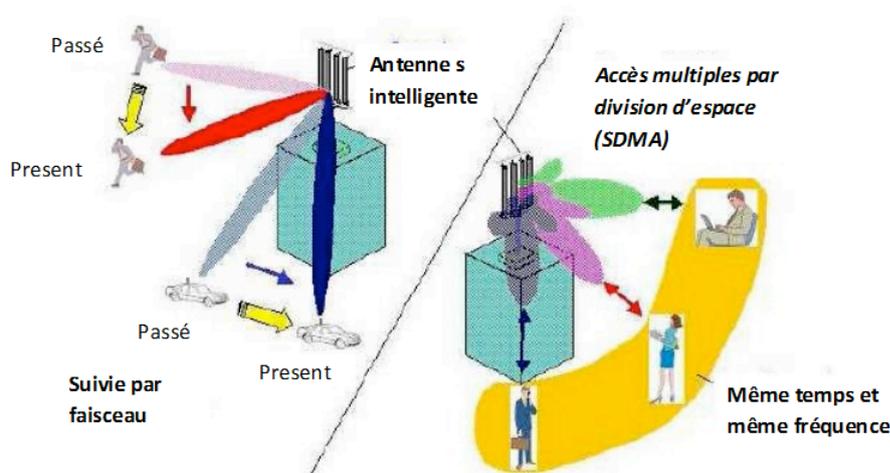
Les systèmes de communications sans fil imposent des contraintes très sévères en termes de capacité du canal par voie radio afin de surmonter les problèmes de surcharge du spectre de fréquence dû au nombre important d'abonnés des systèmes radio mobiles, l'amélioration de la qualité de transmission tout en gardant les niveaux d'interférences et multi-trajets assez faibles. Ces systèmes présentent aussi des insuffisances pour accomplir des fonctions complexes comme le balayage électronique, la conformation en temps réel du diagramme de rayonnement (système de brouillage Contre-mesures Électroniques (CME)) ou encore le pointage électronique. De telles contraintes ont rendu les réseaux d'antennes multifaisceaux essentielles dans les systèmes de télécommunications.

Bien que cela dépende fortement de l'environnement de propagation, les avantages de ces types d'antennes sont multiples. En effet, on parle d'annulation des brouillages co-canal, d'augmentation de la portée grâce au gain obtenu par l'antenne réseau, de limitation de la dispersion des retards en réduisant les trajets multiples, d'augmentation de la capacité à transmettre et recevoir le signal et la diversité angulaire en exploitant les angles d'arrivée des différents trajets reçus. À cela s'ajoute le fait que, dans les systèmes utilisant des antennes traditionnelles, les transmissions omnidirectionnelles de fréquences radios (RF) sont soumises aux interférences et donc à une qualité plutôt médiocre. En effet, même si la couverture omnidirectionnelle est importante peu importe l'emplacement de l'utilisateur, ce type de couverture pollue l'environnement électromagnétique en rayonnant de la puissance dans des directions inutiles. Les systèmes d'antennes multifaisceaux déterminent l'emplacement des utilisateurs et essaient de concentrer et de recevoir l'énergie seulement dans les directions souhaitables et, donc dans un rayonnement plus directif.

Dans ce chapitre, nous faisons le point sur les antennes multifaisceaux

dans les domaines de télécommunications, sur leurs intérêts et leurs domaines d'utilisation. Après avoir mis en évidence l'avantage des antennes multifaisceaux, nous présenterons les caractéristiques des répartiteurs de faisceaux analogiques.

Au terme d'une comparaison entre ces répartiteurs, nous devons cependant sélectionner une technique de répartiteurs selon des critères fixés. Il sera ensuite primordial de choisir le répartiteur de faisceaux susceptible d'être le plus performant dans la technique adoptée. **La figure 2.1** illustre deux exemples de technologies d'antennes multifaisceaux.



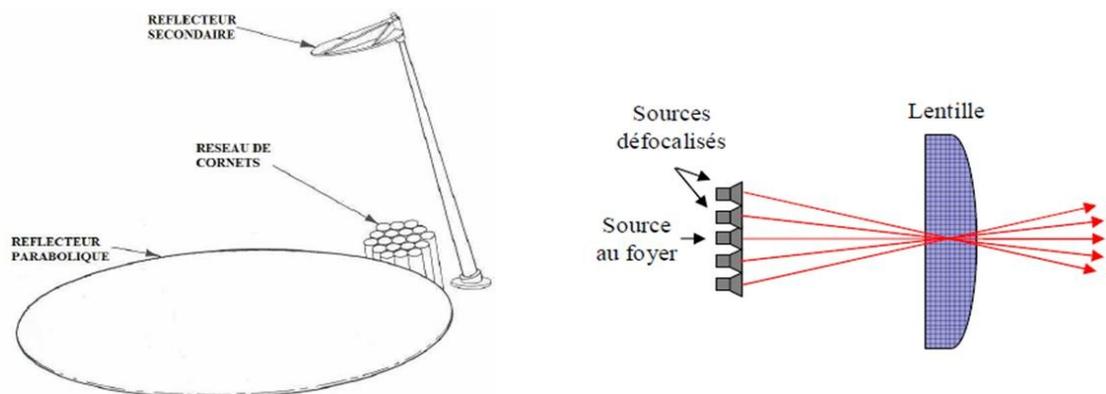
**Figure 2.1** - Exemples des antennes intelligentes : suivie de mouvement et fourniture de différents services simultanément pour des différents utilisateurs.

## 2.2 Les antennes multifaisceaux dans les systèmes de télécommunications

Nous devons le développement des antennes multifaisceaux aux systèmes à balayage électronique de faisceau, systèmes utilisant un multiplexage entre les différents faisceaux de l'antenne pour obtenir l'agilité de faisceau requise par la fonction de balayage. Il convient de signaler que la potentialité des antennes multifaisceaux a été reconnue dès la mise en œuvre de la première antenne à réflecteur en 1888 (**Voir Figure 2.2**). Cela a permis aux antennes multifaisceaux des années 1980 d'être conçues à base de réflecteurs excités par un réseau de cornets (par exemple, l'antenne du satellite DSCS (Defense Satellite Communication System) III).

Dépourvu de tout mouvement mécanique, le diagramme de rayonnement des antennes multifaisceaux variable peut s'adapter à des tâches désirées telles que le changement de la zone de surveillance et la suppression des signaux interférents [2]. Par conséquent, cette flexibilité est importante dans les systèmes antennaires terrestres et spatiaux.

Plus récemment, les télécommunications terrestres et spatiales ont ouvert une autre application aux antennes multifaisceaux avec le système AMRS (accès multiple à répartition spatiale), les faisceaux multiples étant utilisés pour subdiviser un secteur angulaire donné et pour accroître ainsi la capacité du système de communication.



**Figure 2.2** - Principe des multifaisceaux avec un système focalisant [2].

Nous abordons maintenant les caractéristiques fondamentales des antennes multifaisceaux.

### 2.2.1 Assemblage d'un système antenne multifaisceaux

Une antenne multifaisceaux peut se présenter sous différentes formes. Cependant elle comporte toujours les éléments ci-dessous :

- ❖ **Les sources rayonnantes** : L'antenne multifaisceaux la plus élémentaire consiste à positionner plusieurs antennes cornets comme sources défocalisées devant un même réflecteur. La position de l'antenne cornet considérée comme la source du foyer dans le plan focal induit naturellement un dépointage et on obtient ainsi autant de faisceaux que

de sources défocalisées. En l'occurrence, une antenne multifaisceaux peut être formée d'une lentille excitée par un réseau de cornets, un réflecteur illuminé par un réseau de cornets, un réseau planaire, etc....

- ❖ **Le réseau de formation de faisceau** : Cette technique plus évoluée consiste à utiliser un réseau d'antennes élémentaires associé à un système d'alimentation à formation de faisceaux. Cette chaîne d'alimentation permet de répartir la puissance d'alimentation en tant que sources du réseau d'antenne selon une loi d'amplitude et de phase servant à former le lobe de rayonnement. Il peut varier d'une configuration simple réalisant la commutation des sources à des configurations plus complexes permettant la reconfiguration des faisceaux. Il peut être basé sur des déphaseurs, des fibres optiques ou un répartiteur de type circuit (ou optique).

Des développements particuliers sur les méthodologies de conception des réseaux à formation de faisceaux (Beamforming Network (BFN)) pour les systèmes multifaisceaux ont été largement étudiés. Le principal objectif recherché par ces BFNs n'a pas été de traiter plusieurs signaux différents, mais de produire un faisceau formé. Les lentilles Bootlace [13], celles de Rotman [14], les matrices de Blass [22], de Nolen [8] et de Butler [15] représentent l'un des plus importants résultats obtenus dans ce domaine. Aujourd'hui, le BFN à faisceaux multiples le plus utilisé est basée sur la matrice de Butler. Ce BFN présente des résultats optimaux en termes d'utilisation des faisceaux et du nombre minimum de composants utilisés. Il est caractérisé par plusieurs entrées, une par faisceau, et plusieurs sorties, chacune reliée à un élément rayonnant dans le cas d'un fonctionnement d'émission. Les faisceaux obtenus en excitant chaque port à part définissent le champ de vue de l'antenne multifaisceaux.

- ❖ **Le circuit de contrôle**: Il évalue les amplitudes et les phases en fonction de la tâche désirée et commande le circuit de formation de faisceaux.

### 2.2.2 Champs d'applications

Les antennes multifaisceaux peuvent être utilisées dans les systèmes de télécommunications comprenant des unités mobiles (système de poursuite) ou fixes (réseaux de desserte). Nous citerons quelques exemples de champs d'applications.

- ❖ Les antennes de réception satellite ont souvent deux ou trois faisceaux, permettant de recevoir le signal émis par deux ou trois satellites avec la même antenne (les unités fixes si les satellites sont géostationnaires) [3].
- ❖ Certaines antennes de satellites de télécommunications sont capables de générer plusieurs faisceaux simultanément. Chaque faisceau correspond à la couverture d'une zone précise de la surface terrestre [4] [5].
- ❖ Les antennes pour radars sont utilisées dans le domaine militaire et civil. Elles peuvent, par exemple, équiper un véhicule mobile chargé de détecter la position d'autres véhicules, effectuer du guidage de missile, effectuer des missions de surveillance ou encore des cartographies de terrain [5] [6].
- ❖ Des antennes multifaisceaux peuvent également équiper les stations de base des systèmes de télécommunications afin d'élargir la zone de couverture [7].

### 2.2.3 Intérêt pour des antennes multifaisceaux

Les antennes multifaisceaux apparaissent comme une solution pertinente pour augmenter la capacité d'un système de communication par multiplexage spatial (AMRS : accès multiple à répartition spatiale) : des utilisateurs dans des faisceaux différents peuvent utiliser simultanément le même système de communication. De plus, si la distance entre utilisateurs le permet, il est possible de réutiliser certaines ressources (canaux fréquentiels) dans des faisceaux suffisamment disjoints afin de limiter les interférences.

L'intérêt de cette application est d'autant plus significatif dans le domaine des télécommunications spatiales où les ouvertures rayonnantes et les ressources en radio fréquentiel sont naturellement très limitées à bord d'un satellite [8].

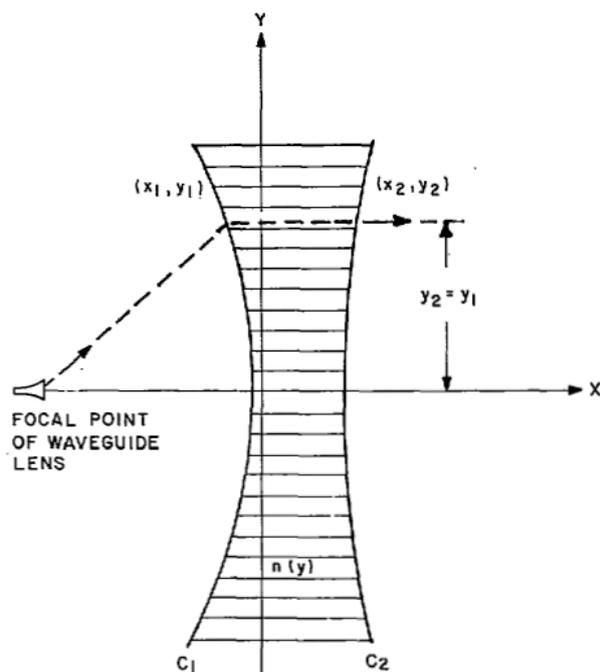
Le domaine d'utilisation ainsi que l'intérêt de ces types d'antennes sont maintenant bien connus. La partie suivante est consacrée à la présentation des formateurs de faisceaux par voie quasi-optique et par voie circuit. Cette dernière est la thématique de ce manuscrit.

## 2.3 Revue des exemples de formateurs de faisceaux par voie quasi-optique

On retrouve plusieurs systèmes de types quasi-optiques. On peut en citer quelques-un comme les réflecteurs hybrides [9], la lentille de Ruze [10], celle de Luneberg [11], celle de R-KR [12], etc. Toutefois, les types quasi-optiques les plus connus demeurent la lentille de Bootlace [13] et celle de Rotman [14] que nous allons présenter dans cette section et qui sont à la base des BFNs.

### 2.3.1 Lentille de Bootlace

Inventée en 1956 par H. Gent [13], la lentille de Bootlace est composée des ports d'alimentation d'un côté et d'une lentille de l'autre côté. Il existe une zone de transmission homogène d'ondes planaires entre les deux ports. La **Figure 2.3** nous montre le système de la lentille de Bootlace. Le principe de fonctionnement de ce type de lentille est le suivant : l'énergie est assignée par le déphasage des lignes de transmission ajustant ainsi ses paramètres de balayage et par la suite elle est re-rayonnée à l'avant de la face des lentilles.



**Figure 2.3** - Schéma d'une lentille de Bootlace à base de guide parallèle [13].

### 2.3.2 Lentille de Rotman

Un autre BFN à faisceaux multiples commun est connu sous le nom de lentille de Rotman. Ce BFN a ce nom grâce à une mise en œuvre très populaire de telles lentilles développées avec la technologie planaire micro-ruban, par Rotman en 1963 [14].

#### Principe de fonctionnement :

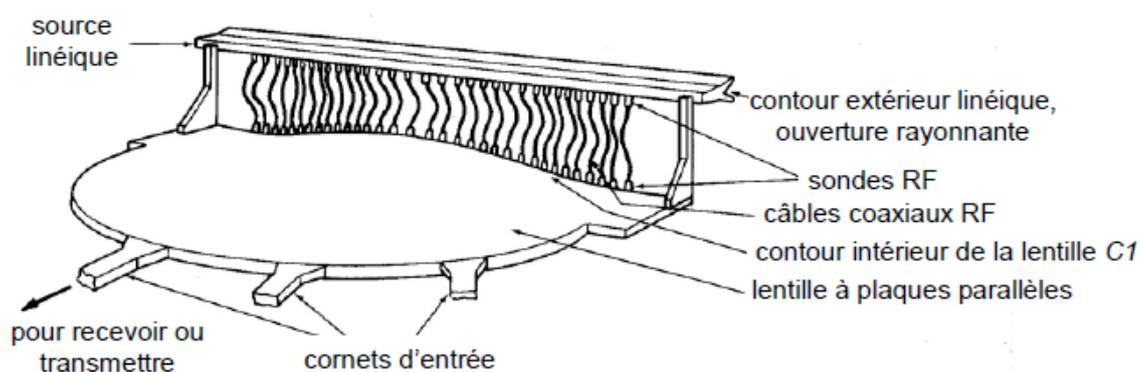
Avec l'addition d'un réseau d'alimentation fixe pour les ports du faisceau, la lentille de Rotman BFN est dérivée de la modification de la lentille de Bootlace et basée sur les principes de l'optique géométrique. Le mode de fonctionnement d'une lentille de Rotman fait que les ports d'entrée ou de sortie, selon que l'on est en émission ou en réception, alimentent l'intérieur d'une cavité plate dont la périphérie est convenablement définie. L'excitation d'un port d'entrée produit une distribution d'amplitude approximativement uniforme et une déclivité de phase linéaire (gradient de phase constant) aux ports de sortie. La contrainte de longueur de chemins égaux jusqu'au front de l'onde réelle assure que la direction des faisceaux émis reste invariable avec la fréquence. La lentille est donc un véritable dispositif à retard de temps.

La forme de la cavité, aussi bien que les positions et la taille des ports, déterminent le niveau des ondulations de distribution. Le succès, en fait, d'une conception d'une lentille de Rotman est de minimiser ce niveau d'ondulation sur une large bande de fréquences. La taille des ports est généralement inférieure à une demi-longueur d'onde correspondant à la plus haute fréquence d'utilisation, afin de ne pas exciter les modes d'ordre supérieur et, par conséquent, de ne pas augmenter les pertes d'insertion.

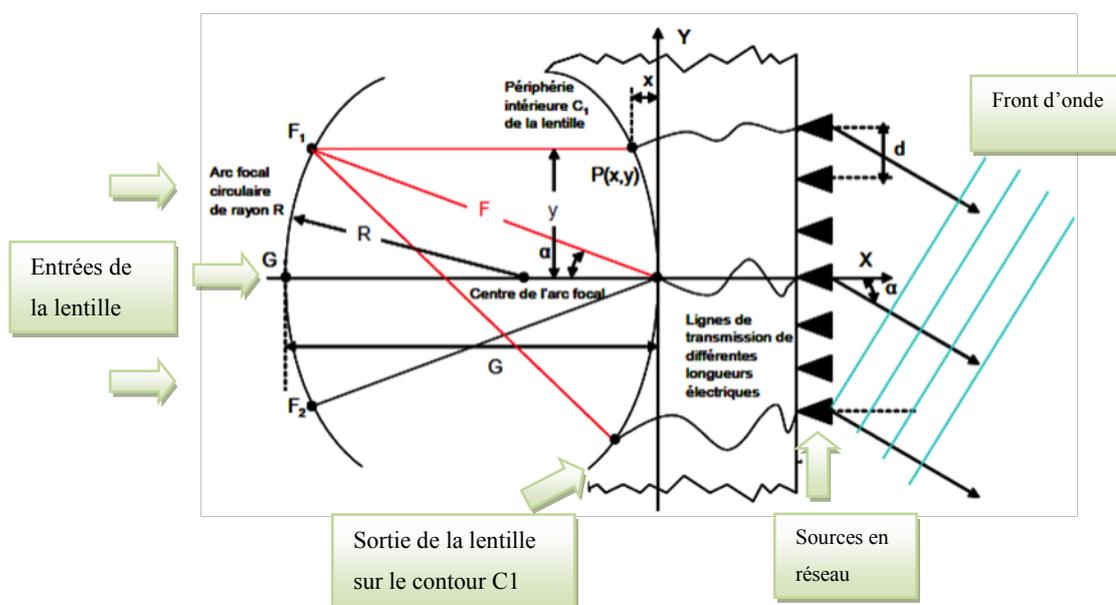
#### Description :

La première lentille de Rotman est apparue au début des années soixante comme le montre la **Figure 2.4**, et sa géométrie est basée sur les équations générales de Gent pour la génération du contour intérieur  $C1$  [13]. Le modèle expérimental utilisait alors un guide d'onde à plaques parallèles avec les ports d'entrées et les ports du réseau d'antennes distribués à la périphérie des contours opposés. Le schéma d'une lentille Rotman à deux dimensions est

illustré dans la **Figure 2.5** [15]. Cette lentille, dont la hauteur entre les deux plaques est inférieure à  $\lambda/2$  ( $\lambda$  : longueur d'onde) afin de stimuler uniquement un mode de propagation TEM, possède trois foyers situés sur l'arc focal circulaire d'entrée de la lentille dont deux ( $F_1$ ,  $F_2$ ) sont de part et d'autre de son axe de symétrie et définis par l'angle  $\alpha$ , le troisième  $G$  siégeant sur l'axe lui-même. Ces trois points produisent un gradient de phase parfait sur le réseau. En d'autres mots, les autres ports d'entrées subissent des petites aberrations de phase (perte du gradient de phase).



**Figure 2.4** - Première lentille de Rotman [7].



**Figure 2.5** - Paramètre de la lentille Rotman en technologie micro-onde [15].

### Avantages et Inconvénients :

La lentille de Rotman présente beaucoup d'avantages car elle offre une certaine liberté de conception avec de nombreux paramètres à ajuster. Elle bénéficie de l'obtention d'une quantité appréciable de faisceaux et elle dispose surtout d'un système stable en fréquence. Bien qu'elle soit intéressante du point de vue de la stabilité en fréquence, elle engrange néanmoins beaucoup d'inconvénients:

- le nombre important de paramètres à régler peut poser des complications au niveau de la conception;
- la difficulté à maîtriser le couplage entre chaque port d'entrée;
- l'inexistence des faisceaux orthogonaux ;
- le manque de précision du choix de la direction du faisceau;
- la taille du système qui est assez importante;
- et enfin, la bande passante très étroite.

D'ailleurs, ce dernier aspect a suscité de nombreuses analyses et adaptations au cours du temps [16]-[17] et une comparaison des différentes performances a été précisée [18]. L'expérimentation en technologie micro-ruban et tri-plaque [19]-[20] a été réalisée. Ses avantages majeurs sont la réduction de la taille de la lentille avec un substrat diélectrique fort et une simplification du procédé de réalisation par gravure. Cependant, deux facteurs significatifs réduisent les performances d'une lentille imprimée par rapport à celles d'une lentille en guide d'ondes : l'absorption des ondes électromagnétiques sur les parois latérales et la disposition des ports d'entrée de la lentille.

Deux des types des répartiteurs de faisceaux de type quasi-optique, la lentille de Bootlace et celle de Rotman ont été traités. Nous allons passer maintenant aux formateurs de faisceaux de types circuits : la matrice de Blass, la matrice de Nolen et la matrice de Butler.

## 2.4 Revue des exemples de formateurs de faisceaux par voie circuit

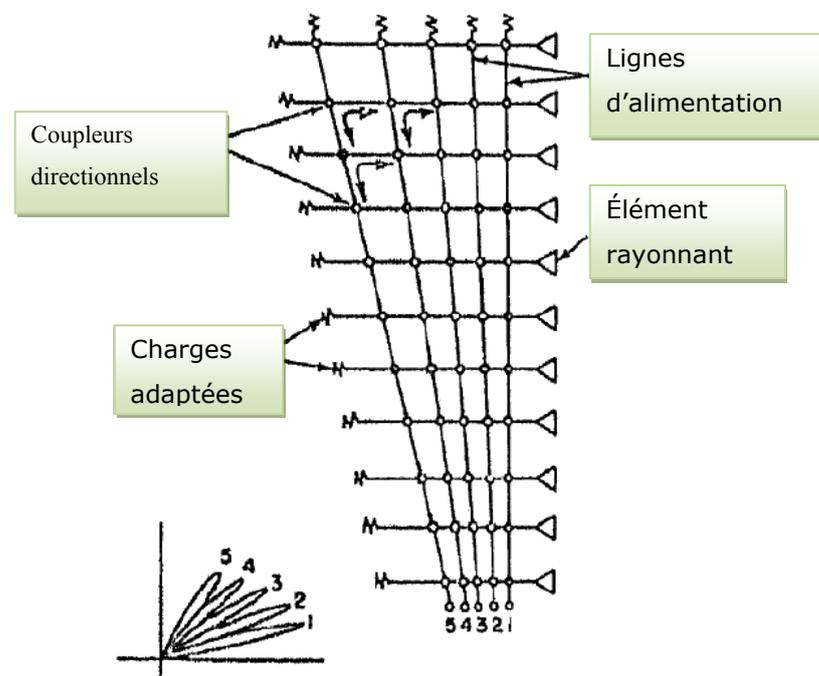
En dépit des matrices formées sur la base des lentilles de type Rotman et Bootlace, plusieurs autres BFN à multifaisceaux ont été développés. Quelques

bons exemples de BFNs de type circuits qui présentent les caractéristiques de comportement sont à la fois les matrices de Blass, de Nolen et de Butler décrites ci-dessous.

### 2.4.1 Matrice de Blass

#### Principe de fonctionnement :

Étant considérée comme une structure de treillis, la matrice de Blass [21]-[22] est un réseau d'alimentation en série. À l'aide de coupleurs directionnels, des lignes transversales ("through line") sur les lignes de ramification ("branch line") permettent de diminuer séquentiellement la puissance. **La Figure 2.6** illustre le diagramme en bloc de la matrice de Blass.



**Figure 2.6** - Schéma de la matrice de Blass [15].

Ces coupleurs déterminent la distribution en amplitude du réseau d'antennes et par conséquent le niveau des lobes secondaires des diagrammes de rayonnement. Un déphaseur ou un ajusteur de ligne situé entre deux coupleurs directionnels dans la ligne transversale permet un changement de phase important et contribue à la création du gradient de phase entre chaque

port de sortie.

Les ports de sorties spécifiés sont excités par les coupleurs et les longueurs de ligne. Le diagramme de rayonnement désiré est atteint sans difficulté pour le port 1 d'entrée de la matrice alors que le port 2 sera affecté par le réseau d'alimentation du port 1. Toutefois, on se souviendra que plus les faisceaux sont éloignés les uns des autres, moins l'interaction entre les différentes lignes d'alimentation se fera ressentir. Même si la matrice possède une grande souplesse pour la pondération de ses éléments rayonnants, le nombre de composants mis à sa disposition est conséquent. **Les Figures 2.7 et 2.8** nous montrent le schéma fonctionnel et les détails d'un nœud de la matrice de Blass à M entrées.

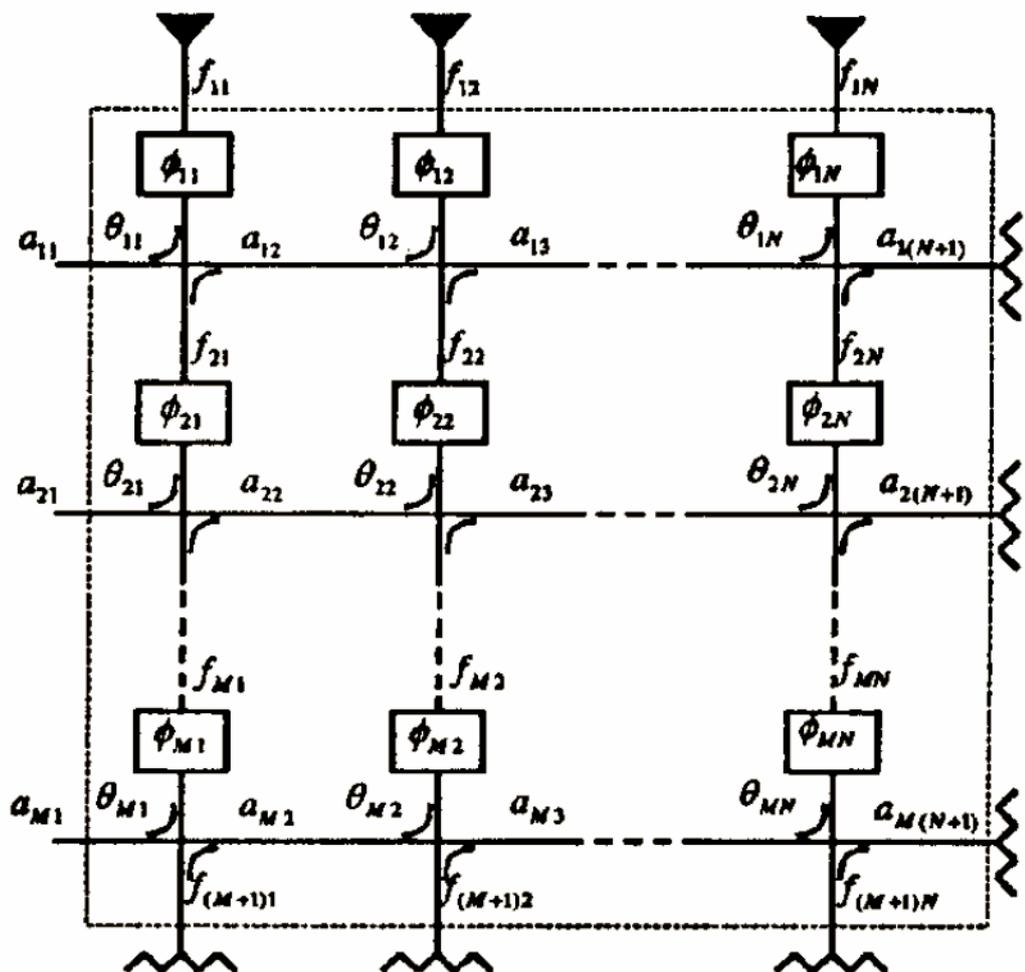
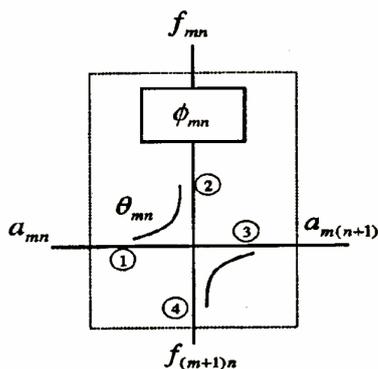


Figure 2.7 - Schéma fonctionnel de la matrice de Blass à M entrées [16].



**Figure 2.8** - Détail d'un nœud de la matrice de Blass à M entrées [16].

### Applications :

La matrice de Blass offre l'usage de diverses technologies. Ainsi des versions en guide d'ondes ont été développées, comme par exemple pour des applications d'imagerie satellite à l'aide d'un radar à synthèse d'ouverture (SAR) [23]. Récemment, une réalisation optique de la matrice de Blass, basée sur une structure en guide d'onde de substrat opérant entre 18 et 26 GHz, a été menée pour un système photonique de réseau d'antennes à déphasage [24].

### Avantages et Inconvénients :

Les principaux avantages d'utilisation de la matrice de Blass sont les suivants:

- la disposition d'intercommunication du circuit est simple car il n'y a pas de croisements et pas de circuits multicouche nécessaires (procédé de fabrication aisé) pour un grand réseau;
- les faisceaux formés sont produits en jouant sur les rapports de couplage des coupleurs directionnels (la pondération en amplitude est possible pour chaque faisceau);
- et le temps de retard assure une certaine constance des faisceaux avec la fréquence.

Même si la matrice engrange beaucoup d'avantages, il n'empêche que certains concepteurs ou chercheurs ne la choisissent pas comme application BFN. Parmi les désavantages qui empêchent bien souvent de sélectionner cette matrice sont :

- la conception devient complexe avec un nombre important d'éléments de réseau et/ou d'entrées car, pour chaque port d'entrée de la matrice, les coupleurs directionnels diffèrent et leurs coefficients de couplage varient;
- le nombre de coupleurs devient vite important et cela implique donc un plus grand coût en matériel et un poids intolérable;
- Plus le nombre de faisceaux augmente, plus l'interaction entre les différentes lignes transversales est grande, ce qui rend les réseaux beaucoup plus difficiles à concevoir.

#### 2.4.2 Matrice de Nolen

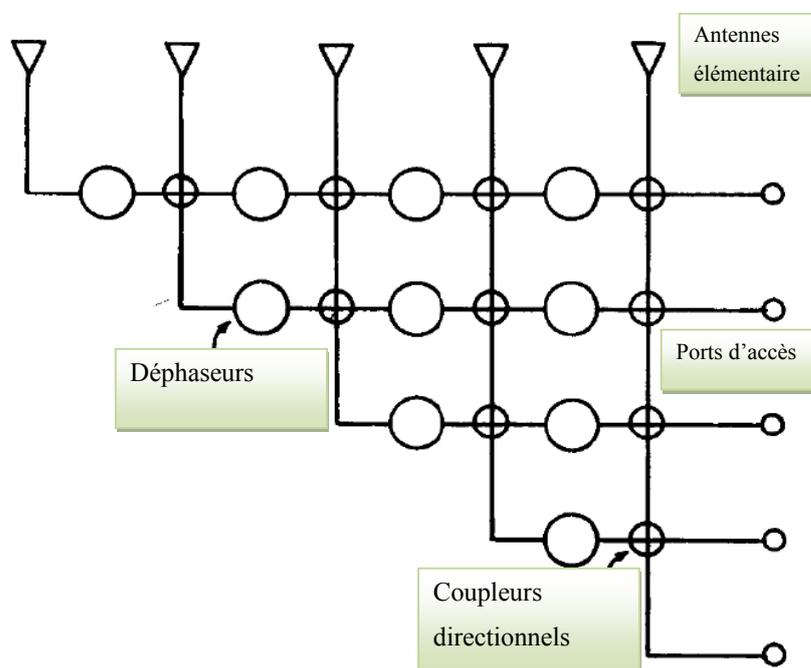
##### Définition :

Décrit pour la première fois dans le rapport de thèse de Nolen publié en 1965, la matrice porte son nom. Elle peut être considérée comme la combinaison de la matrice de Butler avec celle de Blass. Les éléments d'antenne sont couplés aux M ports de faisceau comme représenté dans la **Figure 2.8**. Elle peut avoir un nombre d'éléments d'antennes différents du nombre de ports de faisceau comme la matrice de Blass. Autrement dit, la matrice de Nolen est constituée d'un ensemble de voies RF reliées aux ports d'entrée croisant un ensemble de voies RF reliées aux ports de sorties. Chaque croisement comporte un coupleur directionnel et un déphaseur, tel qu'illustré sur la **Figure 2.9**. Les déphaseurs et les coupleurs hybrides constituent le réseau de Nolen [8]. Cette description est très similaire à celle des matrices de Blass. On pourrait dire que la matrice de Nolen est une version orthogonale ou sans pertes de la matrice de Blass car les coudes disposés selon la diagonale terminent les voies d'alimentation, permettant ainsi de supprimer les charges adaptées présentes dans la matrice de Blass.

##### Avantages et Inconvénients :

Il ressort de la structure de la matrice qu'aucun croisement de voies n'est nécessaire, ce qui pourrait être avantageux pour des réalisations planaires. Par contre, ces matrices présentent plus de composants par voie RF que les matrices de Butler si l'on ne prend pas en compte les croisements de voies RF pour ces dernières. Cette matrice est rarement utilisée dû aux difficultés d'ajuster le

réseau et à cause de son coût. Elle est réputée aussi difficile à dimensionner et plus complexe que ses équivalentes.



**Figure 2.9** - Schéma fonctionnel de la Matrice de Nolen [17].

### 2.4.3 Matrice de Butler

#### Un peu d'histoire :

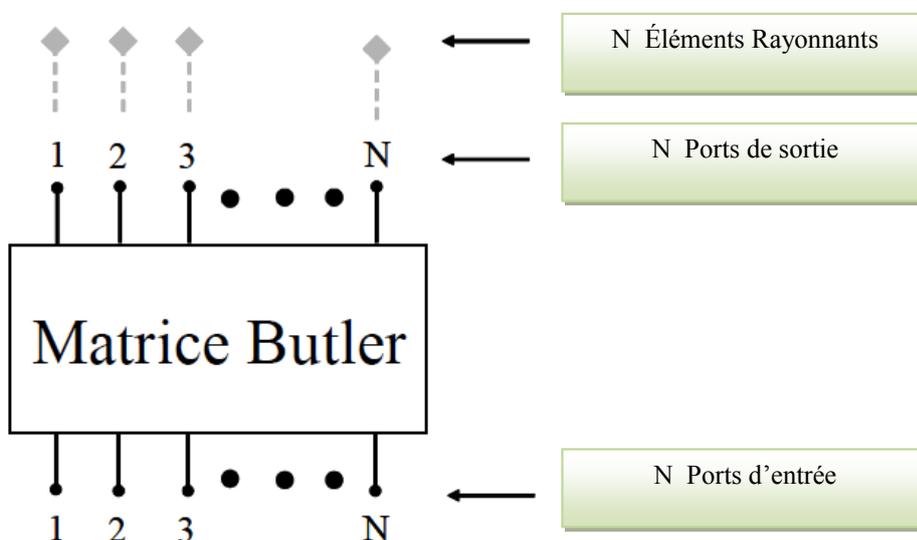
En référence à l'article de Jesse Butler publié en 1961 [25], nous utilisons la nomination la plus répandue de matrice de Butler dans cette thèse. Toutefois, une petite précision s'impose pour le respect de l'histoire et pour la science. Un mois avant la parution de l'article de Butler, un certain Shelton présentait la même solution de matrices orthogonales [26], d'où l'appellation parfois rencontrée de matrices de Shelton-Butler pour désigner ces mêmes matrices. Néanmoins, un rapport interne de la société Sanders Associate écrit par Butler et datant de janvier 1960 est présenté par certains articles comme une référence antérieure [27]. Avec des orientations différentes, il semble que ces deux équipes aient travaillé sur la même idée en même temps.

Les travaux réalisés par Butler ont donné naissance à des réseaux planaires et le concept est identifié pour des réseaux linéaires. Il les a associés à un système d'alimentation complémentaire permettant la formation d'une loi en amplitude caractérisée par une distribution en cosinus pour réduire les lobes secondaires. À cela s'ajoute que Butler a pu présenter les résultats de mesures de ses prototypes réalisés dans différents laboratoires.

Shelton, quant à lui, a cherché à généraliser le concept identifié avec des coupleurs 4 ports à des matrices à base de composants à 6, voire 8 ports. Ces travaux n'ont pas mené à des réalisations pratiques, du moins à notre connaissance.

#### Principe de fonctionnement :

Ce dispositif réciproque est un agencement de coupleurs hybrides avec  $N$  entrées et  $N$  sorties, où  $N$  en général est une puissance de 2, et produit  $N$  faisceaux orthogonaux différents. Il est le meilleur choix pour les réseaux d'alimentation à multiples faisceaux. Leur importance est liée au fait qu'avec un seul circuit, il est possible d'alimenter un réseau d'éléments rayonnants et de choisir l'angle de pointage dépendant du port d'entrée. Cet important intérêt est acquis pour sa possibilité d'utilisation dans les applications des antennes intelligentes. La **Figure 2.10** illustre le schéma bloc d'une matrice de Butler.



**Figure 2.10** - Schéma bloc d'une matrice de Butler.

Contrairement à la matrice de Blass (système série), celle de Butler est un système parallèle qui est composé de jonctions. Ces dernières connectent les ports d'entrées aux ports de sortie par des lignes de transmission de longueur égale. De manière identique à la FFT (Fast Fourier Transform), les pondérations de sortie du schéma de la matrice de Butler sont données par :

$$B_{nm} = \frac{e^{j\left\{\left[n-\frac{N+1}{2}\right]\left[m-\frac{N+1}{2}\right]\frac{2\pi}{N}\right\}}}{\sqrt{N}} \quad (2.1)$$

où  $B_{nm}$  représente l'amplitude du champ du  $n^{\text{ième}}$  élément rayonnant lorsque le port  $m$  est activé par un signal d'amplitude unitaire et de phase nulle, et où  $N$  est le nombre d'éléments rayonnants [5].

Le signal d'alimentation, introduit à un port d'entrée, est divisé en signaux d'amplitudes égales aux  $N$  ports de sortie. Le réseau combine les signaux dans  $N$  chemins différents pour produire  $N$  faisceaux. Pour une matrice de Butler  $N \times N$  ( $N=2^n$  avec  $n>1$  et  $N$ : nombre de ports) employant des coupleurs hybrides et les déphaseurs ( $N(n-1)/2$ ) sont utilisés dans une topologie de matrice symétrique. Chaque port d'entrée est associé à une phase linéaire spécifique  $\varphi$  au niveau des ports de sorties d'orientation. Par conséquent, le faisceau principal correspond à une direction  $\theta_0$  tel que :

$$\theta_0 = \sin^{-1}\left(\frac{\lambda_0}{d_s} \frac{\varphi}{2\pi}\right) \quad (2.2)$$

$$\varphi = (2m-1)\frac{\pi}{N}, \quad m \text{ entier}, m \in [1-N/2, N/2] \quad (2.3)$$

où :  $m$  est assigné à chaque port d'entrée

$d_s$  : la distance entre les éléments rayonnants

$\theta_0$  : l'angle fait par le faisceau  $m$  avec la normale au réseau d'antennes

$\lambda_0$  : la longueur d'onde dans l'air

$\varphi$  : le gradient de phase entre deux éléments rayonnants consécutifs

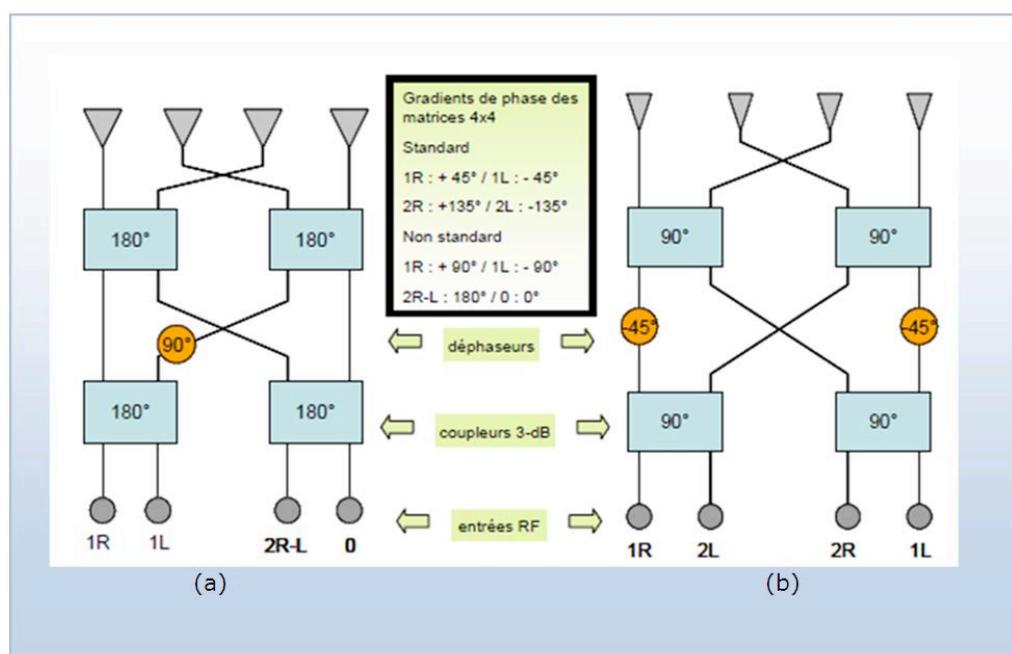
Nous observons que l'angle de dépointage d'un faisceau  $\theta_0$  dépend bien de la distance  $d$  entre les antennes élémentaires.

La matrice de Butler est constituée de trois composants essentiels, à savoir, les coupleurs directionnels (3dB), les déphaseurs  $45^\circ$  et les chemins de croisement. Il existe deux types de coupleurs hybrides. Selon le déphasage de des ports de sorties des coupleurs hybrides, nous avons deux types de matrices de Butler comme l'illustre la **Figure 2.11**.

Famille des matrices de Butler :

En fonction du type de coupleur utilisé, on distingue aussi deux grandes familles de matrices de Butler (**Figure 2.11**) :

- Les matrices standards (**Figure 2.11(a)**), employant des coupleurs hybrides ( $3\text{dB}/90^\circ$ ), dont les faisceaux générés sont situés de part et d'autres de la normale au plan contenant les éléments rayonnants;
- Les matrices non standards (**Figure 2.11(b)**), utilisant des coupleurs hybrides ( $3\text{dB}/180^\circ$ ), dont les faisceaux générés dans le plan contenant les éléments rayonnants et qui sont aussi situés de part et d'autres de la normale. Cependant, elles possèdent deux faisceaux supplémentaires, l'un dans l'axe principal correspond à la normale au réseau d'antennes, et l'autre à un faisceau rasant qui pointe à l'horizon.



**Figure 2.11** - Schéma d'une matrice de Butler : (a) Matrice non standard. (b) Matrice standard.

Mais, il faut souligner que le concept de la matrice standard est plus intéressant que celui de la matrice non standard du fait de sa symétrie et surtout parce qu'il produit des déphaseurs de type  $2n\pi$ .

### Avantages et Inconvénients :

La matrice de Butler possède quelques avantages :

- Les faisceaux générés sont orthogonaux (combinaison optimale);
- Le niveau des chevauchements des faisceaux est constant sur l'angle de balayage qu'elle fournit avec la fréquence. Cela permet une bonne couverture avec un gain.

Par contre, elle renferme des inconvénients :

- Pas de pondérations d'amplitude ajustables et les niveaux des lobes secondaires sont fixés dès que le nombre de faisceaux désiré est choisi;
- Le pointage et l'ouverture à mi-puissance du faisceau varient avec la fréquence;
- Le nombre de chemin de croisements croît à une vitesse prodigieuse avec celui des faisceaux.

## 2.5 Comparaison entre les différentes techniques de formation de faisceaux: Choix de la matrice

Après avoir présenté l'intérêt des antennes multifaisceaux et les différents types de répartiteurs de faisceaux, nous allons entamer une comparaison selon un certain nombre de critères que nous avons établi. Cette sélection se fera selon des critères de coût, de complexité, de performances (pertes, orthogonalité des faisceaux...), de difficulté de conception et surtout de compacité du système.

Tout d'abord, nous devons préciser que notre choix est porté sur les répartiteurs de types circuits car les répartiteurs de types quasi-optique souffre une efficacité faible due aux pertes de débordements et surtout de couplage très élevé entres les ports adjacents [14], [28], [29].

Comme nous nous intéressons aux répartiteurs de formation de faisceaux orthogonaux de type circuits, nous allons considérer pour notre comparaison les matrices de Butler et de Nolen car elles seules sont sans pertes du sens de l'orthogonalité des faisceaux qu'elles produisent. L'orthogonalité de la matrice est définie au sens du produit scalaire hermitien. Le **Tableau 2.1** illustre le résumé des avantages et des inconvénients des deux différentes structures pour la formation des faisceaux : Structure multifaisceaux non-orthogonales et Structure multifaisceaux orthogonales. Nous nous focalisons sur les matrices multifaisceaux orthogonales.

	Avantages	Inconvénients	
Matrice de Blass	<ul style="list-style-type: none"> <li>▪ Disposition très simple.</li> <li>▪ Flexibilité totale en amplitude et en phase.</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Conception très complexe.</li> <li>▪ Nombre de coupleurs.</li> <li>▪ Interaction entre les lignes transverses.</li> </ul>	Structures multifaisceaux non-orthogonales
Matrice de Nolen	<ul style="list-style-type: none"> <li>▪ pas de croisement</li> <li>▪ Taille</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>▪ Dimensionnement</li> <li>▪ complexité</li> </ul>	
Matrice de Butler	<ul style="list-style-type: none"> <li>▪ Faisceaux orthogonaux</li> <li>▪ chevauchements des faisceaux</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>▪ Pas de pondérations d'amplitude</li> <li>▪ Le pointage et l'ouverture</li> <li>▪ Nombre de chemin de croisement.</li> </ul>	Structures multifaisceaux orthogonales

**Tableau 2.1** - Résumé des avantages et des inconvénients des deux différentes matrices : Structure multifaisceaux non-orthogonales et Structure multifaisceaux orthogonales.

Le point important de la comparaison est le nombre de composants. Comme nous l'avons déjà mentionné, la matrice de Butler est une matrice de répartition canonique puisqu'elle réduit le nombre de composants au strict nécessaire. En contrepartie, elle introduit des chemins de croisements d'autant plus nombreux que la matrice est grande. **Le Tableau 2.2** compare le nombre de composants (coupleurs et déphaseurs) nécessaires pour les matrices de Butler et Nolen. Pour permettre une comparaison objective, les matrices de Nolen et Butler ont autant de sorties que d'entrées. Ces résultats confirment qu'une matrice de Butler nécessite moins de composants qu'une matrice de Nolen.

Il faut souligner que la matrice de Butler ne nécessite dans la conception que d'un coupleur directionnel équilibré alors que celle de Nolen peut nécessiter plusieurs coupleurs différents. Plus généralement, ces composants peuvent être vus comme des degrés de liberté dans l'optimisation des lois d'alimentation à produire.

<i>N : nombre d'entrées et de sorties</i>	<i>Matrice de Butler [8]</i>				<i>Matrice de Nolen [15]</i>		
	<i>Coupleurs</i>	<i>Déphaseurs</i>	<i>Chemins de croisement</i>	<i>Total</i>	<i>Coupleurs</i>	<i>Déphaseurs</i>	<i>Total</i>
2	1	0	0	1	1	1	2
4	4	2	2	8	6	6	12
8	12	8	16	36	28	28	56
16	32	24	88	144	120	120	240
32	80	64	416	560	496	496	992

**Tableau 2.2** - Comparaison des matrices de Butler et Nolen en nombre de composants.

La matrice de Nolen présente généralement plus de composants que la matrice de Butler. Elle offre plus de flexibilité sur le type de lois d'alimentation accessible (distribution d'amplitude uniforme ou non-uniforme, progression de phase arithmétique ou non-arithmétique). Cependant, la matrice de Nolen doit nécessairement vérifier la contrainte d'orthogonalité associée au caractère unitaire de chaque loi d'alimentation. Cette limitation de loi d'alimentation unitaire est la principale différence entre la matrice de Nolen et celle de Blass, et traduit le caractère sans pertes du réseau d'alimentation en complément de la contrainte d'orthogonalité.

Il résulte de ceci et de l'état de l'art sur les différentes techniques de formation de faisceaux, que le réseau d'alimentation analogique, susceptible d'être le plus performant pour notre antenne multifaisceaux est **la matrice de Butler** selon les critères cités plus haut.

## 2.6 Conclusion

Ce chapitre nous a permis de présenter et comparer différentes formes de réalisations des BFNs. Il en ressort que la matrice de Butler reste certainement la solution à privilégier, surtout si la technologie retenue permet de réaliser facilement les chemins de croisements RF.

La lentille de Rotman est un véritable dispositif à retard de temps car son dépointage du faisceau balayé reste quasi-invariant avec la fréquence. Bien qu'elle soit intéressante du point de vue de la stabilité de fréquence, elle engorge néanmoins, beaucoup d'inconvénients, comme, le nombre important de paramètres à régler qui peut créer des complications au niveau de la conception.

La matrice de Blass peut être intéressante lorsque le nombre de faisceaux requis est petit (environ 2 à 3 faisceaux). Au-delà, le nombre de composants devient trop important. Néanmoins, cette matrice est capable de générer des faisceaux formés par le contrôle des ratios de couplage des coupleurs directionnels, alors que la matrice de Butler et la lentille de Rotman sont principalement restreintes à des faisceaux en " $\sin x / x$ ".

La matrice de Butler peut produire un nombre plus important de faisceaux de grande qualité avec peu de composants par rapport à celle de Blass. Elle possède des faisceaux orthogonaux, ce qui implique moins de pertes, comme nous l'avons souligné. Par conséquent, elle est la meilleure candidate pour débiter une étude sur les réseaux d'alimentation pour les antennes réseaux à multiples faisceaux dans le domaine RF. Toutefois, le principal inconvénient sera l'implémentation des chemins de croisement.

Le prochain chapitre abordera, donc en détails les considérations de la technologie du guide d'onde intégré au substrat. Une démarche théorique et des simulations seront également présentées.



## RÉFÉRENCES DU CHAPITRE II

- [1] A. A. M. ALI, N. J. G. Nelson, F. COCETTI and H. AUBERT, "Design and Implementation of Two-Layer Compact Wideband Butler Matrices in SIW Technology for Ku-Band Applications," *IEEE Transactions On Antennas and Propagation*, Vol.59, No.2, pp.503-512 , Feb. 2011.
- [2] A. R. DION and L. J. RICARDI, "A variable coverage satellite antenna system," *Proceeding IEEE*, Vol.59, pp.252-262, 1971.
- [3] M. KOUBEISSI, "Étude d'antennes multifaisceaux à base d'une nouvelle topologie de matrice de Butler: Conception du dispositif de commande associé," *Thèse de doctorat-n°40-2007 Université de Limoges*, 12 Octobre 2007.
- [4] R. CHANTALAT, "Optimisation d'un réflecteur spatial à couverture cellulaire par l'utilisation d'une antenne à bande interdite électromagnétique multi-sources," *Thèse de doctorat-n°36-2003 Université de Limoges*, 3 Novembre 2003.
- [5] Y. T. Lo and S. W. LEE, "Antenna handbook, Theory, applications, and design," *Van Nostrand Reinhold Company New York*, 1988.
- [6] I. MERRILL and SKOLNIK, "Radar Handbook 2<sup>nd</sup> Edition," *Mc. Graw-Hill*, Janvier 1990.
- [7] B. AGBA, L. FREYTAG and B. JECKO, "Planning tool for LMDS coverage using 3D Geographic Information System Data," *ICETE-Portugal*, Août 2004.
- [8] N. J. G. Nelson and G. FONSECA, "Étude de Systèmes Micro-onde d'Alimentation d'Antennes Réseaux pour Applications Multifaisceaux," *Thèse de doctorat-Université de Toulouse*, 15 Octobre 2010.
- [9] R. N. ASSALY and L. J. RICARDI, "A theoretical study of a multi-element scanning feed system for a parabolic cylinder," *IRE Transaction, PGAP*, pp. 601-605, 1969.
- [10] J. RUZE, "Wide-angle metal-plate optics," *Proceeding IRE*, Vol.38, pp.53-69, 1950.
- [11] R. K. LUNEBURG, "Mathematical theory of optics," *University of California Press*, p.180, 1964.

