

UNIVERSITE DE LIMOGES
ECOLE DOCTORALE Science – Technologie – Santé
FACULTE DES SCIENCES ET TECHNIQUES

Année : 2003

Thèse N°42-2003

THESE

pour obtenir le grade de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITE DE LIMOGES

Discipline : "Electronique des Hautes Fréquences, Optoélectronique"

Spécialité : "Télécommunications"

présentée et soutenue par

Christophe DALL'OMO

le 13 Novembre 2003

**Contribution à l'étude d'antennes à pointage
électronique en millimétrique. Conception et réalisation
de différentes topologies de Matrices de Butler.**

Thèse dirigée par Monsieur Thierry MONEDIERE

JURY :

Monsieur S. VERDEYME	Président
Monsieur M. HIMDI	Rapporteur
Monsieur R. PLANA	Rapporteur
Madame I. ALBERT	Examineur
Monsieur D. CAFARELLI	Examineur
Monsieur B. JECKO	Examineur
Monsieur T. MONEDIERE	Examineur
Monsieur Y. WOLK	Examineur
Monsieur O. LAFOND	Invité
Monsieur G. VILLEMAUD	Invité

REMERCIEMENTS

Ce travail a été effectué à la Faculté des Sciences de l'Université de Limoges, au sein de l'Institut de Recherche en Communications Optiques et Micro-ondes (*IRCOM*) dirigé par Monsieur le Professeur P.Y. GUILLON.

J'adresse mes sincères remerciements à Monsieur T. MONEDIERE, professeur à l'Université de Limoges, qui a bien voulu assurer la direction de cette thèse, pour son soutien et ses précieux conseils.

Je tiens à exprimer ma profonde reconnaissance à Monsieur S. VERDEYME, Professeur à l'Université de Limoges, de me faire l'honneur de présider le jury de soutenance, ainsi qu'à Monsieur M. HIMDI, Professeur à l'Institut d'Electronique et de Télécommunications de Rennes, et à Monsieur R. PLANA, Professeur au Laboratoire d'Analyse et d'Architecture des Systèmes de Toulouse, qui ont bien voulu assurer la tâche de rapporteur et de consacrer une partie de leur temps à l'examen de ce travail.

Je remercie tout particulièrement les membres de la société THALES Communications à Colombes, partenaire technique de ce projet, pour avoir participé à un contrat CIFRE, dont Monsieur D. CAFARELLI, responsable du Laboratoire Antennes et Hyperfréquences, et Monsieur Y. WOLK, responsable des activités Antennes. Je tiens également à saluer M. ELKAËL, ancien membre de THALES Communications, qui a dirigé le début de ce projet.

J'associe également à ces remerciements Madame I. ALBERT, Ingénieur du Centre Spatial de Toulouse, et Monsieur B. JECKO, Professeur à l'université de Limoges, directeur du *CREAPE* et responsable de l'équipe 'Electromagnétisme', pour m'avoir fait l'honneur de participer au jury de ces travaux.

Je tiens à saluer M. Casteignau du Laboratoire de Microélectronique de l'IRCOM, M. Frugier des Ateliers de L'IRCOM et M. A. Le Fevre de THALES Communications pour leur savoir faire dans le domaine des réalisations des circuits hyper.

Enfin, je remercie nos deux charmantes secrétaires, Nadine Aymard et Patricia Leroy, pour leur dévouement.

J'ai aussi une petite pensée particulière pour M. Eric Arnaud, qui m'a offert son aide et de son temps pour les diverses mesures effectuées dans la chambre compacte du CREAPE. Reçhignant parfois, souvent têtu, il a quand même toujours su garder sa bonne humeur et son franc parler face aux problèmes rencontrés. Encore merci.

Enfin, je ne pouvais terminer ces remerciements sans saluer tous les gens que j'ai pu côtoyé tout au long de ces quelques années. Je pense notamment à ma collègue de bureau GG, très perspicace dans ce qu'elle entreprend et pour qui j'ai beaucoup d'estime. Puisse le rêve américain se réaliser !!

Je salue aussi tous ceux du CREAPE, de l'IRCOM, mes amis de Dordogne, de Limoges, de Rennes, de Nantes, de Massy, de Lyon, de Chambéry, de Mer et de Londres.

Pour finir, je remercie tout particulièrement mes parents qui ont toujours cru en moi, mon frère, Yannick, ma petite sœur, Julie, et toute ma famille.

SOMMAIRE

REMERCIEMENTS

INTRODUCTION GENERALE	1
-----------------------------	---

CHAPITRE I - REPARTITEURS DE FAISCEAUX RF : ETAT DE L'ART

CHAPITRE I – REPARTITEURS DE FAISCEAUX RF : ETAT DE L'ART.....	7
I- INTRODUCTION	9
II- LES SYSTEMES DE TELECOMMUNICATION DE POURSUITE.....	10
II-1 Ouverture d'une antenne	12
II-2 Nombre de faisceaux disponibles.....	12
II-3 Temps pour le signal d'identification	13
II-4 Temps de calcul du contrôleur.....	13
II-5 Exemple de poursuite dans une dimension	13
III- LES ANTENNES RESEAUX : PRINCIPE	14
IV- ETUDE D'UN CAS SIMPLE : LE RESEAU LINEAIRE A DEPHASAGE.....	15
V- BALAYAGE A MULTIPLES FAISCEAUX	18
VI- EXEMPLE DE TYPE QUASI-OPTIQUE : LA LENTILLE DE ROTMAN.....	19
VI-1 Principe de fonctionnement	19
VI-2 Avantages et inconvénients	21
VI-3 Applications	22
VII- EXEMPLES DE TYPE CIRCUIT	25
VII-1 Les matrices de Blass.....	25
a) Introduction	25
b) Avantages et inconvénients de la matrice de Blass	26
c) Applications et nouvelles évolutions de la matrice de Blass	27
VII-2 Les matrices de Butler.....	29
a) Introduction	29
b) Propriétés de la matrice de Butler	31
c) Avantages et inconvénients de la matrice de Butler.....	32
d) Applications.....	33
VIII- LIMITATIONS ET RESUME DES PERFORMANCES DES REPARTITEURS DE FAISCEAUX.....	35
VIII-1 Limitations	35
VIII-2 Comparaisons des performances	36
IX- CONCLUSIONS SUR LES DIFFERENTES TECHNIQUES	38
BIBLIOGRAPHIE.....	39