- [12] J. H. PROVENCHER, "Survey of circular and symmetric arrays," in Oliner, A.A., and KNITTEL, G.H. (Eds.): "Phased array antennas," *Artech House*, 1972.
- [13] H. GENT, "The bootlace aerial," *Royal Radar Establishment J.*, pp. 47-57, Oct. 1957.
- [14] W. ROTMAN and R. F. TURNER, "Wide-Angle Microwave Lens for Line Source Applications," *IEEE Transactions On Antennas and Propagation*, Vol. AP-11, pp. 623-632, 1963.
- [15] Ch. DALL'OMO, "Contribution à l'étude d'antennes à pointage électronique en millimétrique. Conception et réalisation de différentes topologies de Matrices de Butler," *Thèse de doctorat-n°42-2003 Université de Limoges*, novembre 2003.
- [16] M. S. SMITH and A. K. S. FONG, "Amplitude performance of Ruze and Rotman lenses," *Radio & Electric. Engineering*, Vol.53, No.9, pp. 329-336, 1983.
- [17] T. KATAGI, S. MANO and S. I. SATO, "An improved design method of Rotman Lens antenna," *IEEE Transaction On Antenna and Propagation*, Vol. AP-32, No. 5, pp.524-527, May 1984.
- [18] P. K. SINGHAL, P. C. SHARMA and R.D. GUPTA, "Comparison of the performance of the Rotman type lenses obtained by different approaches," *Proceeding IEEE TENCON - 99*, pp. 738-741, 1999.
- [19] L. MUSA and M. S. SMITH, "Microstrip lens port design," *IEEE AP-S Symposium*, Philadelphia, USA, June 1986.
- [20] M. MAYBELL, "Printed Rotman lens-fed array having wide bandwidth, low sidelobes, constant beamwidth and synthesised radiation pattern," *IEEE, AP-S, International Symposium*, Houston, Texas, pp. 373-376, 23-26 May 1983.
- [21] J. BLASS, "Multi-directional antenna – new approach top stacked beams," *IRE International Convention record*, Pt. 1, pp. 48-50, 1960.
- [22] J. BLASS, "Blass matrix for shaped beam conformal antenna," *Conference on aerospace antennas, IEEE (Conference Publication n° 77)*, London, UK, pp. 280, 1971.
- [23] M. BONNEDAL, I. KARLSSON and K. VAN'TKLOOSTER, "A dual beam slotted waveguide array antenna for SAR applications," *ICAP 91, IEEE*, London, UK, Vol.2, pp.559-562, 1991.

- [24] N. J. G. FONSECA, " Etude des matrices de Blass et Nolen," *Note Technique du CNES N° AD*, Toulouse.
- [25] J. BUTLER and R. LOWE, "Beam-Forming Matrix Simplifies Design of Electronically Scanned Antennas," *Electronic Design*, Avril 1961, pp. 170-173.
- [26] J. P. SHELTON and K. S. KELLEHER, "Multiple Beams from Linear Arrays," *IRE Transaction on Antennas and Propagation*, Vol. 9, Mars 1961, pp. 154-161.
- [27] J. BUTLER, "Multiple Beam Antenna," *Sanders Associate, Nashua, N.H., International Memo RF-3849*, 8 Janvier 1960.
- [28] J. P. SHELTON, "Focusing characteristics of symmetrically configured bootlace lenses," *IEEE Transactions On Antennas and Propagation*, Vol. 26, No.4, pp. 513-518, July 1978.
- [29] J. S. HERD and D. M. POZAR, "Design of a microstrip antenna array fed by a Rotman lens," *IEEE AP-S International Symposium*, Vol. 22, pp. 729-732, June 1984.



## CHAPITRE III

---

# TECHNOLOGIE GUIDE D'ONDE INTÉGRÉ AU SUBSTRAT (GIS)

### 3.1 Introduction

La mise en marché d'un système de télécommunication est largement affectée par ses coûts de production. La réduction de ces coûts demeure donc un secteur de recherche en constante évolution. À cela s'ajoute que la conception et la réalisation des circuits facilement intégrables et à très faibles pertes sont devenus les défis à relever pour les systèmes comme les réseaux locaux sans fil de télécommunication (LANs) (59-60GHz), les radars anti-collisions pour les véhicules et les systèmes de distribution multipoints qui opèrent dans la bande millimétrique. La recherche portant sur la diminution des frais de fabrication des circuits fonctionnant en ondes millimétriques a débuté il y a plus de 30 ans. Dans les années 80, certaines entreprises ont travaillé à réduire les coûts des circuits actifs sur arséniure de gallium [1]-[2]. La réalisation des circuits peut être effectuée de plusieurs façons. De manière générale, les techniques de fabrications de circuits intégrés micro-ondes (Miniature Hybride Microwave Integrated Circuits (MHMIC), Monolithic Microwave Integrated Circuit (MMIC) et Microstrip integrated circuit (MIC)) permettent de réaliser des circuits à faibles coûts. Avec ces techniques, il est facile d'intégrer des composantes discrètes passives (résistances, inductances, capacités) et des composantes actives (diodes, transistors) aux circuits afin de concevoir des amplificateurs, des mélangeurs, des diviseurs de fréquence, etc... Toutefois, dans les ondes millimétriques, les composantes discrètes ainsi que les composantes distribuées réalisables (réalisation des capacités et d'inductances à partir des lignes de transmissions) utilisant les méthodes de fabrications de circuits intégrés (MHMIC, MMIC et MIC) présentent rarement un bon facteur de qualité. Par conséquent, il devient difficile et très coûteux de fabriquer des circuits à fréquences de coupures très nettes, tels que des résonateurs et des filtres. Pour pallier à cette difficulté, le guide d'onde rectangulaire apparaît comme étant la plateforme de transmission de choix étant donné qu'il présente de faibles pertes,

de bons facteurs de qualité et permet également de réaliser des composantes sélectives.

Commercialement, les composants de base à guide d'ondes couvrent les fréquences allant jusqu'à 300 GHz. Malgré cela, les guides d'ondes rectangulaires ne permettent pas de transitions vers la circuiterie intégrée [3]-[5]. De plus, les systèmes à guide d'onde rectangulaires sont encombrants, très coûteux et ne conviennent pas à la production en masse, car leur fabrication est pénible et longue. Son intégration avec les composantes actives demande un ajustement délicat pièce par pièce. Ceci a comme conséquence de gonfler les coûts de productions.

Dans une telle situation, le guide d'onde intégré dans un substrat (GIS) a émergé comme une alternative intéressante qui a commencé à gagner en popularité. Du point de vue de sa structure et de quelques-unes de ses caractéristiques, la technologie GIS est comparable avec celle d'un guide d'onde conventionnel. Non seulement elle tire ses avantages de cette dernière, mais également, elle associe ceux de la technologie planaire. Par conséquent, elle rallie les avantages des deux technologies.

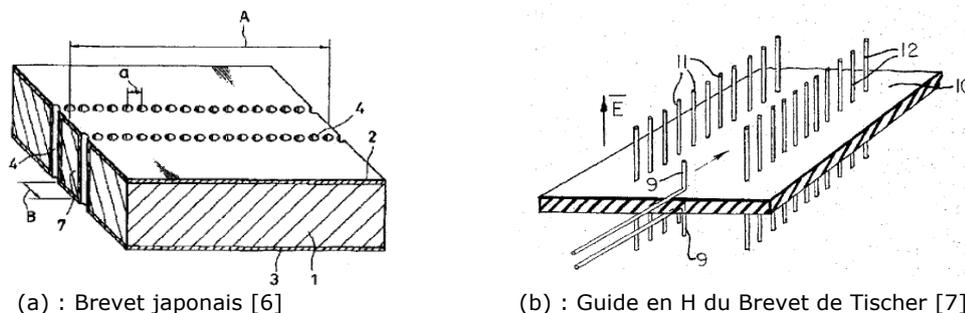
## 3.2 Historique

Depuis le début des années 1990, différentes tentatives ont été proposées en vue de la mise en œuvre de la structure de guide d'onde en forme plane. La première référence dans la littérature prend la forme d'une application pour un brevet japonais publié en 1994. Ainsi un nouveau guide d'onde a vu le jour sous la forme de deux rangées de trous métallisés reliant deux plans métalliques parallèles qui forment un guide d'onde rectangulaire et traversent un substrat diélectrique [6]. La **Figure 3.1 (a)** montre ce guide d'onde.

Cette idée des trous métallisés (des tiges métalliques synthétisant un mur métallique ou réflecteur) n'est pas nouvelle. Elle a été présentée par Tischer sous la forme d'un brevet [7]. Dans le but d'obtenir un guide sous forme de H, les tiges métalliques ont été utilisées pour former des plans réflecteurs. La structure est illustrée par la **Figure 3.1 (b)**.

Les premiers composants des guides GIS ont réellement vu le jour en 1997. C'est ainsi que Hirokawa et Ando ont utilisé ce nouveau guide d'onde pour réaliser une de leurs antennes avec la technologie GIS (Post wall waveguide in substrate) [8]. Dans leur article, ils ont montré une première analyse de la

constante de propagation et de l'atténuation d'une onde dans un guide GIS à 74 GHz. Ils utilisent pour cette fin la méthode des moments. En 1998, dans un nouvel article, Hirokawa et al. ont dévoilé une structure d'alimentation GIS pour une antenne à 40 GHz, et ont en même temps mis en exergue les caractéristiques de transmission de ce guide d'ondes intégré [9].



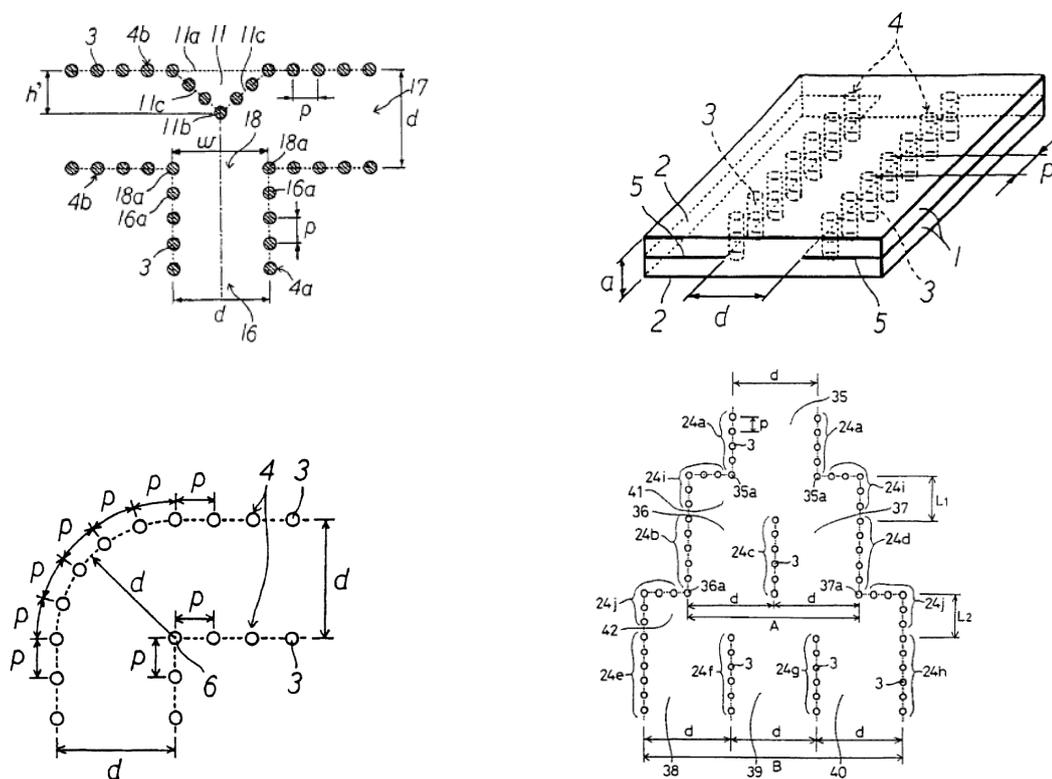
**Figure 3.1** - Premiers guides d'onde dans la littérature.

Une nouvelle équipe japonaise, Uchimura et Takenoshita, procéda à une démarche pour un brevet sur les structures GIS en LTCC (Low-Temperature Co-fire Ceramic) après la publication de leurs articles [10]-[11] présentant des résultats de simulation et expérimentaux sur les guides GIS laminés sous la technologie LTCC [12]. La **Figure 3.2** montre quelques-unes de leurs structures brevetées.

De 1999 jusqu'à aujourd'hui, de nombreuses publications ont vu le jour. Mais parmi ces articles, une équipe de recherche a particulièrement retenu notre attention dû au fait de son intérêt pour la technologie GIS et les composants basés sur les GIS. Cette équipe est celle du professeur Ke Wu du centre de recherche de poly-Grames de l'école polytechnique de Montréal. Un énorme effort a été apporté sur la conception et la modélisation des composants GIS, les excitations planaires, l'introduction du concept sur les circuits intégrés au substrat (CIS ou SIC : Substrate integrated Circuits) comme une nouvelle vision des systèmes sur substrat (SsS ou Sos : System on Substrate). En effet, au niveau de l'étude des caractéristiques des guides GIS, Hirkawa, Wu, Deslandes, et al. ont fait l'étude sur le facteur de qualité [13], la constante de propagation et la largeur équivalente du guide [6] [14].

Avec la même analyse, mais en fréquence, Cassivi et al. ont présenté les résultats sur l'étude de la dispersion, la constante de propagation et la largeur équivalente utilisant le théorème de Floquet et BI-RME (Boundary Integrale-

Resonant Mode Expansion) [15]. Il faut juste rappeler aussi que toutes les idées de conception de circuits GIS proviennent de la théorie et la pratique déjà développées pour les guides d'ondes standards. On retrouve dans la littérature des articles portant sur les réalisations des composants passifs GIS comme la transition microruban-GIS [15], la transition coplanaire-GIS [16]-[18], la transition guide métallique rectangulaire à GIS [19], les filtres [20]-[28], les coupleurs hybrides et classiques[29]-[37], les circulateurs [38], les antennes [39] et les circuits à six ports [40] et les circuits actifs en GIS tels que les oscillateurs[41], les amplificateurs[42]-[43] et les mixeurs [44].



**Figure 3.2** - Structure brevetée par Uchimura et Takenoshita [12].

### 3.3 Caractéristiques modales

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

Comme un guide GIS est semblable à un guide métallique rectangulaire du point

de vue de sa géométrie, on pourrait s'attendre à voir les mêmes modes de propagation dans le GIS. On sait que deux types de modes sont supportés dans un GOR (guide d'onde rectangulaire): les modes  $TM_{mn}$  et  $TE_{mn}$  [45]. Les courants électriques sont sans contraintes vu que les surfaces du guide GOR sont métalliques pour la propagation des Modes  $TM_{mn}$  et  $TE_{mn}$ . D'après Pozar [45], on obtient l'expression des courants surfaciques :

$$\vec{J}_s = \hat{n} \times \vec{H}_s \quad (3.1)$$

où  $\vec{H}_s$  est le champ magnétique à la surface du guide et  $\hat{n}$  un vecteur unitaire normal à la surface.

Cependant, dans un GIS, étant donné que le milieu entre les trous métallisés d'une même rangée est un diélectrique et donc non conducteur, les rangées des trous du GIS ne peuvent pas supporter des courants électriques dans le sens de propagation (en z) sur toute la longueur du guide. Par conséquent, seuls les modes associés à ces courants  $J_y$  sur les cotés du guide peuvent facilement se propager dans le GIS. En se référant à l'équation (3.1), on obtient:

$$\left. \begin{aligned} \vec{J}_x = 0 &\Rightarrow \vec{H}_{s,x} = 0 \\ \vec{J}_z = 0 &\Rightarrow \vec{H}_{s,y} = 0 \\ \vec{J}_y \neq 0 &\Rightarrow \vec{H}_{s,z} \neq 0 \Rightarrow \vec{H}_s = \vec{H}_z \end{aligned} \right\} \quad (3.2)$$

À partir de ces expressions, on remarque que seuls les modes  $TE_{m0}$  se propagent dans le GIS [45]. Donc, d'après les équations de Maxwell dans un guide d'onde standard, nous obtenons pour les champs électriques et magnétiques (E et H, respectivement):

$$E_x = \frac{j\omega\mu n\pi}{k_c^2 b} A_{mn} \cos \frac{m\pi x}{a} \sin \frac{n\pi y}{b} e^{-j\beta z} \quad (3.3)$$

$$E_y = \frac{-j\omega\mu m\pi}{k_c^2 a} A_{mn} \sin \frac{m\pi x}{a} \cos \frac{n\pi y}{b} e^{-j\beta z} \quad (3.4)$$

$$H_x = \frac{j\beta m\pi}{k_c^2 a} A_{mn} \sin \frac{m\pi x}{a} \cos \frac{n\pi y}{b} e^{-j\beta z} \quad (3.5)$$

$$H_y = \frac{j\beta n\pi}{k_c^2 b} A_{mn} \cos \frac{m\pi x}{a} \sin \frac{n\pi y}{b} e^{-j\beta z} \quad (3.6)$$

avec:  $A_{mn}$  : l'amplitude du mode  $TE_{mn}$   
 $a$  : la largeur du guide  
 $b$  : l'épaisseur du guide  
 $k_c$  : le nombre d'onde de coupure  
 $\omega$  : la vitesse angulaire  
 $\beta$  : la constante de propagation  
 $\mu$  : la perméabilité magnétique du vide.

Par conséquent, en tenant compte des équations de (3.2) à (3.6), nous avons pris en compte qu'un degré de liberté, qui est l'épaisseur  $b$  du guide GIS, est susceptible d'être utilisé pendant la phase de conception des différents composants à réaliser car il faut rappeler seuls les modes  $TE_{m0}$  se propagent dans le guide GIS.

### 3.4 Constante de propagation

La constante de propagation caractérise l'atténuation et le déphasage d'une onde électromagnétique se propageant dans un milieu. Elle est nécessaire dans la conception des circuits d'adaptation pour déterminer la longueur électrique de la ligne et son impédance.

Des travaux traitant l'analyse de la constante de propagation de l'onde ont été proposés et publiés [14]-[15]. Plusieurs méthodes ont été identifiées également et regroupées dans trois catégories. Parmi celles-ci, nous pouvons citer :

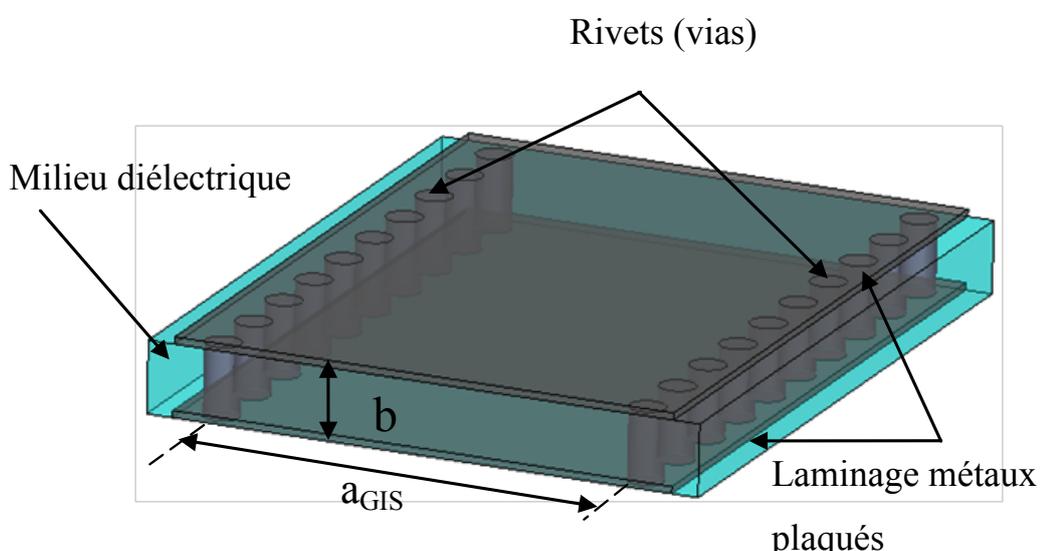
- Une méthode basée sur celle des moments [9] [46],
- Une méthode basée sur un système matriciel à valeurs propres [39] [47] [48],
- Une méthode basée sur l'impédance de surface [46] [50].

Toutes ces méthodes sont basées sur l'analogie de l'analyse du guide d'onde rectangulaire standard. En 2002, Cassivi et al. [47] ont étudié les propriétés de dispersion du GIS avec le cas d'un guide d'onde rectangulaire en utilisant les intégrales de frontière-Résonant Mode Expansion (BI-RME). Ils ont combiné cette méthode avec le théorème de Floquet [47].

Lors de leurs études, il a été démontré que le GIS a les mêmes ondes guidées caractéristiques que les guides d'ondes rectangulaires classiques. Les équations empiriques entre la largeur équivalente du guide rectangulaire et celle du GIS, ont été extraites en donnant les mêmes caractéristiques pour le mode fondamental se propageant dans le GIS et en ayant la même hauteur et le même type de substrat diélectrique. Cette équation est décrite comme suit :

$$a_{RWG} = a_{GIS} - \frac{d^2}{0,95p} \quad (3.7)$$

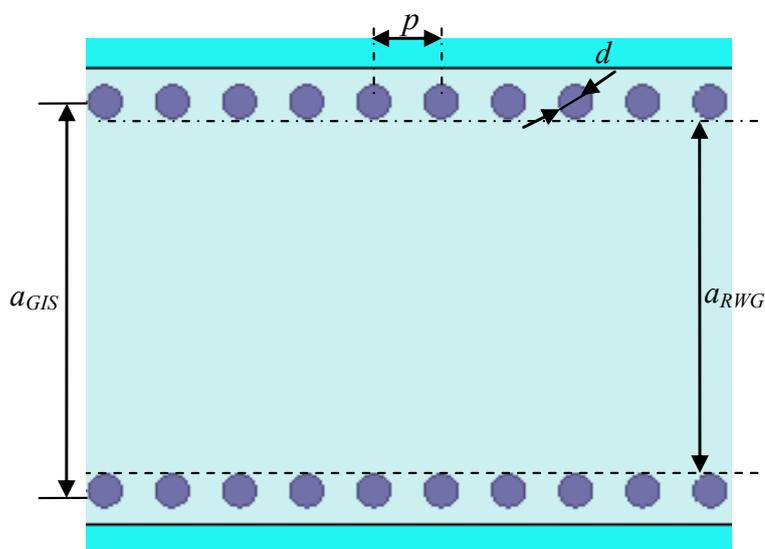
où  $a_{GIS}$  et  $a_{RWG}$  sont respectivement les largeurs du GIS et de son équivalent du guide rectangulaire classique,  $d$  représente le diamètre des trous métallisés et  $p$  l'espacement (pitch) entre ces derniers (**Voir Figures.3.3 et 3.4**).



**Figure 3.3** - Conception d'un guide d'onde intégré au substrat (GIS.)

Le GIS est complètement caractérisé par le diamètre des rivets  $d$ , par l'espacement entre ces rivets (centre à centre) ou pitch  $p$ , et par la distance entre les deux rangées de rivets de centre à centre  $a_{GIS}$ . Ces paramètres sont donnés à la **Figure 3.4**.

Nous verrons dans la **section 3.5 de ce chapitre** les considérations de conception du GIS à travers les règles d'élaboration qui ont été établies. Elles sont suffisantes mais pas toujours nécessaires pour la conception d'un GIS.



**Figure 3.4** - Configuration de la structure du GIS.

D'après les travaux de [47], une précision de  $\pm 5\%$  pour l'équation (3.7) est obtenue pour  $p < \lambda_0 \cdot \sqrt{\epsilon_r} / 2$  et  $P < 4d$  avec  $\lambda_0$  la longueur d'onde du vide.

En 2004, Yan et al. [39] ont mis en place une règle de conception basée sur le rapport entre  $a_{GIS}$  et  $a_{RWG}$  à partir de travaux de simulations et d'expérimentation telle que:

$$\frac{a_{RWG}}{a_{GIS}} = \xi_1 + \frac{\xi_2}{\frac{p}{d} + \frac{\xi_1 + \xi_2 - \xi_3}{\xi_3 - \xi_1}} \quad (3.8)$$

où

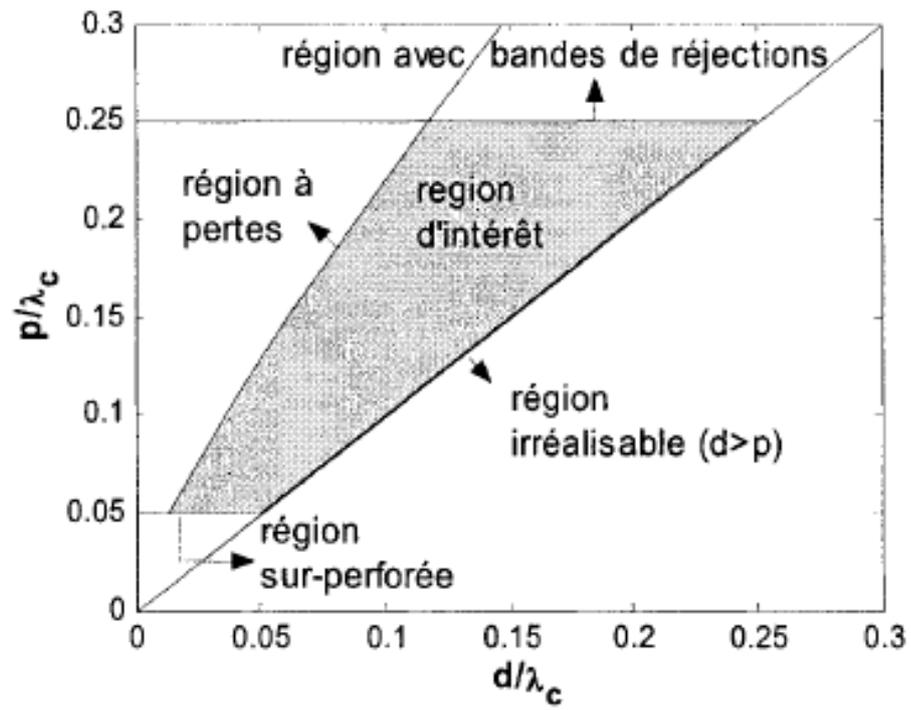
$$\left\{ \begin{array}{l} \xi_1 = 1.0198 + \frac{0.3465}{\frac{a_{GIS}}{p} - 1.0684} \\ \xi_2 = -0.1183 - \frac{1.2729}{\frac{a_{GIS}}{p} - 1.2010} \\ \xi_3 = 1.0082 - \frac{0.9163}{\frac{a_{GIS}}{p} + 0.2152} \end{array} \right.$$

Une erreur relative en-dessous de 1% a été estimée pour l'équation (3.8) [57]. Il faut rappeler que toutes les formules des deux équations présentées (3.7) et (3.8) sont utilisées pour déterminer les valeurs initiales des largeurs équivalentes. Ces valeurs sont généralement optimisées par des simulateurs comme HFSS utilisant la méthode des éléments finies [51].

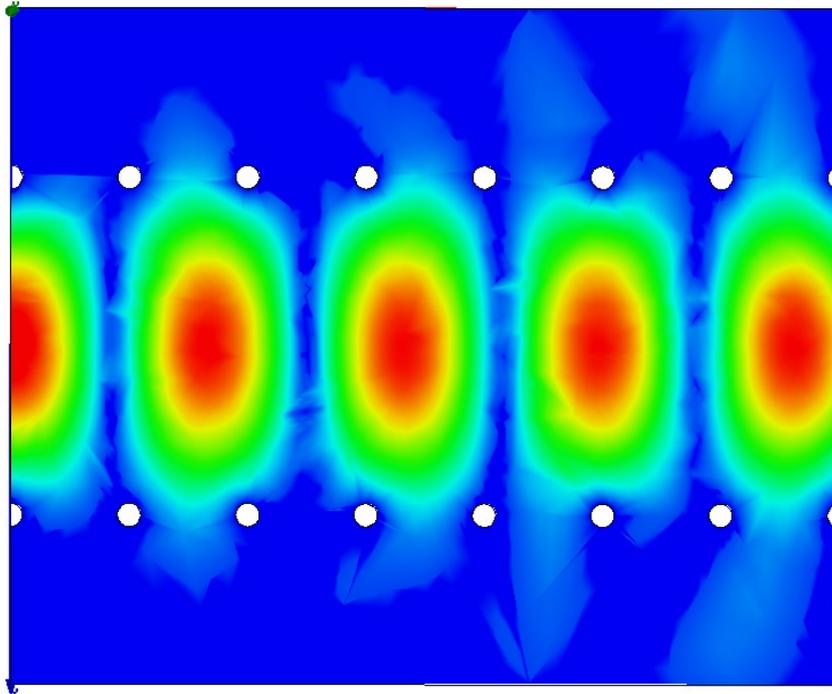
### 3.5 Considérations de conception du GIS

Des règles de considération de conception du GIS ont été établies pour une région d'intérêt dans le plan formé par  $d/\lambda_c$  et  $p/\lambda_c$  avec  $\lambda_c$  la longueur d'onde de coupure. Ce plan permet de définir l'ensemble des valeurs des diamètres des cylindres ou rivets et des longueurs de périodes du guide GIS adapté à la conception de composants passifs [52]. Il est borné par des inégalités comme nous le montre la **Figure 3.5**:

Premièrement, la zone dans laquelle la condition  $d > p$  n'est pas respectée, est une région physiquement irréalisable car il risque de chevauchement entre les rivets. Deuxièmement, il faut respecter l'effet des bandes de rejections traduit par  $p/\lambda_c > 0.25$ . Les pertes doivent être négligées de sorte que l'atténuation  $\alpha_1 < 1.10^{-4}$ . Finalement, il existe une condition non essentielle, mais souhaitable pour la fabrication en masse, qui est de minimiser le nombre de rivets métalliques. Par conséquent, le nombre de cylindres par longueur d'onde ne doit pas dépasser 20, soit  $p/\lambda_c > 0.05$ . La **Figure 3.6** montre le champ électrique du mode dominant et les pertes de fuites qui s'en suivent lorsque les règles de conception ne sont pas respectées.



**Figure 3.5** - Région d'intérêt dans le plan formé par  $d/\lambda_c$  et  $p/\lambda_c$  [49].



**Figure 3.6** - Pertes de fuites si  $P > 2d$ .

Dans notre cas, ces inégalités peuvent être réécrites sous la forme:

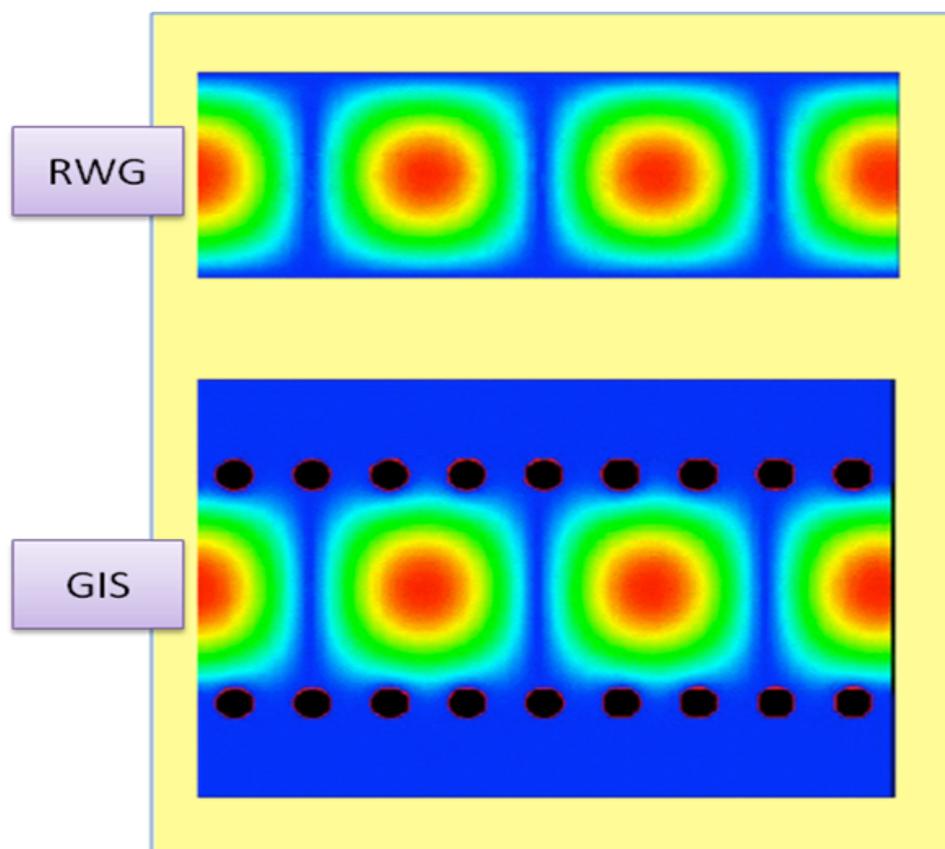
$$d \leq \frac{\lambda_g}{5} \quad (3.9)$$

$$p \leq 2d \quad (3.10)$$

$$\frac{d}{a} \leq 0.4 \quad (3.11)$$

$\lambda_g$  représente la longueur d'onde guidée.

En respectant cette région, nous pouvons apprécier la similitude de l'intensité du champ électromagnétique entre le GIS et RWG. En effet, le GIS peut être modélisé par un guide d'onde rectangulaire classique comme nous le montre la **Figure 3.7**.

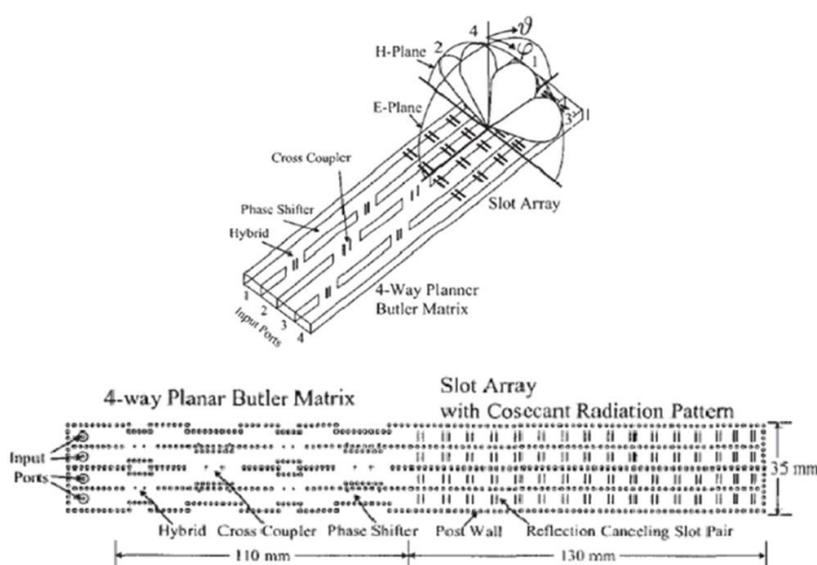


**Figure 3.7** - Similitude de l'intensité du champ électrique dans un GIS ( $p=2d$ ) et dans un guide rectangulaire équivalent, simulé avec agilent HFSS.

### 3.6 Revue de littérature sur les BFNs en GIS

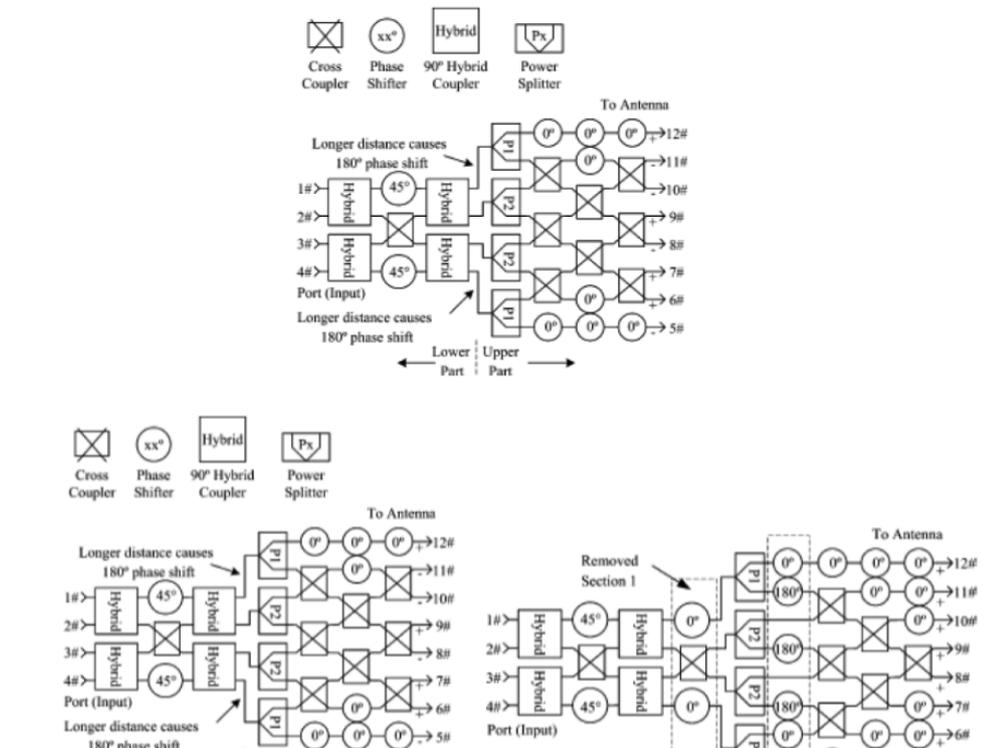
Nous exposerons dans cette section des matrices utilisées dans les BFNs en mentionnant quelques exemples de réalisations. Nous nous concentrons sur les réalisations qui utilisent la technologie GIS. Il faut souligner la présence d'un nombre important de croisements de voies RF dans les matrices de Butler. Ceci a un impact fort, en pratique, sur le mode de réalisation en imposant souvent une conception à deux ou plusieurs couches.

Yamamoto et al. rapportent le guide de post-wall de guide d'onde à une seule couche d'une matrice de Butler dans [33]. La matrice utilise la configuration typique d'une matrice de Butler 4x4. Dans cet article, des coupleurs directionnels hybrides plan H et des coupleurs en croisement sont utilisés dans les emplacements de passage, et des déphasages fixes sont atteints en faisant varier les largeurs correspondantes aux guides d'ondes. La matrice a été fabriquée sur du substrat de type en téflon d'épaisseur 3.2 mm et de permittivité relative 2.17. L'alimentation coaxiale est utilisée pour l'excitation de la matrice. Cette dernière est d'environ 28 mm de largeur et possède une longueur qui dépasse 110 mm pour une performance à bande étroite autour de 26 GHz. D'autres améliorations ont été rapportées plus tard par le même groupe pour contrôler le niveau des lobes secondaires, mais le circuit n'a pas été réalisé expérimentalement [34]. Cette structure est illustrée par la **Figure 3.8**.



**Figure 3.8** - Butler matrice avec réseaux d'antennes à fente : Vue 3-D du guide d'onde et circuits planaire correspondant [33].

Chen et al, quant à eux, ont présenté un autre exemple de réalisation, qui est intéressant de par son intégration et l'utilisation de la technologie GIS avec 24 antennes réseaux qui sont construites par des fentes. La solution présentée propose une légère modification de la topologie de la matrice afin de supprimer deux étages (l'étage de croisements en sortie de la matrice de Butler standard et l'étage de déphaseurs  $180^\circ$  en sortie des diviseurs de puissance) par rapport à une conception plus conventionnelle. Le schéma bloc de la matrice de Butler 4x8 est montré sur la **Figure 3.9**. Les antennes multifaisceaux en GIS sont alimentées par la matrice 4x8 comme indiqué dans [35].



**Figure 3.9** - Schéma matrice de Butler 4x8 en technologie GIS [35].

Les antennes multifaisceaux ont été réalisées sur du substrat de type Rogers 5880 d'épaisseur 1.5748 mm et de permittivité relative 2.2. En se basant sur le niveau de coefficient de réflexion (au dessous de -14dB), la matrice 4x8 développée a une bande passante de 600MHz autour de 16,1 GHz. Nous notons aussi la restriction de niveau des lobes secondaires inférieur à -10 dB.

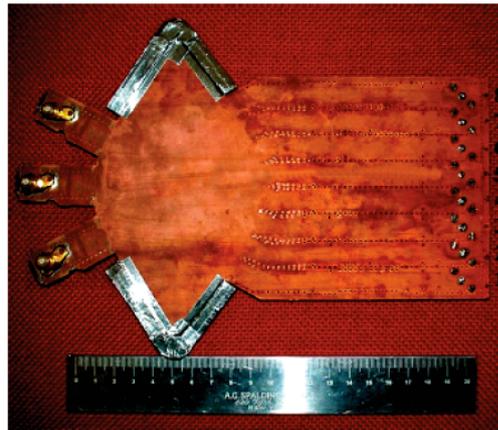
La lentille de Rotman a également reçu un intérêt pour les implémentations planaires où les ports d'entrée et de sortie ainsi que les éléments rayonnants

peuvent être réalisés au moyen de la technologie GIS [53]-[54]. Une lentille Rotman avec la technologie GIS à faible coût a été rapporté par Sbarra et al. [53], où un prototype en bande Ku avec trois ports alimentant un réseau à huit éléments a été démontré. Elle est montrée sur la **Figure 3.10**. Le circuit, mesurant 22 cm x 16 cm, a été fabriqué avec un matériau Taconic d'épaisseur 1.575 mm et de constante diélectrique 2.5.

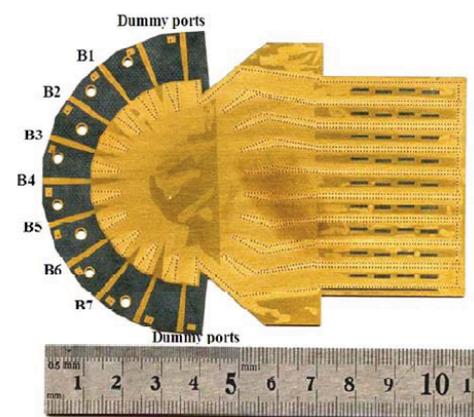
Au lieu d'utiliser les ports factices avec terminaison adaptée permettant d'éviter les réflexions multiples des modes TEM dans la région où les plaques sont en parallèle, de murs absorbants de façon appropriée avec le matériel à perte ont été proposés. Cette technique permet de limiter les réflexions afin d'assurer l'adaptation entre le mode TEM et le matériau absorbant foré. Il faut noter qu'une efficacité générale d'environ 30%, une bonne performance en termes de coefficients de réflexion et de transmission, et surtout un bon niveau des lobes secondaires ont été rapportés.

Une autre étude pertinente sur la matrice Butler avec la technologie GIS est celle rapportée par Cheng et al dans [54] avec sept ports d'entrée du faisceau et neuf ports de sortie intégrés à un réseau d'antennes opérant à 28.5GHz. Les ports factices sont exploités pour supprimer les lobes secondaires pour un fonctionnement à large bande en termes d'angle de déviation du faisceau en fonction de la fréquence. La structure a été réalisée sur un substrat Rogers 5880 d'épaisseur 0.508 mm et de permittivité diélectrique relative 2.2. De faibles amplitudes au niveau de l'ondulation sur la bande 27-30GHz ont été rapportées tandis que l'efficacité globale de rayonnement mesurée reste inférieure à 57%. L'antenne réseau multifaisceaux développée est montrée à la **Figure 3.11**.

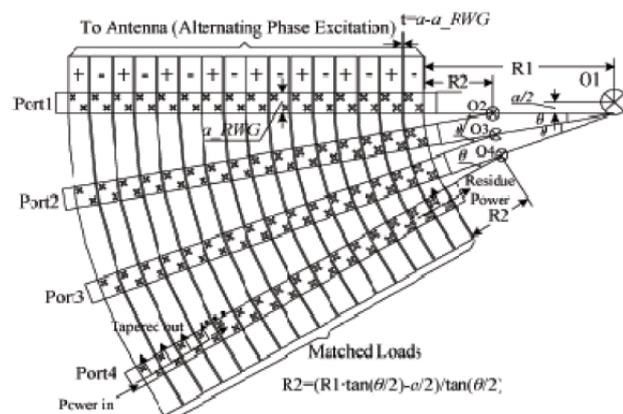
Dans [55], Chen et al. ont proposé une double couche de la matrice 4x16 Blass avec le GIS opérant à 16GHz. Dans la matrice, ils ont employé des coupleurs utilisant des fentes croisées pour le couplage en GIS alors que les déphaseurs sont réalisés en étendant les longueurs de guide d'ondes correspondantes qui sont pliées en arc. Des performances de -12dB du niveau des lobes secondaires avec une efficacité de 50% ont été signalées. La structure de la matrice est illustrée dans la **Figure 3.12** et a été mise en œuvre sur un substrat Rogers 5880 d'épaisseur 0.508 mm et de permittivité relative de 2.2.



**Figure 3.10** - Lentille de Rotman avec la technologie GIS [53].

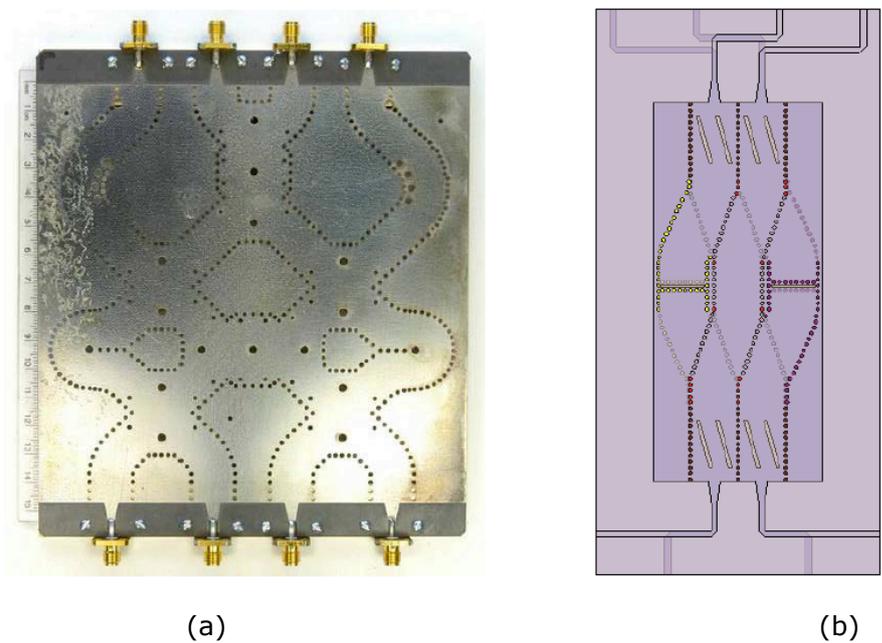


**Figure 3.11** - Réseaux d'antenne en fente de la matrice 7x9 de lentille de Rotman avec la technologie GIS [54].

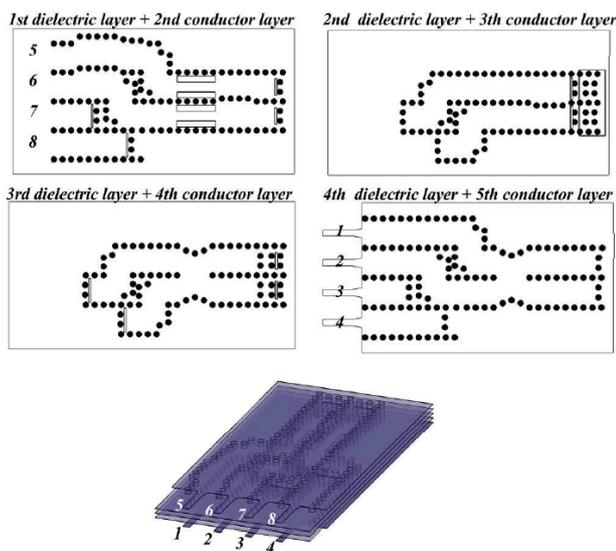


**Figure 3.12** - Matrice 4x16 de Bloss avec la technologie GIS [55].

Enfin, nous n’allons pas conclure sans mentionner les réalisations très récentes proposées par A. Ali [56], T. Djerafi [57] et Y.J. Cheng [58]. Le but de ces réalisations était d’approfondir l’apport de la technologie GIS pour des matrices de Butler planaires (voir **Figure 3.13(a)**) ou sur deux couches (voir **Figure 3.13(b)**) et (voir **Figure 3.14**).



**Figure 3.13** - Matrice de Butler 4x4 en technologie GIS (a) planaire [57] et (b) sur deux couches [56].



**Figure 3.14** - Matrice 4x4 de Butler miniaturisé avec la technologie GIS [58].

La solution sur deux couches permet une plus forte intégration au prix d'une complexité de réalisation accrue. Les deux premiers prototypes ont été dimensionnés en bande Ku. Les résultats obtenus sur la réalisation planaire indiquent une bande de fréquence de près de 3GHz autour de 12.5GHz soit une bande passante relative supérieure à 20%. Quant à Y.J. Cheng, sa réalisation a été modélisée et simulée sous HFSS et CST dans la bande 55-65GHz et présente une bande passante de 5%.

Il faut rappeler que cet état de l'art n'est pas exhaustif. Par contre, nous présentons dans **l'annexe A** quelques exemples de formateurs de faisceaux avec d'autres technologies.

### 3.7 Conclusion

Dans ce chapitre, il a été question d'exposer les différents paramètres importants qui gouvernent les règles de conception du GIS pour l'élaboration de composants passifs. En effet, nous avons essayé d'expliquer la technologie GIS à travers ses différentes facettes en commençant par une étude bibliographique historique, ensuite les différentes formules de conception et enfin les règles de mise au point.

En empruntant les apparences du guide d'onde inséré dans un procédé de fabrication de circuits planaires, on peut conclure que la technologie GIS est une candidate potentielle pour concurrencer d'autres technologies selon les critères d'intégration beaucoup plus facile ainsi que son facteur de qualité plus important. Ce dernier critère permettra de concevoir des éléments de circuits beaucoup plus sélectifs. Une revue de littérature sur les différentes techniques de BFNs utilisant la technologie GIS a été effectuée également afin d'identifier toutes les possibilités que cette technologie offre à travers des circuits réalisés et les performances ont été survolées.

Dans les chapitres suivants, la technologie GIS sera explorée pour développer différents composants passifs (de nouveaux coupleurs et de déphaseurs  $45^\circ$ ). Ces éléments, nouvellement développés, seront utilisés pour mettre en œuvre une matrice de Butler compacte à deux couches et de dimension  $4 \times 4$  en GIS offrant des performances intéressantes à la fois pour la transmission en amplitude et en phase avec une bonne isolation et un bon coefficient de réflexion en entrée.



### RÉFÉRENCES DU CHAPITRE III

- [1] A. CHU, L. CHU, D. SLOAT, M. THEOBALD, J. TEUNAS, T. LITCHFIELD and al., "Low Cost Millimeter Wave Monolithic Receivers," *Microwave and Millimeter-Wave Monolithic Circuits*, pp.63-67, 1987.
- [2] T. YONEYAMA and S. NISHIDA, "Non radiative dielectric waveguide for millimeter-wave Integrated circuits," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, pp.1188-1192, November 1981.
- [3] M. KISHIHARA, K. YAMANE and I. OHTA, "Design of Cruciform Directional Couplers in E-Plan Rectangular Waveguide," *IEEE MTT-S International in Microwave Symposium Digest, San Francisco*, pp.1722-1725, November 2006.
- [4] R. LEVY, "Directional Couplers," *In Advances in Microwaves*, L. Young, Ed. New York: Academic, Vol. 1, pp.115-209, 1966.
- [5] Y. YUMITA, I. OHTA and M. KISHIHARA, "Cruciform Waveguide Directional Couplers," *In proc. IEICE General Conf.*, pp.67-72, Mars 2005.
- [6] F.SHIGEKI, "Waveguide line," 5 p., *Brevet japonais : JP 06-053711*, 1994.
- [7] J.F. FEDERICK, " Waveguide and circuit using the waveguide to interconnect the parts," 8 p., *Brevet des États-Unis: US 3,771,077*, 1973.
- [8] M. ANDO, J. HIROKAWA and Al, "Novel single-layer waveguides for high-efficiency millimeter-wave arrays," *IEEE millimeter waves conference proceedings*, pp.177-180, 1997.
- [9] M. ANDO, J. HIROKAWA and Al., "Novel Single-Layer Waveguides for High-Efficiency Millimeter-Wave Arrays," *IEEE Transactions On Microwave Theory and Techniques*, Vol.46, No.6, pp.792-799, 1998.
- [10] H.UCHIMURA, T TAKENOSHITA and Al., "Development of the laminated waveguide," *IEEE Transactions On Microwave Theory and Techniques*, Vol.46, No.12, pp.2438-2443, 1998.
- [11] H.UCHIMURA, T TAKENOSHITA and Al, "Development of the laminated waveguide," *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, pp.1811-1814, 1998.

- [12] T TAKENOSHITA and Al., "Branch Tee Dielectric Waveguide Line," *40p.Brevet des États Unis:US 6,380,825*, 30 avril 2002.
- [13] D. DESLANDES and K WU, "Integrated transition of coplanar to rectangular waveguides," *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, 2001.
- [14] D. DESLANDES and K WU, "Design Consideration and Performance Analysis of Substrate Integrated Waveguide," *Components. Microwave Conference 32nd European*, 2002.
- [15] D. DESLANDES and K WU, "Integrated microstrip and rectangular waveguide in planar form," *IEEE Microwave Component Letters*, Vol. 11, pp. 68-70, Feb. 2001.
- [16] V. S. MOTTONEN and A. V. RAISANEN, "Novel wide-band coplanar waveguide-to rectangular waveguide transition," *IEEE Transaction On Microwave Theory and Techniques*, Vol. 52, No.8, pp.1836-1842, Aug. 2004.
- [17] S. LEE, S. JUNG and H. LEE, "Ultra-wideband CPW-to-substrate integrated waveguide transition using an elevated-CPW section," *IEEE Microwave Wireless Component Letters*, Vol. 18, No. 11, pp. 746-748, Nov. 2008.
- [18] X. CHEN and K. WU, "Low-loss ultra-wideband transition between conductor backed coplanar waveguide and substrate integrated waveguide," *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, pp. 349-352, June 2009.
- [19] T. KAI, J. HIROKAWA and M. ANDO, "A transformer Between a Thin post-Wall Waveguide and a standard Metal Waveguide via Dielectric Substrate Insertion with Slits Etched on It," *IEICE Transaction Communications*, Vol.E87-B, No.1, pp.200-203, 2004.
- [20] H. J. TANG, W. HONG, Z. C. HAO, J. X. CHEN and K. WU, "Optimal Design of compact millimetre-wave SIW circular cavity filters," *Electronics Letters*, Vol. 41, No.19, 2005.
- [21] D. DESLANDES and K WU, " Millimeter-wave substrate integrated waveguide filters," *Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering IEEE CCECE*, 2003.

- [22] D. DESLANDES and K WU, "Single-substrate integration technique of planar circuits and waveguide filters," *IEEE Transaction On Microwave Theory and Techniques*, Vol.51, No.2, pp.593-596, 2003.
- [23] D. DESLANDES and K WU, " Substrate integrated waveguide dual-mode filters for broadband wireless systems," *Radio and Wireless Conference (RAWCON) Proceedings*, 2003.
- [24] X.P. CHEN and K. WU, "Substrate Integrated Waveguide cross coupled filter with negative coupling structure," *IEEE Transaction On Microwave Theory and Techniques*, Vol. 56, No. 1, pp. 142-149, 2008.
- [25] Z. C. HAO, W. HONG, X. P. CHEN, J. X. CHEN, K. WU, T. J. CUI, "Multilayered Substrate Integrated Waveguide (MSIW) elliptic filter," *IEEE Microwave Wireless Component Letters*, Vol. 15, No. 2, pp. 95-97, 2005.
- [26] Z. C. HAO, W. HONG, X. P. CHEN, J. X. CHEN, and K. WU, "Compact super-wide band pass Substrate Integrated Waveguide (SIW) filters," *IEEE Transaction On Microwave Theory and Techniques*, Vol. 53, No. 9, pp. 2968-2977, 2005.
- [27] D. STEPHENS, P. R. YOUNG and I. D. ROBERTSON, "Millimeter wave substrate integrated waveguides and filters in photo imageable thick-film technology," *IEEE Transaction On Microwave Theory and Techniques*, Vol. 53, No. 12, pp. 3832-3838, 2005.
- [28] B. POTELON, J. FAVENNEC, C. QUENDO, E. RIUS, C. PERSON and J. BOHORQUEZ, "Design of a substrate integrated waveguide (SIW) filter using a novel topology of coupling," *IEEE Microwave Wireless Component Letters*, Vol. 18, No. 9, pp. 596-598, Sept. 2008.
- [29] Y. CHENG, W. HONG and K. WU, "Novel Substrate Integrated Waveguide fixed phase shifter for 180-degree Directional Coupler," *IEEE MTT-S IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest- Honolulu*, pp. 189-192, June 2007.
- [30] Y. CASSIVI, D. DESLANDES and K. WU, "Substrate integrated waveguide directional couplers," *Asia-Pacific Microwave. Conference*, Nov. 2002.
- [31] Z. C. HAO, W. HONG, J. X. CHEN, H. X. ZHOU, and K. WU, "Single-layer substrate integrated waveguide directional couplers," *IEEE Microwave Antennas and Propagation proceedings*, Vol. 153, No. 5, pp. 426-431, 2006.

- [32] T. DJERAFI and K. WU, "Super-compact Substrate Integrated Waveguide cruciform directional coupler," *IEEE Microwave. Wireless Component Letters*, Vol. 17, No. 11, pp. 757-759, 2007.
- [33] S. YAMAMOTO, J. HIROKAWA and M. ANDO, "A beam switching slot array with a 4-way Butler matrix installed in a single layer post-wall waveguide," *IEEE Antenna Propagation Symposium*, pp. 138-141, June 2002.
- [34] K. MORIMOTO, J. HIROKAWA and M. ANDO, "Design of a 180-degree single-layer divider to control side lobe and crossover levels in Butler-matrix beam switching antenna," *Asia Pacific Microwave Conference*, pp.1-4, Dec. 2007.
- [35] P. CHEN, Z. KUAI, J. XU, H. WANG, J. CHEN, H. TANG, J. ZHOU and K. WU, "A multibeam antenna based on substrate integrated waveguide technology for MIMO wireless communications," *IEEE Transaction On Antenna and Propagation*, Vol. 57, No. 6, pp. 1813-1821, June 2009.
- [36] P. MEYER and J. C. KRUGER, "Wideband crossed guide waveguide directional couplers," *IEEE MTT-S International Digest*, Vol. 1, pp.253-256, June 1998.
- [37] P. CHEN, G. HUA, D. CHEN, Y. WEI and W. HONG, "A double layer crossed over substrate integrated waveguide wide band directional coupler," *Asia Pacific Microwave Conference*, pp. 1-4, Dec. 2008.
- [38] W. D'ORAZIO and K. WU, "A Substrate Integrated Waveguide Degree-2 Circulator," *IEEE Microwave and Wireless Component Letters*, Vol.14, No.5, pp. 207-209, 2004.
- [39] L. YAN, W. HONG, G. HUA, J. CHEN, K.WU and T. J. CUI, "Simulation and Experimental on SIW Slot Array Antennas," *IEEE Microwave and Wireless Component Letters*, Vol.14, No.9, pp. 446-448, 2004.
- [40] X. XU, R. G. BOSISIO and K. WU, "A new six-port junction based on Substrate Integrated Waveguide Technology," *IEEE Transaction Microwave Theory and Techniques*, Vol.53, No.7, pp.2267-2273, 2005.
- [41] Y. CASSIVI and K. WU, "Low Cost Microwave Oscillator Using Substrate Integrated waveguide Cavity," *IEEE Microwave and Wireless Component Letters*, Vol.13, No.2, pp. 48-50, 2003.

- [42] H. JIN and G. WEN, "A novel four-way Ka-band spatial power combiner based on HMSIW," *IEEE Microwave Wireless and Component Letters*, Vol.18, No.8, pp.515-517, 2008.
- [43] M. ABDOLHAMIDI and M. SHAHABADI, "X-band substrate integrated waveguide amplifier," *IEEE Microwave Wireless and Component Letters*, Vol.18, No.12, pp.815-817, 2008.
- [44] J.-X. CHEN, W. HONG, Z.-C. HAO, H. LI and K. WU, "Development of a low cost microwave mixer using a broad-band Substrate Integrated Waveguide (SIW) coupler," *IEEE Microwave Wireless and Component Letters*, Vol. 16, No. 2, 2006.
- [45] D. M. POZAR, "Microwave Engineering 2<sup>nd</sup> Edition," *New York: John Wiley & Sons, Inc. 716p*, 1998.
- [46] D. PISSOORT and F. OLYSLAGER, "Study of eigenmode in periodic waveguides using the Lorentz reciprocity theorem," *IEEE Transactions On Microwave Theory and Techniques*, Vol.52, pp.542-553.
- [47] Y. CASSIVI, L. PERREGRINI, P. ARCIONI, M. BRESSAN, K. WU and G. CONCIAURO, "Dispersion Characteristics of Substrate integrated Rectangular Waveguide," *IEEE Microwave and Wireless Component Letters*, Vol.12, No.9, pp. 333-335, 2002.
- [48] F. XU and K. WU, "Finite-difference frequency-domain algorithm for modeling guided-wave properties of substrate integrated waveguide," *IEEE Transaction On Microwave Theory and Techniques*, Vol.51, pp. 2221-2227, 2003.
- [49] A. ZEID and H. BAUDRAND, "Electromagnetic scattering by metallic holes and its applications in microwave circuit design," *IEEE Transaction On Microwave Theory and Techniques*, Vol.50, pp. 1198-1206, 2002.
- [50] J. R. BRAY and L. ROY, "Resonant frequency of post-wall waveguide," *IEEE Proceeding-Microwave Anetnnas and Propagation*, Vol.150, pp. 365-368, 2003.
- [51] Ansoft corporation, Available at: <http://www.ansoft.com/>.
- [52] D. DESLANDES, "Étude et développement du guide d'ondes intégré au substrat pour la conception de système en ondes millimétriques," *Thèse de doctorat-Université de Montréal-École polytechnique de Montréal*, 2005.

- [53] E. SBARRA, L. MARCACCIOLI, R. GATTI and R. SORRENTINO, "A novel Rotman lens in SIW technology," *European Microwave Conference*, pp. 1515-1518, Oct. 2007.
- [54] Y.CHENG, W. HONG, K. WU, Z. KUAI, C. YU, J. CHEN, J. ZHOU and H. TANG, "Substrate integrated waveguide (SIW) Rotman lens and its Ka-band multi-beam array antenna applications," *IEEE Transaction On Antenna and Propagation*, Vol. 56, No. 8, pp. 2504-2513, Aug. 2008.
- [55] P. CHEN, W. HONG, Z. KUAI and J. XU, "A double layer substrate integrated waveguide Blass matrix for beamforming applications," *IEEE Microwave Wireless Component Letters*, Vol.19, No.6, pp.374-376, June 2009.
- [56] A. ALI, N.J.G. FONSECA, F. COCCETTI, H. AUBERT, "Novel Two-Layer Broadband 4×4Butler Matrix in SIW Technology for Ku-Band Applications," *Asia-Pacific Microwave Conference (APMC)*, December 2008.
- [57] T. DJERAFI, N.J.G. FONSECA, K. WU, "Design and Implementation of a Planar 4×4 Butler Matrix in SIW Technology for Wideband Applications," *40th European Microwave Conference (EuMC)*, pp.28-30, Sept. 2010, Paris, France.
- [58] Y. J. CHENG, C. A. ZHANG, and Y. FAN, "Miniaturized multilayer folded substrate integrated waveguide butler matrix," *Progress In Electromagnetics Research C*, Vol. 21, pp.45-58, 2011.

## CHAPITRE IV

---

# CONCEPTION D'UN COUPLEUR DIRECTIONNEL 3dB/90° BICOUCHE ET LARGE BANDE AVEC LA TECHNOLOGIE GIS

### 4.1 Introduction

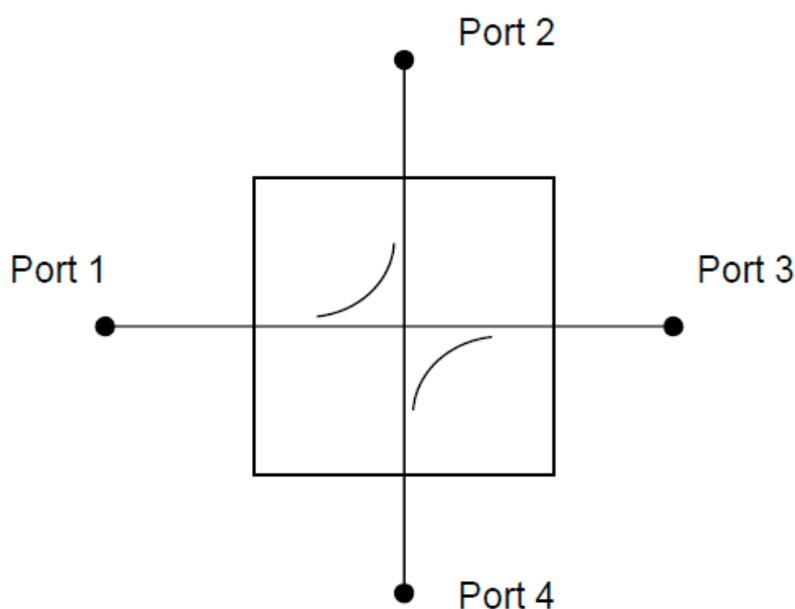
Les coupleurs sont des composants micro-ondes extrêmement utiles et versatiles dont la première fonction est de coupler ou de diviser le signal incident ou la puissance de manière disproportionnée ou de façon égale. Dans ce dernier cas, on parle de diviseur de puissance ou de coupleur directionnel 3dB. Ils sont utilisés dans de nombreuses applications incluant les systèmes de télécommunications sans fil, les systèmes de radar, les systèmes de mesure et d'instrumentation tels que les systèmes de test, les analyseurs vectoriels, les wattmètres, les contrôleurs de gain automatique par boucles, les réflectomètres et dans les systèmes biomédicaux. Dans notre cas, nous allons l'utiliser dans l'application d'une antenne multifaisceaux. Ceci est possible grâce à la réalisation d'un réseau d'alimentation. Le choix du réseau à utiliser est la matrice de Butler selon les avantages présentés dans le **paragraphe 2.4.3**.

Après avoir présenté le principe des antennes multifaisceaux et avoir exposé l'intérêt de notre choix de technologie utilisée (guide d'onde intégré au substrat (GIS)) dans les chapitres précédents, nous exposons ici l'étude allant de la conception multicouche d'un coupleur directionnel 3dB/90<sup>0</sup> jusqu'à sa réalisation et son expérimentation.

Avant d'entamer la section consacrée à la structure de notre approche et les problèmes rencontrés, nous commencerons par introduire quelques techniques standards de réalisation et les notions de base nécessaires à la compréhension du fonctionnement des coupleurs directionnels.

## 4.2 État de l'art : Coupleurs directionnels

Il s'agit de composants passifs sans pertes à 4 ports : deux entrées et deux sorties. Ces composants sont généralement appelés coupleurs directionnels et peuvent être représentés par le schéma fonctionnel de la **Figure 4.1**. Sur cette figure, les ports 1 et 4 sont les entrées, tandis que les ports 2 et 3 sont les sorties.



**Figure 4.1** - Schéma fonctionnel d'un coupleur directionnel.

Prenons l'exemple idéal d'un coupleur directif à quatre ports comme celui illustré à la **Figure 4.1**. Une onde incidente au port 1 est couplée aux ports 2 et 3 seulement; le port 4 est isolé. De manière semblable, une onde incidente au port 4 est couplée aux ports 2 et 3 seulement; le port 1 est isolé. Ainsi les ports 1 et 4 ne sont pas couplés. Si une onde est incidente aux ports 2 ou 3, la puissance est couplée aux ports 1 et 4 seulement; les ports 2 et 3 ne sont pas couplés. De plus, tous les ports sont adaptés. En d'autres mots si trois ports ont des charges adaptées, le quatrième port paraît aussi adapté et une onde incidente dans ce dernier ne serait pas réfléchi [1].

Un coupleur directionnel est habituellement dimensionné pour que tous les ports soient adaptés, que les entrées (respectivement les sorties) soient découplées entre elles, et que l'ensemble de l'énergie entrant dans un port

d'entrée soit distribuée sans pertes vers les deux sorties (de façon équilibrée ou non). Ces propriétés se traduisent de la manière suivante sur les paramètres [S]:

$$\begin{cases} S_{11} = 0 \\ S_{41} = 0 \\ |S_{21}|^2 + |S_{31}|^2 = 1 \end{cases} \quad (4.1)$$

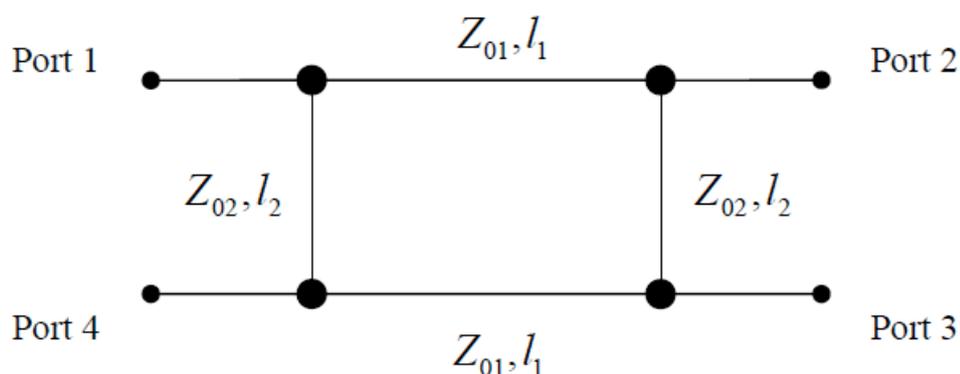
Les deux entrées étant symétriques, on peut obtenir un jeu de conditions similaires en intervertissant les indices 1 et 4. Une écriture élégante de la matrice [S] est obtenue en introduisant le paramètre de couplage  $\beta$  et celui de transmission  $\alpha$  tel que:

$$[S] = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} & S_{14} \\ S_{21} & S_{22} & S_{23} & S_{24} \\ S_{31} & S_{32} & S_{33} & S_{34} \\ S_{41} & S_{42} & S_{43} & S_{44} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \alpha & j\beta & 0 \\ \alpha & 0 & 0 & j\beta \\ j\beta & 0 & 0 & \alpha \\ 0 & j\beta & \alpha & 0 \end{bmatrix} \quad (4.2)$$

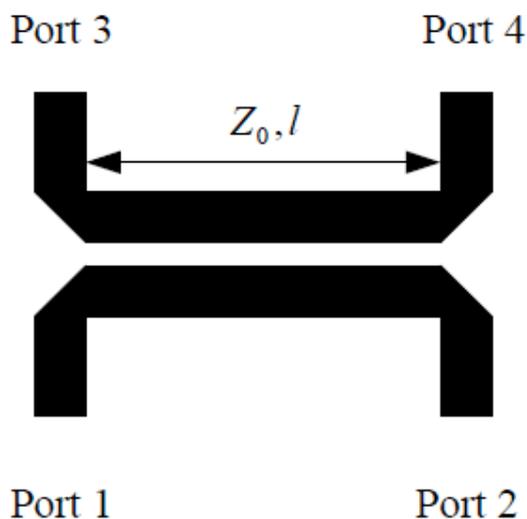
Il est important de noter que l'intervalle des valeurs possibles du facteur de couplage  $\beta$  est fortement dépendant de la technologie utilisée. Par exemple, un coupleur directionnel dit coupleur à branches [2], dont le schéma fonctionnel est présenté sur la **Figure 4.2**, permet des valeurs de couplage plutôt proches de l'équilibre (autour de -3dB). Ce coupleur peut être réalisé en technologie imprimée ou guide d'onde. Selon les notations de la **Figure 4.2** et pour une alimentation en port 1, le port 2 est le port direct, le port 3 est le port couplé et le port 4 est le port isolé. D'autres types de coupleurs peuvent être utilisés pour des couplages plus faibles, donc des sorties plus déséquilibrées. En technologie imprimée, on peut par exemple utiliser des lignes couplées [3], tel qu'illustré sur la **Figure 4.3**. La particularité de ce coupleur réside dans l'agencement des ports, qui est différent d'un coupleur à branches. En effet, le port couplé (port 3) se trouve du même côté que le port d'entrée (port 1).

En technologie guide d'onde standard, on peut utiliser des coupleurs à fentes [4], tel qu'illustré sur la **Figure 4.4**. Sur ce dernier exemple, il est important de savoir qu'avec des fentes plus grandes ou plus nombreuses ou en modifiant l'orientation relative des guides, il est possible d'augmenter le

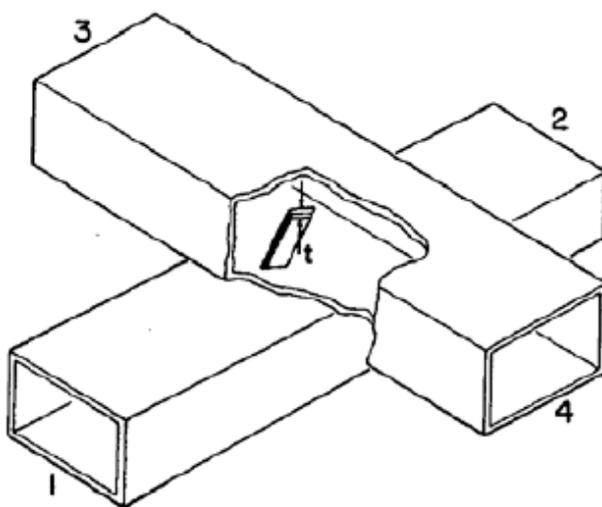
coefficient de couplage et donc de concevoir des coupleurs plus équilibrés [5]. Il faut noter qu'on peut utiliser à la place des fentes rectangulaires, des fentes circulaires qui servent à commuter les deux sorties couplées (port direct et port couplé) comme nous le montre la **Figure 4.5**. Ce dernier type de coupleur est appelé coupleur BH venant du nom de Bethe Hans, physicien américain d'origine allemande, qui l'a inventé. Il mit au point le prototype pendant la Seconde Guerre mondiale alors qu'il travaillait dans les laboratoires de MIT. Plusieurs types de coupleurs ont vu le jour dans les laboratoires de MIT et plusieurs autres ont été mis au point depuis [6]-[7]. Le principe selon lequel, plus il y a de fentes circulaires et de rayons grands, plus le facteur de couplage augmente, est valable dans ce cas.



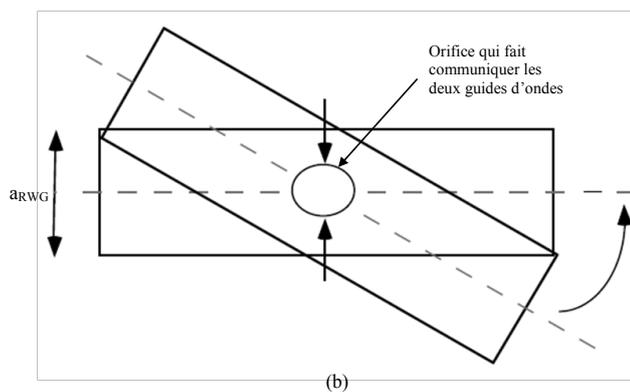
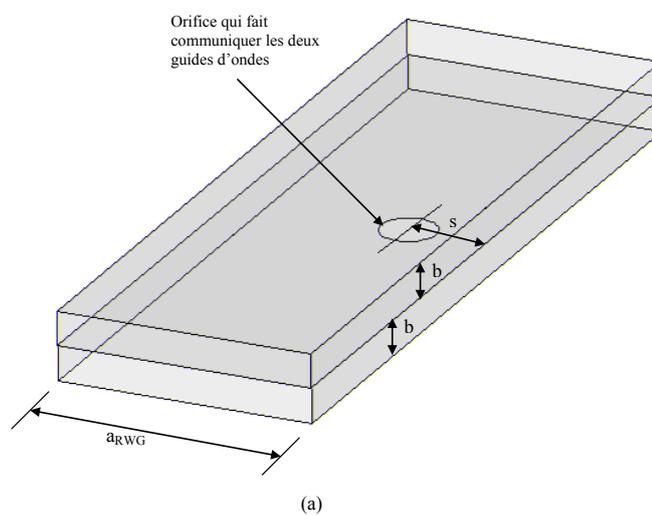
**Figure 4.2** - Schéma fonctionnel d'un coupleur à branches.



**Figure 4.3** - Exemple de coupleur à lignes couplées [2].



**Figure 4.4** - Exemple de coupleur directionnel à fente [4].



**Figure 4.5** - Coupleurs directionnels BH : deux guides d'onde parallèles et (b) deux guides d'onde formant un angle (les deux guides ont la même épaisseur) [2].

La liste présentée n'est évidemment pas exhaustive, plusieurs autres topologies sont disponibles dans la littérature. Néanmoins, nous avons pris la peine d'établir une liste de plusieurs modèles de coupleurs directionnels et de leurs performances trouvés dans la littérature. Quelques exemples sont disponibles dans **les annexes (B: avec la technologie guide d'onde, C: avec la technologie micro-ruban, D: avec la technologie LTCC et E: avec la technologie GIS)**.

Finalement, le choix du coupleur va être essentiellement guidé par la technologie retenue (contraintes de compacité, planéité, tenue en puissance, pertes d'insertion, taille et surtout coût) et l'adéquation de sa topologie (essentiellement l'orientation des ports) avec la matrice de Butler à réaliser afin de minimiser les interconnexions. Dans notre cas, ce sera la technologie guide d'onde intégré au substrat présentée **dans le chapitre III** à cause des avantages qu'elle offre du point de vue de topologie en combinant les avantages des deux technologies : technologie GOR et technologie LMR.

Nous utiliserons une structure multicouche GIS utilisant des fentes circulaires pour concevoir le coupleur directionnel 3dB avec la technologie GIS et que nous verrons dans la **section 4.4**. Avant de décrire les différentes parties de notre structure, il serait utile de passer en revue quelques terminologies utilisées pour décrire un coupleur directionnel. Pour cela, plusieurs critères de performance doivent être pris en compte lors de la conception des circuits de coupleurs. Parmi ceux utilisés pour évaluer les coupleurs directionnels, on trouve:

- ✚ Les pertes d'insertion ou le coefficient de réflexion ( $S_{11}$ ): elles représentent les pertes de désadaptation;
- ✚ Le facteur de couplage : indique la fraction de puissance d'entrée qui sera couplée à un de ses ports;

$$\text{Couplage} = -20 \log|S_{13}| = -20 \log|S_{31}| \quad [\text{dB}] \quad (4.3)$$

- ✚ La directivité : est une mesure de l'habileté du coupleur à isoler les ondes incidentes et réfléchies. Elle est infinie pour un coupleur idéal.

$$Directivité = 20 \log \left| \frac{S_{13}}{S_{14}} \right| = 20 \log \left| \frac{S_{31}}{S_{41}} \right| \quad (4. 4)$$

✚ L'isolation : est une mesure du découplage entre l'entrée du signal et la voie isolée.

$$Isolation = -20 \log |S_{14}| = -20 \log |S_{41}| \quad [\text{dB}] \quad (4. 5)$$

### 4.3 Coupleur directionnel de type BH avec une fente circulaire

#### 4.3.1 Rappel théorique

Les équations de Maxwell qui décrivent le comportement du champ électromagnétique en régime permanent avec une dépendance sinusoïdale du temps dans un milieu linéaire sont données dans [8]-[9]:

$$\nabla \times \vec{E} = -j\omega\mu\vec{H} - \vec{M} \quad (4. 6)$$

$$\nabla \times \vec{H} = j\omega\varepsilon\vec{E} + \vec{J} \quad (4. 7)$$

$$\nabla \cdot \vec{D} = \rho \quad (4. 8)$$

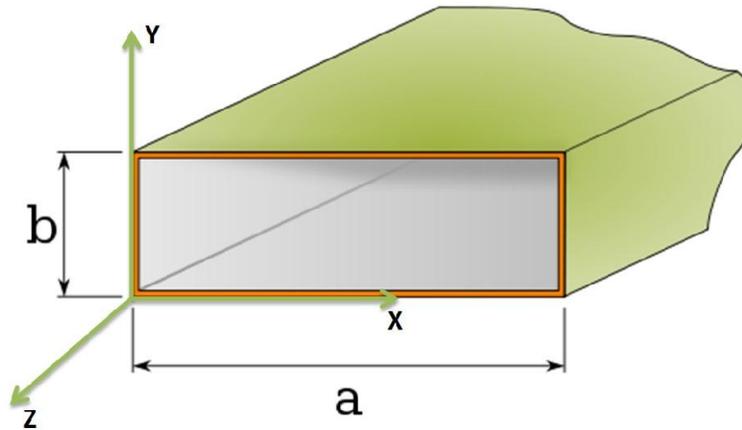
$$\nabla \cdot \vec{B} = 0 \quad (4. 9)$$

avec :

- $\vec{E}$  : le vecteur du champ électrique
- $\vec{H}$  : le vecteur du champ magnétique
- $\vec{J}$  : le vecteur de densité de courant
- $\vec{M}$  : le vecteur de densité magnétique
- $\vec{B}$  : le vecteur d'induction magnétique
- $\vec{D}$  : le vecteur de champ électrique de déplacement
- $\rho$  : la densité volumique de charge électrique
- $\varepsilon$  : la permittivité diélectrique du milieu
- $\mu$  : la perméabilité magnétique du vide

Dans cette partie, nous nous intéressons uniquement au comportement du champ électromagnétique en régime permanent pour un système linéaire et au

mode TE pour un guide standard comme nous le montre la **Figure 4.6**.



**Figure 4.6** - Guide d'onde standard.

À partir des équations de Maxwell nous pouvons trouver les expressions pour le mode  $TE_{mn}$  [9] en se référant à la **Figure 4.6**:

$$E_x = \frac{j\omega\mu n\pi}{k_c^2 b} A_{mn} \cos \frac{m\pi x}{a} \sin \frac{n\pi y}{b} e^{-j\beta z} \quad (4.10)$$

$$E_y = -\frac{j\omega\mu m\pi}{k_c^2 a} A_{mn} \sin \frac{m\pi x}{a} \cos \frac{n\pi y}{b} e^{-j\beta z} \quad (4.11)$$

$$H_x = \frac{j\beta m\pi}{k_c^2 a} A_{mn} \sin \frac{m\pi x}{a} \cos \frac{n\pi y}{b} e^{-j\beta z} \quad (4.12)$$

$$H_y = \frac{j\beta n\pi}{k_c^2 b} A_{mn} \cos \frac{m\pi x}{a} \sin \frac{n\pi y}{b} e^{-j\beta z} \quad (4.13)$$

avec :

- $A_{mn}$  : l'amplitude du mode  $TE_{mn}$
- $a$  : la largeur du guide,
- $b$  : l'épaisseur du guide,
- $\beta$  : la constante de propagation,
- $k_c$  : le nombre d'onde de coupure,
- $\omega$  : la vitesse angulaire,
- $\mu$  : la perméabilité magnétique du vide.

La longueur d'onde dans le guide désigné par  $\lambda_g$  est définie comme la distance que l'onde doit parcourir dans le guide d'ondes afin de subir un changement de phase de  $2\pi$  (une période). Cette longueur d'onde est exprimée par [1] :

$$\lambda_g = \frac{2\pi}{\beta} \quad (4.14)$$

Dans la majorité des cas, la fréquence de travail et les paramètres des guides d'ondes sont habituellement définis de manière à laisser seulement le mode  $TE_{10}$  se propager. Les équations de champs pour le mode  $TE_{10}$  sont [9] :

$$H_z = A_{10} \cos \frac{\pi x}{a} e^{-j\beta z} \quad (4.15)$$

$$E_y = \frac{-j\omega\mu a}{\pi} A_{10} \sin \frac{\pi x}{a} e^{-j\beta z} \quad (4.16)$$

$$H_x = \frac{j\beta a}{\pi} A_{10} \sin \frac{\pi x}{a} e^{-j\beta z} \quad (4.17)$$

$$E_x = E_z = H_y = 0 \quad (4.18)$$

avec  $A_{10}$  : l'amplitude du mode fondamental  $TE_{10}$ .

La constante de propagation est donnée par :

$$\beta = \sqrt{k^2 - k_c^2} \quad (4.19)$$

$$k_c = \pi / a \quad (4.20)$$

Après avoir identifié le mode de propagation et l'allure des champs électromagnétiques du guide d'onde conventionnel, nous pouvons considérer maintenant une petite fente circulaire dans un mur conducteur à travers laquelle le couplage se fait. Son circuit équivalent est un dipôle électrique  $\vec{P}$  normal à la petite fente circulaire et ayant une intensité proportionnelle à la composante

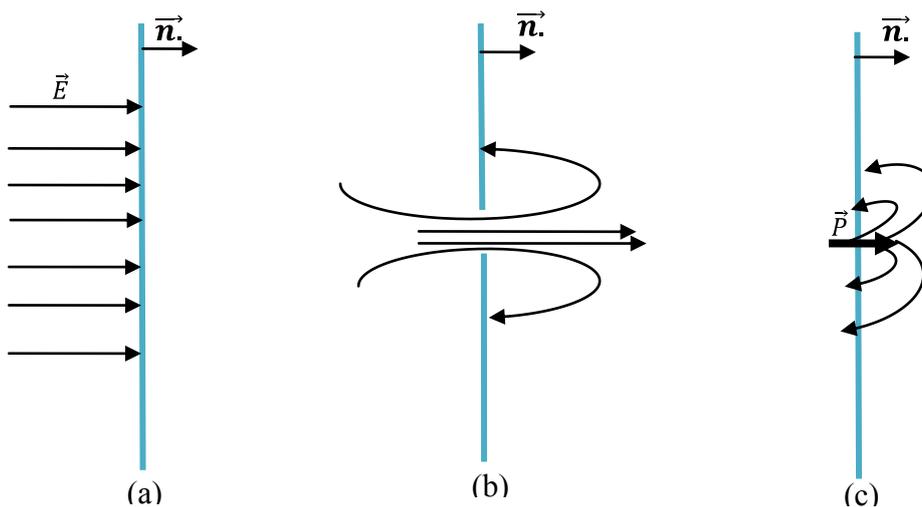
normale du champ électrique  $\vec{E}$ . Selon [1], l'expression de  $\vec{P}$  est équivalente à :

$$\vec{P} = \pm \epsilon_0 \alpha_e (\vec{n} \cdot \vec{E}) \vec{n} \quad (4.21)$$

où  $\vec{n}$  est le vecteur unitaire perpendiculaire à la fente et se dirige du guide d'onde d'entrée vers le guide d'onde de sortie,  $\epsilon_0$  est la permittivité diélectrique du vide et  $\alpha_e$  est la polarisabilité électrique qui dépend des dimensions et de la forme de l'orifice et qui est donnée dans [1] par :

$$\alpha_e = -\frac{2}{3} r_o^3 \quad (4.22)$$

où  $r_o$  est le rayon de la fente



**Figure 4.7** - Comportement du champ électrique dans un mur conducteur en présence d'un orifice circulaire.

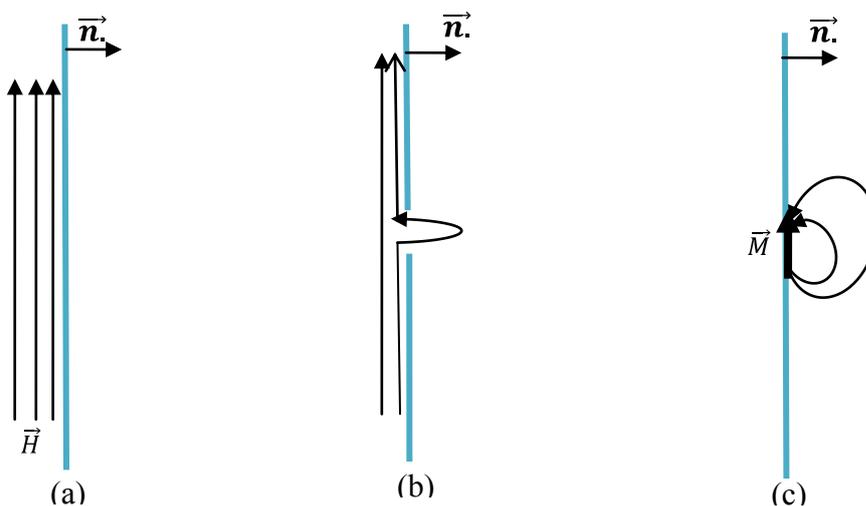
La **figure 4.7 (a)** nous illustre le comportement normal du champ électrique sur une surface conductrice sans la présence d'un orifice. Quand ce dernier est présent, comme la **Figure 4.7 (b)** nous le montre, le champ rayonne à travers. Cependant la distribution du champ est équivalente à celle qu'aurait

causée le dipôle électrique  $\vec{P}$  comme illustré sur la **Figure 4.7 (c)**. Conjointement, il existe un autre dipôle magnétique  $\vec{M}$ , dans le plan de l'orifice et qui a une intensité proportionnelle à la composante tangentielle du champ magnétique. Il est donné comme expression [1] :

$$\vec{M} = \pm \alpha_m \vec{H}_t \quad (4.23)$$

Où  $\alpha_m$  la polarisabilité magnétique et qui est donnée par:

$$\alpha_m = \frac{4}{3} r_o^3 \quad (4.24)$$

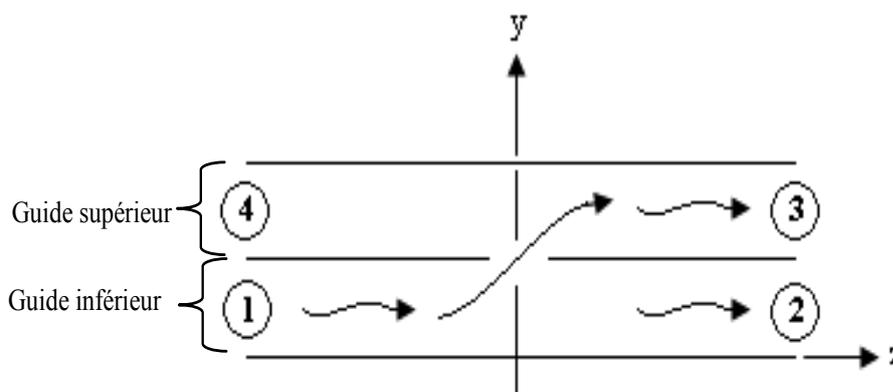


**Figure 4.8** - Comportement du champ magnétique dans un mur conducteur en présence d'un orifice.

De la même façon que la composante normale du champ électrique, la composante tangentielle des lignes du champ magnétique rayonnera à travers cette fente circulaire, Voir la **Figure 4.8 (b)**. Ces lignes rayonnantes sont équivalentes à celles produites par le dipôle magnétique localisé sur le plan de la fente.

### 4.3.2 Relation entre le facteur de couplage et le rayon de la fente circulaire

Considérons deux guides d'onde rectangulaires identiques qui sont superposés et unis par un orifice circulaire de rayon  $r_0$ .



**Figure 4.9** - Deux guides d'onde rectangulaires superposés en présence d'un orifice circulaire.

Tous les développements mathématiques et théoriques sont détaillés dans [1], [8]-[9]. Cependant nous considérons que le port 1 est excité par un champ incident du mode fondamental  $TE_{10}$ .

L'expression du champ électromagnétique est donnée par :

$$E_y = C \sin \frac{\pi x}{a} e^{-j\beta z} \quad (4.25)$$

$$H_x = -CY_w \sin \frac{\pi x}{a} e^{-j\beta z} \quad (4.26)$$

$$H_z = j \frac{\pi Y_w}{\beta a} C \cos \frac{\pi x}{a} e^{-j\beta z} \quad (4.27)$$

où

$$C = \frac{-j\omega\mu a}{\pi} A_{10}, \quad Y_w = \frac{\beta}{k\eta},$$

et en supposant que le système de coordonnées cartésiennes est positionné de telle sorte que l'orifice ait pour coordonnées  $(x = s, y = 0, z = 0)$ . Par conséquent, les composantes du champ électrique et magnétique sont données par :

$$E_y = C \sin \frac{\pi x}{a} \quad (4. 28)$$

$$\vec{H} = CY_w \left( -\sin \frac{\pi x}{a} \hat{x} + j \frac{\pi}{\beta a} \cos \frac{\pi x}{a} \hat{z} \right) \quad (4. 29)$$

Ainsi, il est important de savoir que l'orifice est excité par trois dipôles, un électrique dans la direction de l'axe y et deux autres magnétiques dans celle des axes x et z.

Le champ électromagnétique suivant (+Z) et (-Z) est définis comme suit :

$$\vec{E}_{10}^+ = \hat{y} \sin \frac{\pi x}{a} e^{-j\beta z} \quad (4. 30)$$

$$\vec{E}_{10}^- = \hat{y} \sin \frac{\pi x}{a} e^{j\beta z} \quad (4. 31)$$

$$\vec{B}_{10}^+ = \mu \vec{H}_{10}^+ = \mu Y_w \left( -\sin \frac{\pi x}{a} \hat{x} + j \frac{\pi}{\beta a} \cos \frac{\pi x}{a} \hat{z} \right) e^{-j\beta z} \quad (4. 32)$$

$$\vec{B}_{10}^- = \mu \vec{H}_{10}^- = \mu Y_w \left( \sin \frac{\pi x}{a} \hat{x} + j \frac{\pi}{\beta a} \cos \frac{\pi x}{a} \hat{z} \right) e^{+j\beta z} \quad (4. 33)$$

avec  $Y_w = \frac{\beta}{k\eta}$

Soient  $A_1$ ,  $A_2$ ,  $A_3$  et  $A_4$  les expressions des amplitudes des champs électromagnétiques. Le mode dominant du champ émis par le dipôle électrique dans le guide supérieur est :

$$\vec{E} = \begin{cases} A_1 \vec{E}_{10}^+ & z > 0 \\ A_2 \vec{E}_{10}^- & z < 0 \end{cases} \quad (4.34)$$

$$\vec{H} = \begin{cases} A_1 \vec{H}_{10}^+ & z > 0 \\ A_2 \vec{H}_{10}^- & z < 0 \end{cases} \quad (4.35)$$

et le champ émis par les dipôles magnétiques est :

$$\vec{E} = \begin{cases} A_3 \vec{E}_{10}^+ & z > 0 \\ A_4 \vec{E}_{10}^- & z < 0 \end{cases} \quad (4.36)$$

$$\vec{H} = \begin{cases} A_3 \vec{H}_{10}^+ & z > 0 \\ A_4 \vec{H}_{10}^- & z < 0 \end{cases} \quad (4.37)$$

Il serait pertinent de noter que le dipôle électrique et les dipôles magnétiques émettent deux champs électrique et magnétique, ou tout simplement électromagnétique. Nous devons négliger les intégrales pour le calcul des amplitudes ( $A_1$ ,  $A_2$ ,  $A_3$  et  $A_4$ ) puisque  $\vec{P}$  et  $\vec{M}$  sont deux dipôles infiniment petits. Ainsi les expressions des amplitudes des champs électromagnétiques  $A_1$ ,  $A_2$ ,  $A_3$  et  $A_4$  sont données par :

$$\begin{cases} A_1 = -\frac{1}{P_n} \vec{E}_{10}^- \cdot \vec{J} \\ A_2 = -\frac{1}{P_n} \vec{E}_{10}^+ \cdot \vec{J} \end{cases} \quad (4.38)$$

$$\begin{cases} A_3 = \frac{j\omega}{P_n} \vec{B}_{10}^- \cdot \vec{M} \\ A_4 = \frac{j\omega}{P_n} \vec{B}_{10}^+ \cdot \vec{M} \end{cases} \quad (4.39)$$

Avec  $A_1$ ,  $A_2$  qui sont les amplitudes produites par le dipôle  $\vec{P}$  dont  $\vec{J} = j\omega\vec{P}$  [9].

Cette dernière expression implique la relation qui existe entre le dipôle électrique  $\vec{P}$  et la densité de courant  $\vec{J}$ . Et  $A_3$  et  $A_4$  qui sont celles produites par le dipôle magnétique  $\vec{M}$  équivalent et valable pour un courant assez faible pour que le champ magnétique du mode fondamental soit constant. La constante de normalisation  $P_n$  où  $n=10$  est égale à :

$$P_{10} = abY_w = \frac{ab}{Z_{10}} \quad (4.40)$$

avec  $Z_{10}$  l'impédance du mode fondamental  $TE_{10}$ .

Après développement et transformation, nous trouvons les expressions des amplitudes en fonction des dipôles électromagnétiques :

$$A_1 = A_2 = -\frac{j\omega P_y}{abY_w} \sin \frac{\pi s}{a} \quad (4.41)$$

$$\begin{aligned} A_3 &= \frac{j\omega}{P_{10}} \left[ \mu_o Y_w \left( \sin \frac{\pi s}{a} \hat{a}_x + \frac{j\pi}{\beta a} \cos \frac{\pi s}{a} \hat{a}_z \right) \cdot (M_x \hat{a}_x + M_z \hat{a}_z) \right] \\ &= \frac{j\omega \mu_o}{ab} \left( M_x \sin \frac{\pi s}{a} + \frac{j\pi M_z}{\beta a} \cos \frac{\pi s}{a} \right) \end{aligned} \quad (4.42)$$

$$\begin{aligned} A_4 &= \frac{j\omega}{P_{10}} \left[ \mu Y_w \left( -\sin \frac{\pi s}{a} \hat{a}_x + \frac{j\pi}{\beta a} \cos \frac{\pi s}{a} \hat{a}_z \right) \cdot (M_x \hat{a}_x + M_z \hat{a}_z) \right] \\ &= \frac{j\omega \mu_o}{ab} \left( -M_x \sin \frac{\pi s}{a} + \frac{j\pi M_z}{\beta a} \cos \frac{\pi s}{a} \right) \end{aligned} \quad (4.43)$$

Le champ total qui se propage dans le guide d'onde supérieur ou de sortie est donné par:

$$\vec{E}_{2r} = \begin{cases} (A_1 + A_3)\vec{E}_{10}^+ & z > 0 \\ (A_2 + A_4)\vec{E}_{10}^- & z < 0 \end{cases} \quad (4.44)$$

$$\vec{H}_{2r} = \begin{cases} (A_1 + A_3)\vec{H}_{10}^+ & z > 0 \\ (A_2 + A_4)\vec{H}_{10}^- & z < 0 \end{cases} \quad (4.45)$$

Il serait important de constater que la contribution du dipôle magnétique  $M_x$  émet des radiations de différentes polarisations vers les ports 3 et 4 ( $M_x$  dans  $A_3$  est de signe opposé au  $M_x$  dans  $A_4$ ). Ainsi, théoriquement, on peut éliminer toute radiation vers le port 4 (port isolé). Cependant, les contributions des deux dipôles,  $M_z$  et  $P_y$ , émettent des radiations de même polarisation vers les ports 3 et 4.

L'orifice dans le coupleur émet un champ électromagnétique et ce champ est déterminé en fermant la fente circulaire par un conducteur électrique parfait. Les équations ci-dessous permettent de déterminer les dipôles calculés au centre de l'orifice.

$$\vec{P}_2 = -\varepsilon\alpha_e \cdot [\vec{E}_{g1} + \vec{E}_{1r} - \vec{E}_{2r}] \quad (4.46)$$

$$\vec{M}_2 = -\alpha_m \cdot [\vec{H}_{g1} + \vec{H}_{1r} - \vec{H}_{2r}] \quad (4.47)$$

- ✚  $E_{g1}$  et  $H_{g1}$  sont les champs incidents dans le guide d'ondes d'entrée sans la présence de l'orifice.
- ✚  $E_{1r}$  et  $H_{1r}$  sont les champs réfléchis du mode dominant émis par les dipôles électriques  $+\vec{P}$  et magnétiques  $+\vec{M}$  dans le guide d'onde d'entrée.
- ✚  $E_{2r}$  et  $H_{2r}$  sont les champs réfléchis du mode dominant émis par les dipôles électriques  $-\vec{P}$  et magnétiques  $-\vec{M}$  dans le guide d'ondes de sortie.

Par conséquent, nous pouvons calculer les dipôles électromagnétiques :

$$M_x = \frac{\frac{\alpha_m C \beta}{\omega \mu_o} \sin \frac{\pi s}{a}}{1 + \frac{2j\alpha_m \beta}{ab} \sin^2 \frac{\pi s}{a}} \quad (4.48)$$

$$M_z = \frac{-j\alpha_m C \pi}{\omega \mu_o a \Delta} \cos \frac{\pi s}{a} \quad (4.49)$$

$$P_y = \frac{-\varepsilon \alpha_e C \sin \frac{\pi s}{a}}{\Delta} \quad (4.50)$$

$$\text{où } \Delta = 1 + \frac{2j\alpha_m \pi^2}{a^3 b \beta} \cos^2 \frac{\pi s}{a} + \frac{2jk^2 \alpha_e}{ab \beta} \sin^2 \frac{\pi s}{a}.$$

Comme expliqué plus haut, idéalement, un coupleur directif à quatre ports, avec une onde incidente au port 1, est couplé aux ports 2 et 3 seulement, le port 4 est isolé. On désire donc éliminer le champ électromagnétique au port 4. Les champs magnétiques et électriques qui propagent vers le port 4 sont respectivement :

$$\vec{E}_{port\ 4} = (A_2 + A_4) \vec{E}_{10}^- \quad (4.51)$$

$$\vec{H}_{port\ 4} = (A_2 + A_4) \vec{H}_{10}^- \quad (4.52)$$

Nous avons utilisé l'équation (4.51) pour trouver la position  $S$  de la fente circulaire qui va nous permettre d'éliminer tout rayonnement de champ vers le port 4.

$$\vec{E}_{port\ 4} = (A_2 + A_4) \vec{E}_{10}^- = 0 \quad (4.53)$$

Cela implique :

$$0 = \frac{jk^2\alpha_c}{ab\beta\Delta} \sin^2 \frac{\pi S}{a} + \frac{j\alpha_m k_c^2}{ab\beta\Delta} \cos^2 \frac{\pi S}{a} + \frac{-\frac{j\alpha_m\beta}{ab} \sin^2 \frac{\pi S}{a}}{1 + \frac{2j\alpha_m\beta}{ab} \sin^2 \frac{\pi S}{a}} \quad (4.54)$$

Nous allons définir, respectivement, la susceptance et la réactance de l'orifice par les expressions suivantes :

$$j\bar{B} = \frac{2j\alpha_m k_c^2}{ab\beta} \cos^2 \frac{\pi S}{a} + \frac{2j\alpha_e k^2}{ab\beta} \sin^2 \frac{\pi S}{a} \quad (4.55)$$

$$j\bar{X} = \frac{2j\alpha_m\beta}{ab} \sin^2 \frac{\pi S}{a} \quad (4.56)$$

On remplace l'équation (4.55) et celle de (4.56) par leurs expressions pour finalement trouver  $S$  la position de l'orifice par rapport à la paroi du guide d'onde rectangulaire :

$$S = \frac{a}{\pi} \arcsin \frac{\lambda}{\sqrt{6}a} \quad (4.57)$$

Il est utile de rappeler encore une fois les trois paramètres importants qui caractérisent un coupleur directionnel. Ces paramètres sont :

✚ Le couplage dont l'expression est :

$$\text{Couplage} = -20 \log |S_{13}| = -20 \log |S_{31}| \quad [\text{dB}]$$

D'où

$$\text{Couplage} = -20 \log \left( \frac{\bar{X}}{\sqrt{1 + (\bar{X})^2}} \right) \quad (4.58)$$

✚ La directivité :

$$\text{Directivité} = 20 \log \left| \frac{S_{13}}{S_{14}} \right| = 20 \log \left| \frac{S_{31}}{S_{41}} \right|$$

D'où

$$\text{Directivité} = 20 \log \frac{\sqrt{(\bar{X}\bar{B})^2 + \left(\frac{\bar{B} + \bar{X}}{2}\right)^2}}{\frac{\bar{B} - \bar{X}}{2}} \quad (4.59)$$

✚ L'isolation :

$$\text{Isolation} = -20 \log |S_{14}| = -20 \log |S_{41}| \quad [\text{dB}]$$

D'où

$$\text{Isolation} = \text{couplage} + \text{directivité} \quad (4.60)$$

#### 4.3.3 Problématique : cas avec une seule fente circulaire

Puisque la susceptance et la réactance dépendent du rayon  $r_0$  de l'orifice, le facteur de couplage, la directivité et l'isolation vont dépendre évidemment de cette grandeur selon les équations (4.58), (4.59) et (4.60) car la polarisabilité électrique et magnétique de la fente sont données respectivement en fonction de cette même grandeur, voir les équations (4.22) et (4.24). De plus, la position  $S$  dépend non seulement de la longueur d'onde (c'est-à-dire la fréquence) mais aussi de la largeur du guide selon l'équation 4.57.

Afin de valider cette théorie, nous avons tracé le facteur de couplage, la directivité et l'isolation dans la bande X (8GHz-12GHz) en utilisant les équations de (4.58), (4.59) et (4.60) pour un guide d'onde rectangulaire classique de largeur  $a_{RWG} = 11,2$  mm. La fréquence d'opération est  $f=10$ GHz, celle de coupure est 9GHz et le substrat utilisé est ROGERS RT/duroid 5880 de permittivité relative  $\epsilon_r = 2,2$ .