CHAPITRE II -
MATRICES DE BUTLER : ETUDE THEORIQUE

CHAPITRE II - MATRICES DE BUTLER : ETUDE THEORIQUE	45
I- INTRODUCTION	47
II- LES COMPOSANTS INTRINSEQUES A LA MATRICE DE BUTLER.....	48
II-1 Les coupleurs 3-dB	48
a) Le coupleur (3-dB, 90°) à jonctions ou hybride.....	48
b) Le coupleur (3-dB, 180°) en anneau	50
II-2 Les déphaseurs fixes	51
II-3 Les croisements.....	53
III- FAISCEAUX DISPONIBLES POUR UNE MATRICE DE BUTLER	55
III-1 Version générique de la matrice de Butler.....	55
III-2 La matrice de Butler 4x4.....	59
a) Performances et propriétés de la matrice de Butler 4x4.....	59
b) Combinaisons de faisceaux à l'aide d'une matrice de Butler.....	62
III-3 Les matrices de Butler 8x8.....	64
a) Forme standard de la matrice de Butler d'ordre 8.....	65
b) Forme non-standard de la matrice de Butler d'ordre 8.....	68
IV- GENERALISATION DES MATRICES DE BUTLER D'ORDRE N.....	71
IV-1 Procédure de conception pour des matrices utilisant des coupleurs (3-dB, 90°)	71
a) Positions et valeurs des déphaseurs dans la matrice.....	71
b) Valeur des gradients de phase en sortie	72
IV-2 Procédure de conception pour des matrices utilisant des coupleurs (3 dB, 180°).....	74
a) Positions et valeurs des déphaseurs dans la matrice.....	74
b) Valeur des gradients de phase en sortie	75
IV-3 Condition pour l'affranchissement des lobes de réseaux pour un cas linéaire et régulier.....	76
V- LES MATRICES DE BUTLER DANS LE DOMAINE MILLIMETRIQUE.....	77
V-1 Caractéristiques du domaine millimétrique (30 GHz-300 GHz)	77
V-2 Applications dans le domaine millimétrique.....	78
V-3 Caractéristiques du substrat choisi.....	79
a) Classes de matériaux diélectriques existants.....	79
b) Choix du matériau diélectrique.....	81
VI- OUTILS DE SIMULATION UTILISES	83
VI-1 Le logiciel SARA	83
VI-2 Le logiciel ADS	84
VI-3 Le code de différences finies (FDTD).....	85
VII- CONCLUSION.....	86
BIBLIOGRAPHIE.....	87

CHAPITRE III -

CONCEPTION ET EVOLUTION D'UNE PREMIERE MATRICE DE BUTLER 4X4

CHAPITRE III - CONCEPTION ET EVOLUTION D'UNE PREMIERE MATRICE DE BUTLER 4X4.....	89
I- INTRODUCTION	91
II- ETUDE DE LA MATRICE DE BUTLER 4X4 STANDARD.....	91
II-1 <i>Nouvelle topologie proposée</i>	91
II-2 <i>Etude du réseau d'antennes linéique</i>	93
a) Choix de l'élément rayonnant.....	93
b) Diagrammes de rayonnement analytiques.....	94
III- SIMULATION DES ELEMENTS CONSTITUANT LA MATRICE DE BUTLER 4X4 STANDARD.....	96
III-1 <i>Simulation du coupleur (3 dB, 90°) à 2 branches</i>	96
III-2 <i>Caractéristiques des lignes et coudes employés</i>	98
a) Caractéristiques des lignes microrubans sans et avec saut d'impédance.....	98
b) Caractéristiques des lignes coudées 100 Ω	99
IV- SIMULATION DE LA MATRICE DE BUTLER 4X4 STANDARD.....	101
IV-1 <i>Procédé de simulation choisie</i>	101
IV-2 <i>Résultats de simulation de la matrice de Butler 4x4</i>	102
a) Evaluation des nouveaux pointages	102
b) Estimation des pertes dans la matrice	104
V- MESURES DE LA PREMIERE MATRICE	105
V-1 <i>Moyens de mesures expérimentaux</i>	105
V-2 <i>Réalisation et mesures de la première matrice de Butler</i>	107
a) Explication du décalage fréquentiel des mesures.....	108
b) Explication de la dissymétrie des diagrammes de rayonnement	111
(i) Effets des charges millimétriques sur les mesures.....	111
(ii) Remplacements des connecteurs de 2,92 mm	112
(iii) Comparaison de gravure chimique et mécanique	113
(iv) Effets de bords de la soudure.....	114
VI- MATRICE DE BUTLER AMELIOREE : ALIMENTATION PAR FENTE DU RESEAU D'ANTENNES.....	116
VI-1 <i>Alimentation d'un élément rayonnant par fente à polarisation linéaire</i>	116
VI-2 <i>Simulation de la matrice de Butler et de son réseau d'antennes avec une structure bicouche</i>	119
VI-3 <i>Réalisation et mesures de la matrice de Butler améliorée</i>	122
a) Réalisation de la matrice de Butler	122
b) Mesures de la matrice de Butler.....	123
(i) Résultats des diagrammes de rayonnement et analyse.....	123
(ii) Paramètres d'adaptation et d'isolation de la matrice	124
(iii) Performances et gains des faisceaux mesurés	125
(iv) Analyse des causes sur les différences de gain entre simulations et mesures	125
(v) Evolutions des performances des faisceaux sur la bande 40 – 43 GHz	126
VII- CONCLUSION.....	127
BIBLIOGRAPHIE.....	128

**CHAPITRE IV -
CONCEPTION D'UNE SECONDE MATRICE DE BUTLER 4X4**

CHAPITRE IV - CONCEPTION D'UNE SECONDE MATRICE DE BUTLER 4X4	129
I- INTRODUCTION	131
II- ETUDE AFFINEE SUR LES COUPLEURS (3-dB, 90°) EN ECHELLE	132
II-1 <i>Analyse du coupleur (3-dB, 90°) à deux branches</i>	133
a) Simulation du coupleur (3-dB, 90°) à deux branches	133
b) Mesures du coupleur (3-dB, 90°) à deux branches	134
c) Simulation globale de la réalisation	136
II-2 <i>Analyse du coupleur (3-dB, 90°) à trois branches</i>	137
a) Simulation du coupleur (3-dB, 90°) à trois branches	137
b) Mesures du coupleur (3-dB, 90°) à trois branches	139
III- CONCEPTION ET REALISATION DE LA SECONDE MATRICE DE BUTLER SEULE	141
III-1 <i>Le coupleur 0-dB à six branches</i>	141
III-2 <i>Simulation de la seconde matrice</i>	144
a) Alimentation de la voie 1R	144
(i) Résultats sur les paramètres Sij	144
(ii) Diagrammes de rayonnement et performances du faisceau 1R	146
b) Alimentation de la voie 2L	147
(i) Résultats des paramètres Sij	147
(ii) Diagrammes de rayonnement et performances du faisceau 2L	148
c) Conclusions sur les simulations de la nouvelle matrice	149
III-3 <i>Réalisation et mesures de la seconde matrice de Butler seule</i>	150
a) Elaboration et assemblage du circuit avec son boîtier.....	150
b) Mesures des paramètres Sij.....	151
IV- SIMULATION ET REALISATION DE LA MATRICE INTEGREE AVEC SON RESEAU D'ANTENNES	154
IV-1 <i>Analyse du réseau plan 4x1</i>	154
IV-2 <i>Simulation FDTD de la matrice de Butler intégrée avec le réseau d'antennes plan 4x4</i>	156
a) Présentation de la structure globale	156
b) Diagrammes de rayonnement simulés	156
IV-3 <i>Réalisation et mesures de la seconde matrice de Butler 4x4</i>	158
a) Elaboration et assemblage du circuit avec son boîtier.....	158
b) Mesures des paramètres Sij.....	160
c) Mesures des diagrammes de rayonnement.....	161
d) Performances des faisceaux à 41,5 GHz.....	162
e) Evolution des performances des faisceaux entre 40-43 GHz.....	163
V- CONCLUSIONS SUR LA SECONDE MATRICE DE BUTLER 4x4	164
BIBLIOGRAPHIE	165

**CHAPITRE V -
MATRICE DE BUTLER 8X8 ET COMMUTATIONS RF DANS
LE DOMAINE MILLIMETRIQUE**

CHAPITRE V - MATRICE DE BUTLER 8X8 ET COMMUTATIONS RF DANS LE DOMAINE MILLIMETRIQUE	167
I- INTRODUCTION	169
II- ETAT DE L'ART DES MATRICES DE BUTLER 8X8	169
II-1 <i>Emploi de la technologie guide d'onde</i>	170
II-2 <i>Emploi de la technologie des matériaux supraconducteurs</i>	171
II-3 <i>Emploi de la technologie des circuits imprimées</i>	172
II-4 <i>Conclusions sur les technologies examinées</i>	175
III- ETUDE DES CROISEMENTS SUSCEPTIBLES D'INTERVENIR DANS LA MATRICE DE BUTLER 8X8.....	176
III-1 <i>Le coupleur à double face</i>	176
a) Etude théorique du coupleur	176
b) Simulation du coupleur à double face (méthode FDTD)	177
(i) Sans semelle épaisse de cuivre en guise de plan de masse	178
(ii) Avec une semelle épaisse de cuivre (500 μm) en guise de plan de masse.....	179
III-2 <i>Les transitions ligne/fente/ligne</i>	180
a) Simulation d'une transition ligne/fente/ligne : cas idéal	180
b) Influence sur la largeur de la fente de couplage W_f	182
c) Influence de la colle et/ou de la bulle d'air	183
d) Influence du biseau créé par la gravure chimique.....	185
III-3 <i>Les croisements ligne/fente/ligne/fente/ligne</i>	186
a) Simulation du croisement	186
b) Pertes du connecteur et mesures du croisement	187
(i) Evaluation des pertes des connecteurs employés.....	188
(ii) Mesures du croisement.....	189
III-4 <i>Conclusions</i>	189
IV- CONCEPTION ET SIMULATION D'UNE MATRICE DE BUTLER 8X8	190
IV-1 <i>Proposition d'une architecture innovante</i>	190
a) Problèmes rencontrés.....	190
b) Topologie originale d'une matrice de Butler 8x8	192
IV-2 <i>Simulation de la matrice de Butler 8x8</i>	195
a) Simulation du coupleur à trois branches à accès 50 Ω	195
b) Exemple de simulation d'un premier étage de la matrice 8x8.....	196
c) Simulation de l'ensemble de la matrice	199
(i) Dimensionnement et caractéristiques de la matrice	199
(ii) Paramètres S_{ij} de la matrice	200
(iii) Diagrammes de rayonnement du dispositif	202
(iv) Remise en cause de la conception de la matrice de Butler 8x8 ?.....	203
(v) Remise en cause du rayonnement parasite ?.....	204
IV-3 <i>Conclusions sur la matrice de Butler 8x8</i>	204
V- CIRCUITS DE COMMUTATION RF POUR REPARTITEURS DE FAISCEAUX.....	205
V-1 <i>Les commutateurs électromécaniques</i>	206
V-2 <i>Les commutateurs à base de transistors</i>	206
V-3 <i>Les commutateurs à diode PIN</i>	207
V-4 <i>Les commutateurs MEMs (Micro-Electromechanical Machine System)</i>	208
V-5 <i>Comparatif des différentes techniques de commutation</i>	209
VI- CONCLUSION	211
BIBLIOGRAPHIE	212
CONCLUSION GENERALE ET PERSPECTIVES	215

ANNEXES

ANNEXES	221
ANNEXE 1 - DEFINITIONS DE LA DIRECTIVITE ET DU GAIN D'UNE ANTENNE.....	223
ANNEXE 2 - DETERMINATION DES PARAMETRES S D'UN COUPLEUR EN ECHELLE A DEUX BRANCHES.....	225
ANNEXE 3 - COMBINAISONS DE SIGNAUX A L'ENTREE DE LA MATRICE DE BUTLER STANDARD 4X4	229
ANNEXE 4 - LISTE DES MATERIAUX DIELECTRIQUES (SOURCE <i>LABTECH</i>).....	235
ANNEXE 5 - PRESENTATION DU LOGICIEL MOMENTUM.....	239
ANNEXE 6 - PRESENTATION DU LOGICIEL BASE SUR LA METHODE FDTD.....	243
ANNEXE 7 - DIMENSIONS DES MATRICES DE BUTLER REALISEES	249
LISTE DES ARTICLES DURANT LA THESE.....	255

INTRODUCTION GENERALE

* * * * *

L'Autorité de Régulation des Télécommunications (*ART*) a publié son dernier rapport (mars 2003) sur le marché des services de télécommunication pour le troisième trimestre 2002 en France. Selon l'organisme de régulation, trois grandes tendances se dégagent de ce baromètre trimestriel :

- **les mobiles sont toujours en nette progression** avec un marché qui a augmenté de 17,2% en volume (près de 13 milliards de minutes en tout) et de 15% en chiffre d'affaires par rapport au même trimestre de l'année 2001.
- **l'Internet poursuit son ascension** : les revenus générés par l'activité Internet auprès des utilisateurs offrent une croissance de 6% sur un an, pour un volume de près de 15 milliards de minutes (+14,8%). Le nombre d'abonnés, pour le haut débit notamment (ADSL), est en très forte progression (+33,9%).
- **la téléphonie fixe voit son chiffre d'affaires baisser** (-2%). Il est en constante diminution depuis début 2002.

Au cœur de cette croissance la demande est toujours plus conséquente par les utilisateurs de communications sans fil (mobiles) et d'échanges d'informations (Internet) comparables en termes de qualité et de disponibilité à celle fournie par un réseau câblé.