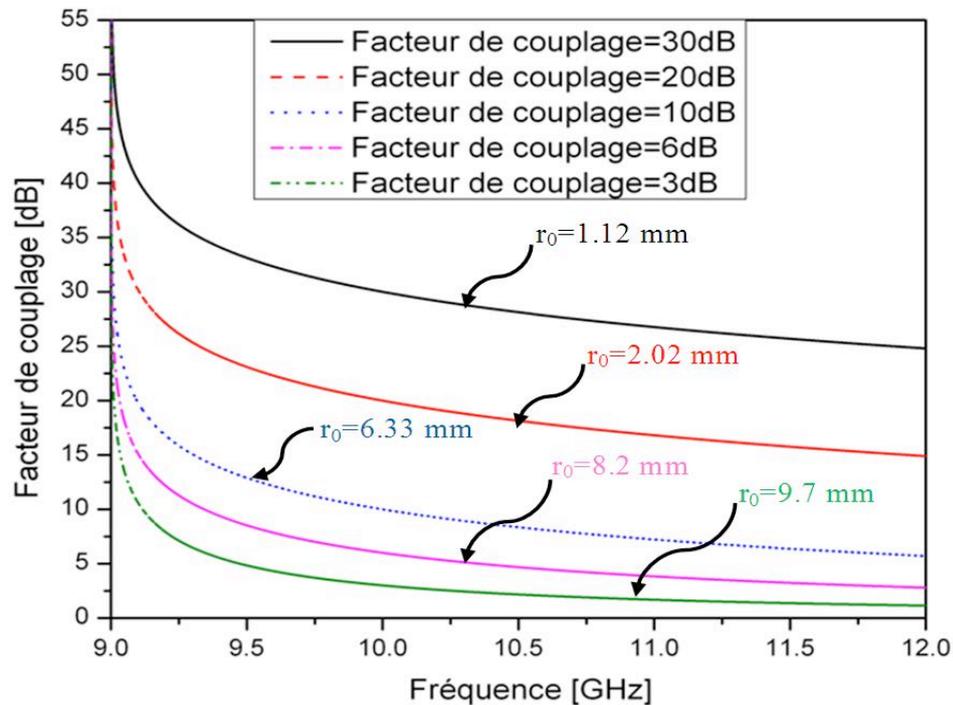
D'après le **Tableau 4.1**, nous constatons sans aucun doute l'effet du rayon  $r_0$  de la fente sur le facteur de couplage. La position  $S$  de la fente reste inchangée car elle est indépendante de ce facteur comme nous le témoigne l'équation (4.56).

<b>Facteur de couplage : C en dB</b>	<b>Rayon <math>r_0</math> de l'orifice en mm</b>	<b>Position S en mm</b>
30	1,12	2,952
20	2,02	2,952
10	6,33	2,952
6	8,2	2,952
3	9,7	2,952

**Tableau 4.1** - Effet du rayon de l'orifice sur le facteur de couplage.

Notons également que dans la **Figure 4.10**, nous nous intéressons à la variation du facteur de couplage en fonction de la fréquence pour différents rayons  $r_0$  de la fente circulaire. Ainsi pour réaliser un coupleur directionnel 3dB à 10GHz, la fente circulaire empiétera, voire même dépassera, les bords du guide. Par exemple, dans le cas où  $a_{RWG} = 11,2$  mm et la position de la fente  $S=2,952$  mm, le rayon sera  $r_0=9,7$  mm, ce qui veut dire qu'une telle structure est irréalisable autant dans la conception que dans la fabrication.

La première conclusion qu'on peut tirer du **Tableau 4.1** et de la **Figure 4.10** est que si on veut obtenir un coupleur directionnel 3dB, il va falloir mettre plus de fentes. L'ajout des fentes augmentera le facteur de couplage. Maintenant tout dépend de la façon de les placer dans le guide compte tenu du critère de la taille de la structure.



**Figure 4.10** - Facteur de couplage théorique en fonction de la fréquence.

Dans le paragraphe suivant, nous allons essayer de mettre en exergue le coupleur directionnel 3dB que nous proposons. Ce coupleur est l'élément crucial de cette thèse et constitue une contribution majeure.

#### 4.4 Coupleur directionnel bicouche GIS 3dB/90<sup>0</sup> proposé

Cette section présente une nouvelle topologie de coupleur large bande à deux couches avec la technologie GIS. Le coupleur proposé est réalisé par deux guides d'ondes parallèles et superposés ayant trois paires de fentes circulaires résonnantes dans leur large paroi commune. Une étude paramétrique du coupleur est réalisée, autour de l'effet du nombre de fentes circulaires utilisées, du rayon des fentes et leur positionnement série ou parallèle, sur le niveau de couplage. Comme la taille est l'un des critères à prendre en compte, pour augmenter le facteur de couplage, deux cas de figures peuvent être réalisés :

1. mettre les fentes circulaires de façon linéaire ou en série utilisant la méthode de Chebyshev [10]-[11].
2. mettre les fentes circulaires en parallèle.

Le premier cas est à exclure du fait de la taille du circuit qui va augmenter et dont il faut tenir en compte. Toutefois, certains travaux, utilisant le dernier cas, ont été publiés [12]. Cependant, ce concept souffre d'une réelle corrélation entre le niveau de couplage, la taille et le nombre de fentes circulaires utilisées pour obtenir un couplage de 3dB. Par conséquent, notre approche appelée le concept 3-3 fentes circulaires ou 3 paires de fentes circulaires (**3PFC**) (c'est-à-dire 3 fentes circulaires de part et d'autre du plan de symétrie de la structure) nous donne d'excellents résultats en termes de couplage, de directivité, d'isolation, de phase et de bande passante sans affecter la taille du coupleur. Grâce à ces caractéristiques, le coupleur proposé est un bon candidat pour la conception du réseau d'alimentation à formation de faisceaux dans le cas des topologies à deux couches.

#### 4.4.1 Structure et Considération de conception

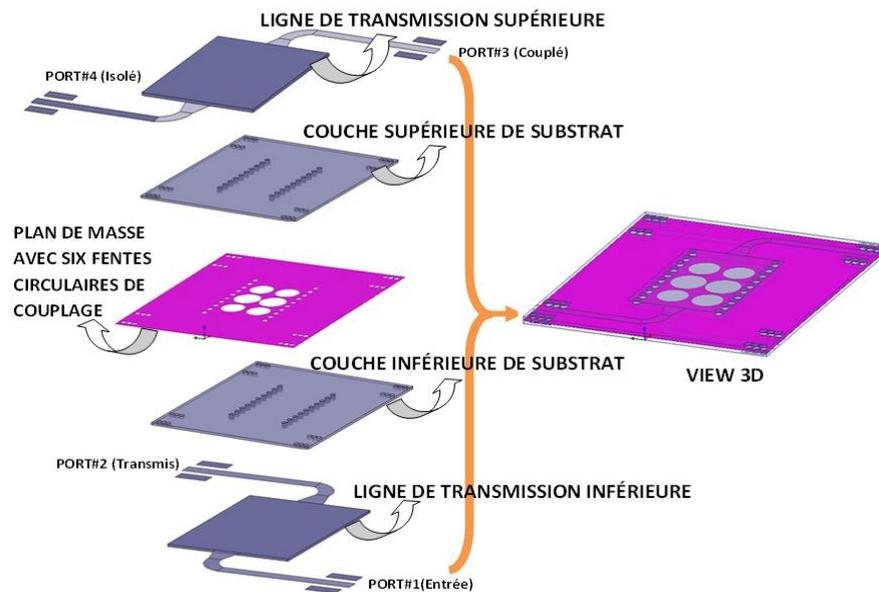
Le coupleur directionnel 3dB/90<sup>0</sup> proposé est illustré à la **Figure 4.11**. Ce coupleur est constitué de deux guides d'ondes rectangulaires GIS parallèles partageant une large paroi commune sur laquelle seulement trois paires de fentes circulaires servant de couplage y ont été gravées. La structure est conçue sur deux couches de substrat de type ROGERS RT/duroid 5880 de permittivité  $\epsilon_r=2,2$  et d'épaisseur 0,508mm.

La structure du coupleur proposé est conçue de la manière suivante. La largeur du coupleur est calculée à partir de la théorie des guides d'ondes standards bien établie pour la propagation du mode TE<sub>10</sub> [1]. La largeur équivalente  $a_{GIS}$  est alors calculée en utilisant les formules données dans [13].

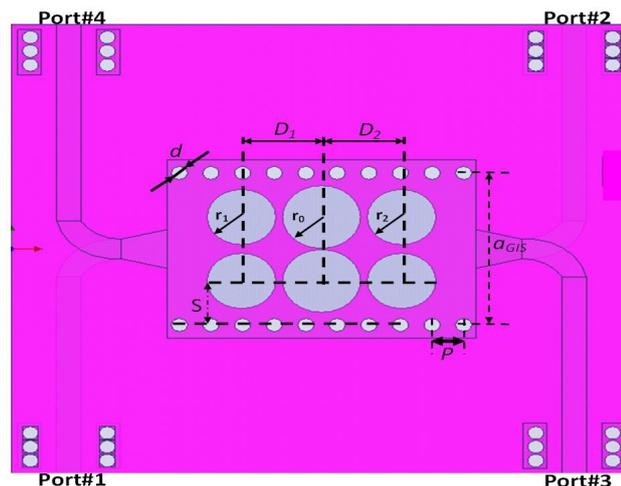
La fréquence de coupure du mode TE<sub>10</sub> est choisie inférieure à la fréquence d'opération afin d'obtenir un couplage relativement stable au niveau de la bande d'intérêt et d'offrir une plus grande largeur de bande pour le coupleur. Une largeur de guide d'ondes relativement plus large offre une plus grande flexibilité dans la conception des fentes circulaires de couplage avec une certaine dimension (diamètre). Par conséquent, nous obtenons une dynamique de couplage plus large.

L'équivalent électrique circuit du coupleur proposé n'est pas simple à trouver, car il emploie 3 paires de fentes de couplage. Une étude paramétrique détaillée est alors très utile pour étudier l'effet des paramètres ( $r_0$ ,  $r_1$  et  $r_2$ ) présentés sur la **Figure 4.11 (b)** à la fois sur le niveau de couplage et sur la

directivité. Après avoir effectué cette étude, nous avons optimisé les différents paramètres sous HFSS [14] et ils sont présentés dans le **Tableau 4.2**.



(a)



(b)

**Figure 4.11** - Le coupleur directionnel bicouche 3dB/90° développé :  
(a) Vue en 3D. (b) Vue de haut avec les paramètres des fentes circulaires.

On rappelle que  $d$  représente le diamètre des vias,  $P$  indique l'espacement entre deux vias consécutifs,  $a_{GIS}$  largeur équivalente du guide et  $b$  l'épaisseur du substrat.

$a_{GIS}$	$b$	$d$	$P$	$S$	$r_0$	$r_1$	$r_2$
12,1 mm	0,508 mm	d=1,011 mm	2,023 mm	3,3 mm	2,5 mm	2,2 mm	2,2 mm

**Tableau 4.2** - Paramètres optimaux de conception du coupleur directionnel 3dB/90°.

Dans le paragraphe suivant, nous allons étudier maintenant les effets du rayon de chaque fente sur le facteur de couplage.

#### 4.4.2 Effet des rayons des fentes circulaires sur le niveau de couplage

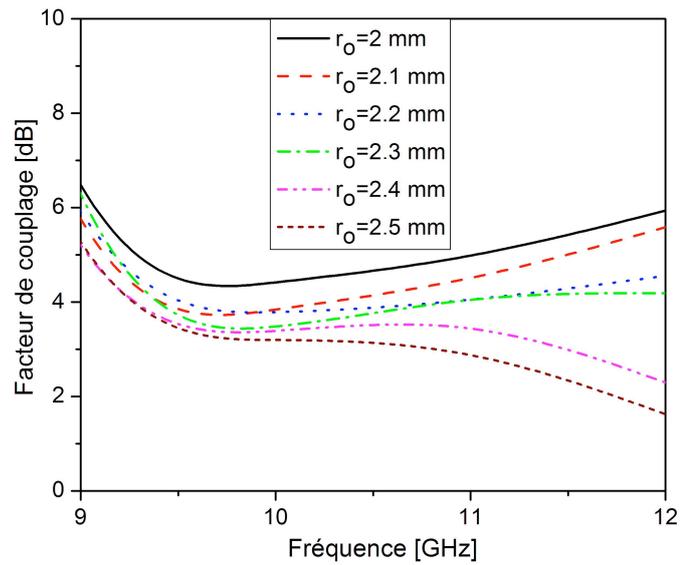
Dans cette section, une étude paramétrique est présentée en faisant varier les rayons des fentes circulaires en fonction de la fréquence tout en optimisant le facteur de couplage pour obtenir des pertes de réflexion acceptables, au-dessous de -15dB, sur la bande de fréquence 9GHz à 12GHz.

Pour cela, nous devons respecter la condition qui relie la distance  $D$  avec les rayons  $r_0$ ,  $r_1$  et  $r_2$  des fentes présentes sur la paroi. Elle est donnée par :

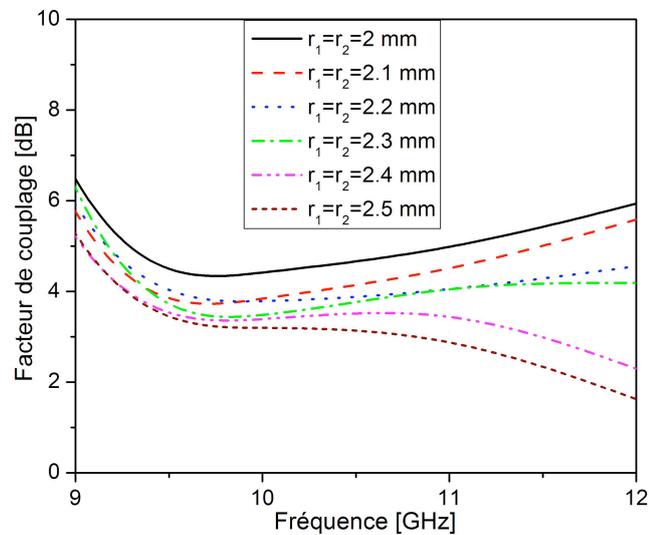
$$r_1 > D - r_0 \quad (4.61)$$

$$r_2 > D - r_0 \quad (4.62)$$

Ces conditions permettent de bien fixer les rayons afin d'éviter le chevauchement entre les fentes circulaires du coupleur directionnel. Le choix de prendre la distance  $D$  égale à  $\lambda_g/4$  (avec  $\lambda_g$  la longueur d'onde guidée) n'est pas anodin dans le sens où, si nous prenons la phase de référence  $0^\circ$  au niveau de la fente de rayon  $r_1$ , alors la phase de l'onde incidente provenant de la fente de rayon  $r_0$  sera à  $-90^\circ$ . Étant donné que chaque fente circulaire rayonnera une onde directe et une onde réfléchie, alors, au niveau du port#3, les contributions s'additionnent, car elles sont en quadrature de phase. Cependant, elles sont en opposition de phase ( $-180^\circ$ ) au niveau du port#4, car l'onde va parcourir une distance de  $\lambda_g/2$  et la puissance est ainsi supprimée.



(a)



(b)

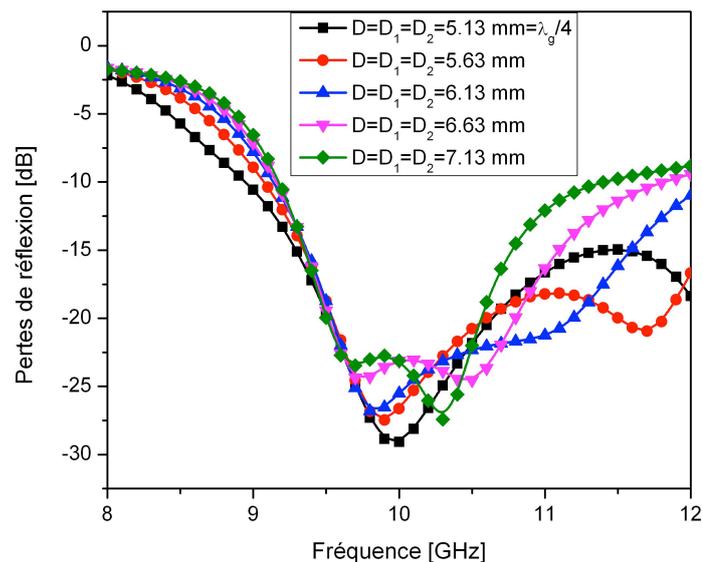
**Figure 4.12** - Résultats de simulation de l'effet des rayons des fentes circulaires sur le facteur de couplage (a) Optimisation du rayon  $r_0$  (b) Optimisation des rayons  $r_1$  et  $r_2$ .

La **Figure 4.12** montre la variation du couplage en fonction de la fréquence pour différents rayons. Des dimensions des rayons plus grands impliqueraient un niveau de couplage plus élevé. En fixant les rayons  $r_1$  et  $r_2$ , nous avons varié le rayon  $r_0$  entre 2 à 2,5 mm. Le niveau de couplage varie de 6dB à 2dB dans la bande fréquentielle 9GHz à 12GHz. Nous remarquons que le rayon de l'orifice qui donne un couplage 3dB correspond à celui où  $r_0=2,5$  mm tel qu'indiqué sur la **Figure 4.12 (a)**. Connaissant le rayon  $r_0$ , nous avons

évalué les rayons  $r_1$  et  $r_2$ . Ainsi, nous avons trouvé les valeurs des rayons  $r_1=r_2=2,2$  mm qui donnent le facteur de couplage autour de 3dB sur la bande X, Voir la **Figure 4.12 (b)**.

#### 4.4.3 Effet de la distance $D$ sur la directivité et les pertes de réflexion du coupleur

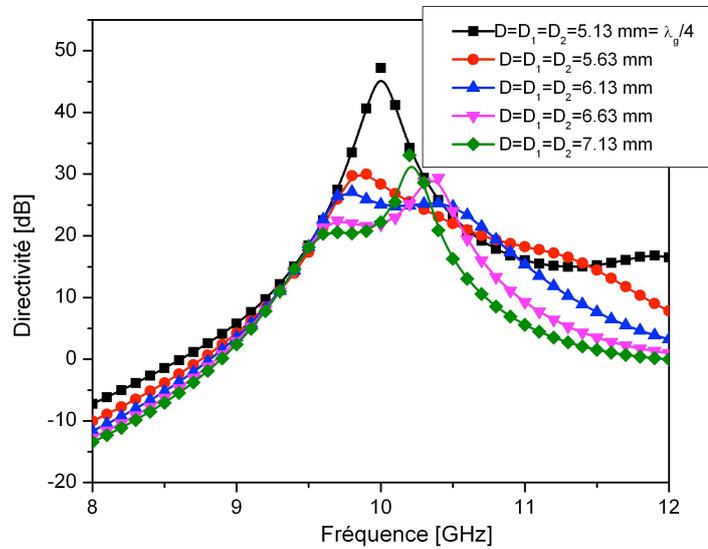
Basé sur des résultats de simulation, divers paramètres peuvent affecter la directivité et les pertes de réflexion du coupleur directionnel 3dB. Parmi ceux-là, la distance  $D=D_1=D_2$  entre les fentes que nous avons explorées et les résultats de simulation obtenus sont montrés sur les **Figures 4.13** et **4.14**. À mesure que  $D$  augmente de  $5,13$  mm à  $7,13$  mm, un changement significatif des pertes de réflexion et de la directivité du coupleur. Les deux distances  $D$  optimales obtenues pour une bande passante comprise entre 9GHz et 12GHz, au dessous de -15dB de pertes de réflexion, sont  $D=5,13$ mm, qui correspond à  $\lambda_g/4$ , et  $D=5,63$  mm. Ceci prouve encore une fois qu'une bonne isolation des ondes incidentes et réfléchies est réalisée quand  $D \sim \lambda_g/4$ .



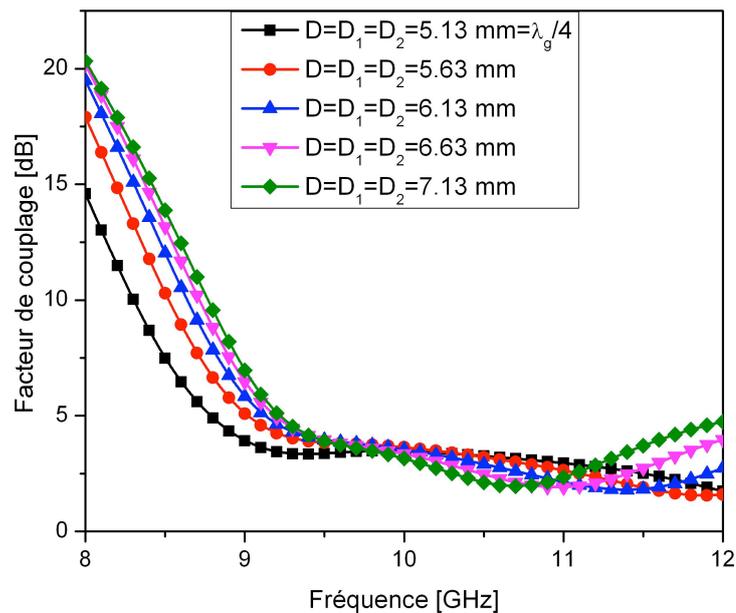
**Figure 4.13** - Effet de la distance  $D$  sur les pertes de réflexion du coupleur directionnel 3dB.

Comme conclusion, la directivité est très sensible à la distance  $D$ . Pour consolider ceci, différentes directivités ont été obtenues en fonction de la fréquence pour différentes valeurs de la distance  $D=D_1=D_2$ . Nous notons qu'une

meilleure directivité, au-delà de 15dB dans la bande fréquentielle 9-12GHz, correspond à  $D=D_1=D_2=5,13\text{mm} \sim \lambda_g/4$ .



**Figure 4.14** - Influence de la distance  $D=D_1=D_2$  sur la directivité du coupleur directionnel 3dB.



**Figure 4.15** - Influence de la distance  $D=D_1=D_2$  sur le couplage du coupleur directionnel 3dB.

Même si nous remarquons que la directivité est très sensible à l'espacement  $D$  des fentes, toutefois, cette distance n'a pas assez d'influence sur le couplage comme nous le montre la **Figure 4.15**.

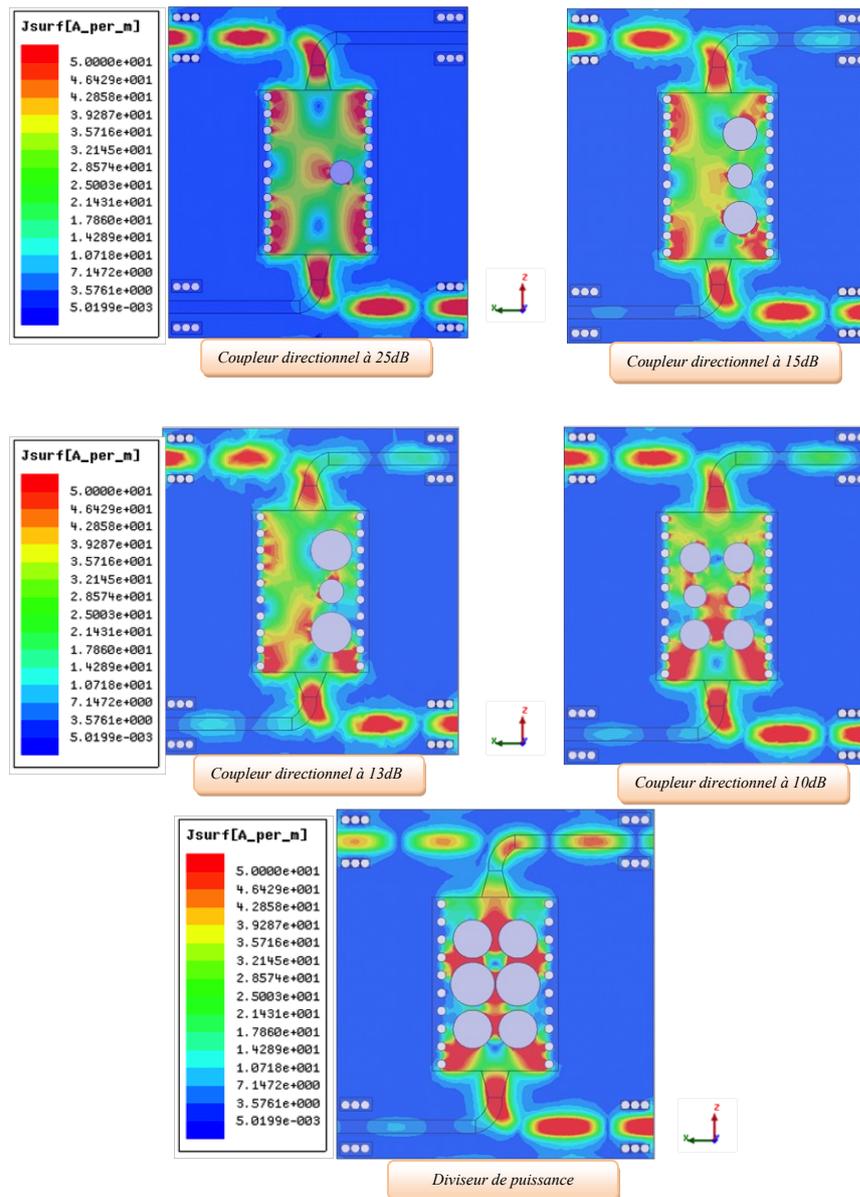
#### 4.4.4 Les différents coupleurs directionnels réalisés

Cinq coupleurs différents ont été conçus et optimisés. Le même type de matériau et les mêmes paramètres de conception GIS de la **section 4.4.1** ont été utilisés dans la mise au point. Plusieurs facteurs de couplage obtenus en fonction des dimensions et le nombre de fentes circulaires utilisé dans la structure sur la bande de fréquence 9-12GHz sont résumés dans le **Tableau 4.3**. Tous ces coupleurs ont été fabriqués et validés. Plus de détails se trouvent dans la **section 4.5**.

La **Figure 4.16** nous montre la distribution des courants surfaciques des différents coupleurs réalisés et illustre bien la quantité de courant qui passe dans le port direct et celui couplé. Nous pouvons admirer l'évolution des différents facteurs de couplage passant de 25dB à 3dB en fonction du nombre de fentes circulaires appliquées.

<b>Nombre de fentes circulaires</b>	<b><math>r_0</math> (mm)</b>	<b><math>r_1</math> (mm)</b>	<b><math>r_2</math> (mm)</b>	<b>Offset S (mm)</b>	<b>Facteur de couplage (dB)</b>
1	1,143			2,952	25dB
3 (en série)	1,35	2	2	3,00	15dB
3 (en série)	1,35	2,5	2,5	3,1	13dB
6 (3-3 en parallèle)	1,35	1,8	1,8	3,2	10dB
6 (3-3 en parallèle)	2,5	2,2	2,2	3,3	3dB

**Tableau 4.3** - Paramètres optimisés pour les différents coupleurs directionnels réalisés.



**Figure 4.16** - La distribution des courants de surface des différents coupleurs réalisés.

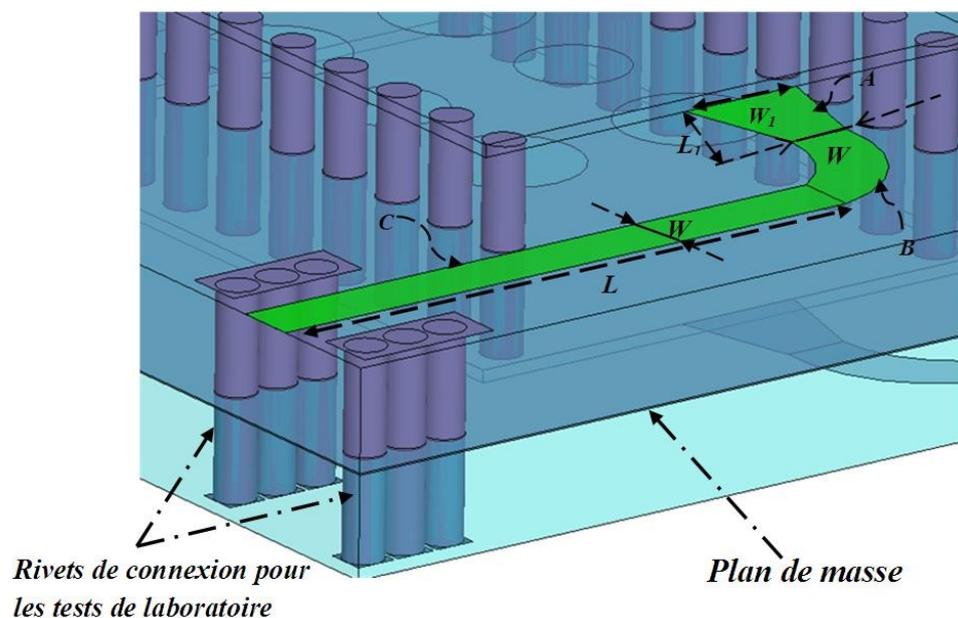
## 4.5 Fabrication et validation des prototypes à 10GHz

Dans cette section, nous allons présenter le processus expérimental, les caractéristiques du type de matériau utilisé et la fabrication des différents coupleurs conçus, y compris le coupleur 3dB. Seuls les résultats du coupleur directionnel 3dB/90° seront montrés dans la **section 4.5.3**, car ce composant est l'élément essentiel pour la mise au point de la matrice de Butler 4x4 que nous voudrions développer.

#### 4.5.1 Transition Microstrip avec des rivets de connexions

Pour rappel, le coupleur directionnel en GIS a été conçu en respectant les règles données dans [13] et clairement démontrées dans le **chapitre III**. À des fins de mesures et de connexion du coupleur directionnel 3dB GIS avec les circuits planaires, une transition microruban/GIS a été investiguée par des chercheurs et de bons résultats ont été obtenus [15]-[17]. Deslandes et Wu ont présenté dans [16] une géométrie qui permet d'obtenir une adaptation de -20dB sur toute la largeur de bande du GIS. Cette transition consiste en une section de ligne microruban de forme conique ou trapézoïdale qui connecte une autre ligne de transmission d'impédance caractéristique  $Z_0$  au guide GIS. De point de vue physique, cette ligne conique est utilisée pour transformer le mode quasi-TEM de la ligne microruban en un mode  $TE_{10}$  du guide. La **Figure 4.17** illustre la transition microruban à GIS.

Dans la section A de la **Figure 4.17**, la longueur  $L_1$  et la largeur  $W_1$  du cône sont les paramètres à optimiser afin d'assurer l'adaptation entre la ligne microruban et le guide GIS. Les sections A et B des lignes micro-rubans ont été conçues pour avoir une impédance caractéristique  $Z_0=50\Omega$ . Ce type de transition est valable pour les quatre ports du coupleur directionnel.



**Figure 4.17** - Transition entre la ligne microruban et le GIS : ajout des rivets de connexion pour des tests de laboratoire.

Pour des raisons de mesures fiables pour la validation des prototypes réalisés, des rivets métalliques de connections sont placés en contact direct avec le plan de masse et distants de 2,54 mm. Ils correspondent au lieu où les connecteurs seront soudés afin d'établir un contact entre la source et le plan de masse. Les paramètres de transitions obtenus sont dressés dans le **Tableau 4.4.**

$W_1$	$L_1$	$W$	$L$
3,088 mm	3,02 mm	1,524 mm	15,66 mm

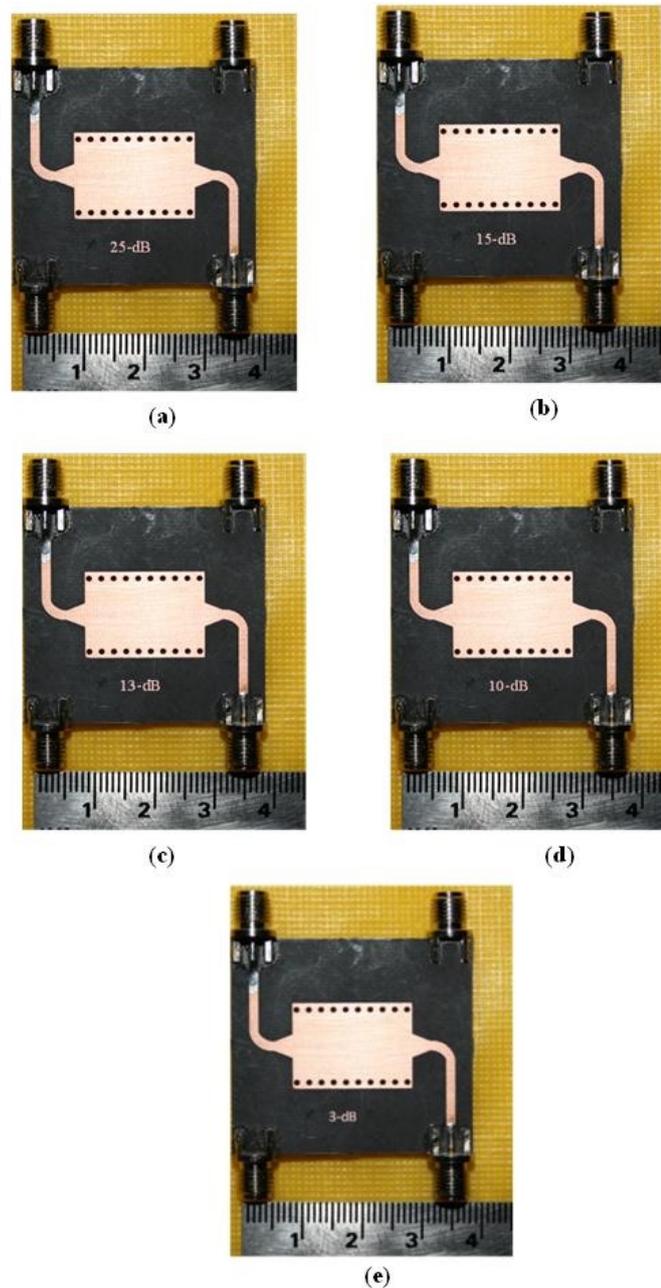
**Tableau 4.4** - Paramètres de transitions du coupleur directionnel GIS.

#### 4.5.2 Fabrication des prototypes : Choix du matériau

Les coupleurs en technologie GIS ont été fabriqués à l'aide d'une plaque de RT/duroid® 5880 ayant pour permittivité  $\epsilon_r=2,2$  et de quatre connecteurs SMA 50 Ohm fonctionnant dans la bande 0-18 GHz et ayant un ROS (rapport d'onde stationnaire) bas sur cette bande de fréquence. Pour une meilleure conductivité et pour éviter la corrosion avec le temps, ces connecteurs sont plaqués en or [18].

Le RT/duroid® 5880 est composé d'un composite PTFE (polytetrafluoroethylene) en microfibres de verre renforcé. C'est un matériel isotrope linéaire avec une permittivité diélectrique de  $\epsilon_r=2,2$ . Ce matériau compte quelques avantages: il est inerte, insoluble, ininflammable, non toxique et résiste à long terme à la dégradation thermique [19]. Puisque le coupleur BH en GIS est une structure composée de deux couches de substrat du même diélectrique, les couches sont fabriquées séparément. Elles sont ensuite collées à l'aide d'une pellicule adhésive, appliquée entre les deux couches, appelée Rogers 3001 BF avec une permittivité diélectrique de  $\epsilon_r=2,28$  et une épaisseur de  $0,0381$  mm. L'adhérence des couches se fait en chauffant, de manière contrôlée, la structure. L'adhésif 3001 BF de Rogers est un TCF (Thermoplastique Chloro-Fluorocopolymère) qui comporte une faible tangente de pertes à des fréquences microondes. Ce qui assure un minimum d'interférence avec la fonction électrique des structures multicouches et à lignes suspendues. Par ailleurs, il possède aussi une résistance aux températures élevées et une inertie chimique, propriétés nécessaires pour garantir la stabilité structurelle [59].

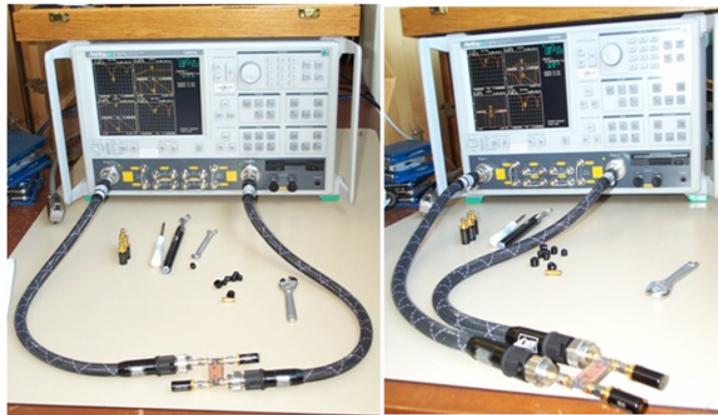
La **Figure 4.18** montre une photographie des différents circuits de coupleurs directionnels fabriqués ainsi que le diviseur de puissance et l'échelle de grandeurs de ces composants. Il est bien clair qu'il s'agit d'un circuit de dimensions incontestablement raisonnables, voire remarquables, dans la bande X si on les compare aux coupleurs des **annexes B, C, D et E**.



**Figure 4.18** - Photographies des coupleurs directionnels fabriqués : (a) coupleur directionnel 25dB à une fente; (b) et (c) coupleur directionnel 15dB et 13dB, respectivement, à trois fentes; (d) coupleur directionnel 10dB à 3-3 fentes; (e) Diviseur de puissance à 3-3 fentes optimisées.

### 4.5.3 Expérimentation et Discussion

Pour valider ces prototypes, des mesures ont été accomplies à l'aide d'un analyseur vectoriel de réseau (VNA). Ces prototypes ont été mesurés et les résultats expérimentaux obtenus sont comparés favorablement aux simulations. Nous rappelons que seuls les résultats du diviseur de puissance seront présentés dans cette section et les autres résultats seront présentés dans **l'annexe F**. La **Figure 4.19** présente l'installation utilisée durant les mesures, où un analyseur de réseau vectoriel et la méthode SOLT (Short Open Load Through) ont été exploités.



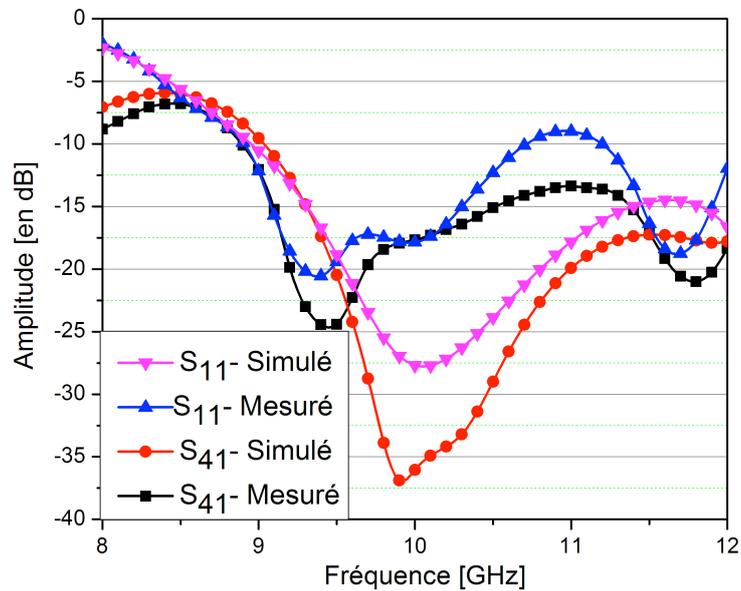
**Figure 4.19** - Photographie du setup de mesure et de l'analyseur vectoriel de réseau (VNA).

La **Figure 4.20** montre les paramètres  $S$ , à savoir, le facteur de couplage  $S_{31}$ , le coefficient de transmission  $S_{21}$ , le coefficient de réflexion  $S_{11}$  et l'isolation  $S_{41}$ . Cependant, nous devons rappeler que normalement nous devrions avoir 16 coefficients.

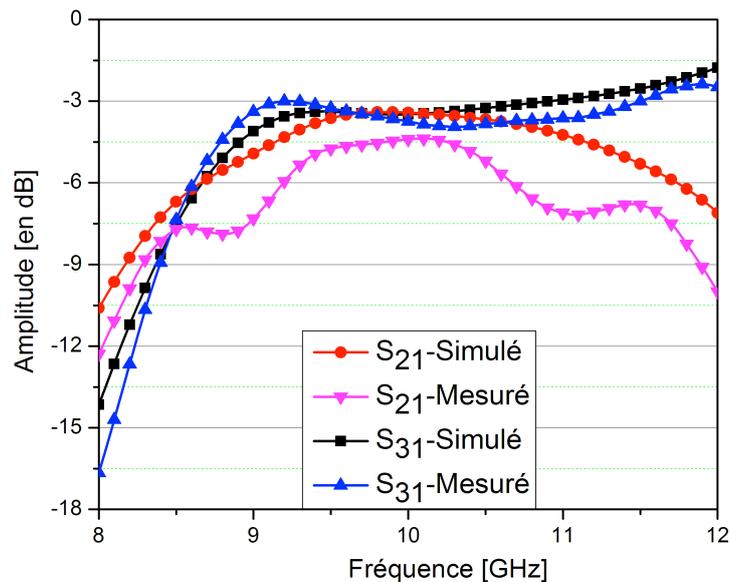
Comme le coupleur directionnel est réciproque et physiquement symétrique, nous ne prenons que ces trois coefficients pour décrire le fonctionnement de cette structure. En se référant à un coefficient d'adaptation acceptable ( $S_{11} < -10\text{dB}$ ) et en terme d'amplitude, l'écart entre le coefficient de couplage simulé et celui mesuré reste inférieur ou égal à 0.5dB entre 9GHz et 12GHz. L'amplitude du facteur de couplage mesuré ( $S_{31}$ ) est environ -3,7dB, et -3,4dB en simulation.

Cette différence de niveau est due aux pertes causées par des transitions GIS-LMR ajoutées à chaque port, par le substrat, par la métallisation et surtout par les connecteurs que nous n'avons pas pris en compte durant la simulation.

Le port 4 est complètement isolé puisque le coefficient d'isolation  $S_{41}$  est aux alentours de -15dB sur la bande de fréquence d'intérêt. A l'aide des équations (4.4), (4.5) et (4.6), nous avons tracé sur la **Figure 4.21** les courbes de couplage, de la directivité et de l'isolation afin de déterminer la plage dynamique de notre coupleur directionnel 3dB/90°.

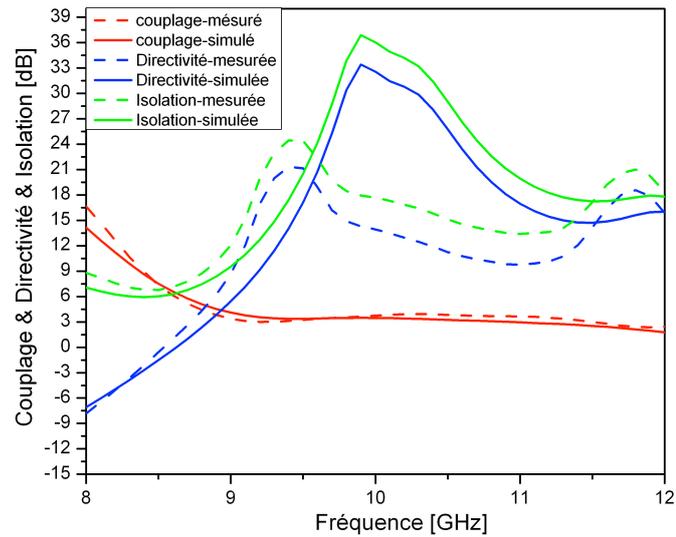


(a)



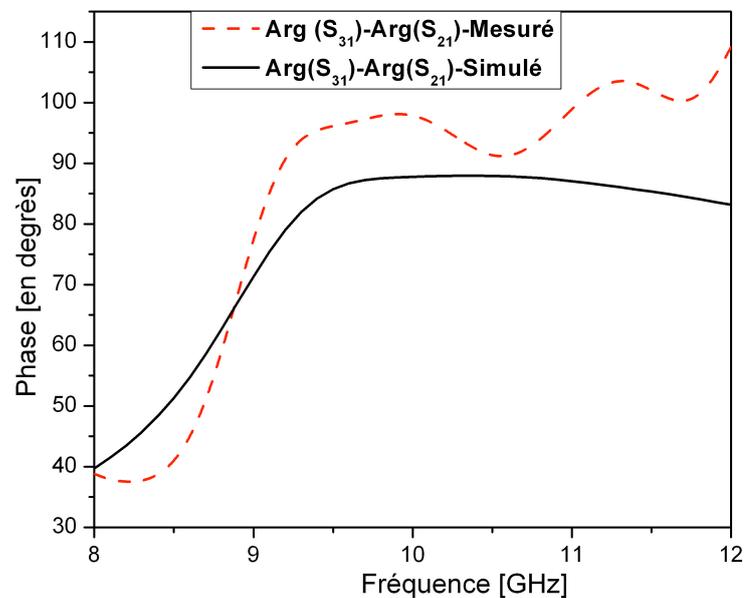
(b)

**Figure 4.20** - Résultats de mesure et de simulation du coupleur directionnel 3dB: (a) Coefficient de réflexion ( $S_{11}$ ) et Coefficient d'isolation ( $S_{41}$ ). (b). Niveau de couplage ( $S_{31}$ ) et Coefficient de transmission ( $S_{21}$ )



**Figure 4.21** - Niveau de couplage, de directivité et d'isolation mesurés et simulés du coupleur directionnel 3dB.

Quant à la phase comme nous l'illustre la **Figure 4.22**, les signaux de sortie sur les ports 2 et 3 sont bien en quasi quadrature. La différence de phase est prouvée sur la bande 9,5GHz-11GHz et elle vaut  $88^{\circ}$  en simulation et  $94^{\circ}$  en expérimentation à 10GHz. Ces résultats démontrent que la bande passante relative du diviseur de puissance est environ 30%.



**Figure 4.22** - Différence de phase simulée et mesurée entre le port 2 et le port 3 du coupleur directionnel 3dB.

Les ondulations observées dans la phase mesurée peuvent être dus à la présence des espacements non-métallisés entre les vias dans le guide GIS dont l'effet n'est pas observé dans les mesures d'amplitude. Également, l'effet observé dans les résultats mesurés, en particulier la phase, peut être dû aux caractéristiques non-linéaires de la phase pour la transition GIS-LMR [20].

## 4.6 Conclusion

Plusieurs coupleurs directionnels à deux couches avec la technologie GIS ont été développés et fabriqués avant d'arriver à notre diviseur de puissance. À partir de la théorie établie par Hans Bethe pour un coupleur directionnel BH conventionnel dans le cas d'une seule fente circulaire, il fallait déterminer les limites de ce dernier. En effet avec une seule fente, on n'arrivait pas à obtenir le facteur de couplage désiré, c'est-à-dire 3dB. Partant du fait qu'il y a un lien théorique qui permet d'exprimer le rayon de la fente connaissant le facteur de couplage désiré, nous sommes persuadés que l'implémentation d'une seule fente impliquerait un chevauchement entre ce dernier et les rivets du guide. Nous avons alors proposé ce concept 3-3 fentes circulaires en parallèle par rapport à l'axe de symétrie de la structure. L'efficacité de cette idée nous a permis d'obtenir le coupleur 3dB sans pour autant le rendre plus grand.

La performance du coupleur directionnel 3dB, en termes de grandeur de couplage et de la différence de phase entre le port direct et celui couplé, représente des caractéristiques très prometteuses pour une application aux conformateurs de faisceaux (beamforming matrix) bicouche. Ce diviseur donne d'excellents résultats avec une bande passante de couplage de 30% entre 9 GHz et 12GHz, une bonne isolation et une bonne adaptation au dessous de -15dB. La plage de couplage du coupleur bicouche proposé en fait de lui un candidat intéressant pour une nouvelle famille de matrices de répartitions multifaisceaux multicouches en technologie GIS.

Le chapitre suivant est consacré entièrement à une mise en œuvre d'une nouvelle topologie de matrice de Butler capable de répondre aux besoins des communications sans-fil. Ainsi, une réalisation expérimentale viendra pour valider cette solution.

## RÉFÉRENCES DU CHAPITRE IV

- [1] R. E. COLLIN, "Field Theory of Guided Waves," *New-York: Wiley*, 1991.
- [2] D. M. POZAR, "Microwave Engineering Third Edition," Chapter 7: Power Dividers and Directional Coupler, *John Wiley & Sons, Inc.*, 2004.
- [3] B. M. OLIVER, "Directional Electromagnetic Couplers," *Proceedings of the IRE*, Vol.42, Issue 11, pp.1686-1692, November 1954.
- [4] S. R. RENGARAJAN, "Compound Coupling Slots for Arbitrary Excitation of Waveguide-fed Planar Slot Arrays," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol.38, No.2, pp. 276-280, Feb. 1990.
- [5] E. HADGE, "Compact Top-Wall Hybrid Junction," *Transactions of the IRE Professional Group on Microwave Theory and Techniques*, Vol.1, Issue 1, pp.29-30, Mars 1953.
- [6] C. G. MONTGOMERY, R. H. DICKE and E.M. PURCELL, "Principles of Microwave Circuits," *MIT Radiation Laboratory. McGraw-Hill Book Company Inc.*, 1948.
- [7] C. G. MONTGOMERY, "Technique of Microwave Measurements," *MIT Radiation Laboratory. McGraw-Hill Book Company Inc.*, 1947.
- [8] D M.POZARD, "Microwave Engineering," *New-York-John Wiley & Sons, Inc.*, 1998.
- [9] R. E. Collin, "Foundations for Microwave Engineering," *New-York: McGraw Hill*, 2001.
- [10] R. LEVY, "Analysis and synthesis of waveguide multi-aperture directional couplers," *IEEE Transactions On Microwave Theory and Techniques*, vol. MTT-16, pp.995-1006, Dec. 1968.
- [11] Z. POURGHOLAMHOSSEIN, R. SAFIAN and H. POURGHASSEM, "Wideband double layer substrate integrated waveguide directional coupler," *5th International Symposium on Telecommunications (IST'2010)*, pp.328-331, 2010.
- [12] Y. CASSIVI, D. DESLANDES and K. WU, "Substrate integrated waveguide directional couplers", *Proceeding Asia-Pacific Microwave Conference*, Kyoto, Japan, Vol. FR1B-3, 4 p., Nov. 2002.

- [13] M. MBAYE, L. TALBI, K. HETTAK and A. KABIRI, "Design of 15 dB directional coupler using substrate integrated waveguide technology," *Microwave Optical and Technology Letters*, Vol.54, pp.970–973, 2012.
- [14] ANSOFT CORPORATION, HFSS (version 14), Pittsburgh, P.A.2001.
- [15] D. DESLANDES, "Étude et développement du guide d'onde intégré au substrat pour la conception de systèmes en ondes millimétriques," Thèse de doctorat à l'université de Montréal, 2005.
- [16] D. DESLANDES and K. WU, "Integrated microstrip and rectangular waveguide in planar form," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, Vol.11, No.2, pp.68-70, 2001.
- [17] D. DESLANDES and K. WU, "Integrated transition of coplanar to rectangular waveguides," *IEEE-MTT-S International Microwave Symposium Digest*, Vol.2, pp.619-622, 2001.
- [18] [www.digikey.com](http://www.digikey.com).
- [19] Rogers corporation, Advanced Circuit Materials ([www.rogerscorporation.com](http://www.rogerscorporation.com)).
- [20] A. A. MOHAMED, "On the development of Novel Multi-Layer Passive Components and the Implementation of Compact Wideband Two-Layer Butler Matrix in SIW Technology," *Thèse de doctorat à l'université de Toulouse*, 4 Mai 2010.

## CHAPITRE V

---

# CONCEPTION D'UN RÉSEAU D'ANTENNES 4 ÉLÉMENTS À MULTIFAISCEAUX

### 5.1 Introduction

Dans l'ensemble des communications sans fil actuelles et à venir, l'agilité des antennes pour créer des faisceaux multiples apparaît comme un des enjeux les plus importants d'une part. D'autre part, l'utilisation d'une technologie à faible coût permettra son application pratique à grande échelle. Dans ce chapitre, nous présentons les démarches suivies pour la conception d'une antenne multifaisceaux basée sur une matrice de Butler ainsi que sa réalisation et la validation expérimentale.

Ce chapitre commencera par une brève présentation de la matrice de Butler ainsi que les composants intrinsèques qui la constituent. Nous abordons alors, la nouvelle topologie de la matrice de Butler basée sur la technologie GIS que nous proposons. En vue de sa validation, un réseau d'antennes à fentes a été conçu. En effet, certains problèmes récurrents apparaissent dans le cas d'une antenne multifaisceaux à topologie double couches, comme la réalisation du système global en connectant la matrice de Butler avec le réseau d'antennes par l'intermédiaire des connecteurs de liaisons. Pour ce type de dispositif, les pertes sont très importantes. Pour pallier à cette difficulté, nous proposons une procédure de conception d'une nouvelle topologie de génération d'antennes multifaisceaux. Cette solution se présente sous l'aspect d'amener tous les ports de sortie de la matrice de Butler au même plan que les entrées du réseau d'antennes à travers deux vias de connections. Des détails d'explications seront apportés dans ce chapitre.

Enfin, la dernière partie viendra confronter les résultats expérimentaux avec les prévisions simulées et théoriques.

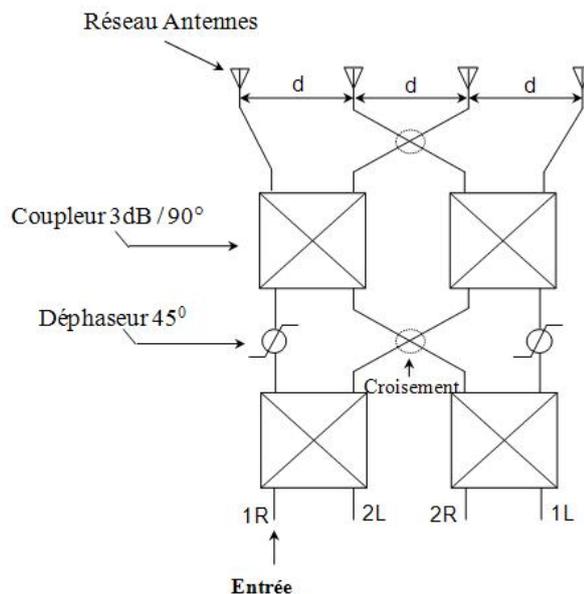
### 5.2 Matrice de Butler : Rappel et fonctionnement

Dans le **chapitre II**, nous avons choisi **la matrice de Butler** comme

**réseau d'alimentation à dispositif passif à quatre entrées et quatre sorties** pour la réalisation de l'antenne multifaisceaux. La matrice est le sujet principal de cette thèse sur la base des différents avantages qu'elle présente.

La matrice de Butler est caractérisée par une alimentation en parallèle des sorties, tous les chemins électriques entre les entrées et les sorties sont équivalents. Pour cette fin, la matrice est constituée de plusieurs étages de coupleurs hybrides. Il est tout d'abord nécessaire de fixer le nombre de faisceaux désiré qui est égal au nombre de ports d'entrée de la matrice. **La figure 5.1** illustre le schéma de principe de la matrice de Butler 4x4 que nous voulons réaliser.

Les différents étages de division de puissance composés de coupleurs directionnels, de déphaseurs et de chemin de croisement permettent ensuite d'obtenir les incréments de phase à imposer au réseau à quatre éléments pour aboutir aux dépointages désirés.



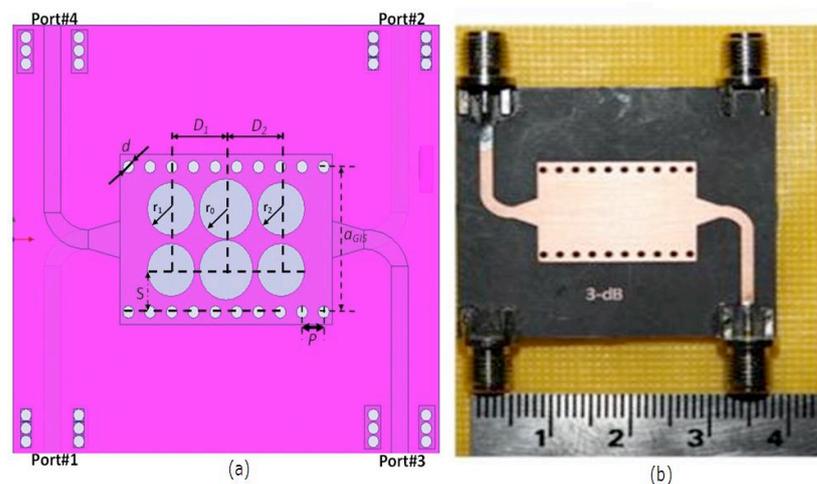
**Figure 5.1** - Schéma de principe d'une matrice de Butler 4x4.

Dans notre cas, la matrice de Butler 4X4 est constituée de quatre coupleurs 3dB, deux déphaseurs 45° et les deux chemins de croisement. Ces éléments sont traités dans les sous-sections suivantes. Le matériau utilisé pour concevoir et réaliser les composants microondes de notre matrice est le substrat RT/duroid® 5880 de permittivité relative de  $\epsilon_r=2,2$ .

### 5.2.1 Coupleur directionnel 3dB/90°

Comme il a été présenté dans le **chapitre IV**, l'élément le plus important dans la matrice de Butler est le coupleur directionnel 3dB/90°. La structure du coupleur proposé est définie sur la **Figure 5.2 (a)**. Elle permet la division d'un signal d'entrée en deux signaux de sorties égaux en amplitude et déphasés de 90° à 10GHz. Le prototype développé est illustré sur la **Figure 5.2 (b)**.

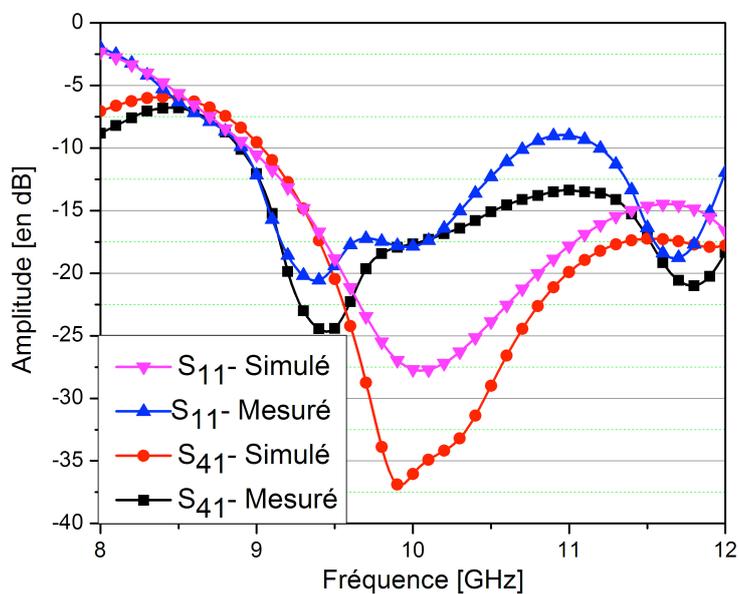
Ce coupleur est tout d'abord dimensionné et simulé avec le logiciel HFSS [1] (méthode des éléments finis) autour de 10GHz. Il a été fabriqué et mesuré à l'aide d'un analyseur de réseau vectoriel (VNA). Les amplitudes simulées et mesurées des coefficients de réflexion ( $S_{11}$ ), de couplage ( $S_{31}$ ) et d'isolation ( $S_{41}$ ) avec ce coupleur sont fournies sur la **Figure 5.3 (a)**. Les résultats mesurés et simulés de la différence de phase entre le coefficient de transmission ( $S_{21}$ ) et celui de couplage ( $S_{31}$ ) sont représentés sur la **Figure 5.3 (b)**.



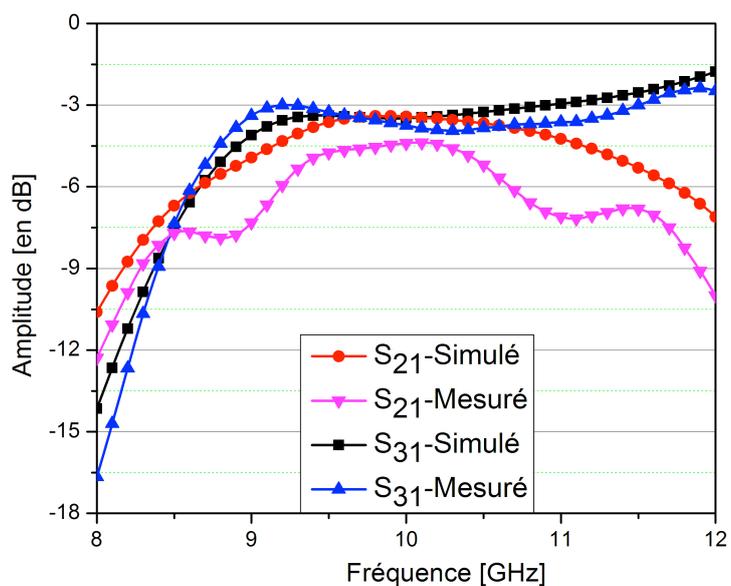
**Figure 5.2** - Coupleur directionnel 3dB/90° : (a) Considération de design. (b) photographie du prototype réalisé.

Pour rappel, en termes d'amplitude, l'écart entre le niveau de couplage simulé et celui mesuré reste inférieur ou égal à 0.5dB entre 9GHz et 12GHz. L'amplitude du niveau de couplage mesuré ( $S_{31}$ ) est environ -3,7dB au lieu de -3,4dB en simulation (**Voir Figure 5.3 (b)**). Le port 4 est quasi isolé puisque le coefficient d'isolation  $S_{41}$  est aux alentours de -15dB sur cette bande de fréquence (**Voir Figure 5.3 (a)**).

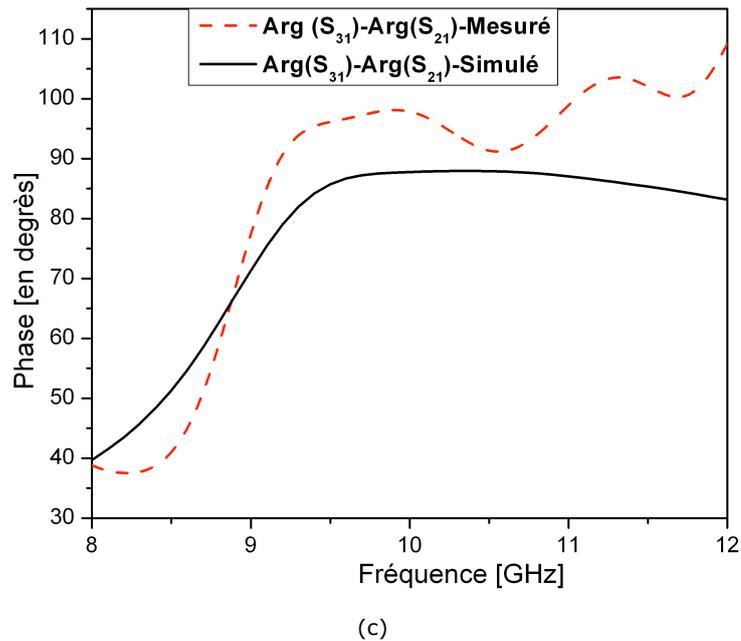
En ce qui concerne la phase (**Voir Figure 5.3 (c)**), les signaux de sortie sur les ports 2 et 3 sont bien en quasi quadrature. La différence de phase est prouvée sur la bande 9.5GHz-11GHz et elle est de  $88^\circ$  en simulation et de  $94^\circ$  en expérimentation à 10GHz avec un écart de phase de  $6^\circ$ .



(a)



(b)



**Figure 5.3** - Résultats simulés et mesurés du coupleur directionnel 3dB/90° : (a) Coefficient de réflexion ( $S_{11}$ ) et Coefficient d'isolation ( $S_{41}$ ). (b). Niveau de couplage ( $S_{31}$ ) et Coefficient de transmission ( $S_{21}$ ). (c) Différence de phase entre le port direct ( $S_{21}$ ) et celui couplé ( $S_{31}$ ).

### 5.2.2 Chemin de croisement

Le chemin de croisement est le plus grand obstacle pour la réalisation de la matrice de Butler. Pour éviter le chevauchement des signaux au niveau des croisements, nous devons recourir à des croisements dont le niveau d'isolement entre les ports d'entrées est acceptable.

Dans la littérature, il existe plusieurs types de croisements. Par exemple, dans le cas de la réalisation d'une matrice de Butler 8x8 dans la bande L en technologie *HTS* (High-Temperature Superconductive), une structure de croisement plate et petite en utilisant la technologie LMR avait été choisie [2]. Le croisement avait été réalisé à l'aide d'une feuille d'or rectangulaire sur une couche d'isolant diélectrique mince. Cependant, l'utilisation de la technique de pont produit des couplages indésirables entre les lignes de croisement et une perte de la symétrie de l'ensemble de la structure lorsqu'on monte vers les fréquences très élevées.

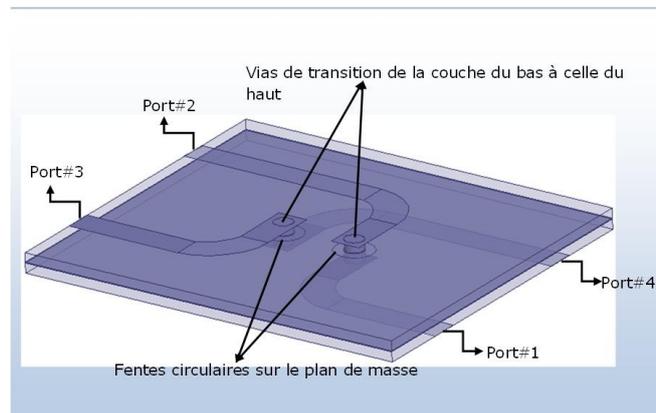
Une autre étude pour substituer ce type de croisement à une version entièrement plane de la matrice Butler sans pont a été publiée dans [3]. Elle consiste à remplacer le croisement par deux coupleurs hybrides (3dB, 90°) mis

bout à bout. Ce type de jonction est appelé aussi coupleur 0dB. Ce procédé a déjà été réalisé à 2,53 GHz sur une matrice de Butler 4x4 planaire [4]. Toutefois le nombre de coupleurs hybrides utilisés augmente considérablement (pour une matrice 4x4, on en a deux fois plus), ce qui a pour effet de produire des pertes supplémentaires. Aussi, la taille du système augmente en conséquence.

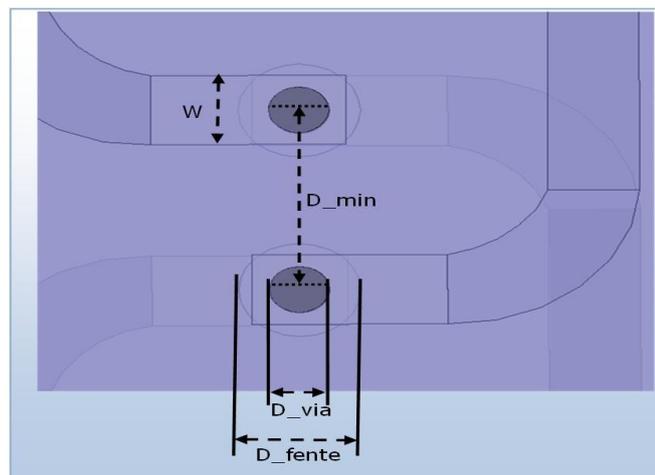
#### 5.2.2.1 Structure proposée : chemin de croisement à double couches

La topologie que nous proposons a été dictée par des contraintes d'intégration et de conformité avec notre matrice à deux couches et la technologie GIS. Le croisement s'effectue grâce au passage du signal d'une ligne micro-ruban à une autre ligne, au moyen de deux vias entourés par de fentes circulaires placées sur le plan commun partagé par les deux couches. Le but est d'essayer de transférer le maximum de puissance entre deux lignes micro-rubans gravées sur deux niveaux différents avec des pertes moindres. Pour éviter les courts circuits, il faudra que le diamètre des fentes circulaires soit supérieur à ceux des vias de transition de la couche du bas à celle du haut.

La **Figure 5.4** montre la structure du chemin de croisement proposé. Les résultats de mesures et simulations présentent un comportement satisfaisant à savoir une adaptation de l'ordre de -20dB et des pertes inférieures à 0,2dB malgré l'étape très délicate de la réalisation des vias métallisés. La **Figure 5.5** illustre les paramètres de conception du composant en faisant un zoom sur les deux vias de transitions concernés. Certaines dimensions ( $D_{min}$ ,  $D_{fente}$  et  $D_{via}$ ) doivent être respectées afin de rendre la structure réalisable. D'ailleurs, une étude paramétrique est faite dans la **section 5.3.2.2** pour déterminer l'effet du rayon de la fente circulaire ( $r_{fente}=D_{fente}/2$ ) sur les pertes de réflexions. Nous rappelons que la structure est conçue sur deux couches de substrat de type ROGERS RT/duroid 5880 de permittivité  $\epsilon_r=2,2$  et d'épaisseur 0,508mm.



**Figure 5.4** - Structure de chemin de croisement proposé.



**Figure 5.5** - Paramètre de conception des vias de transitions entre les couches.

Le **Tableau 5.1** indique les différentes valeurs des paramètres optimisés avec HFSS.

$W$	$D_{via}$	$D_{fente}$	$D_{min}$
1,544 mm	1,016 mm	2,064 mm	4 mm

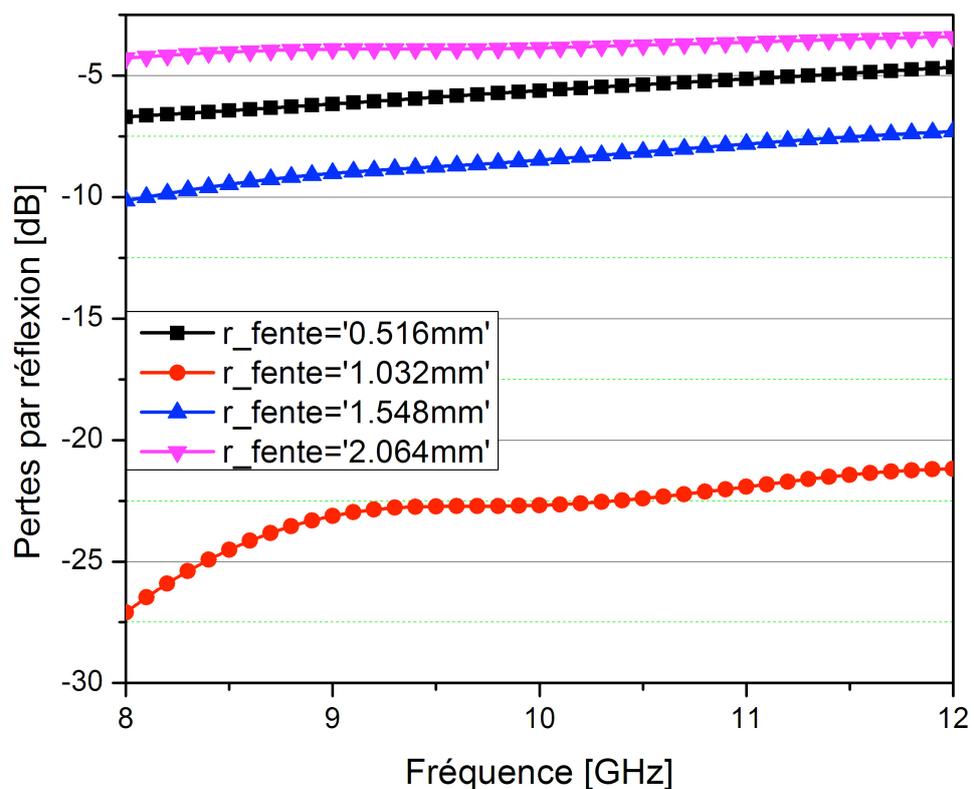
**Tableau 5.1** - Dimensions de conception du chemin de croisement.

### 5.2.2.2 Effet de la fente circulaire sur les pertes de réflexion

Le chemin de croisement est une structure bicouche. Il est effectué grâce au passage d'une ligne de transmission à une autre ligne, au moyen de vias et de fentes circulaires placées sur le plan commun (**Figure 5.4**). Le seul paramètre à optimiser est donc le rayon de la fente, car il faut respecter une

certaines règles de fabrication pour qu'il soit réalisable physiquement. Pour rappel  $D_{min}$  et  $D_{via}$  sont fixés par le matériel de fabrication du circuit. L'étude de ce rayon permettra d'obtenir le meilleur fonctionnement du composant en termes de pertes de réflexions, c'est-à-dire à une énergie transmise maximale sur la voie 2 lorsque que la voie 1 est alimentée ou celle sur la voie 3 quand la voie 4 est excitée.

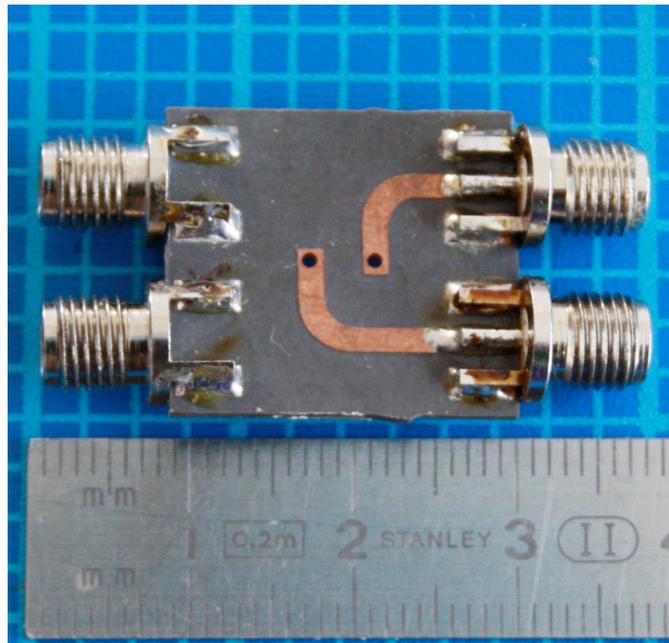
Les pertes par réflexion simulées du chemin de croisement à travers le via et la fente circulaire sont tracés sur la **Figure 5.6** en fonction de la fréquence. Nous remarquons que les pertes sont inférieures à 20dB pour un rayon de fente  $r_{fente}=1,032\text{mm}$  dans la bande 8GHz à 12GHz. Ceci peut être expliqué par le fait que l'impédance globale d'entrée à  $50\Omega$  reste inchangée, car l'effet inductif créé au niveau des deux vias par le biais de leurs fentes circulaires est très infime. Par conséquent, le rayon optimal de chaque fente est de  $r_{fente}=1,032\text{mm}$ .



**Figure 5.6** - Effet du rayon  $r_{fente}$  sur les pertes de réflexion au niveau des entrées.

### 5.2.2.3 Résultats et Discussion

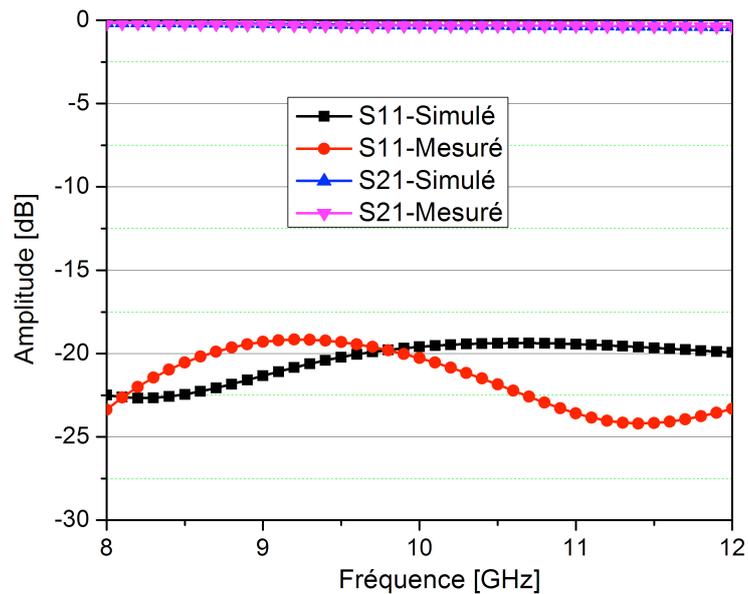
Le prototype réalisé est montré sur la **Figure 5.7** selon les dimensions optimisées qui se trouvent sur le **Tableau 5.1**. Idéalement, un signal entrant dans un port émerge seulement au port diagonal sans pertes d'insertion et sans erreur de phase.



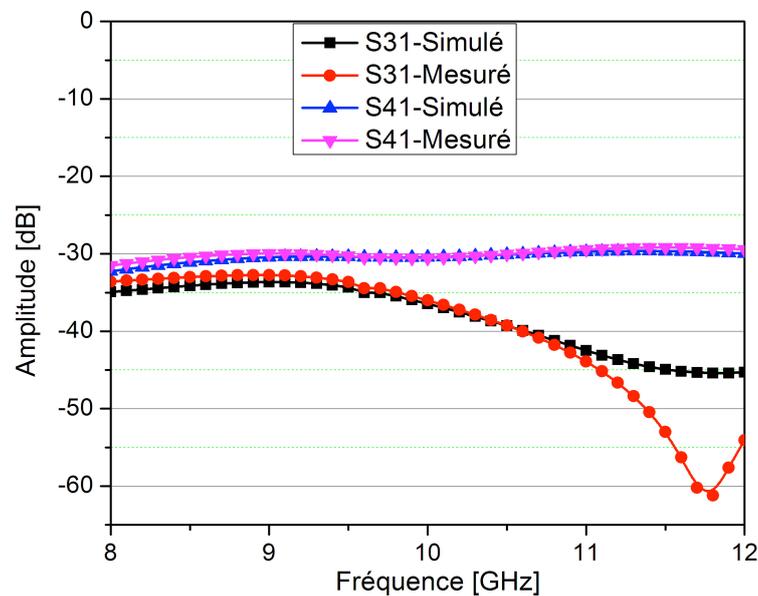
**Figure 5.7** - Photographie du prototype réalisé.

D'après les résultats de simulation et de mesure présentés sur la **Figure 5.8**, les pertes de réflexion ( $S_{11}$ ) sont inférieure à  $-20\text{dB}$ , l'isolation entre les ports 1 et 4 est supérieure à  $30\text{dB}$  et l'isolation entre les ports 1 et 3 est nettement supérieure à  $35\text{dB}$  dans la bande  $8\text{GHz}-12\text{GHz}$ . Les pertes d'insertion est de l'ordre de  $0,2\text{dB}$  et sont constantes dans toute la bande X.

Souvent, le chemin de croisement introduit une phase non nul entre l'entrée 1 et la sortie 2 (ou entrée 4 et sortie 3.). Cette phase étant non désirée, il demeure nécessaire de la compenser par le biais d'une ligne à retard durant la conception de la matrice de Butler. Ceci a pour but de s'assurer d'avoir un déphasage de  $45^\circ$  entre le chemin de croisement et le déphaseur.



(a)



(b)

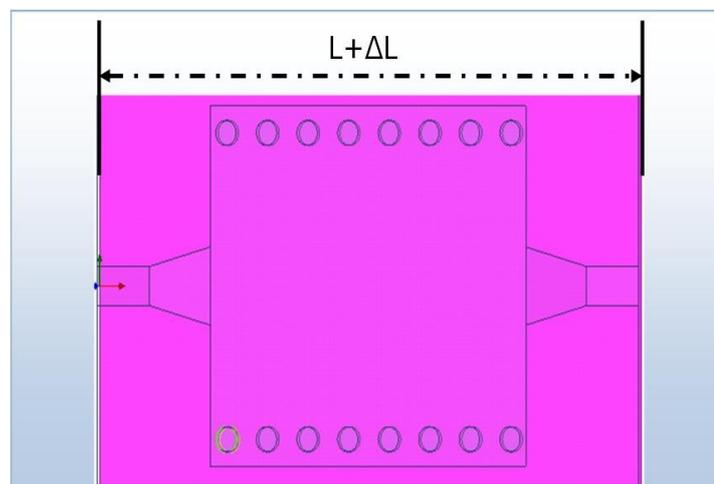
**Figure 5.8** - Paramètres S du chemin de croisement: (a) Coefficient de refelexion ( $S_{11}$ ) et Coefficient de transmission ( $S_{21}$ ). (b) Isolation (port 1 - port 4). Isolation (port 1 - port 3)

### 5.2.3 Déphaseur $45^\circ$

Les circuits déphaseurs sont des composants microondes extrêmement utiles et versatiles, dont la première fonction est de contrôler la phase d'un signal électrique. Parmi ses applications, nous pouvons citer les systèmes radar,

les systèmes de mesure et d'instrumentation, les systèmes d'imagerie biomédicale et surtout les systèmes de télécommunications sans fil. Cette étude qui consiste à concevoir un réseau d'antennes multifaisceaux où un réseau d'alimentation utilisant des déphaseurs permet d'orienter le faisceau global suivant la direction désirée dans l'espace, relève de la dernière application.

Dans la littérature, il existe plusieurs types de déphaseurs. Cependant, dans cette section, nous excluons les déphaseurs variables à commande électronique, c'est-à-dire les déphaseurs actifs nécessitant de l'énergie pour fonctionner (déphaseurs à diodes, déphaseurs à ferrites, ...) car les pertes engendrées par ces dispositifs sont importantes. Leurs coûts et leurs complexités deviennent vite élevés. C'est pourquoi, nous ne verrons qu'un type de déphaseur passif en technologie GIS : Déphaseur à deux rivets fixes et asymétriques.



**Figure 5.9** - Conception du déphaseur  $45^\circ$  en GIS.

La façon la plus simple de concevoir un déphaseur avec un GIS est d'utiliser une certaine longueur d'onde guidée à une fréquence particulière. Cette longueur représente la distance entre deux crêtes de l'onde guidée et est équivalente à un cycle de phase ( $360^\circ$ ). Pour créer un retard de phase  $\theta$  avec une ligne microruban par rapport à une autre, on ajoute donc une longueur de ligne supplémentaire  $\Delta L$  (**Voir Figure 5.9**) de sorte que [5]-[6]:

$$\Delta L = \frac{\theta \times \lambda_g}{360} \quad (5.1)$$

Cependant, cette approche présente au moins un inconvénient qui est un critère important dans notre conception: une bande passante étroite de 50MHz (0,5%) autour de 10GHz [7].

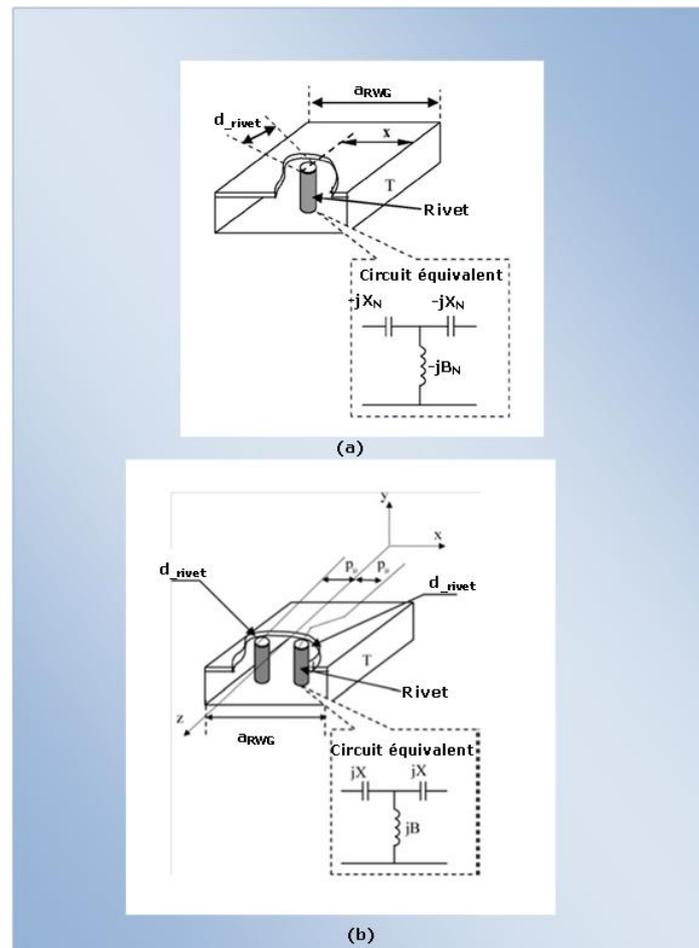
Plusieurs auteurs ont travaillé sur d'autres types de structures combinant le guide et la technique à un, deux ou trois rivets inductifs [8]-[11]. Pour rappel, la configuration à un et à deux rivets est représentée dans la **Figure 5.10** où le rivet est équivalent à un filtre passe-haut en T dont les éléments sont la réactance  $X_N$  et la susceptance  $B_N$ . D'ailleurs, une équation reliant  $X_N$  et  $B_N$  à la position et au diamètre du rivet à l'intérieur d'un guide a été établie par Marcuvitz [11]. Elle est exprimée ci-dessous :

$$\phi = \tan^{-1} \left[ \frac{B_N + 2X_N - BX_N^2}{2(1 - B_N X_N)} \right] \quad (5.2)$$

Puisque  $X_N$  et  $B_N$  dépendent de la position et du diamètre du rivet, la phase  $\phi$  va aussi dépendre de ces grandeurs. Cette approche a été proposée en combinant un guide GIS avec la technique de deux rivets inductifs qui sont symétriques [12].

Cependant, cette méthode fait face à deux contraintes :

- La taille de la structure qui augmente significativement en utilisant les rivets de façon symétrique;
- La bande passante autour de 32MHz (0,3%) à 10GHz assez étroite.



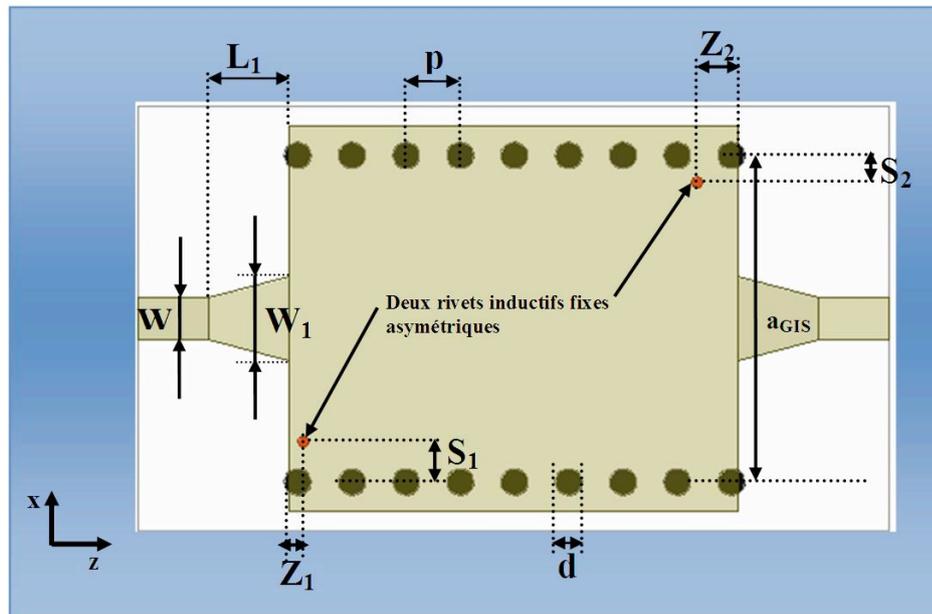
**Figure 5.10** - Circuit équivalent de (a) un rivet (b) rivets insérés dans un guide d'onde rectangulaire [11].

Afin de surmonter ces inconvénients, nous proposons une nouvelle topologie qui combine le guide GIS avec la technique de deux rivets placés à l'intérieur du guide de façon asymétrique. Cette topologie permet d'augmenter non seulement la bande passante à 0,7% (70MHz), mais surtout de réduire la taille de la structure. Une réduction de 30% est observée par rapport aux travaux de [7] et [12].

### 5.2.3.1 Structure proposée du déphaseur

Le déphaseur  $45^\circ$  que nous proposons combine une portion de guide GIS avec deux rivets inductifs asymétriques. La structure obtenue est illustrée à la **Figure 5.11**. Les deux rivets fixes et asymétriques localisés à l'intérieur du GIS

seront utilisés pour obtenir la phase  $45^\circ$  selon leur diamètre et leur position dans la structure.



**Figure 5.11** - Structure de déphaseur  $45^\circ$  en GIS avec deux rivets inductifs et asymétriques.

Le déphaseur proposé est conçu pour opérer à 10GHz et utilise le substrat RT/duroid® 5880 de permittivité relative  $\epsilon_r=2,2$  et d'épaisseur  $b$ . Les dimensions optimisées sous HFSS [1] du guide GIS sont données dans le **Tableau 5.2** selon les règles de conception établies dans le **chapitre III**.

$a_{GIS}$	$b$	$d$	$P$
12,1 mm	0,508 mm	1,011 mm	2,023 mm

**Tableau 5.2** - Dimensions du guide GIS du déphaseur  $45^\circ$ .

Les dimensions des transitions micro-ruban/GIS conçues sont donnés dans le **Tableau 5.3**.

$L_1$	$W_1$	$L_2$	$W_2$
3 mm	3,08 mm	2,07 mm	1,544 mm

**Tableau 5.3** - Dimensions de la transition microruban/GIS.

Les positions de deux rivets inductifs et asymétriques à l'intérieur du guide GIS pour obtenir une phase  $45^\circ$  sont données dans le **Tableau 5.4**. Le paramètre  $d_{\text{rivet}}$  représente le diamètre des rivets placés.

<i>Rivet inductif 1</i>		<i>Rivet inductif 2</i>	
<b>S<sub>1</sub></b>	1,5mm	<b>S<sub>2</sub></b>	0,5mm
<b>Z<sub>1</sub></b>	0,5mm	<b>Z<sub>2</sub></b>	1,5mm
<b>d<sub>rivet</sub></b>	0,4mm	<b>d<sub>rivet</sub></b>	0,4mm

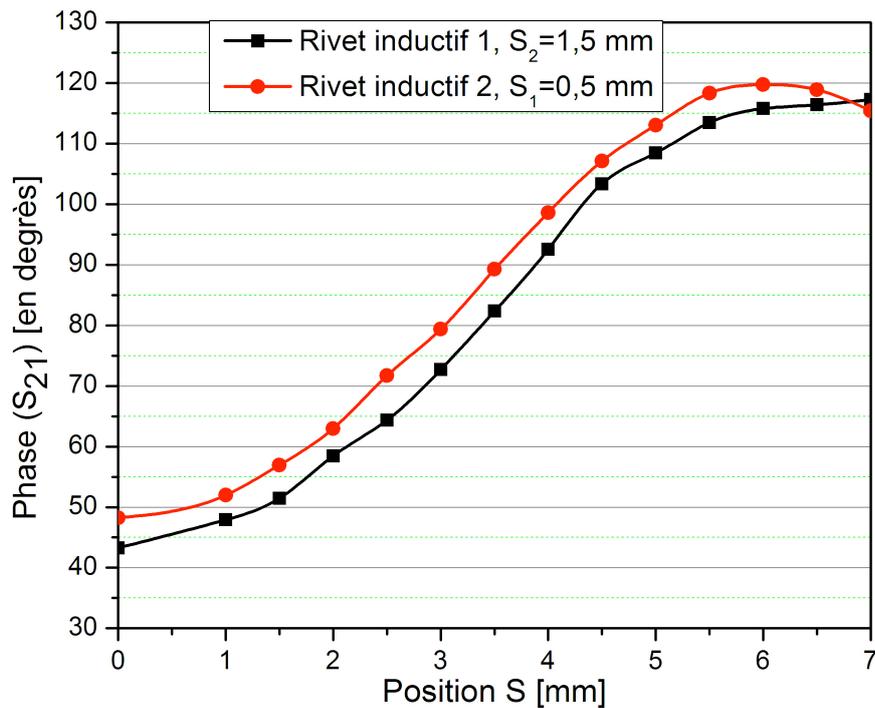
**Tableau 5.4** - Positions des deux rivets inductifs asymétrique à l'intérieur du guide GIS.

### 5.2.3.2 Flexibilité du déphaseur à deux rivets asymétriques

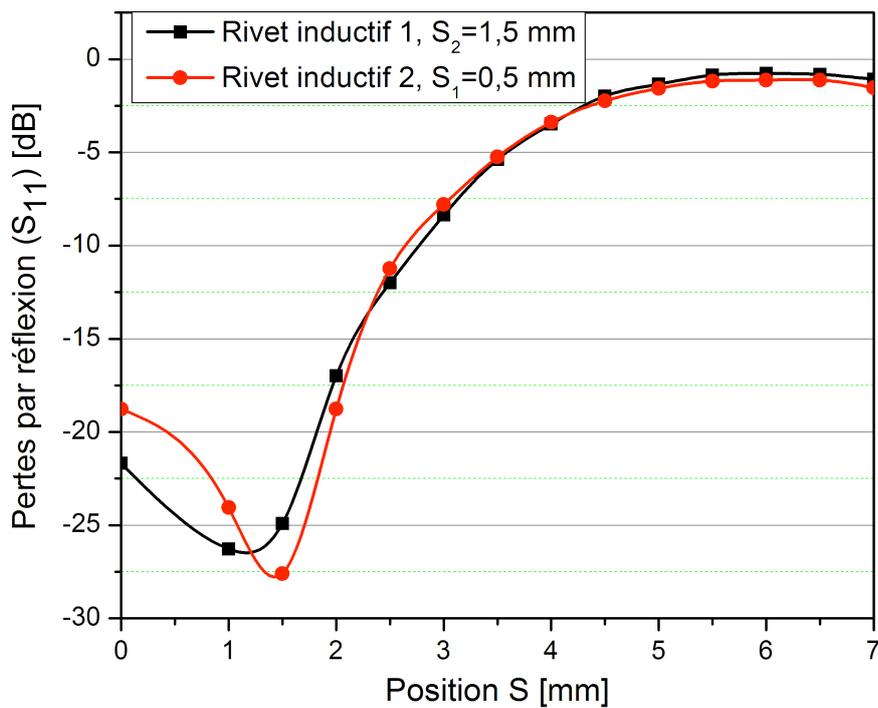
Imaginons qu'on utilise des déphaseurs dans la conception d'une antenne réseau, où chaque élément de cette antenne est relié à autant de déphaseurs que de phases, alors on obtiendra un circuit encombrant et de taille indésirable. En résumé, le défi est alors de rendre le déphaseur à deux rivets asymétriques flexibles pour d'autres types d'applications nécessitant des phases spécifiques. Cette flexibilité est contrôlée par les positions des paramètres  $S_1$  et  $S_2$ .

Pour étudier l'impact des positions des deux rivets inductifs et asymétriques sur la flexibilité de la structure, nous avons simulé différentes positions des deux rivets pris indépendamment. Le diamètre de chaque rivet est  $d_{\text{rivet}}=0.4\text{mm}$ . Les résultats obtenus sont montrés à la **Figure 5.12**. Elle présente les variations de phase en fonction de la position selon l'axe  $x$  (**Voir Figure 5.11**) des rivets. Comme prévu, nous notons que les phases sont contrôlées par la position selon l'axe  $x$  des rivets.

En se basant sur un niveau acceptable des pertes de réflexions ( $S_{11}<-10\text{dB}$ ) représenté par la **Figure 5.13**, nous pouvons déterminer, à partir de la **Figure 5.12**, la plage de variation de la position utile pour réaliser des retards de phases désirés. Ainsi, en fixant le rivet 2 ( $S_2=1,5\text{ mm}$ ) et en variant la position  $S_1$  du rivet inductif 1, nous pourrions obtenir une plage de phase comprise entre  $+43.27^\circ$  et  $+72.72^\circ$  alors qu'un déphasage variant entre  $+48.26^\circ$  et  $80.4^\circ$  pourrait être réalisé pour le déplacement du rivet inductif 2 lorsque la position du rivet 1 ( $S_1=0,5\text{ mm}$ ) est fixée.



**Figure 5.12** - Variation de la phase en fonction de la position  $S$  des deux rivets dans la structure.



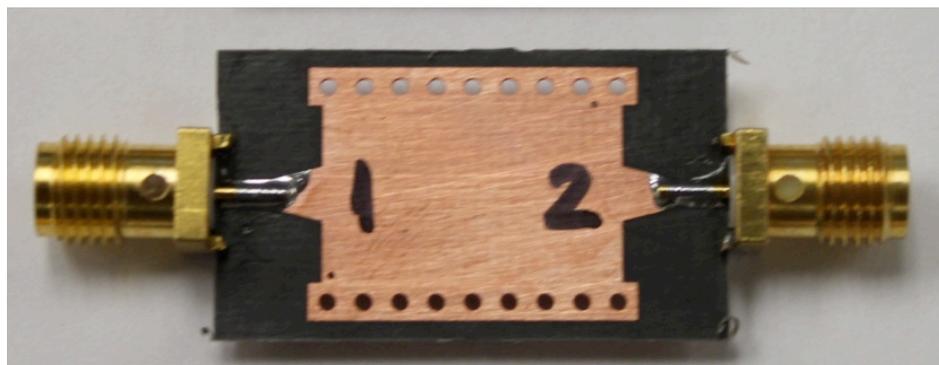
**Figure 5.13** - Pertes de réflexion en fonction de la position  $S$  des deux rivets dans la structure.

Pendant l'étude de la position des rivets, nous avons remarqué que le déplacement de ces rivets suivant  $z$  (**Voir Figure 5.11**) influence beaucoup plus sur les pertes de réflexion que le retard de phase de la structure. La conclusion que nous pouvons tirer de ces études paramétriques est que la phase varie avec le déplacement le long de l'axe  $x$  alors que les pertes de réflexion s'améliorent pour un déplacement suivant l'axe  $z$  des rivets introduits à l'intérieur du guide GIS.

Cette nouvelle topologie avec deux rivets asymétriques nous offre plus de flexibilité quant à la plage de phase désirée tout en maintenant la taille de la structure inchangée.

### 5.2.3.3 Résultats et Discussion

Pour valider ce concept, un prototype a été fabriqué sur une simple couche de substrat de RT/duroid® 5880 de permittivité relative  $\epsilon_r=2,2$  et d'épaisseur  $b=0,508mm$  utilisant le processus traditionnel de PCB. Une photographie de la structure est présentée à la **Figure 5.14**.

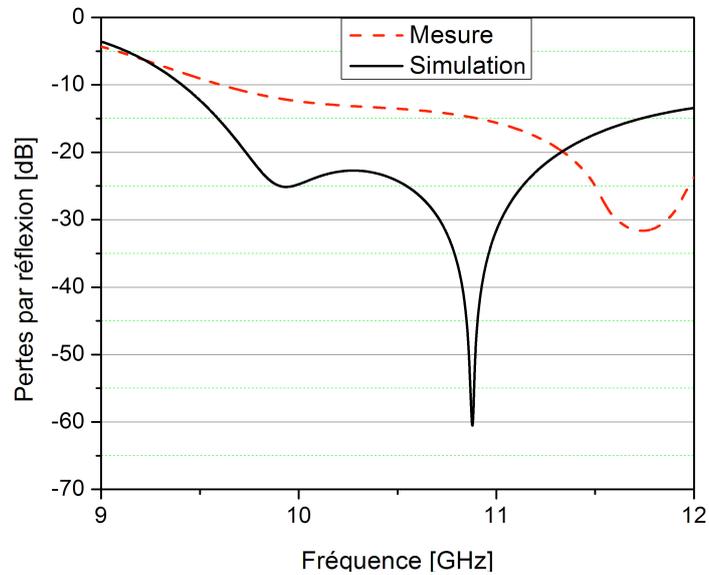


**Figure 5.14** - Photographie du prototype fabriqué.

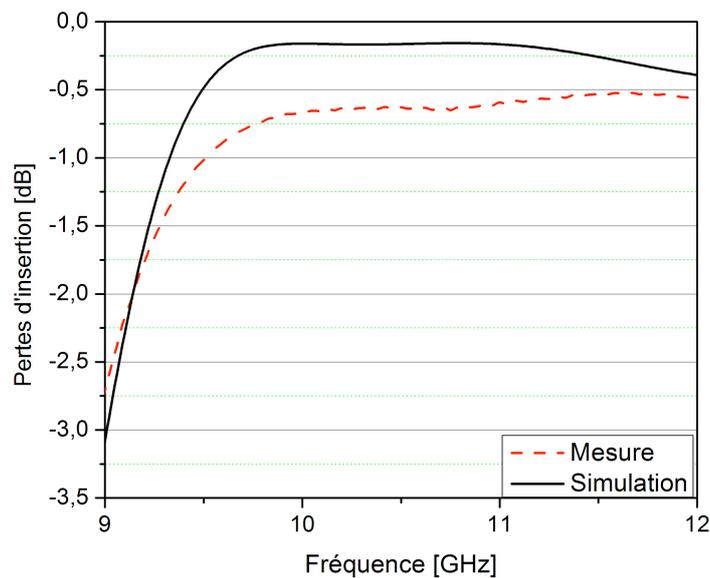
Des mesures ont été accomplies à l'aide d'un analyseur de réseau vectoriel (VNA) et les résultats expérimentaux obtenus en termes de pertes sont comparés aux simulations et sont représentés à la **Figure 5.15**.

Il existe une concordance acceptable entre les pertes par réflexion  $S_{11}$  simulées et mesurées. Les données de mesures semblent décalées vers les fréquences supérieures avec un taux de 8%. Ceci peut être dû aux erreurs de précision de fabrication et de mesure. La valeur expérimentale des pertes

d'insertion représentées par le paramètre  $S_{21}$  est  $-0,66\text{dB}$  alors que celle simulée est de l'ordre de  $-0,16\text{dB}$  dans la bande fréquentielle comprise entre  $9,5\text{GHz}$  et  $12\text{GHz}$ .



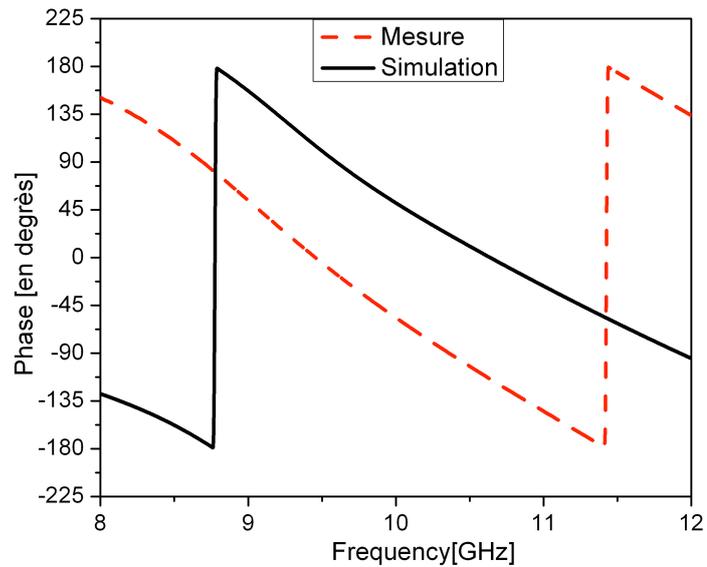
(a)



(b)

**Figure 5.15** - Paramètres S mesurés et simulés du déphaseur  $45^\circ$ : (a) Coefficient de réflexion ( $S_{11}$ ).  
(b) Coefficient d'insertion ( $S_{21}$ )

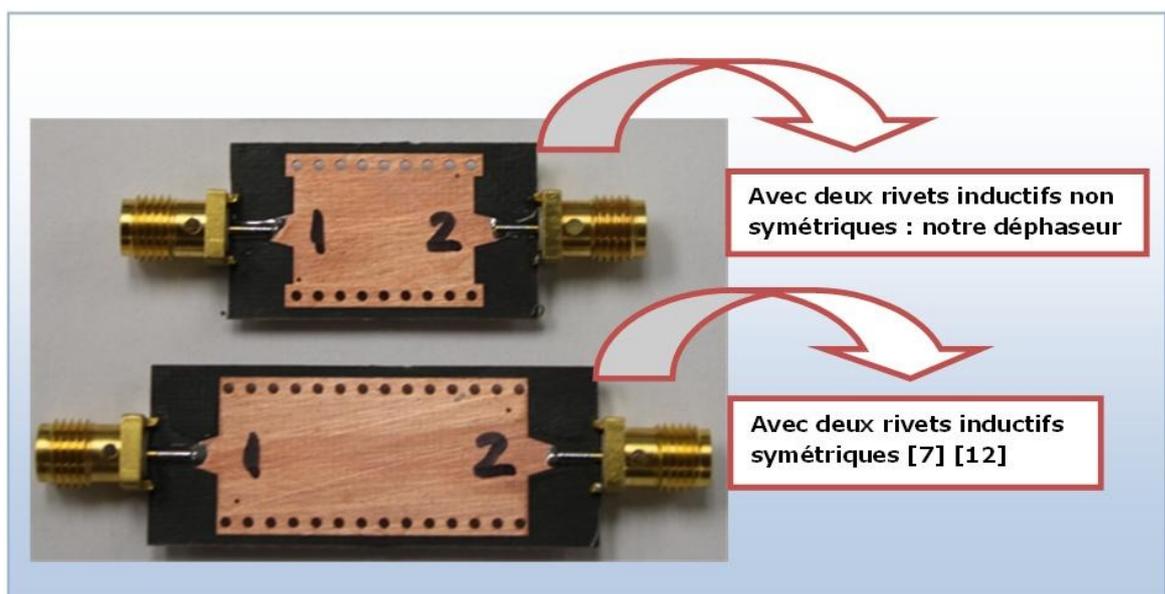
Quant à la phase, les résultats de mesure et de simulation sont représentés à la **Figure 5.16**. Les signaux de sortie entre les ports 1 et 2 sont bien en déphasage de  $45^\circ$ . La différence de phase vaut  $45,37^\circ$  en simulation à  $10,07\text{GHz}$  au lieu de  $-45,8^\circ$  mesuré à  $9,89\text{GHz}$ .



**Figure 5.16** - Phase simulée et mesurée du déphaseur 45°.

#### 5.2.3.4 Comparaison des déphaseurs GIS 45°

Pour prouver que la topologie proposée est très compétitive, nous avons établi une comparaison des différents déphaseurs 45° en termes de bande passante et de taille. La **Figure 5.17** illustre la comparaison de deux déphaseurs conçus et réalisés.