On peut donc penser que d'ici quelques années, que ce soit dans des pays industrialisés ou en voie de développement, les communications sans fil dépasseront le développement de réseaux câblés.

Cependant pour rendre cet avenir plus tangible, de sérieux obstacles sont à surmonter. Tout d'abord le coût de ce service doit être comparable ou moins élevé à celui du câble d'aujourd'hui. Deuxièmement, une qualité équivalente et une capacité de trafic considérable doivent être mises en œuvre afin de pouvoir accueillir des utilisateurs supplémentaires et d'anticiper l'augmentation du trafic des transmissions de données.

Les équipementiers et les fournisseurs de service en sont conscients, c'est pourquoi ils explorent sans cesse diverses technologies existantes ou innovantes afin de surmonter ces obstacles. Toutes ces technologies ont un objectif commun. Employer avec un maximum d'efficacité les ressources qui relient une station de base à un terminal fixe ou mobile. Ces innovations incluent une meilleure gestion des spectres grâce à des arrangements d'accès digitaux plus efficaces comme l'*AMRT* et l'*AMRC* (autrement appelés *TDMA* et *CDMA*), mais aussi un meilleur agencement spatial

au moyen de systèmes proposant une couverture cellulaire sous forme de microcellules, et plus récemment par des techniques antennaires plus « intelligentes » (*SMART*).

Dans les systèmes antennaires traditionnels, les transmissions omnidirectionnelles de radio fréquence (RF) sont soumises aux interférences et donc à une qualité plutôt médiocre. En effet, ce type de couverture est nécessaire car l'emplacement de l'utilisateur est inconnu. Ce type de transmission a pour conséquence de polluer l'environnement électromagnétique en rayonnant de la puissance dans des directions inutiles.

Au contraire, des systèmes d'antennes plus intelligents déterminent l'emplacement d'un utilisateur et essaient de concentrer et de recevoir l'énergie seulement dans les directions souhaitables. Ce concept existe déjà depuis de nombreuses années dans le domaine de la défense, mais jusqu'à récemment ce sont des barrières de coûts qui ont empêché son emploi dans des systèmes grand public.

En principe les équipementiers de réseaux sans fil offrent deux approches générales : des réseaux d'antennes à faisceaux commutables et des réseaux d'antennes adaptés. Ces deux systèmes essaient d'accroître le gain selon l'emplacement de l'utilisateur, cependant seul le système adaptatif propose un gain optimal tout en minimisant les signaux d'interférences. Ce système nécessite toutefois de l'énergie pour ses composants ; il est dit actif. Par conséquent c'est un système plus onéreux et plus performant que le système passif des faisceaux commutables.

Cette approche du système à faisceaux commutables (appelé plus souvent répartiteur de faisceaux) est une extension de la méthode de sectorisation cellulaire actuelle dans laquelle un site est découpé typiquement en trois ou quatre macro-secteurs de 120° et 90° respectivement. Le répartiteur de faisceaux subdivise alors l'ensemble des macro-secteurs en plusieurs micro-secteurs contenant chacun un diagramme de rayonnement prédéterminé avec bien entendu une plus grande sensibilité au centre du faisceau et une sensibilité moindre ailleurs. Ainsi lorsque l'utilisateur pénètre dans un macro-secteur particulier, le répartiteur opte pour le micro-secteur contenant le signal le plus fort.

En comparaison de cellules sectorisées de façon conventionnelles, ces répartiteurs de faisceaux peuvent augmenter la portée de 20 à 200% selon les circonstances, ce qui permet à un opérateur d'économiser des sommes d'argent substantielles dans les dépenses d'infrastructure et de baisser les prix pour les consommateurs.

Par ailleurs la saturation du volume des télécommunications intervient d'autant plus rapidement que le nombre de services offerts augmente. En effet, s'il est possible de diffuser quelques programmes télévisuels vers une multitude d'abonnés en utilisant un nombre relativement restreint de canaux, l'introduction d'une dose plus ou moins importante d'interactivité dans les programmes entraîne une augmentation considérable du débit nécessaire et donc de la plage de fréquences. Cette saturation des plages fréquentiels implique alors l'assujettissement de fréquences vierges élevées offrant de hauts débits.

Le système *LMDS* (Local Multipoint Distribution Services) se propose d'offrir à ses futurs abonnés la réception de programmes de télévision numériques ainsi que l'accès à l'Internet rapide avec une couverture des zones concernées de type cellulaire (station de base et émetteur-récepteur d'abonné) dans un rayon inférieur à 5 Km. Pour cela, il doit fournir une liaison descendante (vers l'abonné) numérique à haut débit ainsi qu'une liaison remontante (vers la station de base) numérique de débit moindre. En raison de ces besoins en débit importants, une plage de fréquence de 3 GHz dans la bande Ku entre 40,5 et 43,5 GHz a été allouée en Europe.

Cette bande de fréquence se situe donc dans le domaine millimétrique (30 GHz – 300 GHz) et présente des particularités par rapport aux fréquences plus basses habituellement employées en transmissions hertziennes.

Dans le cadre des études de recherche et développement concernant les systèmes de communication sans fil, ces travaux de thèse ont été menés au sein de l'équipe *CREAPE* (*Centre de Recherche en Electromagnétisme des Antennes à Pointage Electronique*) de l'*IRCOM* (*Institut de Recherche en Communications Optiques et Microondes*) en partenariat avec l'industriel *THALES COMMUNICATIONS* à Colombes sous la forme d'un contrat CIFRE. Ce travail a consisté à étudier la faisabilité dans le domaine millimétrique de répartiteurs de faisceaux à faibles coûts pouvant faire l'objet par exemple d'une intégration dans un système *LMDS*.

Ainsi le contexte de l'étude est l'objet du premier chapitre qui comprend quelques notions de base sur les systèmes de télécommunications et les antennes, ainsi qu'un important état de l'art sur les différentes techniques de commutation de faisceaux mettant en avant leurs points forts et leurs points faibles. Ces différentes techniques sont ensuite comparées afin d'opter pour le répartiteur de faisceaux susceptible d'être le plus performant pour ce projet : les matrices de Butler.

Le second chapitre est composé de deux grandes parties. Tout d'abord, une partie théorique importante est consacrée à la description des matrices de Butler. Leurs composants (coupleurs 3 dB,

déphaseurs et croisements) sont étudiés en détail, ainsi que les combinaisons possibles de faisceaux dans le domaine millimétrique en technologie imprimée faible coût. Les moyens de modélisations mis à notre disposition et permettant de simuler ces répartiteurs de faisceaux sont ensuite présentés.

Au cours du troisième et quatrième chapitre, nous abordons la conception et la réalisation de matrices de Butler 4x4 pouvant fournir 4 faisceaux commutables :

- Une première matrice emploie une architecture innovante s'affranchissant des croisements pénalisants dans le domaine millimétrique en terme de pertes. Cet essai entièrement planaire, nous amène par la suite à envisager une structure bicouche isolant le réseau d'antennes des rayonnement parasites du répartiteur de faisceaux.
- Une seconde matrice de Butler prenant en compte les problèmes rencontrés sur la première emploie une topologie différente basée sur l'utilisation de croisements formés par des coupleurs 0 dB afin d'assurer l'augmentation du gain du réseau d'antennes.

Enfin, le dernier chapitre est consacré à la faisabilité d'une matrice de Butler 8x8 pouvant fournir 8 faisceaux. Après une brève étude bibliographique, une architecture innovante est présentée, conçue et simulée. Cette matrice est accompagnée d'un bref descriptif des commutateurs disponibles sur le marché pouvant être intégré en amont de celle-ci.

Ce mémoire se termine par une conclusion sur les travaux présentés et par les perspectives de développement possibles.

CHAPITRE I – REPARTITEURS DE FAISCEAUX RF : ETAT DE L'ART

* * * * *

- INTRODUCTION
- LES SYSTEMES DE TELECOMMUNICATION DE POURSUITE
- LES ANTENNES RESEAUX : PRINCIPES
- ETUDE D'UN CAS SIMPLE : LE RESEAU LINEAIRE A DEPHASAGE
- BALAYAGE A MULTIPLES FAISCEAUX
- EXEMPLE DE TYPE QUASI-OPTIQUE : LA LENTILLE DE ROTMAN
- EXEMPLES DE TYPE CIRCUIT
- LIMITATIONS ET RESUME DES PERFORMANCES DES REPARTITEURS DE FAISCEAUX
- CONCLUSION SUR LES DIFFERENTES TECHNIQUES

I- Introduction

Les réseaux d'alimentation des **antennes à multiples faisceaux [I-1]** que l'on appelle plus communément **répartiteur de faisceaux** (« beamformer » en anglais) se retrouvent dans de nombreuses applications de système antenne que cela soit dans le domaine civil ou militaire. Le principal bénéfice d'un tel système est l'augmentation de la capacité utilisatrice du **système cellulaire**. En effet, la possibilité de **balayer le faisceau** d'une antenne, sans avoir recours à un quelconque mécanisme de rotation comme on peut en observer sur des navires de guerre par exemple, additionnée à la possibilité d'obtenir un faisceau ayant un **gain** important et une **ouverture à mi-puissance** étroite, permet d'effectuer une **vaste couverture** et de suivre les déplacements d'un utilisateur à l'intérieur d'une même cellule en minimisant le bruit et les interférences. A ce jour, une foule de techniques innovatrices sont apparues. Cependant le principe est toujours resté le même : pour former des faisceaux multiples, un réseau d'antennes constitué de N éléments rayonnants est connecté à un répartiteur de faisceaux à N ports de faisceaux. Le répartiteur a la capacité d'agir sur les antennes pour former les faisceaux dans des directions précises de l'espace à partir de la même ouverture avec une directivité accrue.

Le développement des techniques de **formations de faisceaux RF [I-2]** a été abondant. Celui-ci ne présente pas non seulement une variété déconcertante de types de procédés, mais mènent dans la plupart des cas à s'interroger sur l'incertitude quant à la meilleure technique à être appliquée pour un problème donné. C'est pourquoi nous nous intéresserons plus particulièrement aux **systèmes passifs** qui fonctionnent aussi bien en réception qu'en émission.

Il existe deux modes de fonctionnement de ces répartiteurs de faisceaux : soit un système de signaux indépendants est connecté à chaque port, l'opération de simultanéité dans plusieurs directions peut par conséquent être obtenue, soit un seul système est connecté aux ports d'entrée par une commande à chemin multiple ou commutateur (« switch » en anglais) donnant une antenne à balayage séquentielle. Ces antennes à multiples faisceaux commutées peuvent revenir moins cher que des réseaux d'antennes équivalents déphasés, en particulier lorsque peu de faisceaux sont nécessaire.

II- Les systèmes de télécommunication de poursuite

Avant toute chose, quelques définitions et concepts sur l'antenne de base sont essentiels pour la bonne compréhension de l'ensemble des systèmes de communications. Divers paramètres importants seront abordés afin de comparer les différentes performances de tels systèmes. En conséquence du principe de réciprocité des antennes, nous discuterons des caractéristiques de rayonnement tantôt en termes d'émission, tantôt en termes de réception.

Les systèmes de communications sans fil de bases sont nombreux (fig. I-1). Dans la plupart des cas (fig. I-1(a)), il y a un échange bilatéral d'informations entre deux terminaux par l'intermédiaire d'ondes hertziennes. Cependant, l'ensemble des systèmes nécessite au minimum certains composants de base (fig. I-1(e)), la fréquence de la source RF étant référée à la fréquence porteuse.