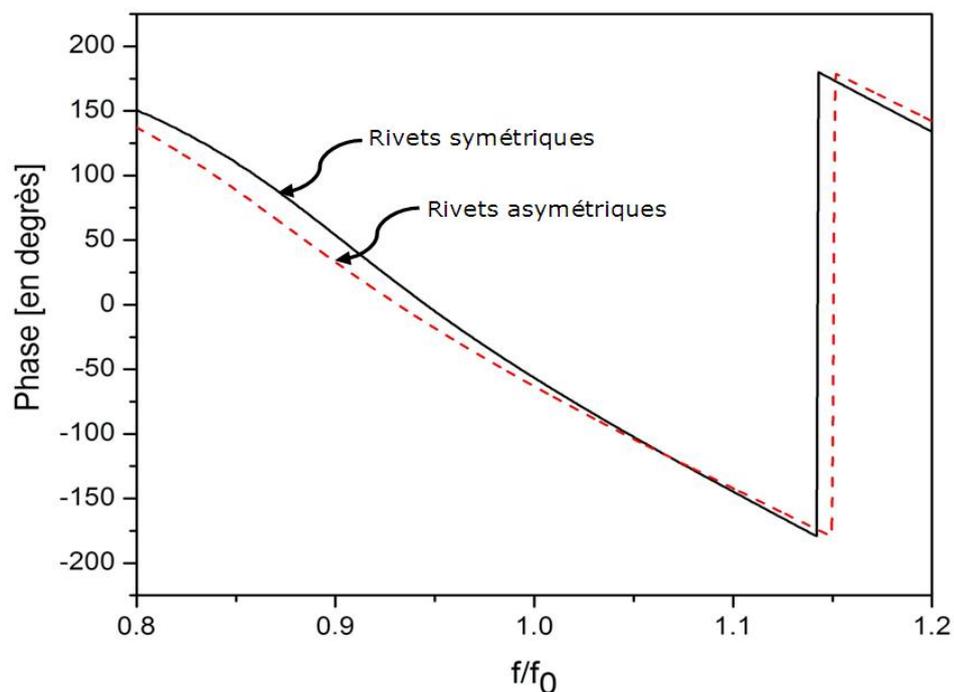
**Figure 5.17** - Comparaison entre déphaseurs 45° en GIS.

Le **Tableau 5.5** compare la taille et la bande passante de notre déphaseur avec celui présenté dans [12]. Nous remarquons que nous avons réduit la taille de 30%. Quant à la bande passante, nous notons 0.4% d'amélioration comme nous le démontre la **Figure 5.18**.

	<i>Déphaseur 45° à deux rivets asymétriques</i>	<i>Déphaseur standard [12]</i>	<i>Pourcentage de la taille réduite et de bande passante amélioré</i>
<b>Taille (en mm)</b>	15,7 X 27,6	15,7 X 35	30 %
<b>Bande passante (<math>\phi \pm 3^\circ</math>)</b>	0,7%	0,3%	0,4%

**Tableau 5.5** - Comparaison en termes de taille et de bande passante entre notre déphaseur et celui standard [12].

Nous avons conçu un déphaseur passif 45° en utilisant la technologie GIS combinée à la méthode de deux rivets asymétriques. La validation de notre topologie par le biais de mesures du prototype vient appuyer notre contribution en enrichissant la famille des circuits de déphaseurs passifs GIS pour des applications en micro-ondes et en ondes millimétriques.



**Figure 5.18** - Comparaison de la bande passante avec notre déphaseur et le standard [12].

Les caractéristiques de bande passante, de taille très compacte et de faible coût, rendent ce déphaseur bien adapté pour les circuits d'alimentation d'antennes, en particulier, ceux utilisant la matrice de Butler.

Nous passons maintenant à l'assemblage et la conception de la nouvelle topologie de la matrice de Butler que nous proposons.

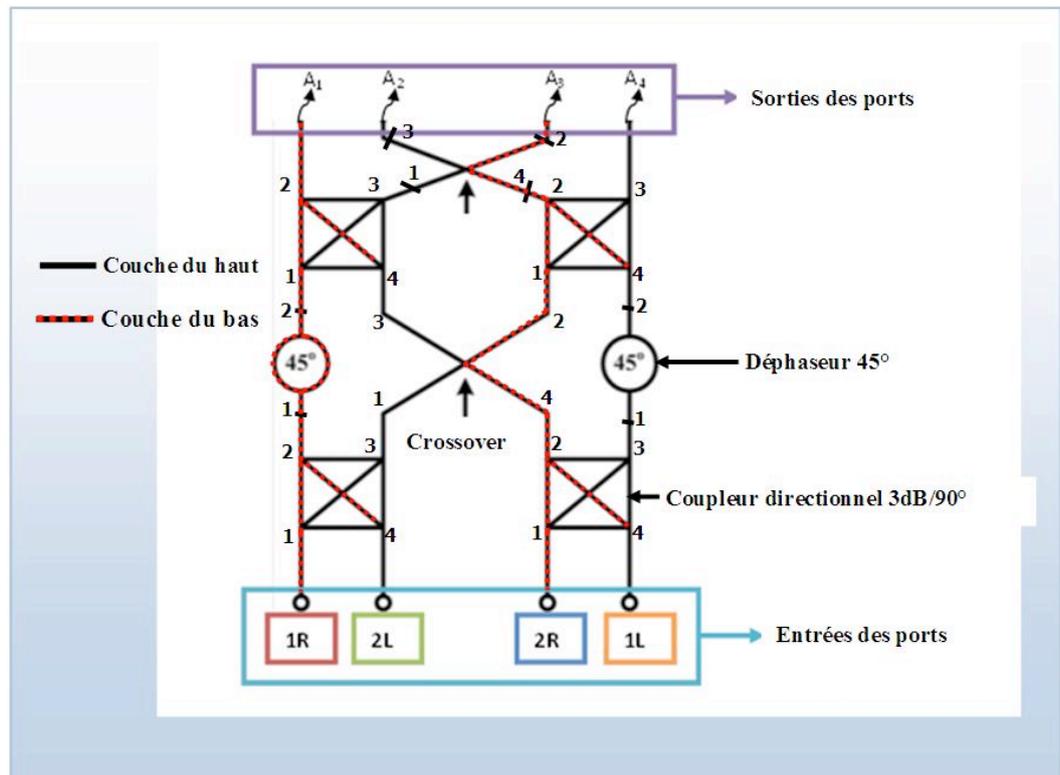
### 5.3 Conception d'une nouvelle topologie de matrice de Butler

Dans cette section, les composants réalisés précédemment sont combinés pour former la matrice de Butler 4X4 à double couches. Comme déjà décrit aux chapitres précédents, le réseau d'alimentation à huit ports que nous proposons est une combinaison de quatre coupleurs GIS, deux déphaseurs 45° GIS et deux chemins de croisement présentés dans la section précédente. Les caractéristiques propres à cette matrice peuvent être abordées, à savoir, les amplitudes et les gradients de phase reçus en sortie de la matrice en fonction du signal appliqué à une ou plusieurs de ses entrées.

#### 5.3.1 Matrice de Butler 4X4 développée

La **Figure 5.19** montre le diagramme bloc d'une matrice de Butler 4x4 en utilisant les éléments de base tels que les coupleurs directionnels 3dB/90°, les déphaseurs 45° et les chemins de croisement. Cette figure est une cartographie schématique de la matrice utilisant une topologie à deux couches. Par définition, une topologie à deux couches est une structure où deux substrats de même constante diélectrique sont superposés pour former un seul substrat ou matériau.

Étant une matrice carrée, la matrice de Butler possède  $N$  ports d'entrée couplés à la sortie par  $N$  ports ( $N = 2^n$  avec  $n > 1$ ) par l'intermédiaire d'un certain nombre de coupleurs hybrides, de déphaseurs et de chemins de croisement. Étant théoriquement sans perte [13], la matrice de Butler produit  $N$  faisceaux orthogonaux lorsqu'elle est associée à un réseau d'antennes linéaire [14]. Pour une matrice  $N \times N$  utilisant des coupleurs hybrides, le nombre total de déphaseurs est  $N(n-1) / 2$ , soit deux déphaseurs dans notre cas.



**Figure 5.19** - Diagramme synoptique de la matrice de Butler 4x4 avec une topologie double couches.

Nous rappelons que chaque port d'entrée est associé à un gradient de phase linéaire spécifique ( $\varphi$ ) au niveau des ports de sortie pour l'orientation du faisceau. Par conséquent, le faisceau principal est dirigé vers une direction correspondant à ( $\theta_0$ ) de telle sorte que:

$$\varphi = (2m - 1) \frac{\pi}{N}, \quad m \text{ entier}, \quad m \in [1 - N/2, N/2] \quad (5.3)$$

$$\theta_0 = \sin^{-1} \left( \frac{\lambda}{d_s} \frac{\varphi}{2\pi} \right) \quad (5.4)$$

où  $m$  est attribué à chaque port d'entrée,  $d_s$  est la distance de séparation entre les éléments du réseau d'antennes et,  $\lambda$  est la longueur d'onde en espace libre.

Il faut noter que les valeurs du gradient de phase de **l'équation (5.3)** ainsi que le nombre de déphaseurs seraient différents pour le cas d'une matrice de Butler non standard. Une écriture élégante de la matrice  $[S]$  théorique 4X4 reliant les sorties et les entrées de la **Figure 5.19** est donnée par :

$$S = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & e^{-j\frac{3\pi}{4}} & e^{-j\frac{\pi}{2}} & e^{-j\pi} \\ e^{-j\frac{\pi}{4}} & 1 & e^{-j\frac{5\pi}{2}} & e^{-j\frac{3\pi}{2}} \\ e^{-j\frac{\pi}{2}} & e^{-j\frac{5\pi}{2}} & 1 & e^{-j\frac{\pi}{2}} \\ e^{-j\frac{3\pi}{4}} & e^{-j\frac{\pi}{2}} & e^{-j\frac{\pi}{4}} & 1 \end{bmatrix} \quad (5.5)$$

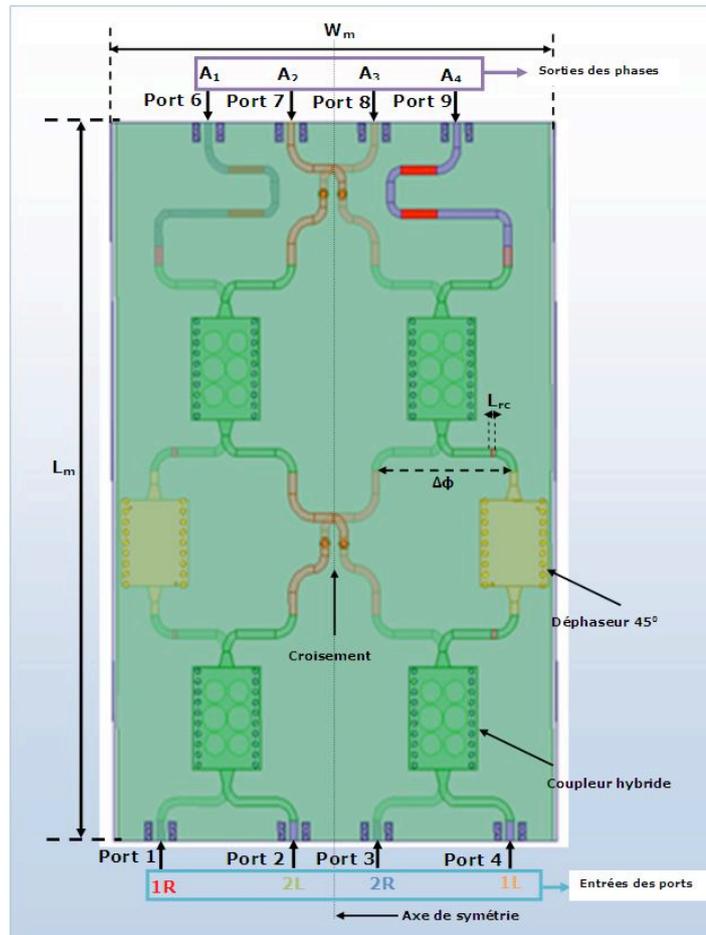
Comme vu précédemment, les différents composants élémentaires de la matrice ont été conçus, simulés et optimisés séparément. Étant donnée que tous les composants ont été fabriqués et ont été validés par des mesures expérimentales, nous allons, par conséquent, les assembler afin d'obtenir une matrice de Butler 4X4. Cette association sera optimisée en termes d'espace et d'efficacité.

La **Figure 5.20** illustre la matrice de Butler 4X4 que nous avons développé. Elle est composée de **quatre coupleurs directionnels GIS 3dB**, **deux chemins de croisement et deux déphaseurs 45°**. Elle a été simulée et optimisée à l'aide de HFSS utilisant la méthode des éléments finis [1].

Cette configuration est une structure à deux couches directement tirée du schéma bloc de la **Figure 5.19**. En exploitant cette topologie à deux couches, la conception proposée de la matrice de Butler assure une flexibilité géométrique en explorant la dimension latérale de chaque couche tout en maintenant la même largeur physique  $W_m$ . Les dimensions annotées à la **Figure 5.20** sont données au **Tableau 5.6**. Certaines lignes de retard utilisées dans le système complet sont des retards de compensation de phase pour corriger les erreurs de phase introduites par les coupleurs et les chemins de croisement afin d'aboutir à un déphasage de  $\Delta\phi = 45^\circ$  entre le chemin de croisement et le déphaseur à deux rivets asymétriques.

$L_m$	$W_m$	$\Delta\phi$	$L_{rc}$
139 mm	93 mm	45°	1,06 mm

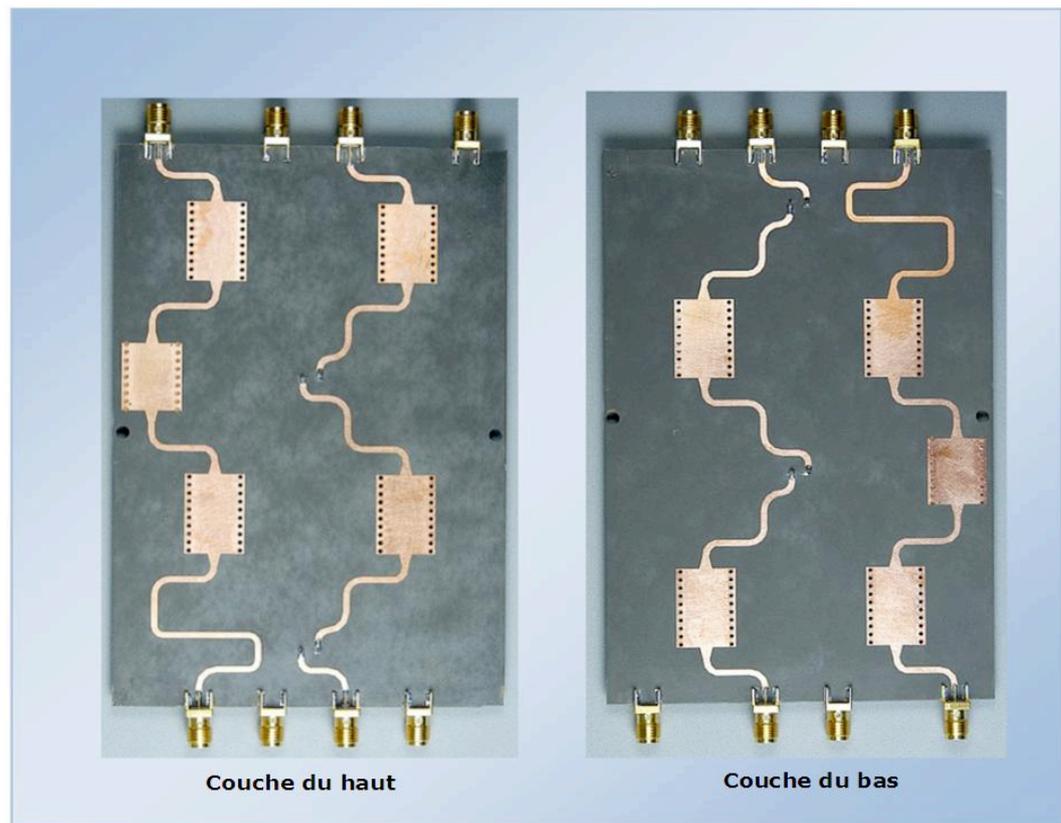
**Tableau 5.6** - Dimensions de la matrice de Butler développée.



**Figure 5.20** - Matrice de Butler 4x4 complète et développée en GIS incluant les lignes micro-ruban de compensation de phase.

### 5.3.2 Prototypé fabriqué

La fabrication de la matrice de Butler de l'antenne multifaisceaux a été effectuée au laboratoire CREÉR (Centre de Recherche En Électronique Radiofréquence) à l'école polytechnique de Montréal. **La Figure 5.21** illustre le prototype de la matrice de Butler fabriqué. La transition LMR-GIS est ajoutée à chaque port du circuit à des fins de mesure. Les différents blocs réalisés à partir du diagramme synoptique (**Voir Figure 5.19**) peuvent être facilement identifiés dans notre topologie de matrice Butler (**Voir Figure 5.20**). Cette configuration est moins compacte que celle décrite dans [15], [16], mais la conception proposée est destinée à éviter les phénomènes de diaphonie potentiels causés entre deux guides GIS adjacents. Il est aussi moins compliqué pour la fabrication et moins cher pour le coût de production.



**Figure 5.21** - Prototype de la matrice de Butler fabriqué.

Des mesures ont été accomplies à l'aide d'un analyseur de réseau vectoriel (VNA) utilisant la méthode SOLT (Short Open Load Through) pour le calibrage. Les résultats de simulation des pertes d'insertion et de réflexion pour les ports 1 et 2 sont montrés à la **Figure 5.22** quand les autres ports sont chargés à  $50\Omega$ . On peut conclure que les résultats simulés sont comparables aux valeurs théoriques. Le signal incident provenant des ports (1, 2, 3, ou 4) est réparti aux quatre ports de sortie (5, 6, 7 et 8) avec des amplitudes égales et des phases relativement spécifiques ( $-45^\circ$ ,  $+135^\circ$ ,  $-135^\circ$  et  $+45^\circ$ ), respectivement, par rapport aux ports d'entrées. Ces résultats démontrent que la matrice possède de bonnes performances en terme d'amplitude ( $S_{51}$ ,  $S_{61}$ ,  $S_{71}$  et  $S_{81}$ ) qui sont autour de  $-7,4\text{dB}$ .

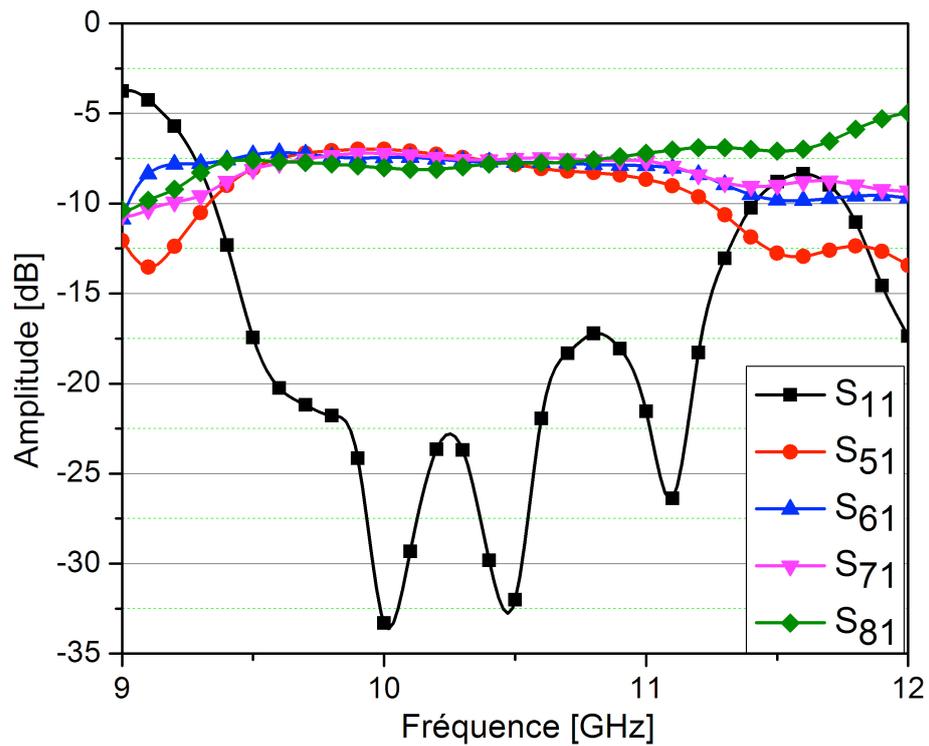
La **Figure 5.23** montre les résultats de mesures des coefficients de transmission et de réflexion des ports 1 et 2 de la matrice de Butler quand les autres ports sont adaptés à  $50\Omega$ . Le niveau des coefficients de réflexion est bien inférieur à  $-15\text{dB}$  sur la bande  $9,5\text{GHz}$ - $12\text{GHz}$ . Les niveaux des coefficients de

transmission du port excité par rapport aux ports de sortie (5, 6, 7 et 8) sont de l'ordre de -10,5dB. L'amplitude des pertes d'insertion mesurées est environ -10,5dB au lieu de -7,4dB en simulation.

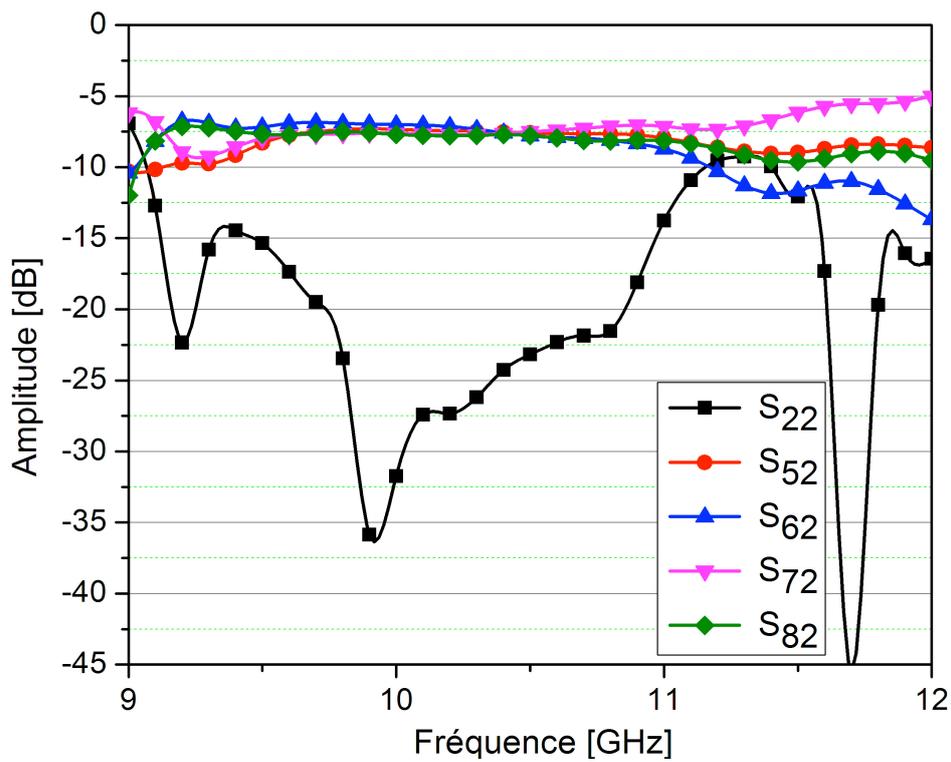
Cette différence de niveau (-4.5 dB) peut s'expliquer par la présence de connecteurs qui n'ont pas été pris en compte dans nos simulations, des pertes de rayonnement, le couplage entre les éléments formant la matrice, la précision de fabrication et de mesures, et les pertes diélectriques. Néanmoins, nous pouvons conclure que les résultats de simulation et ceux de mesure sont en bonne concordance et ils sont prometteurs. En raison de la symétrie de la matrice, les ports 3 et 4 ont des performances très similaires, bien qu'ils ne soient pas présentés dans cette thèse.

En termes de phase, les résultats de simulation et de mesure sont regroupés dans le **Tableau 5.7**. En considérant que  $\beta_1=A_2-A_1$ ,  $\beta_2=A_3-A_2$  et  $\beta_3=A_4-A_3$ , et  $A_1$ ,  $A_2$ ,  $A_3$  et  $A_4$  les sorties de phases respectives des ports 1, 2, 3 et 4, les résultats de simulation et de mesure des différences de phase entre deux ports adjacents sont comparés dans le **Tableau 5.8**. Les différentes phases obtenues sont présentées dans le **Tableau 5.7**. En ce qui concerne le **Tableau 5.8**, il montre, non seulement, les erreurs de phases entre les résultats de simulation et ceux de mesure, mais il présente aussi les différentes pondérations en fonction du port d'entrée sélectionné à la fréquence de 10,2 GHz.

À partir de ces pondérations, nous pouvons prédire aisément les diagrammes de rayonnement que nous obtiendrons et le nombre de faisceaux réalisés. Ces résultats permettent d'obtenir des dépointages désirés des faisceaux, à savoir, 15°, -45°, 45° et -15°, respectivement, par rapport aux ports d'entrées activés (1R, 2L, 2R et 1L). Le **Tableau 5.8** dresse les résultats associés aux différents scénarios.

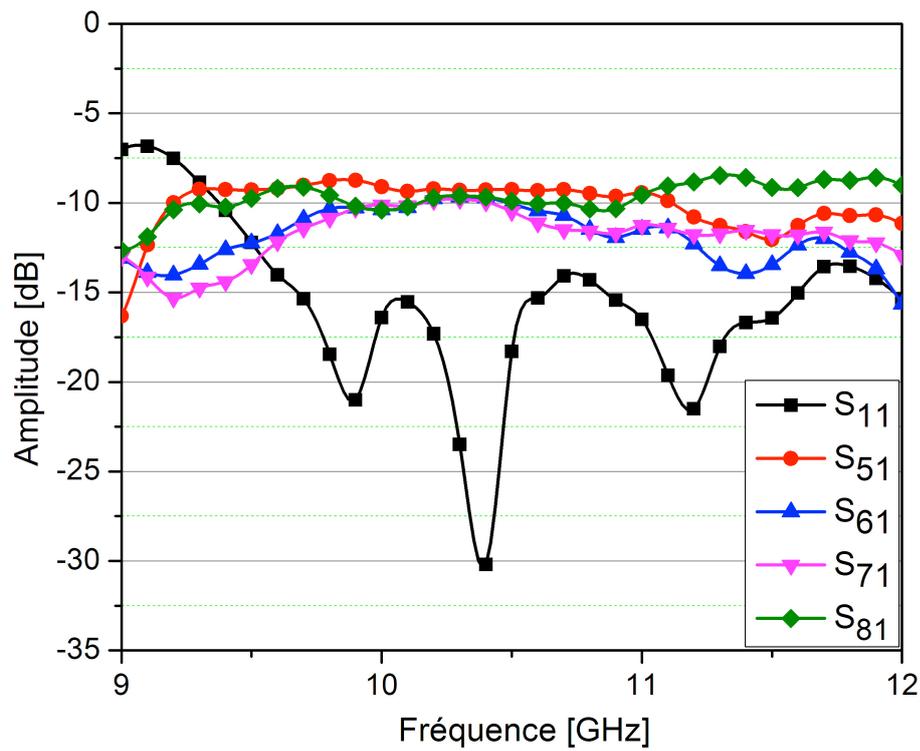


(a)

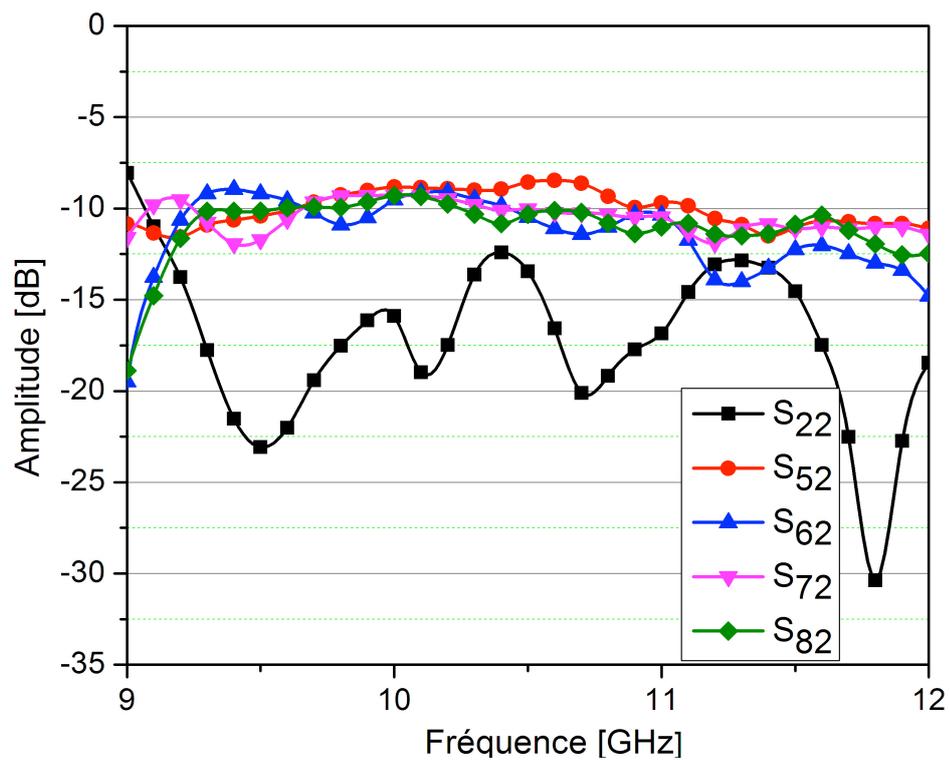


(b)

**Figure 5.22** - Niveaux d'adaptation et de transmission simulés : (a) Port 1. (b) Port 2.



(a)



(b)

**Figure 5.23** - Niveaux d'adaptation et de transmission mesurés : (a) Port 1. (b) Port 2.

L'ensemble des résultats est plutôt satisfaisant car nous retrouvons quatre faisceaux, avec parfois, une erreur de phase allant jusqu'à  $5,55^\circ$  en simulation et  $10,44^\circ$  en mesure. Les différences de phase mesurées entre les différents ports de sortie lorsque le signal est appliqué à chacun des ports d'entrée sont  $-45^\circ \pm 8^\circ$ ,  $135^\circ \pm 10^\circ$ ,  $-135^\circ \pm 6^\circ$  et  $45^\circ \pm 6^\circ$  à la fréquence 10,2GHz. Cette dégradation peut être due à la fabrication et au procédé de métallisation. Mais les performances atteintes sont acceptables pour la plupart des applications fonctionnant dans la bande X. Ces erreurs de phase auront un impact sur les faisceaux principaux, surtout ceux de 1L et 2L. Également, les écarts de pondération en amplitude d'un élément rayonnant à un autre affectent sur les lobes secondaires à la fréquence de 10,2GHz et laissant apparaître une dissymétrie des lobes secondaires. Les diagrammes de rayonnement se forment dans le plan du réseau dans le cas d'un réseau linéaire. Les différents faisceaux sont donc formés dans le plan H.

Ports à l'entrée	Simulations				Mesures			
	A <sub>1</sub>	A <sub>2</sub>	A <sub>3</sub>	A <sub>4</sub>	A <sub>1</sub>	A <sub>2</sub>	A <sub>3</sub>	A <sub>4</sub>
1R	+57.79 <sup>0</sup>	+10.54 <sup>0</sup>	-33.54 <sup>0</sup>	-81.30 <sup>0</sup>	+173.25 <sup>0</sup>	+136.59 <sup>0</sup>	+94.05 <sup>0</sup>	+51.58 <sup>0</sup>
2L	-34.03 <sup>0</sup>	+103.54 <sup>0</sup>	-120.89 <sup>0</sup>	+10.58	+91.19 <sup>0</sup>	-127.48 <sup>0</sup>	+13.74 <sup>0</sup>	+138.3 <sup>0</sup>
2R	+8.74 <sup>0</sup>	-119.79 <sup>0</sup>	+103.76 <sup>0</sup>	-31.09 <sup>0</sup>	+135.56 <sup>0</sup>	+3.85 <sup>0</sup>	-132.56 <sup>0</sup>	+85.89 <sup>0</sup>
1L	-82.72 <sup>0</sup>	-32.17 <sup>0</sup>	+10.87 <sup>0</sup>	+60.63 <sup>0</sup>	+53.58 <sup>0</sup>	+99.4 <sup>0</sup>	+138.5 <sup>0</sup>	-172.5 <sup>0</sup>

**Tableau 5.7** - Phase entre les résultats de simulation et de mesure des ports de sorties à 10,2GHz.

Ports à l'entrée	Simulations			Mesures			But
	$\beta_1=A_2-A_1$	$\beta_2=A_3-A_2$	$\beta_3=A_4-A_3$	$\beta_1=A_2-A_1$	$\beta_2=A_3-A_2$	$\beta_3=A_4-A_3$	
1R	-47.25 <sup>0</sup>	-44.08 <sup>0</sup>	-47.75 <sup>0</sup>	-36.66 <sup>0</sup>	-42.55 <sup>0</sup>	-42.47 <sup>0</sup>	-45 <sup>0</sup>
Erreur	2.25 <sup>0</sup>	0.92 <sup>0</sup>	2.75 <sup>0</sup>	8.34 <sup>0</sup>	2.45 <sup>0</sup>	2.53 <sup>0</sup>	
2L	+137.45 <sup>0</sup>	+135.56 <sup>0</sup>	+131.47 <sup>0</sup>	+141.33 <sup>0</sup>	+141.22 <sup>0</sup>	+124.56 <sup>0</sup>	+135 <sup>0</sup>
Erreur	2.45 <sup>0</sup>	0.56 <sup>0</sup>	3.53 <sup>0</sup>	6.33 <sup>0</sup>	6.22 <sup>0</sup>	10.44 <sup>0</sup>	
2R	-128.45 <sup>0</sup>	-136.53 <sup>0</sup>	-134.18 <sup>0</sup>	-131.71 <sup>0</sup>	-136.41 <sup>0</sup>	-141.55 <sup>0</sup>	-135 <sup>0</sup>
Erreur	6.55 <sup>0</sup>	1.53 <sup>0</sup>	0.82 <sup>0</sup>	3.29 <sup>0</sup>	1.41 <sup>0</sup>	6.55 <sup>0</sup>	
1L	+50.55 <sup>0</sup>	+43.04 <sup>0</sup>	+49.75 <sup>0</sup>	+45.82 <sup>0</sup>	+39.1 <sup>0</sup>	+49 <sup>0</sup>	+45 <sup>0</sup>
Erreur	5.55 <sup>0</sup>	1.96 <sup>0</sup>	4.75 <sup>0</sup>	0.82 <sup>0</sup>	5.9 <sup>0</sup>	4 <sup>0</sup>	

**Tableau 5.8** - Évaluation des erreurs de phases des ports de sorties à 10,2GHz.

### 5.3.3 Estimation des pertes de la matrice

Si la matrice 4x4 était sans perte, ses coefficients de transmission à la sortie ( $S_{51}$ ,  $S_{61}$ ,  $S_{71}$  et  $S_{81}$ ) en amplitude indiqueraient un niveau de -6 dB (un signal introduit en entrée se divise en 4). Lors de la simulation et des mesures ceux-ci fluctuent entre -7,4 et -10,5 dB à la fréquence de travail, on peut donc estimer les pertes maximales dans la matrice à 4,5 dB, soit un rendement minimal de 25 % à 10,2 GHz.

Pour quantifier et identifier les pertes, nous avons réalisé différentes simulation de la matrice de Butler 4X4 sous HFSS. Le **Tableau 5.9** nous indique les différents types de matrice de Butler 4X4 simulée, les pertes d'insertion obtenues et l'estimation de pertes.

<i>Simulation et mesure de la matrice Butler 4X4</i>	<i>Pertes d'insertion</i>	<i>Estimation de pertes</i>
<i>Matrice idéale 4X4</i>	6 dB	Pas de pertes car la matrice est idéale
<i>Matrice de Butler 4X4 (Toute parfaite) simulée</i>	7,1 dB	1,1 dB = pertes de rayonnement ou de fuite
<i>Matrice de Butler 4X4 (avec du cuivre seulement et diélectrique non parfait) simulée</i>	8,2 dB	2,2 dB = pertes diélectriques + pertes métalliques + pertes de rayonnement (fuite)
<i>Matrice de Butler 4X4 (avec du métal parfait/ diélectrique non parfait) simulée</i>	7,4 dB	1,4 dB = 0,3dB (pertes diélectriques) + 1,1 (pertes de rayonnement (fuite))
<i>Matrice de Butler 4X4 mesurée</i>	10,5 dB	4.5 dB = pertes diélectriques + pertes de rayonnement (fuite) + pertes diélectriques + pertes métalliques + autres pertes

**Tableau 5.9** - Évaluation des pertes de la matrice à 10,2GHz.

Dans le but de chiffrer précisément les pertes de la matrice de Butler 4X4, nous avons :

- pertes métalliques = 0,8dB
- pertes diélectriques = 0,3dB
- pertes de rayonnement = 1,1dB
- les autres pertes (pertes des connecteurs (1dB) + précision mesure/ fabrication + pertes au niveau des câbles de l'analyseur) = 2,3dB

Ce calcul donne lieu à des informations intéressantes car il rend compte des pertes les plus pénalisantes : les pertes de rayonnement dans le guide GIS et les autres pertes qui représentent la moitié de pertes.

On peut conclure que les résultats mesurés viennent valider la conception de la matrice de Butler présentée dans la **section 5.3.1** afin de pouvoir réaliser une antenne multifaisceaux. Nous aborderons dans la **section 5.4.4** l'impact de l'amplitude et de la dispersion de phase lorsque la matrice proposée est utilisée pour alimenter une antenne réseau linéaire à 4 éléments.

Passons maintenant à la conception et aux résultats de simulations et de mesure de l'antenne réseau linéaire afin de valider ses performances en termes de rayonnement.

## 5.4 Réalisation de l'antenne multifaisceaux

Afin de valider le bon fonctionnement de la matrice développée **section 5.3.1** en termes de formation de faisceaux, nous devons la connecter à un réseau d'antennes à quatre éléments. Ci-dessous, nous détaillerons le choix de l'antenne utilisée pour réaliser le réseau d'antennes.

### 5.4.1 Antenne à fente en GIS

Les antennes à fentes sont largement utilisées dans les systèmes radar et en télécommunications. Dans la littérature, de nouvelles techniques des antennes à fentes ou des réseaux à fentes gravés sur du guide d'onde intégré au substrat (GIS) ont été proposées. En effet, la technologie GIS est un compromis entre la technologie du guide d'onde et celle planaire.

Dans ce contexte, des études sur des antennes à deux fentes en forme rectangulaire, en V et en banane combinées à la technologie GIS ont été proposées [17]-[20]. Malheureusement, ces antennes souffrent de l'étroitesse de leur largeur de bande passante, qui est de l'ordre de 4%. Sellal et al ont proposé deux antennes à double fentes en forme de banane et de V. Les largeurs de bande de ces auteurs sont, respectivement, de 391MHz et 400MHz autour de 10GHz [17] [20]. Quant à Farral et Yound, utilisant une double fente rectangulaire, la bande passante de leur antenne est de 360MHz [19]. Cependant, l'antenne que nous proposons est à une large bande obtenue grâce à la technique, que nous baptisons "*double fentes et double fréquences*" (DFF).

L'objectif et le choix de ce type d'antennes ont été dictés par la facilité de son intégration avec la matrice de Butler 4x4 à topologie double couches développée dans cette thèse. Par conséquent, une comparaison en termes de bande passante sera faite afin de montrer l'apport de notre contribution aura sur les antennes à fente en GIS.

#### 5.4.1.1 Définition et Rappels théoriques

Par définition, un guide d'onde à fente peut rayonner de l'énergie électromagnétique si une fente est usinée sur un de ses murs. Par conséquent, un ensemble de fentes peut être considéré comme une antenne réseau. Dans cette section, nous utilisons la technologie GIS pour réaliser ces types d'antennes. En effet, le rayonnement d'antennes à fente peut être expliqué en utilisant la relation suivante, dérivée directement de la loi de conservation de la charge électrique et d'une des relations de Maxwell [21] :

$$\nabla \vec{j}_c = -\frac{\partial}{\partial t} \nabla \vec{D} \quad (5.6)$$

D'après l'équation (5.6), une interruption des courants dans le mur du guide d'onde donne naissance à un champ électrique induit ayant la nature d'un courant de déplacement. Il peut être considéré comme un champ rayonnant. Un fort rayonnement de fente peut alors résulter par une forte interruption des courants. C'est la raison pour laquelle la distribution de courant sur le mur du guide joue un rôle très important dans la conception des antennes guide d'onde à fentes.

Pour le mode fondamental  $TE_{10}$ , dépendant du plan de mur (latéral ou horizontal) où les fentes sont usinées, les courants surfaciques  $j_s$  sont exprimés de façon différente. Comme nous utilisons les murs horizontaux qui sont parallèles au plan (xz), les composantes de courants sont données par [21] :

$$J_{sx} = -H_0 \cos\left(\frac{\pi x}{a}\right) e^{-jk_z Z} \quad (5.7)$$

$$J_{sz} = -jk_z \frac{a}{\pi} H_0 \sin\left(\frac{\pi x}{a}\right) e^{-jk_z Z} \quad (5.8)$$

avec  $a$  : la largeur du guide d'onde,  $H_0$  : le champ magnétique constant.

Les courants de surface près des extrémités des murs horizontaux, au voisinage de  $x \approx 0$  et  $x \approx a$ , possèdent uniquement des composantes parallèles à l'axe transversal  $x$ , alors qu'au voisinage du centre du guide d'onde ( $x \approx a/2$ ), les courants possèdent uniquement des composantes longitudinales le long de l'axe  $z$ . Chaque type de fente représente une discontinuité dans le guide d'onde et peut être décrit en utilisant le concept d'éléments d'un circuit équivalent. D'ailleurs, le comportement de la fente peut être étudié en calculant l'impédance  $r$  ou la conductance équivalente de la fente dans le mur du guide. Dans la littérature, il existe plusieurs expressions de calcul de l'impédance  $r$  ou la conductance  $g$  [22]-[23]. Dépendamment des hypothèses telles que l'étroitesse de fente et sa longueur, de la taille des murs du guide d'onde, le type de rayonnement, nous utilisons, dans notre de conception de l'antenne à double fentes, l'expression la plus connue et qui est conforme avec nos conditions de mise au point.

#### 5.4.1.2 Réalisation de l'antenne à double fentes et double fréquences

L'antenne double fentes et double fréquences a été conçue à partir d'une couche de substrat de RT/duroid® 5880 de permittivité relative  $\epsilon_r=2,2$  et d'épaisseur  $b=0,508mm$ . Les paramètres de conception de l'antenne sont indiqués sur la **Figure 5.24**. L'antenne a été dimensionnée pour un fonctionnement autour de 10GHz en utilisant la technologie GIS. Les parois latérales sont constituées en vias métallisés de diamètre  $d=1mm$  et un espacement  $P=2mm$ . Le guide GIS a une largeur égale à  $a_{GIS}=12,1mm$  et est terminé par un court circuit. Dans l'antenne proposée, deux fentes rectangulaires avec différentes fréquences de résonance:  $f_1 = 10GHz$  et  $f_2 = 10,7GHz$ , sont utilisés pour augmenter la largeur de bande par rapport à l'antenne à fente standard. Le but est de créer pour chaque fente une résonance équivalente. La longueur des fentes  $L_{f1}$ ,  $L_{f2}$  correspond à la moitié de la longueur d'onde dans le vide, c'est-à-dire,  $L_{f1}=\lambda_{01}/2$  et  $L_{f2}=\lambda_{02}/2$  [24]. Les largeurs des deux fentes sont identiques et sont égales à  $W_f=0,7mm$ . Le centre de chaque fente doit être placé à une distance électrique  $L=(2k+1)\lambda_g/4$  de l'extrémité du guide GIS où  $\lambda_g$  est la longueur d'onde guidée [25]. Ceci nous conduit à obtenir,  $L_1=5\lambda_{g1}/4$  et  $L_2=3\lambda_{g2}/4$

pour les deux fentes usinées sur le guide GIS. L'adaptation de l'antenne est contrôlée par le déplacement (offset)  $x=0,1mm$  de l'axe du guide par rapport au centre de la largeur de chaque fente ( $W_f$ ). En effet, la conductance effective  $g(x)$  du guide GIS est exprimée par [24] :

$$g(x) = (g_1 + g_2) \sin^2 \left[ \frac{\pi x}{a} \right] \quad (5.9)$$

avec

$$g_1 = 2.09 \left( \frac{\lambda_{g1}}{\lambda_{01}} \right) \left( \frac{a_{GIS}}{b} \right) \cos^2 \left[ \frac{\pi \lambda_{01}}{2 \lambda_{g1}} \right]$$

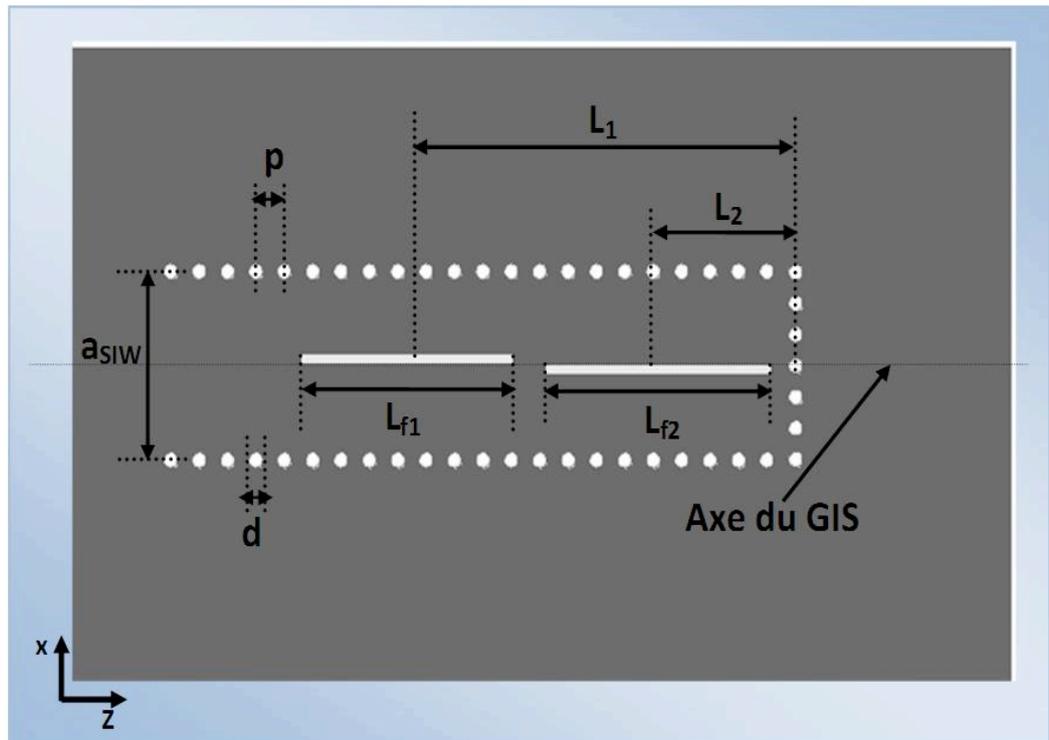
et

$$g_2 = 2.09 \left( \frac{\lambda_{g2}}{\lambda_{02}} \right) \left( \frac{a_{GIS}}{b} \right) \cos^2 \left[ \frac{\pi \lambda_{02}}{2 \lambda_{g2}} \right]$$

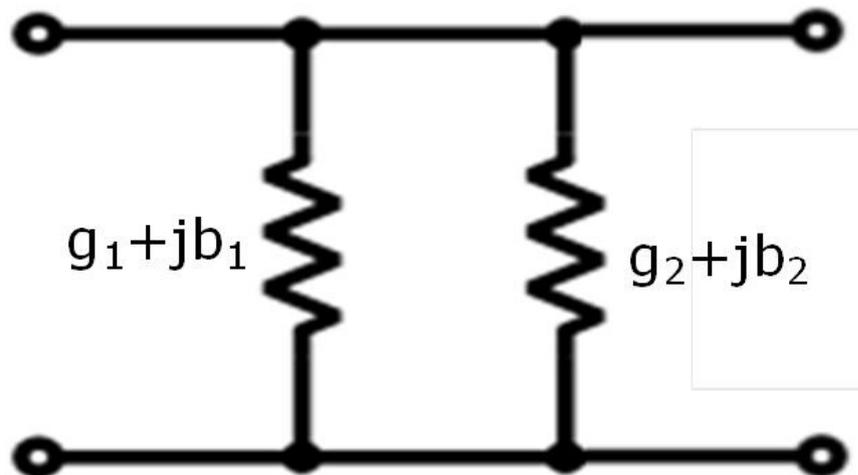
où  $g_1$  et  $g_2$  sont les conductances normalisées de chaque fente.

Pour obtenir une bonne adaptation, la somme des conductances effectives de toutes les fentes doit être égale à l'unité. Le positionnement de la fente suivant l'axe  $x$  et la largeur  $W_f$  des fentes ont été optimisés à l'aide de HFSS [1] dans la bande X. Le **Tableau 5.9** résume les dimensions des différents paramètres de la structure de l'antenne montrée à la **Figure 5.24**.

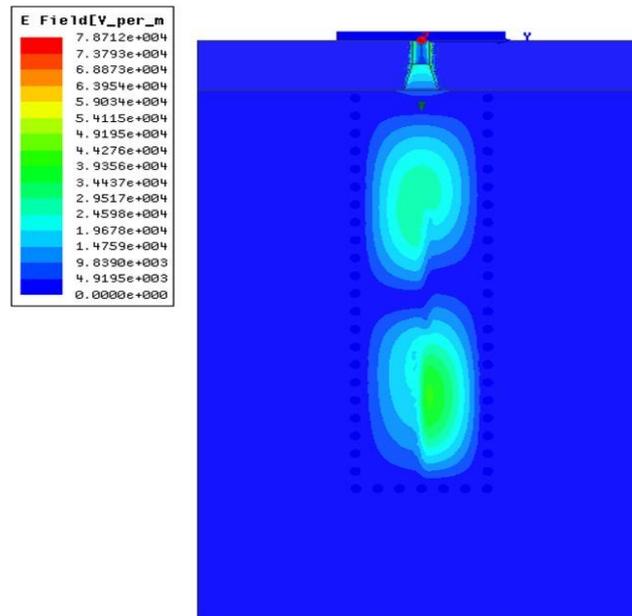
Le circuit électrique équivalent de l'antenne est illustré à la **Figure 5.25**. La **Figure 5.26** montre la distribution du champ électrique de la structure à travers le rayonnement des deux fentes.



**Figure 5.24** - Dimensionnement de l'antenne double fentes et double fréquence.



**Figure 5.25** - Circuit électrique équivalent de l'antenne double fentes et double fréquences.



**Figure 5.26** – Distribution du champ électrique pour l’antenne double fentes et double fréquences.

<i>Guide GIS</i>		<i>Fentes rectangulaires</i>	
$a_{GIS}$	12,1 mm	$L_{f1}$	15 mm
$d$	1 mm	$L_{f2}$	13,63 mm
$p$	2 mm	$L_1$ et $L_2$	25,28 mm et 14,1 mm

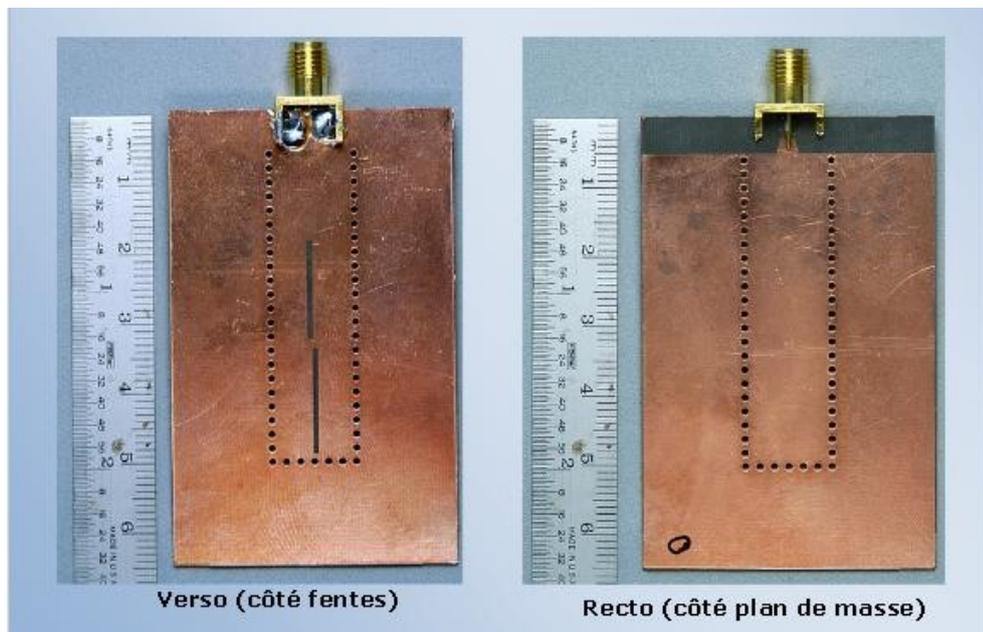
**Tableau 5.10** - Dimensionnement des fentes de l’antenne DFF et du guide d’onde GIS.