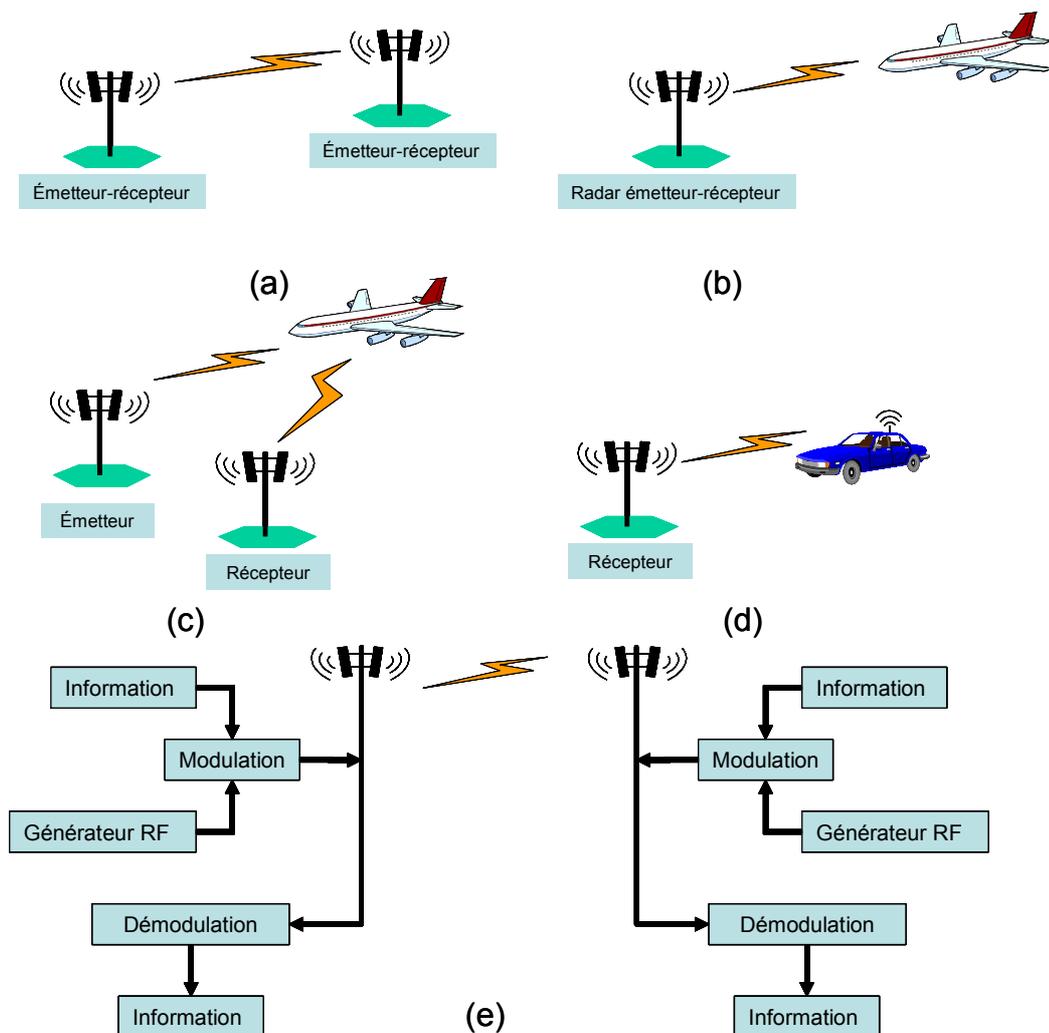


Figure I-1 – Représentation schématique de différents systèmes de communication sans fil : (a) liaison de communication de base, (b) système radar monostatique, (c) système radar bistatique, (d) système goniométrique, (e) systèmes de communications généralisés.

En outre, il y a trois configurations possibles des communications mobiles entre une source et une antenne réceptrice :

- la source est mobile et l'antenne réceptrice est statique (exemple : une station de base de téléphone cellulaire communiquant avec une personne se déplaçant dans un véhicule – *fig. 1-1(d)*)
- l'antenne réceptrice est mobile et la source est statique (exemple : un véhicule communiquant avec un satellite)
- l'émetteur et le récepteur se déplacent (exemple : un véhicule se déplaçant équipé d'un radar afin de détecter la position d'autres véhicules circulant).

A partir de cette optique, une importante propriété des antennes électroniquement contrôlable apparaît : le temps de poursuite (tracking time en anglais) exigé en terme d'acquisition initiale du signal et en terme de maintenance du canal de communication une fois l'acquisition réalisée. Pour détecter une source mobile, il est nécessaire de vérifier le niveau du signal par rapport aux différentes directions des antennes et de choisir la direction où la force du champ est maximale, ou encore où le rapport signal à bruit est maximisé. Le système doit être rapide et efficace sinon les informations peuvent être perdues. Cette efficacité se traduit par deux paramètres :

- le temps d'acquisition t_a qui est le temps exigé pour une recherche globale parmi toutes les directions disponibles afin de localiser un signal,
- le temps de mise à jour t_d qui est le temps exigé pour une recherche locale où seulement les directions adjacentes à la position la plus récente de niveau maximal de signal sont examinées.

Ces deux paramètres peuvent servir d'une base de comparaison pour tous les systèmes de communication contrôlable électroniquement. Ils dépendent d'un nombre de facteurs qui incluent :

- l'ouverture de l'antenne (B_α),
- le nombre de faisceaux disponibles par le système (N_{tot}),
- le temps de décodage exigé pour le signal d'identification (t_c),
- le temps de calcul (t_θ) requis par le système pour vérifier l'identification du signal et pour mettre à jour les fonctions de position et de contrôle de l'antenne pour diriger le faisceau en conséquence.

Ces différents facteurs sont maintenant discutés plus en détail.

II-1 Ouverture d'une antenne

Un diagramme de rayonnement est une représentation graphique 2D ou 3D de l'évolution du gain d'une antenne (**annexe 1**) dans une direction donnée en degré (*fig. I-2*). Le diagramme de rayonnement est caractérisé par l'ouverture angulaire de son lobe principal qui est définie à mi-puissance (- 3 dB). Cette ouverture angulaire dépend à la fois de ses dimensions et de la longueur d'onde λ . Plus le rapport dimension/longueur d'onde est élevé, plus l'antenne est caractérisée par un lobe de directivité étroit. Une relation coexiste entre l'ouverture et le niveau des lobes secondaires : si l'ouverture diminue, le niveau des lobes secondaires augmentent et vice-versa. Pour un réseau d'antennes linéaire de pas d avec un faisceau pointant dans une direction donnée (α) au voisinage de la normale au réseau, et pour un nombre important N d'éléments rayonnants, l'ouverture est donnée par [I-1] :

$$B_{\alpha} \cong \frac{0,8858\lambda}{Nd \cos \alpha} \tag{I-1}$$

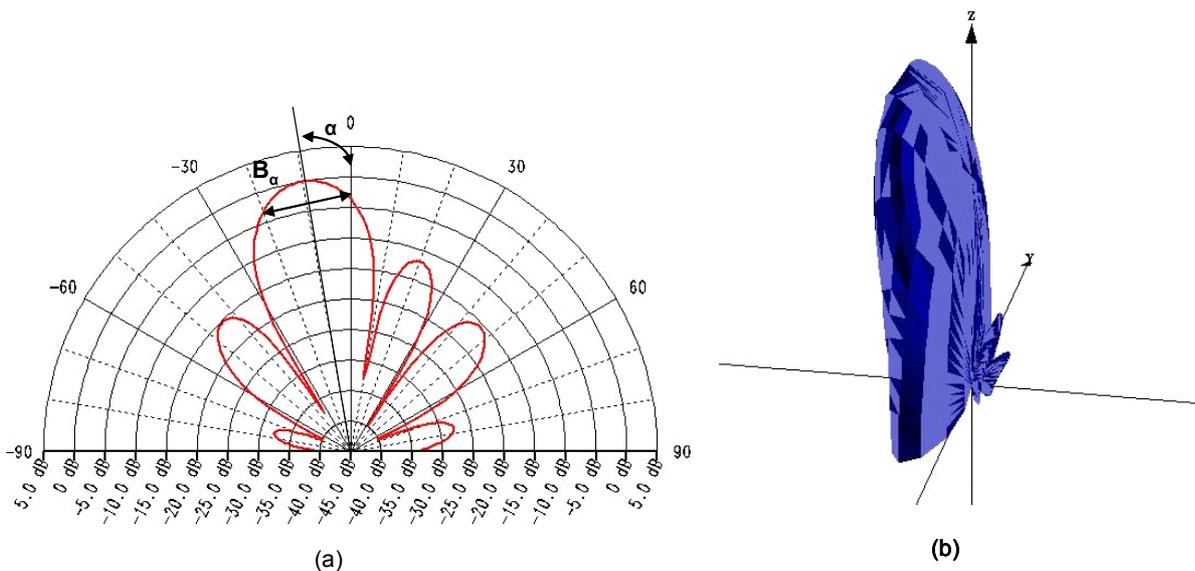


Figure I-2 – Diagramme de rayonnement, (a) 2D, (b) 3D.

II-2 Nombre de faisceaux disponibles

Si l'on considère que l'on se place dans le cas d'une sphère de rayon r et que l'ouverture à mi-puissance d'un faisceau est repérée par les angles θ et φ (donc B_{θ} et B_{φ}), cette ouverture est alors définie par un cône avec une section elliptique dont les diagonales sont rB_{θ} et rB_{φ} . L'aire de l'ellipse, ainsi formée est : $A_b \cong \pi \cdot (rB_{\theta}/2) \cdot (rB_{\varphi}/2)$. Ainsi le nombre de faisceaux dans une hémisphère est le rapport entre l'aire de cette hémisphère ($2\pi r^2$) et l'aire de l'ellipse, soit :

$$N_{tot} \cong \frac{8}{B_{\theta} \cdot B_{\varphi}} \quad (\text{I-2})$$

Or on a les inégalités : $0 \leq \theta \leq \pi/2$ et $0 \leq \varphi \leq 2\pi$, donc le nombre de faisceaux pour $\varphi = 0$ est $N_{\theta} = (\pi/2)/B_{\theta} + 1$ et pour $\theta = 0$ est $N_{\varphi} = 2\pi/B_{\varphi}$ et donc :

$$N_{tot} \cong \frac{8N_{\varphi}(N_{\theta} - 1)}{\pi^2} \quad (\text{I-3})$$

Cela est vrai pour des ouvertures constantes quelque soit le faisceau utilisé [I-3].

II-3 Temps pour le signal d'identification

Dans un canal employant de nombreuses formes de codes [I-4] - comme l'Accès Multiple à Répartition en Fréquence (AMRF), premier procédé employé, ou l'Accès Multiple à Répartition dans le temps (AMRT), le plus utilisée dans le domaine des transmissions par satellites, ou encore l'Accès Multiple à Répartition par Code (AMRC), une méthode d'accès aux canaux satellites permettant à plusieurs stations terrestres d'utiliser le même canal de transmission – le système doit être capable de détecter et de décoder correctement les séquences d'identification afin de sélectionner la direction désirée. Ce temps d'identification t_c est dépendant du système de codage.

II-4 Temps de calcul du contrôleur

Avec un système antenne complètement électronique, synchronisé sur une horloge, le temps t_0 , pris entre la réception d'un signal et sa sortie pour commuter l'antenne, s'est rapproché de la complexité du calcul impliqué, contrairement aux systèmes électromécaniques qui tiennent compte du temps supplémentaire du à la rotation de l'antenne par exemple. Ces calculs assurent trois différentes fonctions : la vérification de l'identification du signal, la comparaison du niveau du signal avec ceux des faisceaux adjacents et la décision pour une nouvelle direction du faisceau si besoin est. Chaque jour ce temps diminue un peu plus avec la montée en puissance des vitesses d'horloge des microprocesseurs, mais il sera différent d'un algorithme à un autre. Ainsi le temps requis pour balayer toutes les directions de faisceaux est $N_{tot}t_0$.

II-5 Exemple de poursuite dans une dimension

Pour comprendre un peu mieux les relations entre ces divers paramètres, considérons un cas bien concret. Par exemple le cas d'un radar d'aéroport dont les faisceaux de contrôle se situe seulement dans la direction φ . On suppose que l'ouverture à mi-puissance de chaque faisceau dans le

plan φ est $B_\varphi = 2^\circ$ et que le contrôle du faisceau s'effectue de manière mécanique. La rotation de l'antenne supposé discrète sur 360° , par pas de 2° , c'est-à-dire que le nombre de faisceaux disponibles est : $N_{tot} = N_\varphi = 180$. Deux éventualités se posent : la rotation est possible dans une seule direction ou dans les deux directions.

Dans le premier cas, en supposant que la vitesse de rotation de l'antenne est constante et égale à un tour par seconde, soit une vitesse angulaire constante de 2π . Le temps d'acquisition du faisceau devient donc le produit du nombre de faisceaux disponibles par un temps correspondant à la somme du temps de décodage, du temps de calcul et du temps de rotation requis pour chaque incrémentation de faisceaux :

$$t_a = N_{tot} (t_c + t_0 + B_\varphi / 2\pi) \quad (\text{I-4})$$

Dans le second cas, le temps d'acquisition est plus bref et le temps de mise à jour est d'environ le double de celui d'identification d'un faisceau.

Ces paramètres sont donc indispensables pour avoir une vue générale de l'ensemble d'un système employant de multiples faisceaux et le mérite en revient aux antennes disposées en réseau qui en assurent la production.

III- Les antennes réseaux : principe

Les antennes réseaux sont composés de N sources rayonnantes (cornets, dipôles, éléments imprimés ...) distribués dans l'espace. Le répartiteur de faisceaux joue alors le rôle de distributeur de ces sources en agissant sur leurs amplitudes et leurs phases relatives (*fig. I-3*). Grâce à cette pondération, il est possible de produire des lois d'illumination sophistiquées, soit des diagrammes de rayonnement ayant la forme souhaitée. Les principes généraux de rayonnement des réseaux ont déjà été traités [I-5], et dans cette thèse, seuls les réseaux réguliers, à savoir dont les éléments rayonnants sont espacés d'une distance d constante – appelée pas du réseau – disposés suivant un plan sont examinées.

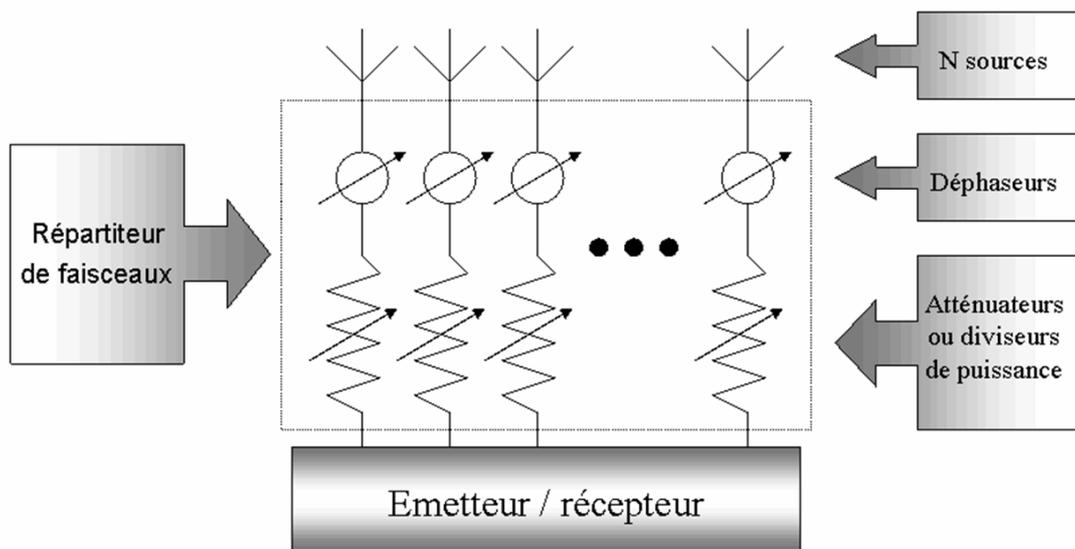


Figure I-3– Schéma simplifié d'un réseau de N sources élémentaires alimentées par un répartiteur de faisceaux.