#### 5.4.1.3 Prototype fabriqué

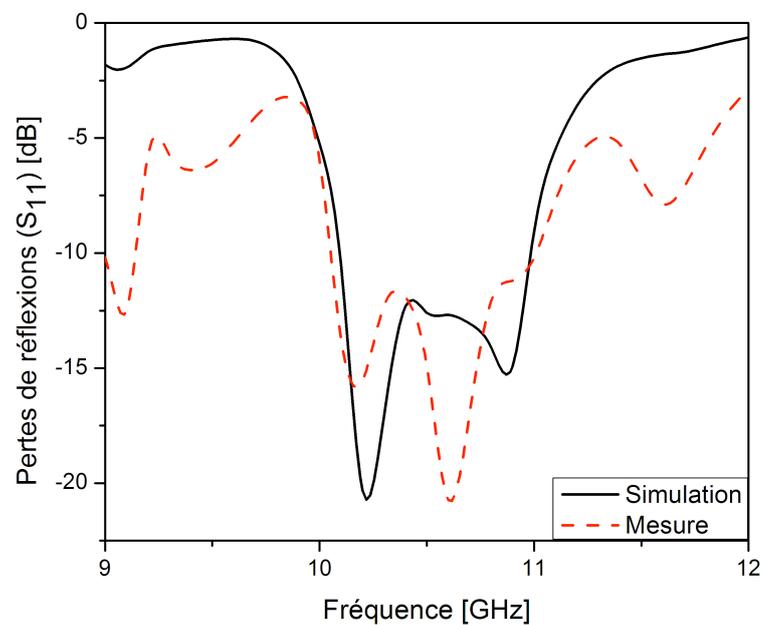
Pour valider le concept, l’antenne double fentes et double fréquences a été fabriquée en utilisant les paramètres donnés dans le **Tableau 5.9**. Le coefficient de réflexion ( $S_{11}$ ) et les diagrammes de rayonnement de cette antenne ont été mesurés au sein du laboratoire CRÉER à l’école polytechnique de Montréal. La photographie du prototype est illustrée sur la **Figure 5.27**.

Les résultats obtenus expérimentalement sont comparés à ceux obtenus par simulation et sont présentés sur les **Figures 5.28** et **5.29**. La **Figure 5.28** montre le niveau des coefficients de réflexion ( $S_{11}$ ) simulés et mesurés. Une bonne concordance entre les résultats de simulation et ceux expérimentaux a été obtenue. Une bonne adaptation sur la bande de fréquences 10,1GHz-11GHz est observée ( $S_{11} < -10\text{dB}$ ). Par conséquent, une largeur de bande de 850MHz ( $\sim 8.5\%$ ) a été obtenue expérimentalement. Les diagrammes de rayonnement du

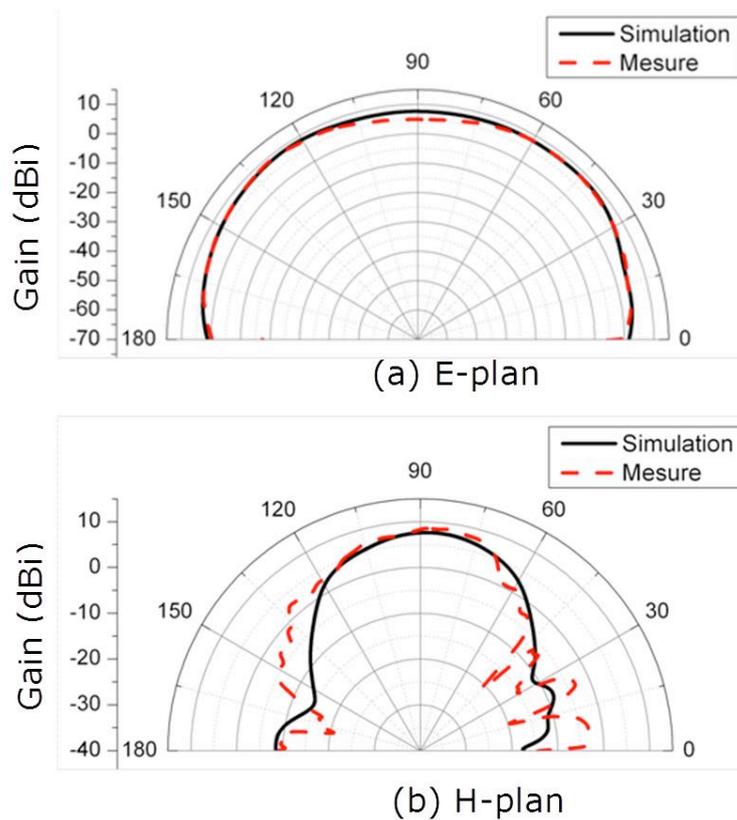
plan E et du plan H sont montrés à la **Figure 5.29**. L'antenne double fentes et double fréquences offre un gain maximum de 8,14dBi obtenu expérimentalement qui est similaire au gain maximal théorique qui est de l'ordre de 8,57dBi. Cette valeur de gain mesurée conduit à une efficacité estimée de 75% [24] qui correspond à l'efficacité de l'antenne à deux fentes standard [17]-[20].



**Figure 5.27** - Photographie du Prototype de l'antenne double fentes et double fréquences fabriqué.



**Figure 5.28** - Pertes de réflexion simulées et mesurées pour l'antenne double fentes et double fréquences.



**Figure 5.29** - Diagrammes de rayonnement simulés et mesurés pour l'antenne double fentes et double fréquences à la fréquence 10,2GHz: (a) Plan E. (b) Plan H.

Le **Tableau 5.10** présente les performances de l'antenne double fentes et double fréquences conçue en termes de différents paramètres comme la bande passante, le gain, la directivité et l'efficacité. Une comparaison en termes de bande passante a été réalisée entre ce travail et les travaux des autres auteurs reportés dans [17]-[20]. Elle est résumée dans le **Tableau 5.11**.

<i>Paramètres</i>	<i>Antenne à double fentes et double fréquences</i>	
	<i>Simulation</i>	<i>Mesure</i>
<i>Bande passante</i>	750 MHz	850 MHz
<i>Gain maximum (plan-E)</i>	8,57 dBi	6,29 dBi
<i>Gain maximum (plan-H)</i>	7,65i dB	8,69 dBi
<i>Largeur du faisceau à mi-puissance (plan-E)</i>	120,5 <sup>o</sup>	120,5 <sup>o</sup>
<i>Largeur du faisceau à mi-puissance (plan-H)</i>	55 <sup>o</sup>	60 <sup>o</sup>
<i>Directivité simulée</i>	8,32	
<i>Efficacité estimée</i>	75,6%	

**Tableau 5.11** - Performances de l'antenne double fentes et double fréquences.

<i>Paramètre</i>	<i>Antenne à double fentes rectangulaires en GIS [17][19]</i>	<i>Antenne à double fentes en forme V en GIS [20]</i>	<i>Antenne à double fentes en forme Banane [20]</i>	<i>Antenne fente rectangulaires à double fréquences proposée</i>
<b>Bande passante</b>	360 MHz (3,6%)	391 MHz (3,9%)	400 MHz (3,9%)	850 MHz (8,5%)

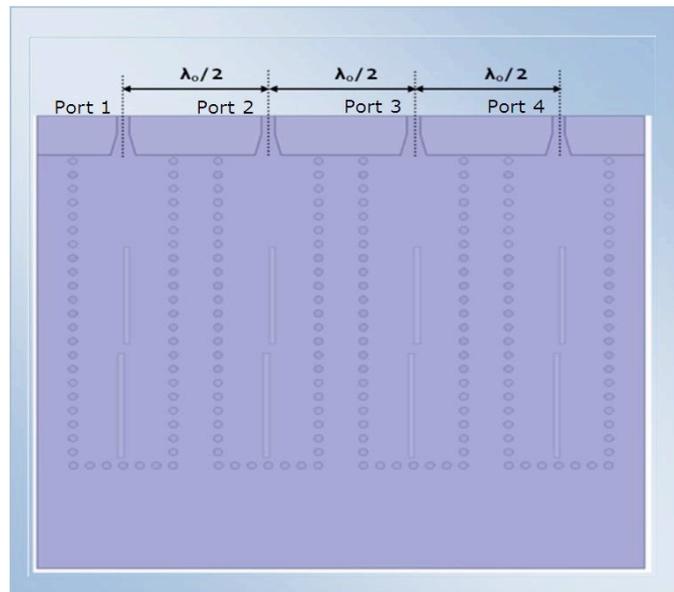
**Tableau 5.12** - Comparaison de l'antenne double fentes et double fréquences réalisée avec des antennes à double fentes de la littérature, en termes de bande passante.

L'antenne double fentes et double fréquences présente une bande passante de 8.5% dans la bande X. Par conséquent, l'antenne que nous proposons offre une bande passante deux fois plus large que celle des antennes rapportées sur la littérature sans affecter les autres paramètres tels que sur l'efficacité de rayonnement, la taille et le coût.

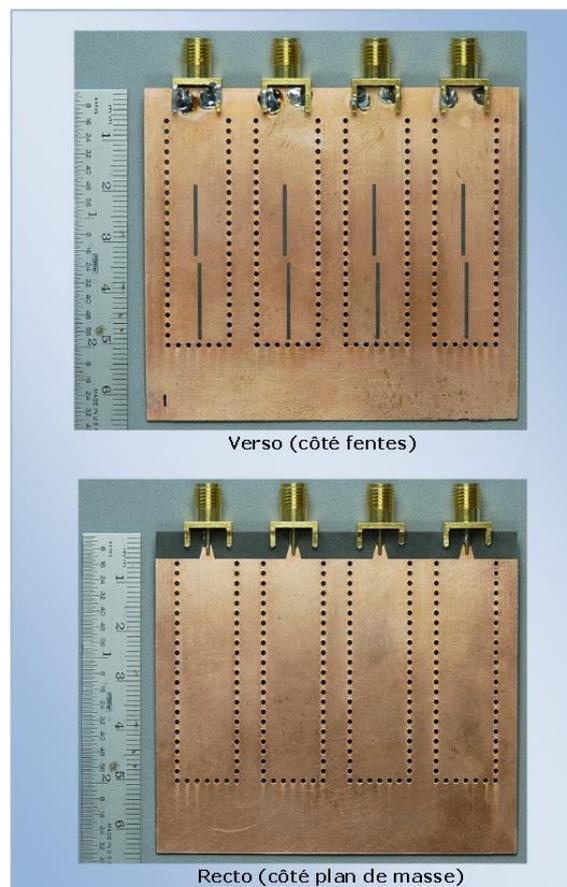
#### 5.4.2 Réseau antenne en GIS

Le choix de la distance de séparation entre les éléments d'antenne est de  $\lambda_0/2$ , elle permet de minimiser l'effet de couplage mutuel entre les éléments et d'assurer un faible niveau des lobes secondaires. La **Figure 5.30** montre la disposition du réseau d'antenne et la **Figure 5.31** illustre la photographie du prototype réalisé.

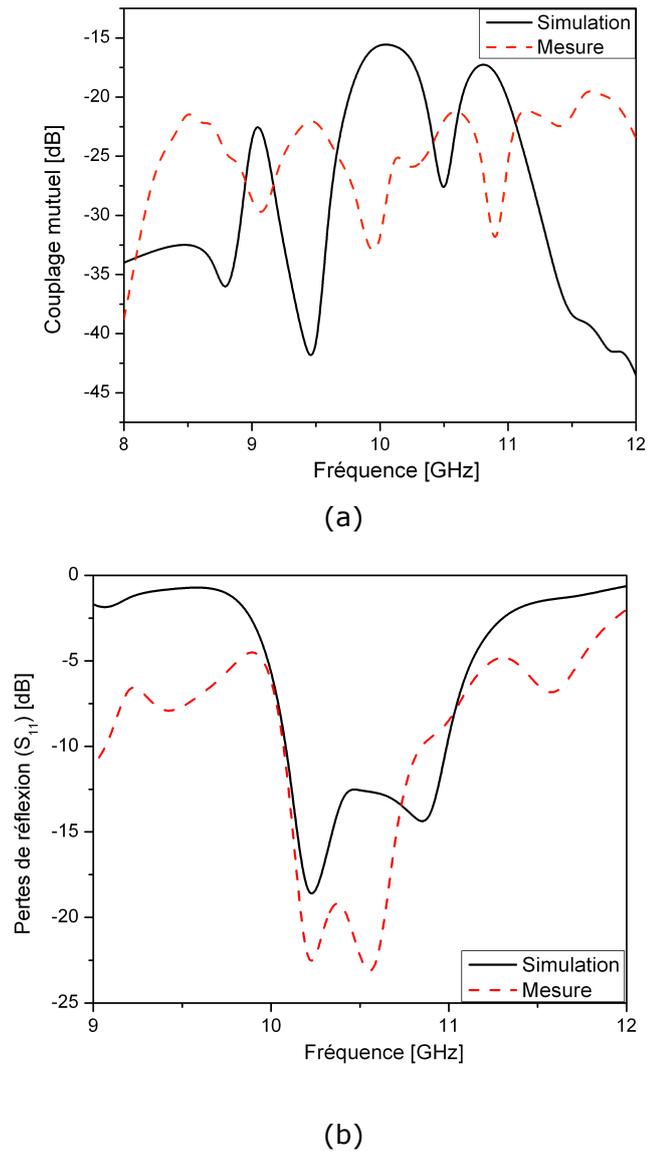
La **Figure 5.32 (a)** illustre le niveau de couplage simulé et mesuré. Elle indique que le couplage mutuel entre les éléments rayonnants du réseau est à un niveau acceptable afin de tester la matrice développée ci-haut. Les pertes de retour mesurées et simulées d'un élément rayonnant du réseau sont représentées à la **Figure 5.32 (b)**. Le niveau de couplage est en dessous de -15dB en simulation alors qu'en mesure il est en dessous de -20dB sur la toute bande X. Les pertes par réflexion sont en dessous de -10dB entre 10GHz et 10,8GHz. Les résultats sont satisfaisants pour combiner le réseau avec la matrice de Butler réalisée précédemment.



**Figure 5.30** - Disposition du réseau d'antennes proposé.



**Figure 5.31** - Photographie du prototype du réseau d'antennes fabriqué sur la base de l'antenne à double fentes et double fréquences.



**Figure 5.32** - Réseau antenne : (a) Pertes de réflexion de l'élément d'antenne. (b) Facteur de couplage entre deux antennes dans le réseau.

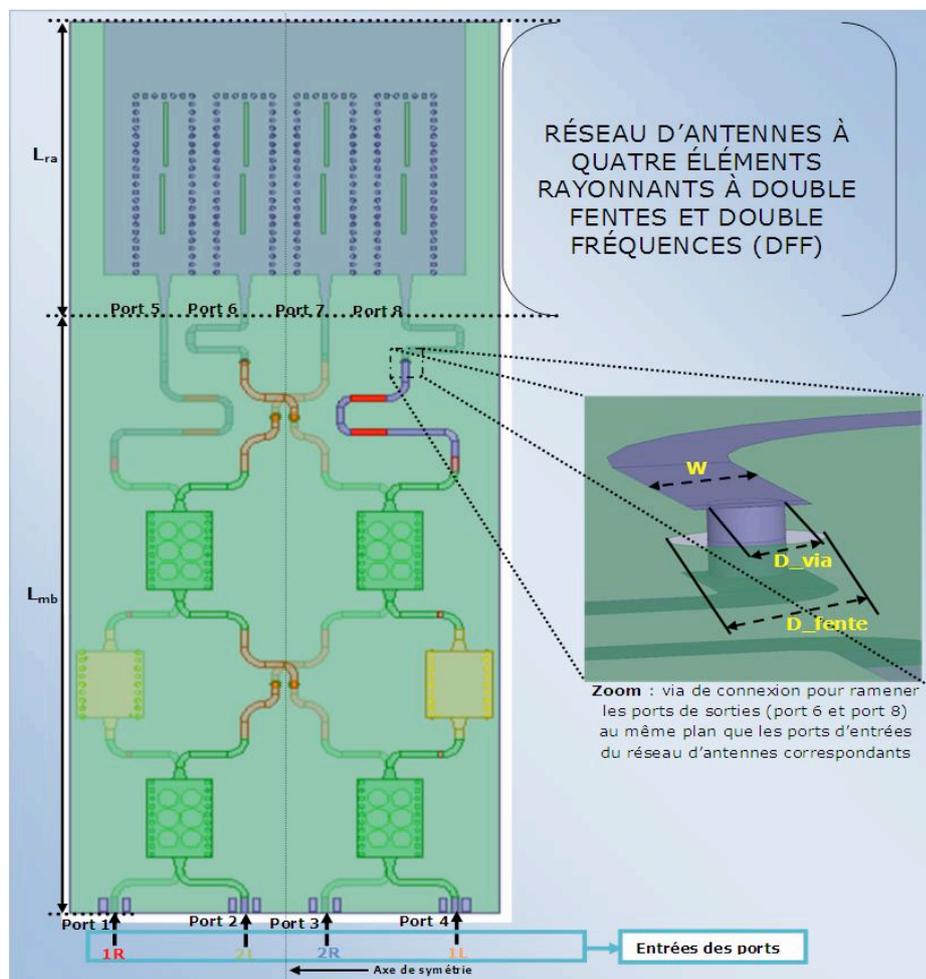
Nous rappelons que les résultats de mesure des autres ports ne sont pas présentés dans ce manuscrit car leurs comportements sont très similaires.

#### 5.4.3 Réalisation de l'antenne multifaisceaux globale

Forts de ces connaissances où la connexion entre la matrice et réseau d'antenne pour le cas d'un système à topologie deux couches reste une contrainte majeure au niveau des pertes dues aux connecteurs de liaisons, nous

avons cherché à développer une antenne multifaisceaux permettant de dépasser les limites dévoilées dans [26] et [27]. Il s'en suit alors que la solution nécessaire sera d'amener tous les ports de sortie de la matrice de Butler au même plan que les entrées du réseau d'antennes à travers des vias de connections.

Cette nouvelle configuration démontre la possibilité de la conception de la matrice de Butler en technologie GIS et surtout une antenne multifaisceaux (matrice de Butler+réseau d'antenne) avec une topologie à double couches sans avoir recours à des connecteurs de liaison entre les deux systèmes, causant des pertes non négligeables. Cette structure est destinée à résoudre en partie le problème et les complications de la conception à base de GIS à configuration deux couches. **La Figure 5.33** illustre la configuration architecturale de la matrice de Butler avec le réseau d'antenne. Les dimensions annotées à la **Figure 5.33** sont données au **Tableau 5.12**.



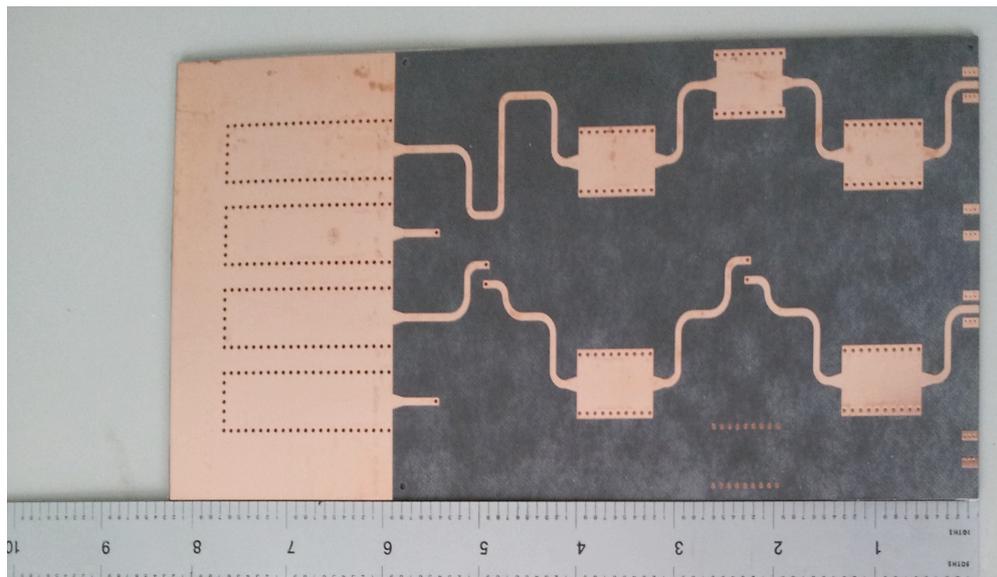
**Figure 5.33** - Antenne multifaisceaux développée.

$L_{mb}$	$L_{ra}$	$W$	$D_{via}$	$D_{fente}$
76,86 mm	74,1 mm	1,544 mm	1,016 mm	2,064 mm

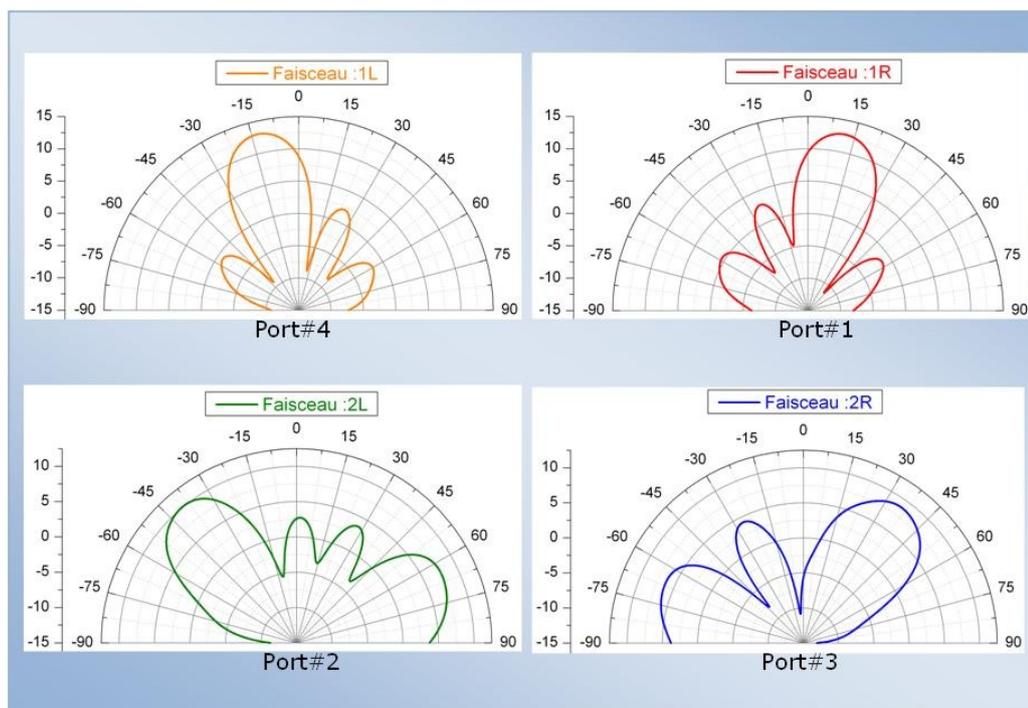
**Tableau 5.13** - Dimensions de l'antenne multifaisceaux développée.

#### 5.4.4 Validation Expérimentale de l'antenne multifaisceaux

Pour valider cette topologie, l'antenne multifaisceaux globale a été fabriquée. La **Figure 5.34** illustre le prototype du système global réalisé. La **Figure 5.35** montre les résultats de simulation de la matrice de Butler des différents faisceaux générés par le système global (matrice de Butler + réseau antenne). Cette structure permet de générer quatre faisceaux orientés selon les directions suivantes :  $-45^\circ$ ,  $-15^\circ$ ,  $15^\circ$  et  $45^\circ$ , respectivement. À partir des diagrammes de rayonnement, nous constatons une variation de niveau et du nombre de lobes secondaires dus aux erreurs de phase entre les différents ports de sortie. Nous pouvons remarquer que cette topologie de l'antenne multifaisceaux peut couvrir un secteur de  $90^\circ$ .



**Figure 5.34** - Photographie du Prototype de l'antenne multifaisceaux global réalisée.



**Figure 5.35** - Diagrammes de rayonnement simulés de l'antenne multifaisceaux globale en fonction du port d'alimentation sous HFSS à la fréquence de 10,2GHz.

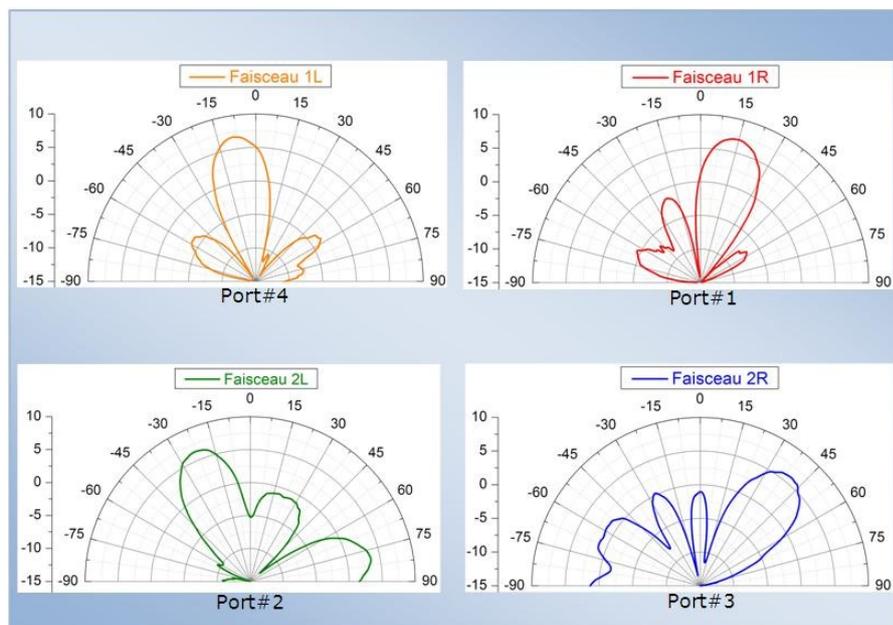
Les résultats de mesure du système global (**Figure 5.34**) ne sont pas présentés dans cette thèse. Nous regrettons fortement que les résultats de mesures escomptés ne soient pas en concordance avec ceux trouvés en simulation. Jusqu'à présent, nous n'avons pas trouvé la source du problème ou des problèmes affectant le circuit global bien que nous ayons cherché. Nous pensons que ce problème peut être associé à la fabrication ou aux tests de mesure que nous ne contrôlons pas. En effet, le circuit du système global n'a pas été fabriqué à la même place que les circuits réalisés individuellement. Il a été fabriqué par l'entreprise MPC circuit incorporation [28]. Le coût de la fabrication et la durée de livraison constituent les raisons principales qui nous ont poussées à abandonner à la poursuite du problème. Dans cette perspective, ce problème pourrait être considéré parmi les travaux futurs de cette thèse.

Cependant, nous allons présenter les résultats d'un système global, mais composé du circuit de la matrice de Butler (voir **paragraphe 5.5.2**) connectée au réseau d'antennes (voir **section 5.4.1**). Un tel système nous permet, en effet, de valider notre antenne multifaisceaux. La structure du réseau d'antenne comporte quatre éléments qui sont espacés de  $0.5\lambda_0$  à 10GHz pour obtenir le

couplage mutuel minimal entre les éléments et de conserver la condition d'orthogonalité entre les différents faisceaux. Des mesures des diagrammes de rayonnements ont été effectuées dans une chambre anéchoïque situé au sein du laboratoire de CRÉER, Montréal, QC, Canada.

La **Figure 5.36** illustre les quatre faisceaux générés et mesurés par la matrice de Butler connectée avec le réseau d'antennes dans le plan H. Selon les équations théoriques (**5.3 et 5.4**), chaque port d'entrée est associé à un gradient de phase linéaire spécifique ( $\varphi$ ) au niveau des ports de sortie pour l'orientation du faisceau. Par conséquent, le faisceau principal est dirigé vers une direction correspondant à  $(\theta_0)$ . L'ensemble des résultats est plutôt satisfaisant. On retrouve quatre faisceaux avec parfois un léger décalage allant de  $2^\circ$  à  $15^\circ$ . Les faisceaux principaux réalisés à la fréquence 10,2GHz sont à  $-11,25^\circ$  (1L),  $-30^\circ$  (2L),  $+15^\circ$  (1R) et  $+42^\circ$  (2R). Les lobes secondaires des faisceaux 1L et 2L sont au dessous de  $-5\text{dBi}$  et  $0\text{dBi}$  respectivement. Pour les autres ports 2L et 2R, leurs lobes secondaires sont au dessous de  $5\text{dBi}$ .

Les écarts de pondérations en phase et amplitude d'un élément rayonnant à un autre influent sur les lobes secondaires à la fréquence de 10.2GHz. Cet écart au niveau du lobe principal pour les ports 1L et 2L est associé aux erreurs de phase mesurées  $-45^\circ \pm 8^\circ$ ,  $135^\circ \pm 10^\circ$  entre les différents ports de sortie lorsque le signal est appliqué à chacun des ports d'entrée à la même fréquence.



**Figure 5.36** - Faisceaux générés et mesurés par la matrice de Butler connectée avec le réseau d'antennes à la fréquence de 10,2GHz.

Malgré le fait que nous n'ayons pas exposé les résultats de mesures du système global dans ce rapport, nous avons tout même prouvé la similitude entre les faisceaux simulés par le système global et ceux mesurés du système composé du circuit de la matrice de Butler connectée au circuit du réseau d'antennes. Une comparaison entre les prédictions théoriques et expérimentales indique un bon accord.

Les caractéristiques de taille très compacte et de faible coût de production, rendent cette antenne multifaisceaux à double couches bien adaptée pour les applications spatiales d'une part et d'autre part en fait d'elle une candidate potentielle pour une nouvelle famille de système d'antenne multifaisceaux multicouches en technologie GIS.

## 5.5 Conclusion

Une matrice de Butler 4x4 avec la technologie GIS a été conçue, fabriquée et mesurée dans la bande X. Le circuit est compact et a de bonnes performances. Plusieurs défis techniques ont été surmontés, ce qui a engendré, un nouveau coupleur directionnel 3dB, une nouvelle topologie de chemin de croisement à large bande, ainsi qu'une nouvelle configuration de déphaseur  $45^{\circ}$ . Il faut aussi souligner les bonnes performances de la matrice de Butler proposée, en l'occurrence, le faible poids, la forte compacité et surtout le faible coût du prototype réalisé de façon globale ou séparée.

Les résultats simulés et expérimentaux montrent les bonnes performances, en termes d'amplitude et des faisceaux produits. En outre, une antenne double fentes rectangulaires et double fréquences de bande passante 800 MHz ( $\sim 8\%$ ) ainsi qu'un réseau à quatre antennes ont également été conçus et fabriqués. Ce réseau a été employé avec la matrice de Butler proposée pour former un système à formation de faisceaux, ayant pour résultat quatre faisceaux orthogonaux à  $15^{\circ}$ ,  $-45^{\circ}$ ,  $45^{\circ}$  et  $-15^{\circ}$  respectivement aux ports d'entrées sélectionnés (1R, 2L, 2R et 1L).

Les diagrammes de rayonnement simulés des faisceaux concordent bien avec les résultats théoriques. Des mesures ont été effectuées en associant la matrice de Butler et le réseau par des connecteurs de liaisons afin de conforter nos résultats de simulations et valider le système d'antenne multifaisceaux.

## RÉFÉRENCES DU CHAPITRE V

- [1] ANSOFT CORPORATION, Available at: <http://www.ansoft.com/products/hf/hfss/>.
- [2] S.F. PEIK, B. JOLLEY and R.R. MANSOUR, "High temperature superconductive Butler matrix beam former for satellite applications," *Microwave Symposium Digest, IEEE MTT-S International*, Vol. 4, pp. 1543-1546, 1999.
- [3] A. ANGELUCCI, P. AUDAGNOTTO, P. CORDA, P. OBINO, F. PIARULLI and B. PIOVANO, "High performance microstrip networks for multibeam and reconfigurable operation in mobile-radio systems," *Proceeding IEEE GLOBECOM'94*, San Francisco, USA, November 1994.
- [4] K. K. FU and A. K. Y. LAI, "FDTD optimization of beam forming network for multibeam antenna," *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, Vol.4, pp. 2028-2031, 1999.
- [5] K. SELLAL, "Conception de déphaseurs et d'antennes réseau en guide d'onde intégré dans un substrat," *Thèse de doctorat- Université du Québec en Outaouais-INRS*, 2008.
- [6] C. DALL'OMO, "Contribution à l'étude d'antennes à pointage électronique en millimétrique. Conception et réalisation de différentes topologies de Matrices de Butler," *Thèse de doctorat n°42-2003 - Université de Limoges*, Novembre 2003.
- [7] K. SELLAL, L. TALBI, T.A. DENIDNI and J. LEBEL, "Design and implementation of a substrate integrated waveguide phase shifter," *IET Microwave Antennas and Propagation*, pp. 194-199, 2008.
- [8] P. G. LI, A. T. ADAMS, Y. LEVIATAN and J. PERINI, "Single-Post Inductive obstacle in Rectangular waveguide," *IEEE Transaction Microwave Theory and Technique*, Vol.32, No.4, pp.365-373, April 1983.
- [9] P. G. LI, A. T. ADAMS, Y. LEVIATAN and J. PERINI, "Multiple-Post Inductive obstacle in Rectangular waveguide," *IEEE Transaction Microwave Theory and Technique*, Vol.32, No.4, pp.365-373, April 1984.
- [10] N. MARCUVITZ, "Waveguide handbook," *Short Run Press Ltd.*, 1986.

- [11] T. A. ABELE, "Inductive Post Arrays in Rectangular waveguide," *Bell Syst. Tech. Journal*, vol.57, no.3, pp.577-595, Mars 1978.
- [12] K. SELLAL, L. TALBI and T.A. DENIDNI, "A new substrate integrated waveguide phase shifter," *European Microwave Week, Manchester, England*, 10-15 September 2006.
- [13] J. L. ALLEN, "A theoretical limitation on the formation of lossless multiple beams in linear arrays," *IRE Transaction Antenna and Propagation*, Vol. 9, pp. 350-352, July 1961.
- [14] Y. T. LO and S.W. LEE, "Antenna Handbook," *New York: Van Nostrand Reinhold*, 1998.
- [15] A. Ali, N. J. G. FONESCA, F. COCETTI and H. AUBERT, "Design and Implementation of Two-Layer Compact Wideband Butler Matrices in SIW Technology for Ku-Band Applications," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 59, No.2, pp.503-512, Feb.2011.
- [16] T. DJERAFI, N. J. G. FONESCA and K. WU, "Design and Implementation of a Planar 4X4 Butler Matrices in SIW Technology for Wide Band High Power Applications," *Progress In Electromagnetics Research B*, Vol. 35, pp.29-51, 2011.
- [17] K. SELLAL, L. TALBI, T.A. DENIDNI and J. LEBEL "Study of a round-Ended Banana-Shaped Slot Integrated Antenna at X-Band," *IEEE AP/S Symposium, San Diego*, July 2008.
- [18] D. STEPHEN and Al, "W-band Substrate Integrated Waveguide Slot Antenna," *Electronics Letters*, vol.41, issue 4, pp.165-167, Feb.2005.
- [19] A. J. FARRAL and P. R. YOUNG "Integrated waveguide slot antennas," *Electronics Letters*, Vol. 40, No. 16, 5 August 2004.
- [20] K. SELLAL and L. TALBI, "Experimental Study of New-Shaped Slot Integrated Antenna at X-band," *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, APSURSI 09*, pp. 1-4, June 2009.
- [21] R. E. COLLIN, "Field Theory of Guided Waves," *New-York: Wiley*, 1991.

- [22] A. F. STEVENSON, "Theory of slots in Rectangular Wave-guides," *Journal of Applied Physics*, Vol.19, pp. 24-38, Jan.1948.
- [23] P. K. PARK, G. J. STERN and R. S. ELLIOTT "An Improved technique for the Evaluation of Transverse Slot Discontinuities in Rectangular Waveguide," *Journal of Applied Physics*, Vol.19, pp. 24-38, Jan.1948.
- [24] C.A. BALANIS, "Analysis and design 2<sup>nd</sup> edition", *John Wiley and Sons, New York*, 1997.
- [25] J. HAUTCOEUR, J. M CRUZ, E. BARTHOLOMEW, J. SARRAZIN, J. Y. MAHÉ and S. TOUTAIN, "Low-cost printed antenna array built with hybrid feed for urban microwave links," *IET Microwave Antennas and Propagation*, vol. 4, issue 9, pp. 1320-1326, 2010.
- [26] A. ALI, "On the Development of Novel Multi-Layer Passive Components and the Implementation of Compact Wideband Two-Layer Butler Matrix in SIW Technology," *Thèse de doctorat – Université de Toulouse*, soutenue en 4 Mai 2010.
- [27] M. NEDIL, "Développement d'un réseau d'antennes à formation de faisceaux basé sur de nouvelles Matrices de Butler," *Thèse de doctorat – Université du Québec-INRS*, soutenue en 2006.
- [28] <http://www.mpccircuits.com/>



## CONCLUSION GÉNÉRALE

La motivation de cette thèse est d'explorer le potentiel de la technologie guide d'onde intégré au substrat (GIS), en particulier la mise en œuvre des composants multicouches, afin de développer une antenne multifaisceaux compacte à topologie double couches.

Les besoins grandissants pour le développement de nouvelles technologies compactes, performantes et bon marché sont des défis à relever pour les systèmes de communications à hauts débits. Dans ce contexte, la technologie GIS est prometteuse vu les avantages qu'elle offre dans la réalisation de composants ou sous-systèmes, nécessaires aux applications micro-ondes et millimétriques. Les travaux présentés dans cette thèse apportent une contribution importante au développement de nouvelles familles de composants passifs multicouches et d'une nouvelle matrice de Butler compacte, tous en technologie GIS, pour concevoir ainsi un réseau d'antenne multifaisceaux.

Nous avons proposé de nouveaux coupleurs en GIS utilisant la méthode de Hans Bethe. Les facteurs de couplage obtenus sont de 25dB, 15dB et 13dB dépendant du nombre de fentes circulaires placées linéairement sur le mur commun entre les deux guides GIS. Ils ont été fabriqués et validés pour un fonctionnement à 10GHz. Les résultats de mesures obtenus corroborent ceux simulés dans la bande fréquentielle allant de 9GHz à 12GHz, soit 30 % de bande passante. La contribution majeure de cette thèse est la conception d'une structure originale de coupleur directionnel bicouche 3dB/90° à large bande, développée afin de résoudre le problème de corrélation entre le niveau de couplage désiré et la taille. Le coupleur proposé est constitué de deux guides d'onde GIS parallèles et couplés entre eux par l'intermédiaire de trois paires de fentes circulaires et résonnantes sur le mur électrique commun. Le premier avantage du coupleur réalisé est de proposer une gamme dynamique de couplage permettant de concevoir une matrice Butler en topologie à double couches sans affecter significativement la taille de la structure. Ceci fait de lui un bon candidat pour les applications de formations de faisceaux tels que la matrice de Butler.

Ensuite, ma deuxième contribution est la réalisation de la technique de

deux rivets inductifs fixes et asymétriques introduite pour élargir davantage la bande passante du circuit déphaseur  $45^\circ$  en GIS. Cette méthode a été validée à la fréquence 10GHz. Les résultats obtenus sont intéressants en termes de bande passante et de taille (le circuit est plus performant que celui développé ultérieurement par notre groupe de recherche).

La troisième phase a vu le développement d'une nouvelle topologie de chemin de croisement et constitue ma troisième contribution. Cette topologie a été dictée par des raisons d'intégration et de conformité avec notre structure à double couches et la technologie GIS. Le but est de passer d'une couche à une autre à travers deux vias et deux fentes circulaires au niveau du plan de masse pour transférer le maximum de puissance d'un port à l'autre en utilisant des lignes de transmission à faibles pertes. En tenant compte des pertes par réflexion inférieures à -19dB, les résultats obtenus en simulation ont été validés expérimentalement sur toute la bande X, soit 40% de bande passante.

En quatrième phase, une nouvelle technique de double fentes et double fréquences (**DFF**) a été proposée pour l'antenne que nous avons réalisée et contribué afin de surmonter le problème de bande passante. L'antenne double fentes et double fréquences présente une bande passante de 8% dans la bande X. Par conséquent, l'antenne que nous proposons offre une bande passante deux fois plus large que celle des antennes rapportées sur la littérature sans affecter les autres paramètres tels que sur l'efficacité de rayonnement, la taille et le coût. Ainsi un réseau à quatre éléments a été validé dans le but de l'intégrer dans la matrice de Butler.

Enfin, ma dernière contribution est la conception de la matrice de Butler 4x4 et de l'antenne multifaisceaux, avec la technologie GIS, développées, fabriquées et mesurées dans la bande X. Le circuit est compact et a de bonnes performances en termes de pertes. Dans le prolongement du concept proposé, un réseau d'antenne a été intégré dans la matrice sans avoir recours à des connecteurs de liaison entre les systèmes (matrice de Butler+réseau d'antenne à DFF), causant des pertes non négligeables. Les résultats simulés et expérimentaux montrent les bonnes performances, en termes d'amplitude et des faisceaux produits. Cette antenne multifaisceaux proposée a généré quatre faisceaux orthogonaux à  $15^\circ$ ,  $-45^\circ$ ,  $45^\circ$  et  $-15^\circ$  respectivement. Les diagrammes

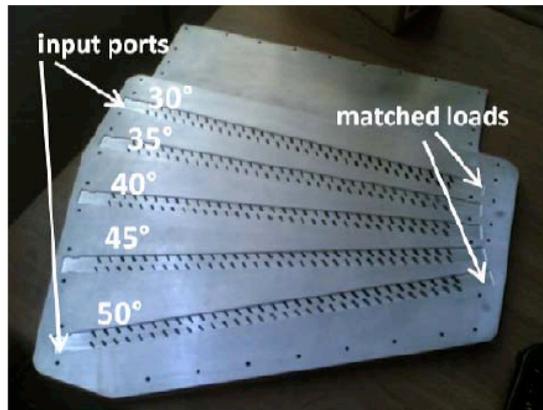
de rayonnement mesurés des faisceaux concordent bien avec les résultats théoriques.

Tout travail aussi complet soit-il reste toujours sujet de perfection et d'amélioration. Par conséquent, les composants passifs proposés, bien qu'ils soient originaux, ont besoin d'amélioration en fonction des applications. Dans le prolongement naturel de cette thèse, nous recommandons d'envisager les perspectives suivantes :

- Développer un modèle théorique pour le coupleur directionnel à trois paires de fentes circulaire afin de pouvoir déterminer avec une plus grande précision le rayon, la position et le nombre de fente circulaire pour atteindre un couplage donné;
- Améliorer la bande passante de ce type coupleur directionnel;
- Développer un modèle mathématique pour le déphaseur à deux bits asymétriques, et intégration des diodes PIN pour rendre le déphaseur contrôlable;
- Transposer l'antenne développée vers la bande millimétrique, utile pour les systèmes de communications futurs;
- Étendre la conception vers une matrice de Butler 8X8, voire, 16X16 ou 32X32;
- Concevoir et réaliser une matrice de Butler dans la bande millimétrique avec la technologie GIS et topologie double couches;
- Élargir la bande de fréquence de l'antenne multifaisceaux mise au point;
- Obtenir plus d'intégration du système en utilisant plusieurs couches, à l'instar de la technologie LTCC.



**ANNEXE A : CONFORMATEURS DE FAISCEAUX AVEC D'AUTRES TECHNOLOGIES**

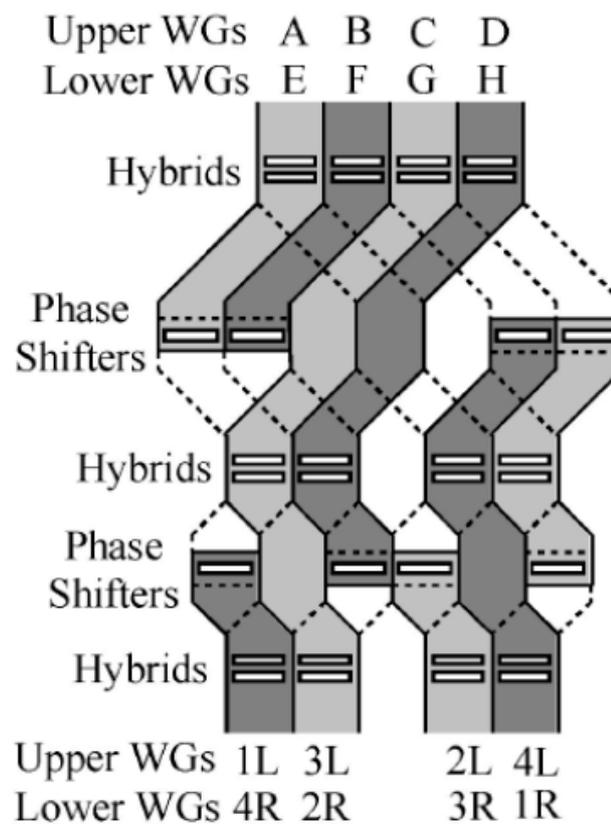


(a)

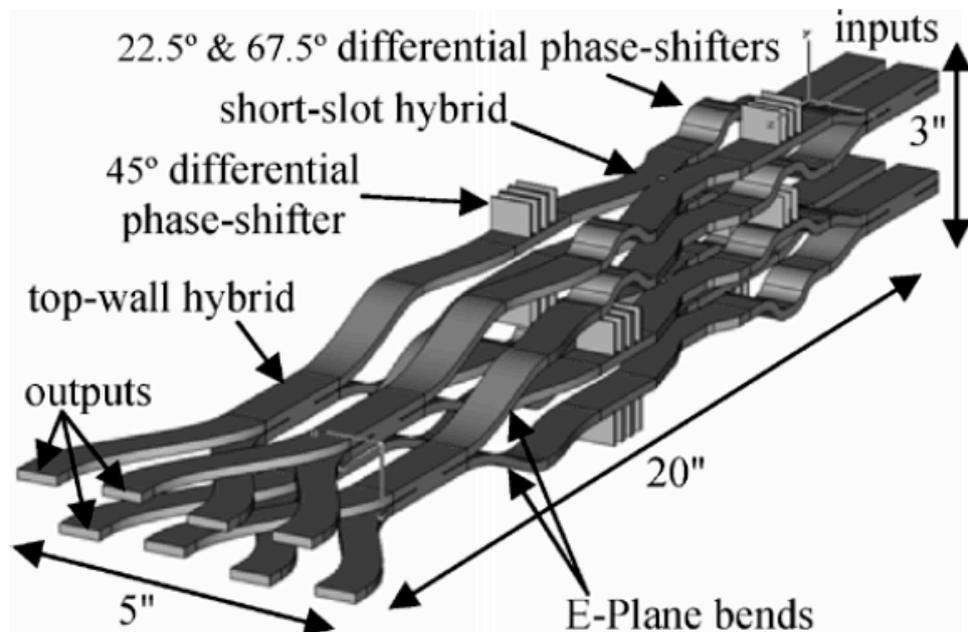


(b)

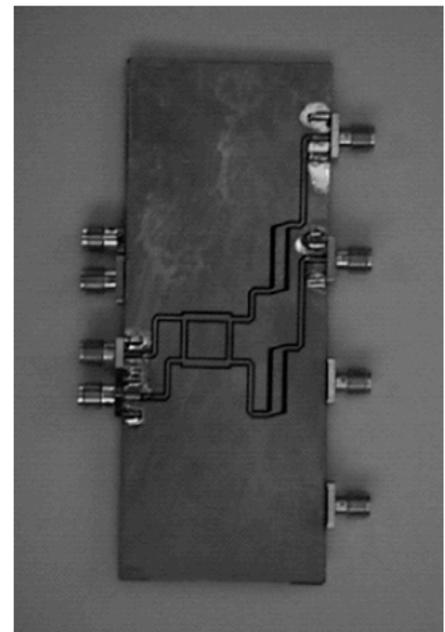
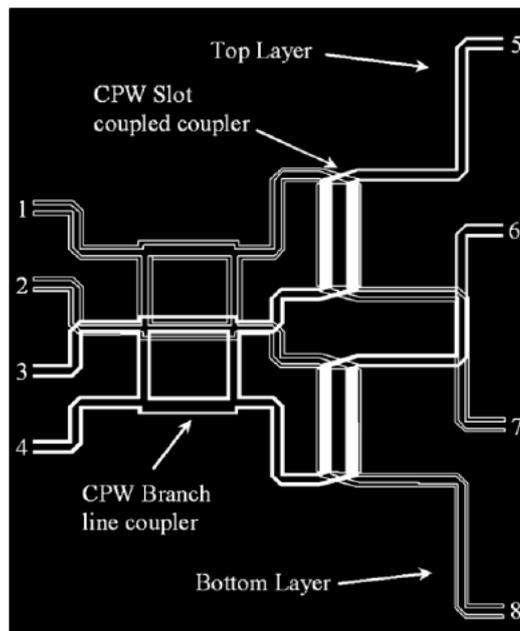
**Matrice de Blass en technologie guide d'onde [1] : (a) lignes d'alimentations et (b) lignes de sorties.**



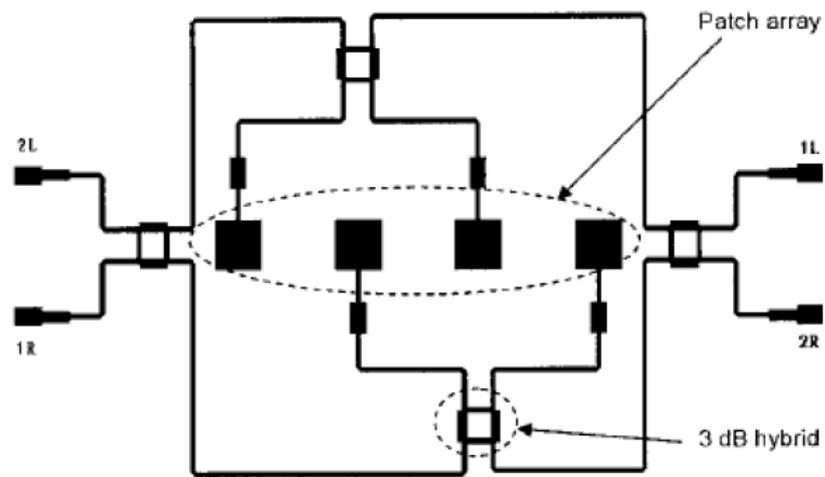
**Matrice de Butler 8x8 en technologie guide d'onde deux couches [2].**



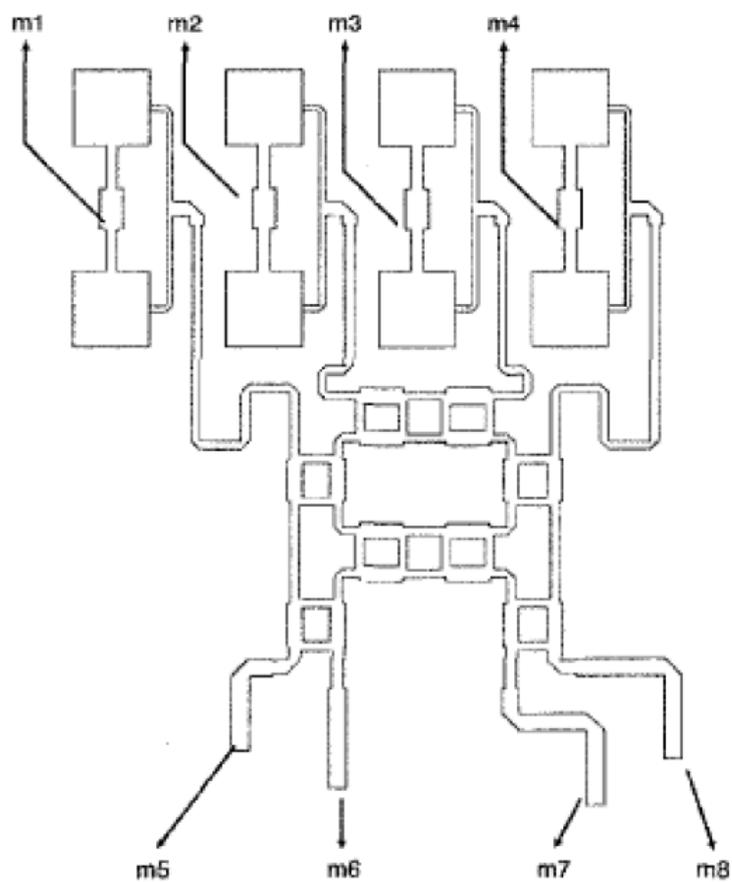
Matrice de Butler 8x8 en technologie guide d'onde multicouche [3].



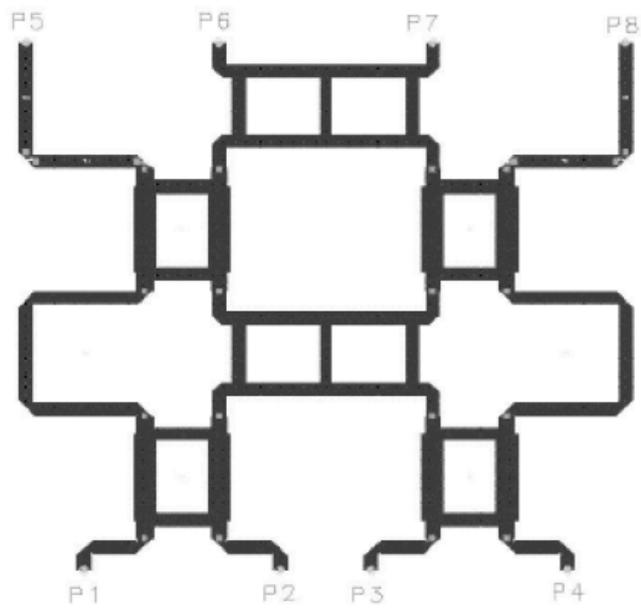
Matrice de Butler 4x4 en technologie CPW deux couches [4].



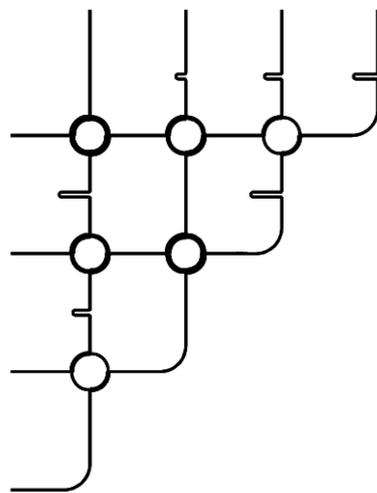
**Matrice de Butler 4x4 en technologie imprimée avec un réseau de patch intégré sur la même couche [5].**



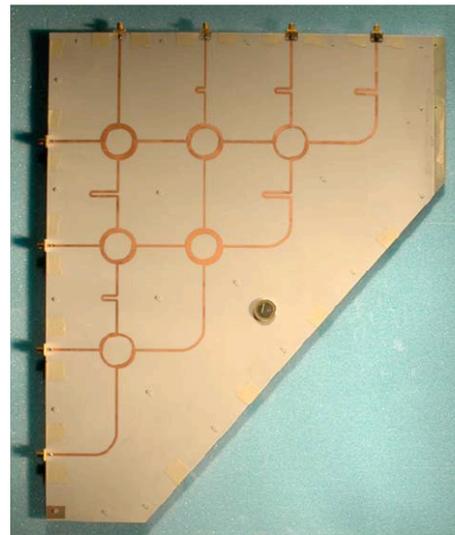
**Matrice de Butler 4x4 en technologie imprimée avec croisements de voie par coupleurs cascades [6].**



**Matrice de Butler 4x4 en technologie imprimée avec croisements de voie par coupleurs 0dB [7].**



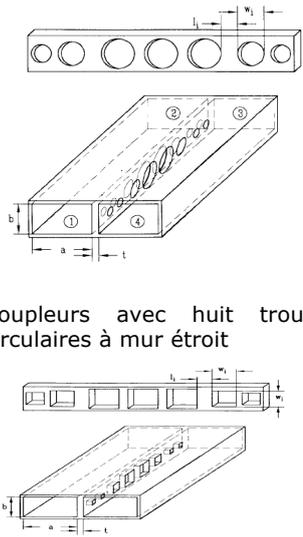
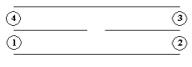
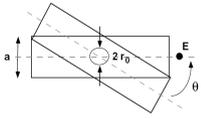
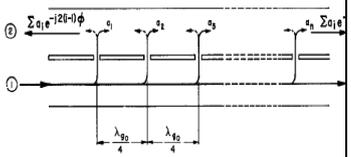
(a)

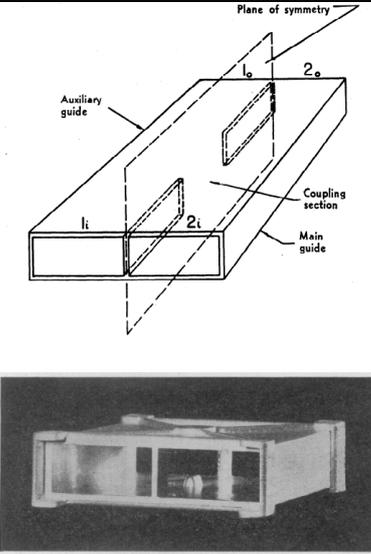
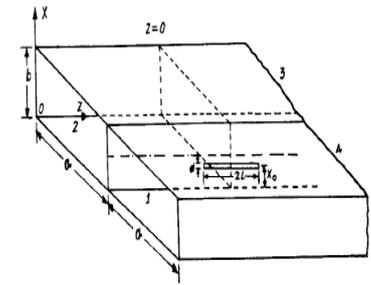
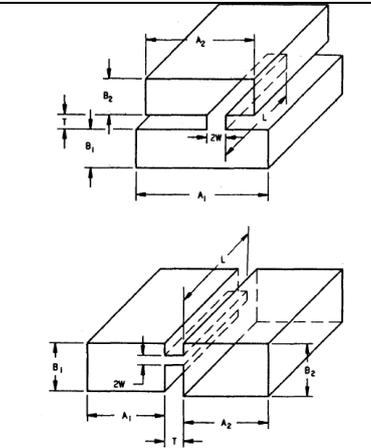


(b)

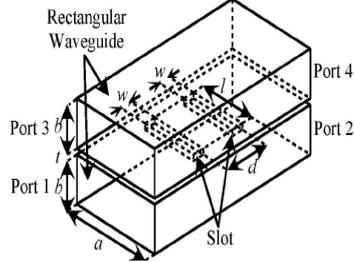
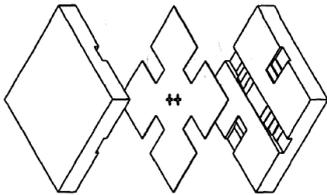
**(a) Modèle Momentum et (b) maquette de la matrice de Nolen 4x4 [8].**

**ANNEXE B: COUPLEURS DIRECTIONNELS AVEC LA TECHNOLOGIE GUIDE D'ONDE CONVENTIONNEL.**

Réf.	Type de Coupleur	Bande de fréquence	Coefficient de Réflexion aux ports	Couplage	Directivité	Isolation
[9]	 <p>Coupleurs avec huit trous circulaires à mur étroit</p> <p>Coupleurs avec huit trous rectangulaires à mur étroit</p>	12-18 GHz	40dB- 60dB	10.7 dB ; 10 dB ; 8.1dB ; 5.3 dB ; 4.7 dB ; 3 dB ; 2.6 dB ; 2.3 dB	-	-
[10]	 <p>Coupleur BH conventionnel : guides parallèles</p>	89-95GHz	Couplage=-40dB	-	-	-
[10]	 <p>Coupleur BH conventionnel en angle</p>	85-100GHz	$39\text{dB} \leq C \leq 40.3\text{dB}$	-	-	-
[11]	 <p>Coupleur directionnel à N-trous</p>	Bande X		3dB pour 18 trous; 10dB pour 18 trous; 12.5dB pour 6 trous	43dB	

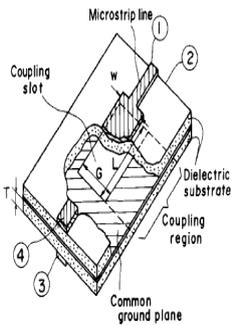
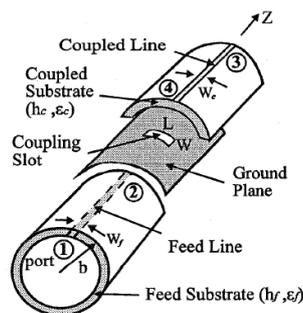
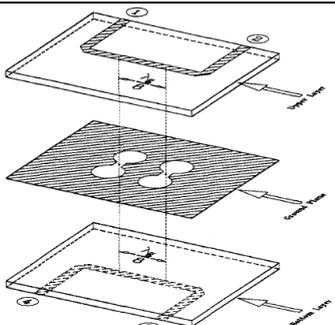
Réf.	Type de Coupleur	Bande de fréquence	Coefficient de Réflexion aux ports	Couplage	Directivité	Isolation
[12]	 <p>Coupleur à jonction hybride</p>	Bande X	-	25dB	5dB	30dB
[13]	 <p>Coupleur directionnel à mur étroit</p>	-	-	10dB	-	-
[14]	 <p>Coupleur directionnel à fente</p>	13-22GHz	40dB	12dB	-	-

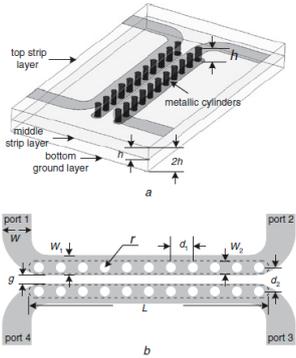
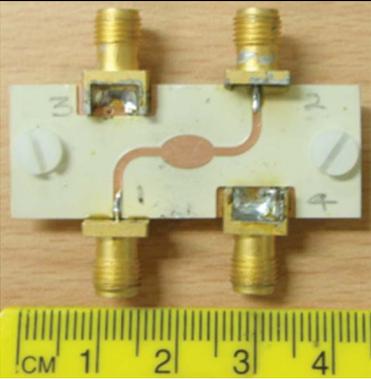
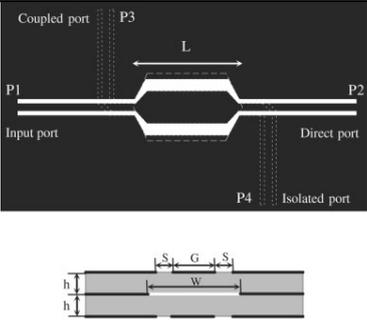
--

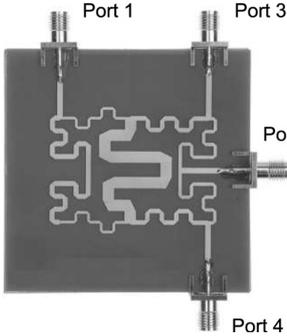
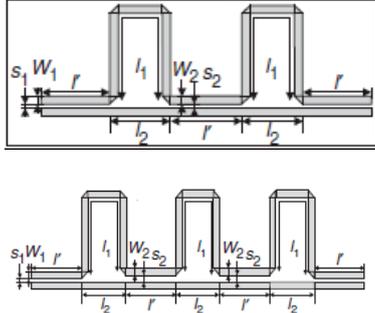
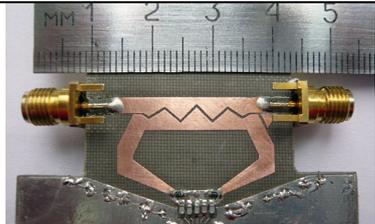
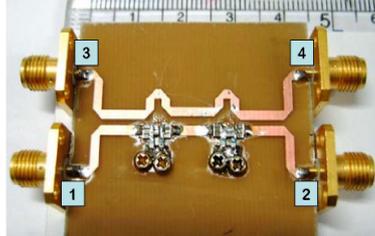
Réf.	Type de Coupleur	Bande de fréquence	Coefficient de Réflexion aux ports	Couplage	Directivité	Isolation
[15]	 <p>Structure du coupleur hybride</p>	8.5-8.7Ghz	$S_{11} < -20\text{dB}$	3.1dB	-	-
[16]	 <p>Coupleur directionnel avec deux fentes croisées</p>	Band X	$S_{11} < -20\text{dB}$	$5 \pm 0.5\text{dB}$	20dB	-
[17]	 <p>Prototype</p> <p>Design du coupleur directionnel circulaire</p>	18-26Ghz	$S_{11} < -25\text{dB}$	20dB	15dB	-



**ANNEXE C: COUPLEURS DIRECTIONNELS AVEC LA TECHNOLOGIE MICROSTRIP  
LINE.**

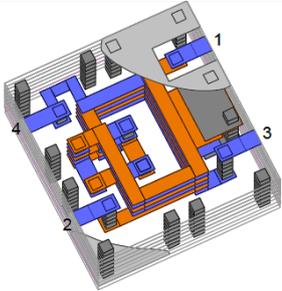
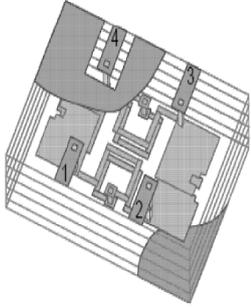
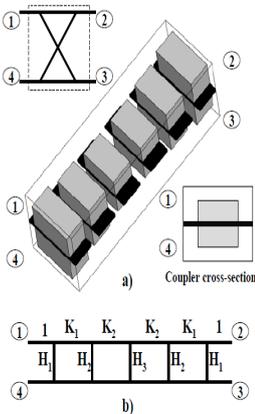
Réf.	Type de Coupleur	Bande de fréquence	Coefficient de Réflexion aux ports	Couplage	Directivité	Isolation
[18]	 <p>Vue de coupe du coupleur directionnel couplé par une fente</p>	1-3GHz	$S_{11} < -20\text{dB}$	3dB	-	35dB
[19]	 <p>coupleurs directionnels entre deux faces cylindriques des lignes micro-ruban couplé par une fente</p>	2-4GHz	-	10dB	-	-
[20]	 <p>Coupleur directionnels terminé par une fente de couplage virtuelle</p>	2-4GHz	$S_{11} < -15\text{dB}$	3dB	-	-

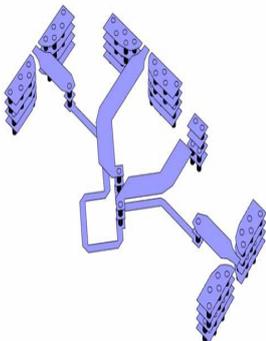
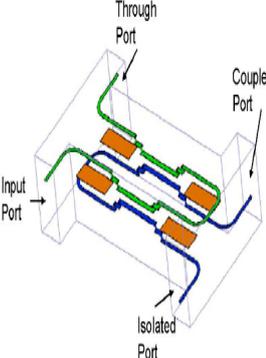
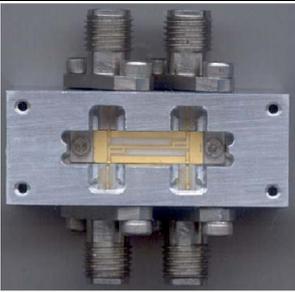
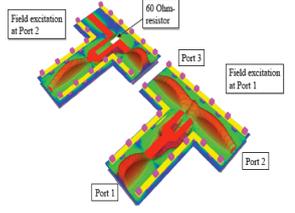
Réf.	Type de Coupleur	Bande de fréquence	Coefficient de Réflexion aux ports	Couplage	Directivité	Isolation
[21]	 <p>Coupleur directionnel multicouche LM</p>	2.41GHz	$S_{11} < -20\text{dB}$	12dB	46dB	58dB
[22]	 <p>Coupleur directionnel Multicouche LM</p>	3-11GHz	$S_{11} < -20\text{dB}$	3dB	-	30dB
[23]	 <p>Coupleur directionnel multicouche co-planaire</p>	2-10GHz	$S_{11} < -20\text{dB}$	3.5dB		20dB

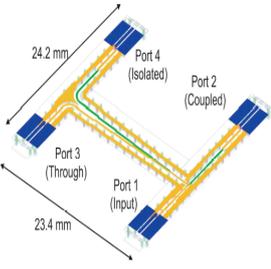
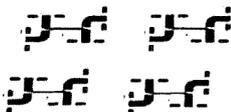
Réf.	Type de coupleurs	Bande de fréquence	Coefficient de Réflexion aux ports	Couplage	Directivité	Isolation
[24]	 <p>Coupleur Rate-Race hybride avec LM</p>	1.05-1.75GHz	$S_{11} < -10\text{dB}$	3dB	-	20dB
[25]	 <p>Coupleur directionnel avec ligne transmission en parallèle</p>	1.4-2.2GHz	$S_{11} < -20\text{dB}$	12dB et 3dB	>30dB	-
[26]	 <p>Coupleur directionnel en scie</p>	300MHz-2.5GHz	$S_{11} < -30\text{dB}$	10dB	-	-
[27]	 <p>Coupleur directionnel avec des lignes de transmissions parallèle et asymétriques</p>	1-4GHz	$S_{11} < -20\text{dB}$	18dB	-	20dB



## ANNEXE D : COUPLEURS DIRECTIONNELS AVEC LA TECHNOLOGIE LTCC.

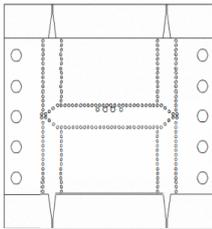
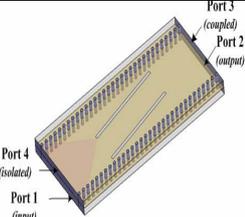
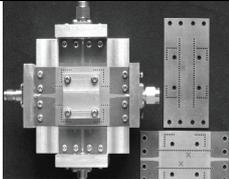
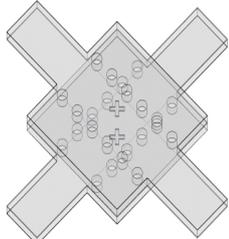
Réf.	Type de Coupleur	Bande de fréquence	Coefficient de Réflexion aux ports	Couplage	Directivité	Isolation
[28]	 <p>Miniaturisation d'un Coupleur directionnel en anneau rat_race avec la technologie LTCC</p>	2-4GHz	$S_{11} < -20\text{dB}$	$3\text{dB} \pm 1\text{dB}$	-	20dB
[29]	 <p>Coupleur directionnel avec miniaturisation des éléments localisés</p>	2-3GHz	$S_{11} < -20\text{dB}$	$3\text{dB} \pm 0.5\text{dB}$ (9 couches) et $10\text{dB} \pm 1\text{dB}$ (5 couches)	-	20dB
[30]	 <p>Coupleur directionnel branch-line en crête (ridge) de guide d'onde classique</p>	2-6GHz	$S_{11} < -25\text{dB}$	$3\text{dB} \pm 0.4\text{dB}$	-	25dB

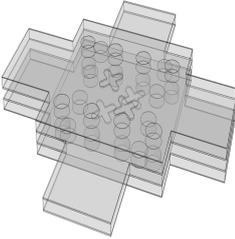
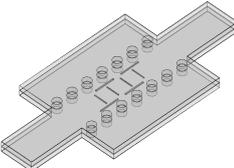
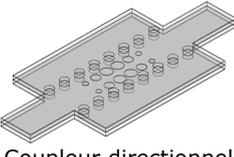
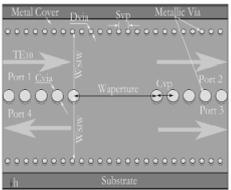
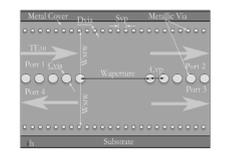
Réf.	Type de Coupleur	Bande de fréquence	Coefficient de Réflexion aux ports	Couplage	Directivité	Isolation
[31]	 <p>Coupleur directionnel Rat-Race à 180 degrés en LTCC</p>	20-24GHz	$S_{11} < -15\text{dB}$	$3.8\text{dB} \pm 0.5\text{dB}$	-	30dB
[32]	 <p>Coupleur directionnel large bande à multisection stripline en LTCC</p>	1-10GHz	$S_{11} < -15\text{dB}$	$8.33\text{dB} \pm 0.5\text{dB}$	-	<20dB
[33]		2-6GHz	$S_{11} < -25\text{dB}$	$3\text{dB} \pm 0.4\text{dB}$	-	25dB
[34]	 <p>Diviseur Wilkinson LTCC (simulation de propagation d'un champ E dans le diviseur)</p>	-	-	3dB	-	-

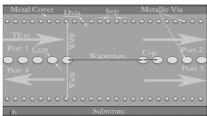
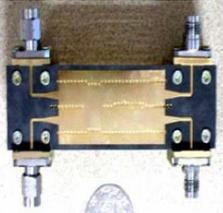
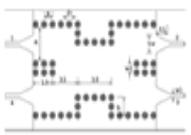
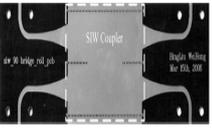
Réf.	Type de Coupleur	Bande de fréquence	Coefficient de Réflexion aux ports	Couplage	Directivité	Isolation
[35]	 <p>Coupleur directionnel en LTCC</p>	1.8–18GHz	$S_{11} < -15\text{dB}$	10.3dB±0.6dB	-	25dB
[36]	 <p>Coupleur transversal 3 dB en quadrature LTCC</p>	4.5–14.5GHz	-	-	$-5\text{dB} \leq S_{31} \leq -3\text{dB}$	-



**ANNEXE E : COUPLEURS DIRECTIONNELS AVEC LA TECHNOLOGIE GUIDE D'ONDE  
INTÉGRÉ AU SUBSTRAT (GIS).**

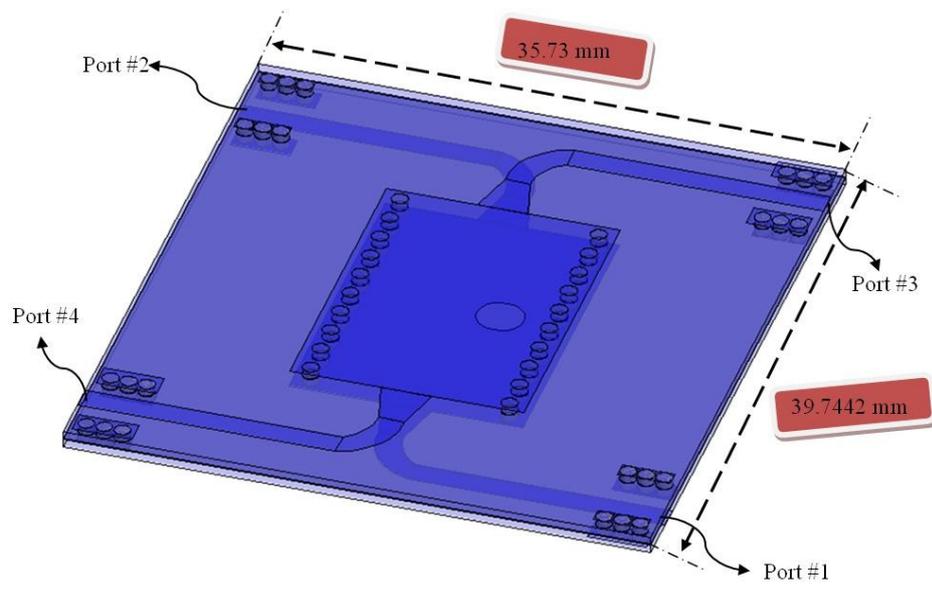
Réf.	Type de Coupleur	Bande de fréquence	Coefficient de Réflexion aux ports	Couplage	Directivité	Isolation
[37]	 <p>Coupleur directionnel avec la méthode de Chebyshev</p>	Bande X	$S_{11} < -15\text{dB}$	$S_{21} = 20\text{dB}$	-	$S_{31} < -20\text{dB}$
[38]	 <p>Coupleur directionnel utilisant deux fentes inclinées pour couplage</p>	11.5-13.5GHz	$S_{11} < -25\text{dB}$	$S_{21} = S_{31} = 3.0\text{ dB}$ $S_{21} = S_{31} = 4.7\text{ dB}$ $S_{21} = S_{31} = 6.0\text{ dB}$	-	$S_{41} < -30\text{dB}$
[39]	 <p>Coupleur directionnel à double couches</p>	13-19GHz	$S_{11} < -13\text{dB}$	$-6\text{dB} < S_{21} < -8\text{dB}$ $S_{41} =$	-	$S_{31} < -15\text{dB}$
[40]	 <p>Coupleur directionnel à double couches</p>	Bande Ka	$S_{11} < -20\text{dB}$	$S_{31} = 6\text{dB}$ $S_{31} = 10\text{dB}$ $S_{31} = 20\text{dB}$	-	$S_{41} < -20\text{dB}$

Réf.	Type de Coupleur	Bande de fréquence	Coefficient de Réflexion aux ports	Couplage	Directivité	Isolation
[41]	 Coupleur directionnel à croix triple couches	Bande Ka	$S_{11} < -20\text{dB}$	$S_{31}=S_{51}=15\text{dB}$ $S_{31}=S_{51}=20\text{dB}$ $S_{31}=S_{51}=25\text{dB}$	-	$S_{41}=S_{61} \leftarrow 30\text{dB}$
[42]	 Coupleur directionnel E-plan	20-38GHz	$S_{11} < -10\text{dB}$	$S_{31}=10\text{dB}$	-	$S_{41} < -22\text{dB}$
[42]	 Coupleur directionnel E-plan	20-38GHz	$S_{11} < -10\text{dB}$	$S_{31}=10\text{dB}$	-	$S_{41} < -22\text{dB}$
[43]	 Coupleur directif GIS -3 dB	24-27GHz	$-13\text{dB} < S_{11} < -26\text{dB}$	$S_{21} \cong -4\text{dB}$ $S_{31} \cong -4\text{dB}$	-	$-18\text{dB} < S_{41} < -24\text{dB}$
[43]	 Coupleur directif GIS -6 dB	23-28GHz	$-35\text{dB} < S_{11} < -17\text{dB}$	$S_{21} \cong -2.5\text{dB}$ $S_{31} \cong -6\text{dB}$	-	$-16\text{dB} < S_{41} < -33\text{dB}$

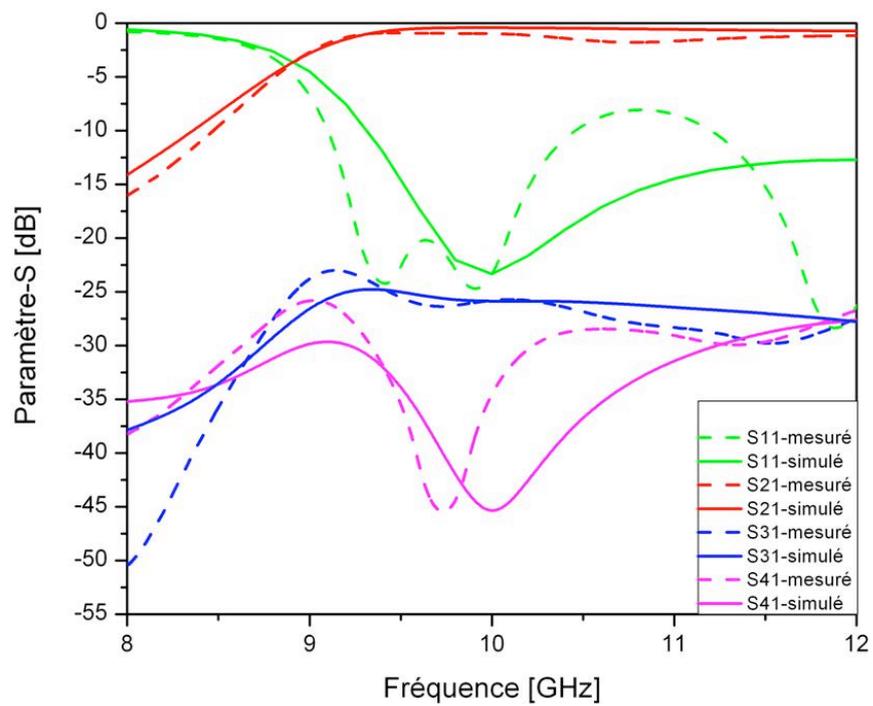
Réf.	Type de Coupleur	Bande de fréquence	Coefficient de Réflexion aux ports	Couplage	Directivité	Isolation
[43]	 <p>Coupleur directif GIS -10 dB</p>	23GHz-27GHz	$-27\text{dB} < S_{11} < -16\text{dB}$	$S_{21} \approx -2.5\text{dB}$ $S_{31} \approx -10\text{dB}$	-	$-40\text{dB} < S_{41} < -18\text{dB}$
[44]	 <p>Coupleur directionnel de déphasage 180-degré avec un déphaseur de différente largeur</p>	20GHz-25GHz	$-35.5\text{dB} \leq S_{11} \leq -16\text{dB}$	$-5.5\text{dB} \leq S_{21} \leq -4\text{dB}$ $-3.35\text{dB} \leq S_{31} \leq -3.85\text{dB}$	-	$-14\text{dB} \leq S_{41} \leq -35\text{dB}$
[45]	 <p>Coupleur GIS à 4-ports</p>	Bande-X	-	$S_{21} \approx -3.8\text{dB}$ $S_{31} \approx -4.5\text{dB}$	-	$-15\text{dB} < S_{41} < -40\text{dB}$
[45]	 <p>Coupleur HMSIW</p>	10-15GHz	$-12\text{dB} \leq S_{11} \leq -37\text{dB}$	$-6\text{dB} \leq S_{21} \leq -4\text{dB}$ $-4\text{dB} \leq S_{31} \leq -3.8\text{dB}$	-	$-15\text{dB} \leq S_{41} \leq -34\text{dB}$
[45]	 <p>Coupleur GIS</p>	10GHz-12GHz	$-7.5\text{dB} \leq S_{11} \leq -40\text{dB}$	$-12\text{dB} \leq S_{21} \leq -4\text{dB}$ $-11\text{dB} \leq S_{31} \leq -3.8\text{dB}$	-	$-9\text{dB} \leq S_{41} \leq -24.5\text{dB}$
[46]	 <p>coupleur à fente double HMSIW</p>	Bande X	$-20\text{dB} \leq S_{11} \leq -10\text{dB}$	$-5\text{dB} \leq S_{21} \leq -10\text{dB}$ $-5\text{dB} \leq S_{31} \leq -4\text{dB}$	-	$-45\text{dB} \leq S_{41} \leq -15.5\text{dB}$



**ANNEXE F : RÉSULTATS DE SIMULATION ET DE MESURE DES COUPLEURS DIRECTIONNELS RÉALISÉS AVEC LA TECHNOLOGIE GUIDE D'ONDE INTÉGRÉ AU SUBSTRAT (GIS).**

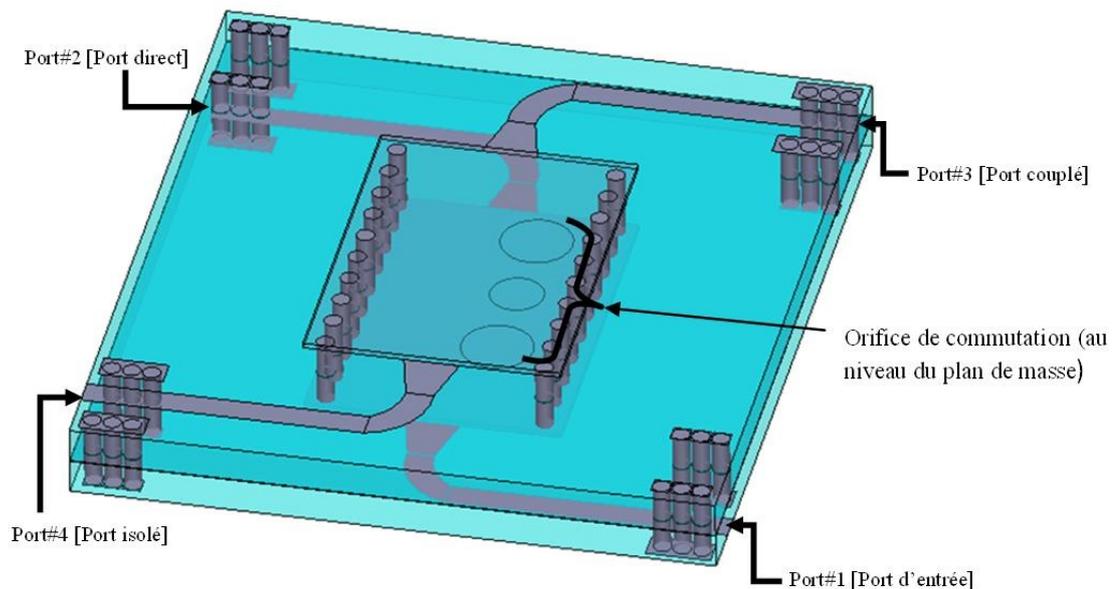


(a)

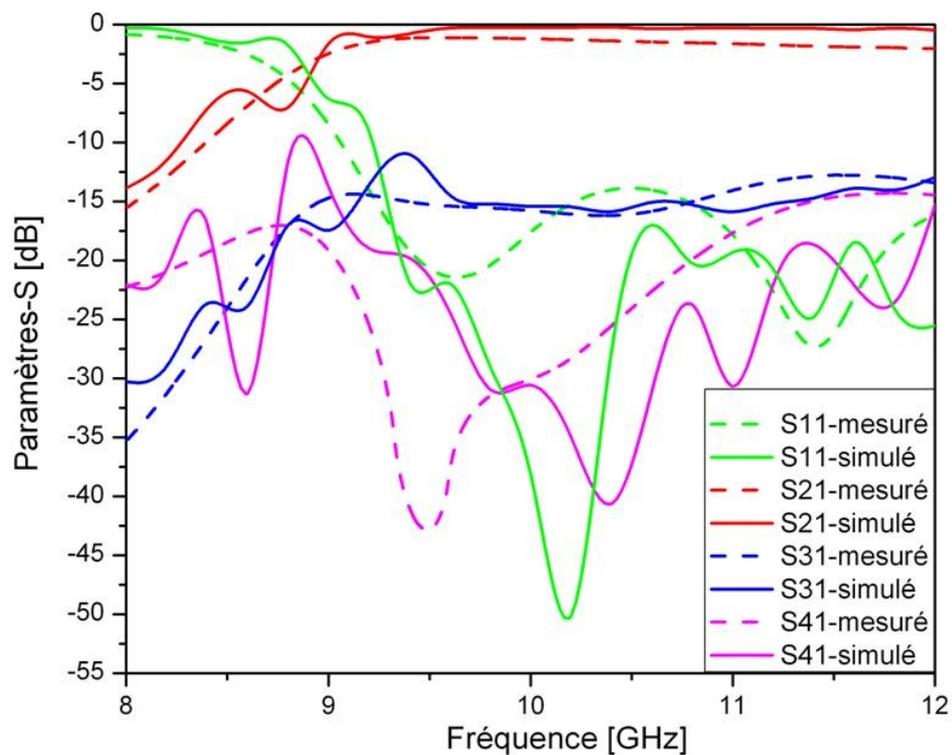


(b)

**Coupleur directionnels 25dB : (a) structure de design. (b) Résultats de mesure et simulation des paramètres S.**

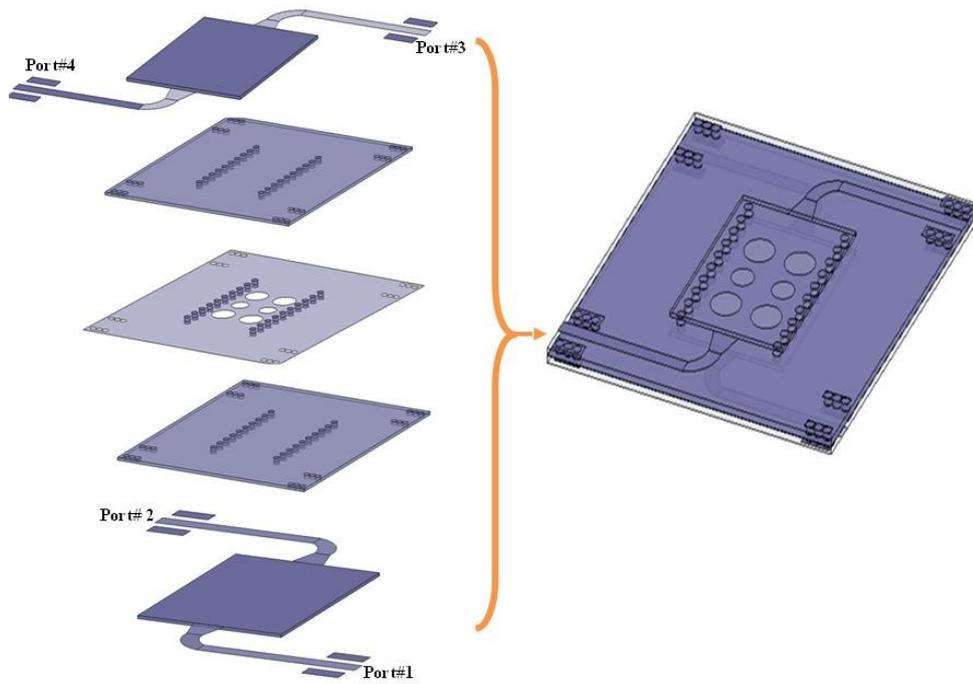


(a)

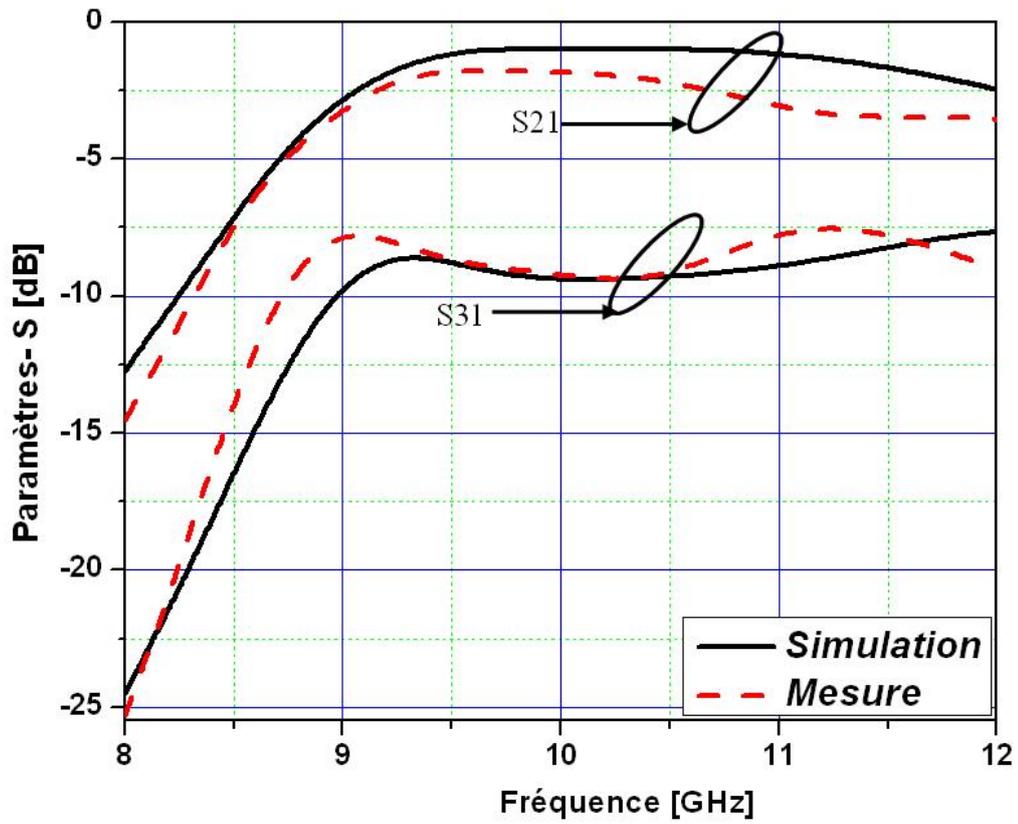


(b)

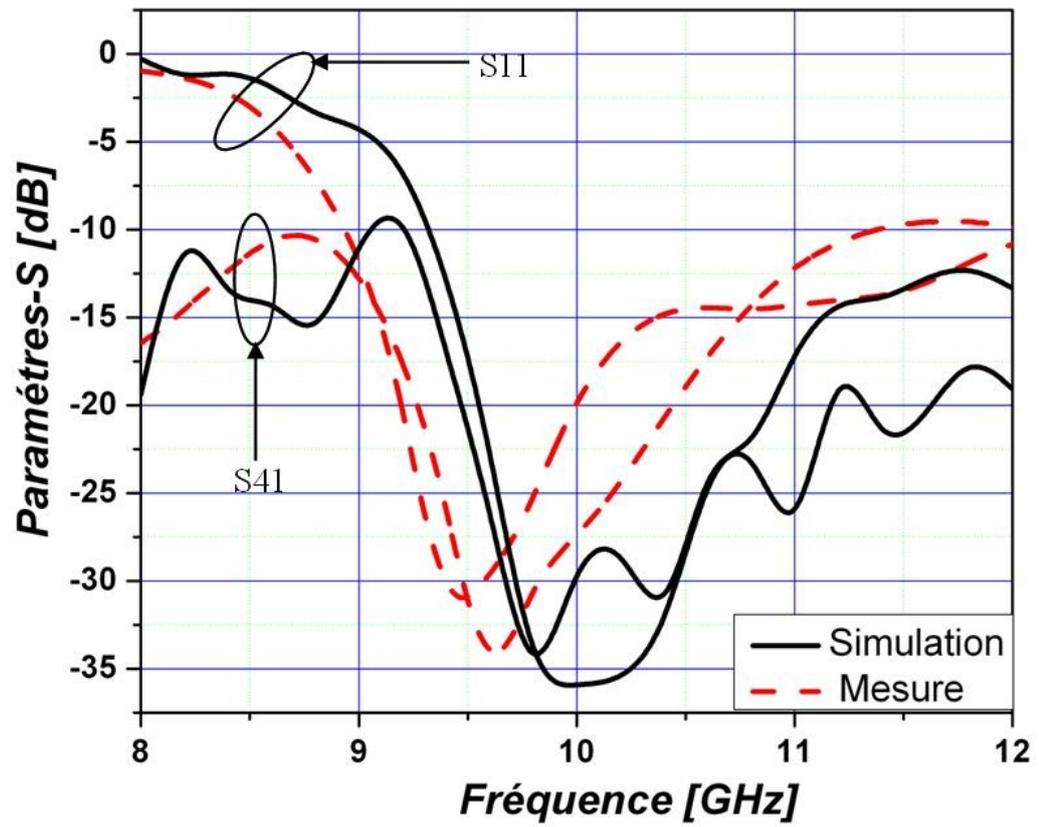
**Coupleur directionnels 15dB : (a) structure de Conception. (b) Résultats de mesure et simulation des paramètres S.**



(a)



(b)



(c)

Coupleur directionnels 10dB : (a) structure de conception. (b) Pertes d'insertion. (c) Pertes par réflexions.

## RÉFÉRENCES DES ANNEXES

- [1] F. CASINI, R.V. GATTI, L. MACACCIOLI and R. SORRENTINO, "A Novel Design Method for Blass Matrix Beam-Forming Networks," *37th European Microwave Conference*, pp.1511-1514, 9-12 October 2007.
- [2] J. HIROKAWA, M. FURUKAWA, K. TSUNEKAWA and N. GOTO, "Double-Layer Structure of Rectangular-Waveguides for Butler Matrix," *32nd European Microwave Conference*, Octobre 2002.
- [3] J. REMEZ and R. CARMON, "Compact Designs of Waveguide Butler Matrices," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, Vol. 5, 2006, pp. 27-31.
- [4] M. NEDIL, T.A. DENIDNI and L. TALBI, "Novel Butler Matrix Using CPW Multilayer Technology," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 54, No.1, Janvier 2006, pp. 499-507.
- [5] C. DALL'OMO, T. MONEDIÈRE, B. JECKO, F. LAMOUR, I. WOLK and M. ELKAEL, "Design and realization of a 4X4 Microstrip Butler Matrix Without any Crossings in Millimeter Waves," *Microwave and Optical Technology Letters - Wiley Periodicals*, pp.462-465, 2003.
- [6] S.C. GAO, L.W. LI, M.S. LEONG and T.S. YEO, "Integrated Multibeam Dual-Polarised Planar Array," *IET Microwave, Antennas and Propagation*, Vol. 148, No. 3, pp. 174-178, June 2001.
- [7] O.U. KHAN, "Design of X-Band 4X4 Butler Matrix for Microstrip Patch Antenna Array," *TENCON 2006, IEEE Region 10 Conference*, 14-17 November 2006.
- [8] N. J.G. FONSECA, "Printed S-Band 4X4 Nolen Matrix for Multiple Beam Antenna Applications", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol.57, Issue 6, pp.1673-1678, June 2009.
- [9] T. SIEVERDING, U. PAPZINER and F. ARNDT, " Mode-Matching CAD of Rectangular or Circular Multiaperture Narrow-Wall Couplers," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol.45, pp.1034-1040, Aug. 2002.
- [10] D. H. WHITTUM, "Single-Hole Directional Couplers for W-Band», *Stanford: ARDB Technical Note 119*, 2005.

- [11] R. LEVY, "Analysis and synthesis of waveguide multi-aperture directional couplers," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. MTT-16, pp.995–1006, Dec. 1968.
- [12] H. J. RIBLET, "The short-slot hybrid junction," *Proceeding IRE*, vol.40, pp.180–184, Feb. 1952.
- [13] V. M. PANDHARIPANDE and B. N. DAS, "Equivalent circuit of a narrow wall waveguide slot coupler," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol.MTT-27, pp.800–804, Sept. 1979.
- [14] H.-Y. YEE, "Slotted waveguide directional coupler characteristics," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol.38, pp.1497–1502, Oct. 1990.
- [15] J. HIROKAWA, M. FURUKAWA, K. TSUNEKAWA and N. GOTO, "Double-layer structure of rectangular-waveguide for Butler Matrix", *Microwave Conference, 32<sup>nd</sup> European*, vol.1, pp.1-4, Sept.2002.
- [16] P. MEYER and J. C. KRUGER, "Wideband crossed-guide waveguide directional couplers," *Microwave Symposium Digest, 1998 IEEE MTT-S International*, vol.1, pp.253-256, June 1998.
- [17] G. G. GENTILI, L. LUCCI, R. NESTI, G. PELOSI and S. SELLERI, "A novel design circular waveguide directional coupler," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol.7, pp.1840-1849, Jul.2009.
- [18] T. TANAKA, K. TSUNODA and M. AIKAWA, "Slot-coupled directional couplers between double-sided substrate microstrip lines and their applications," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol.36, pp.1752-1757, Dec.1988.
- [19] L. JUI-HAN, W. KIN-LU, "Slot-coupled directional couplers between double-sided cylindrical microstrip lines," *Antennas and Propagation Society International Symposium, 1996. AP-S. Digest*, vol.3, pp.2226-2229, 1996.
- [20] C. H. FAN, L. LUONG and G. M. CHANG, "Directional couplers between doubled-sided substrate microstrip lines using virtually-terminated coupling slots," *IEEE Microwave and Guided Wave Letters*, vol.3, pp. 80-81, 1993.

- [21] J. SHI, X.Y. ZHANG, K.W. LAU, J. X. CHEN and Q. XUE, "Directional coupler with high directivity using metallic cylinders on microstrip line," *Electronics Letters*, vol. 45, pp.415-417, 2009.
- [22] M. E. BIALKOWSKI, S. Z. IBRAHIM and A. M. ABBOSH, "Wideband performance of 3dB microstrip-slot coupler using different substrates," *Microwave Optical and Technology Letters*, vol. 53, pp.1618-1624, July 2011.
- [23] M. NEDIL, L. TALB and T. DENIDNI, "Design of a new directional coupler using cpw multilayer technology," *Microwave Optical and Technology Letters*, vol.48, pp.471-474, 2006.
- [24] M. CAILLET, M. CLENET, A. SHARAIHA and Y. M. M. ANTAR, "compact microstrip rat-race hybrid using microstrip line," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol.19, No.2, pp.191-193, April.2009.
- [25] Y. H. CHUN, J. Y. MOON, S. W. YUN and J. K. RHEE, "Microstrip line directional couplers with high directivity," *Electronics Letters*, vol.40, pp.317-318, March 2004.
- [26] A. A. SHAUERMAN, A. V. BORISOV, M. S. ZHARIKOV, A. K. SHAUERMAN and F. S. KROSHIN, "Development and investigation of microstrip directional coupler with phase velocity compensation based on sawtooth configuration of coupled lines," *Specialists on Micro/Nanotech. and Electron Devices (EDM), 2011 International Conference and Seminar of Young*, pp.191-194, July 2011.
- [27] C. H. YOUNG and H. JIA-SHENG, "High Directivity Directional Coupler using Metamaterial," *Microwave Conference, 2006. 36th European*, pp.3229-331, Sept 2006.
- [28] V. NAPIJALO, "Multilayer 180 degrees hybrid coupler in LTCC technology for 24GHz applications," *Microwave Conference, 2007. European*, pp. 552-555, Oct. 2007.
- [29] M. M. FAHMI, J. A. RUIZ-CRUZ, K. A. ZAKI and A. J. PILOTO, "Multilayer Multi-Section Broadband LTCC Stripline Directional Couplers," *Microwave Symposium, 2007. IEEE/MTT-S International*, pp. 173-176, June. 2007.
- [30] P. TARALCHUK, P. MUNINA and Al., "Broadband small-size LTCC directional couplers," *Microwave Conference (EuMC), 2010 European*, pp.1162-1165, sept. 2010.

- [31] P. KAPITANOVA, P. TARALCHUK and AI, "Design of Quasi-Lumped-Element Filters and Directional Couplers using Multilayer Technologies," *Conference on Microwaves, Radar & Wireless Communications, 2006. MIKON 2006. International*, pp.604-607, May. 2006.
- [32] J. A. RUIZ-CRUZ, Y. ZHANG, K. A. ZAKI, A. J. PILOTO and J. M. REBOLLAR, "Ridge waveguide branch-line directional couplers for wideband applications and LTCC technology," *Microwave Symposium Digest, 2005 IEEE MTT-S International*, pp. 1219-1222, June. 2005.
- [33] Y. S. NOH, "LTCC Broadside Coupler Design with Branch Lines for Enhanced Performances," *Microwave Symposium Digest, 2007 IEEE MTT-S International*, pp. 1015-1018, June. 2007.
- [34] I. WOLFF, "Design and Technology of Microwave and Millimeterwave LTCC Circuits and Systems," *Symposium on Signals, Systems and Electronics, 2007. ISSSE '07. International*, pp. 505-512, Aug. 2007.
- [35] B. L-BERROCAL, J. D.-OLIVA-RUBIO, E. M.-SEGURA, A. M.-MARTIR, I. M.-FERNANDEZ and P. UHLIG, "High performance 1.8-18ghz 10-db low temperature co-fired ceramic directional coupler," *Progress In Electromagnetics Research*, Vol. 104, pp.99-112, 2010.
- [36] J. D. S. DENG, F. HSIAO, J. I. KUO, K. Y. HORNG, C. Y. LEE and W. C. SEN, "Tightly coupling LTCC microwave coupled lines: analysis, modeling and realization," *Electronic Materials and Packaging, Proceedings of the 4th International Symposium*, pp.391 – 396, 2002.
- [37] Z. POURGHOLAMHOSSEIN, R. SAFIAN and H. POURGHASSEM, "Wideband double layer Substrate Integrated Waveguide directional coupler," *Symposium on Telecommunications (IST), 2010 5<sup>th</sup> International*, pp.328-331, 2010.
- [38] A. ALI, F. COCCETTI, H. AUBERT and N. J. G. FONSECA, "Novel multi-layer SIW broadband coupler for Nolen matrix design in Ku band," *Antennas and Propagation Society International Symposium, 2008. AP-S 2008. IEEE*, pp.1-4, 2008.
- [39] C. G. PENG, D. T. HUA, C. CHENY and W. H. WEI, "A double layer crossed over Substrate Integrated Waveguide wide band directional coupler," *Microwave Conference, 2008. APMC 2008. Asia-Pacific*, pp.1-4, 2008.

- [40] V. A. LABAY, J. BORNEMANN and T. R. RAO, "Design of multilayered substrate-integrated waveguide cross-slot couplers," *Microwave Conference, 2009. EuMC 2009. European*, pp.409-412, 2009.
- [41] V. A. LABAY and J. BORNEMANN, "E-plane directional couplers in substrate-integrated waveguide technology," *Microwave Conference, 2008. APMC 2008. Asia-Pacific*, pp.1-3, 2008.
- [42] Z. C. HAO, W. HONG, J. X. CHEN, H. X. ZHOU and K. WU, "Single-layer substrate integrated waveguide directional couplers," *Microwaves*, Vol. 153, pp.426-431, 2006.
- [43] Y. CHENG, W. HONG and K. WU, "Novel Substrate Integrated Waveguide fixed phase shifter for 180-degree Directional Coupler," *Microwave Symposium, IEEE/MTT-S International*, pp.189-192, 2007.
- [44] J. X. CHEN, W. HONG, Z. C. HAO, L. HAO and K. WU, " Development of a Low Cost Microwave Mixer Using a Broad-band Substrate Integrated Waveguide (SIW) Coupler," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, Vol.16, No.2, 2006.
- [45] L. BING, W. HONG, Y. Q. WANG, Q. H. LAI and K. WU, "Half Mode Substrate Integrated Waveguide (HMSIW) 3-dB Coupler," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, Vol.17, No.1, 2007.
- [46] B. LIU, W. HONG, Y. ZHANG, J. X. CHEN and K. WU, "Half-mode substrate integrated waveguide (HMSIW) double-slot coupler," *Electronics Letters*, Vol.43, No.2, pp.113-114, 2007.