Les configurations géométriques possibles d'antennes réseaux régulières sont d'une grande variété, mais de façon générale elles sont soit :

- linéaires : les sources sont alignés sur une droite
- circulaires : les sources sont disposés sur un cercle
- planaires : les sources sont disposés sur un plan.
- surfaciques : les sources sont disposées sur une sphère, un cylindre ou un autre type de surface présentant une courbure ; le réseau est dit conformé
- volumiques : les sources sont réparties dans un volume

La prochaine partie aborde un cas simple, le réseau linéaire à déphasage, car il sera employé pour la vérification des conceptions et réalisations des répartiteurs de faisceaux plus avant.

IV- Etude d'un cas simple : le réseau linéaire à déphasage

Soit un réseau linéaire de N sources équidistantes d'un pas de réseau d (fig. I-4). Ces sources sont alimentées avec la même amplitude A (pondération équi-amplitude) et avec un gradient de phase θ . Pour un point M situé dans la zone de rayonnement lointain (qui correspond à une distance R telle que $R > 10D$ et $R > 2D^2/\lambda$ où D est la plus grande dimension du réseau et λ la longueur d'onde du milieu), le champ total rayonné est donné par la somme de chaque champ élémentaire :

$$\underline{E}(M) = \underline{K} \frac{e^{-jk|OM|}}{|OM|} \sum_{i=0}^{N-1} A_i e^{j\psi_i} \quad (I-5)$$

où :

- \underline{K} est un facteur d'homogénéité dont la valeur vaut $j \frac{60\pi}{\lambda}$ (Ω/m)
- k est la constante de propagation égale à $2\pi/\lambda$
- O est une origine arbitraire située sur la ligne contenant les sources
- les amplitudes sont constantes ($A_i = A$) et les phases : $\psi_i = \theta_i + kd_i \sin \alpha = i (\theta + kd \sin \alpha)$

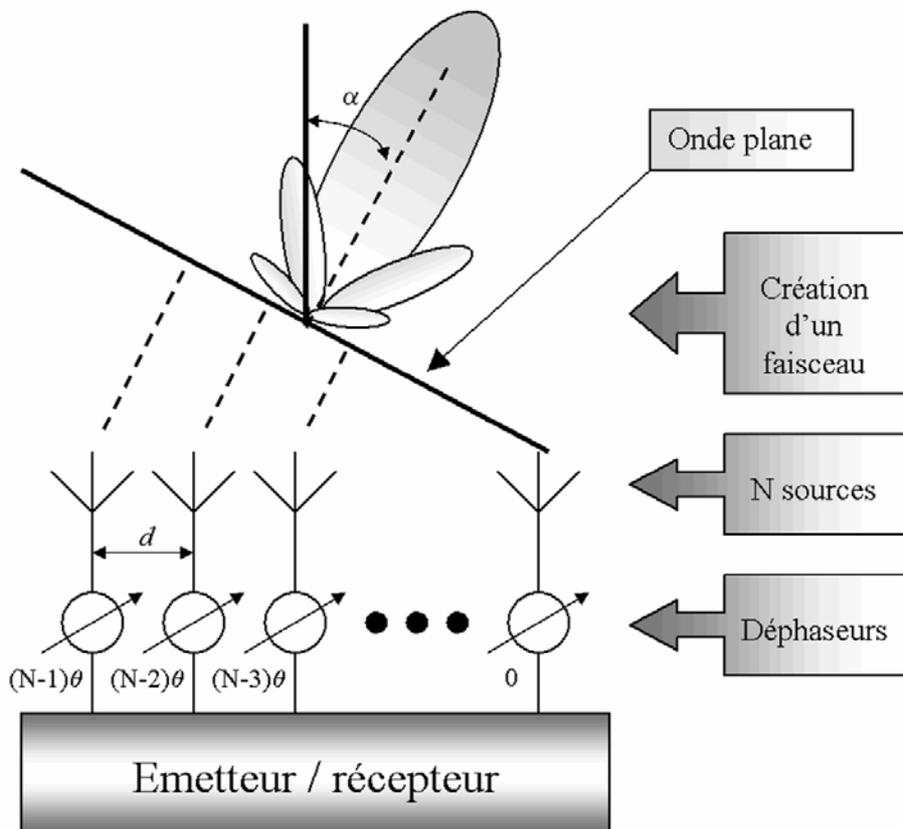


Figure I-4 – Schéma d'un réseau linéaire régulier.

Le champ total en module s'écrit alors : $E_{\text{tot}} = E_0 \frac{|\sin(n\psi/2)|}{|\sin(\psi/2)|} \quad (I-6)$

où E_0 est le module du champ de la première source, $\psi = \theta + kd \sin \alpha$ et α est l'angle de pointage. Il est alors intéressant d'introduire la notion de facteur de réseau qui correspond au rapport du module du champ total par le module du champ de la première source :

$$E(\text{total}) = E(\text{un élément}) * F(\text{facteur de réseau}) \quad (\text{I-7})$$

Ce facteur (appelé aussi facteur d'alignement dans certains ouvrages) est indépendant de la source élémentaire composant le réseau. On note en ce cas trois configurations possibles :

- pour le cas où toutes les sources sont en phases (c'est-à-dire un gradient de phase nul : $\psi = 0$), le champ rayonné est maximum dans le plan normal au réseau,
- lorsqu'il existe un gradient de phase non nul, le maximum de rayonnement apparaît pour $\psi = 2m\pi$. Les solutions sont périodiques et font apparaître sur un même diagramme de rayonnement des lobes de réseaux pour des valeurs de $m \neq 0$. Cependant, afin que l'énergie ne se disperse pas inutilement et donc pour qu'il y ait qu'une seule direction de rayonnement maximal, diverses conditions sont requises. Elles seront abordées ultérieurement.
- pour le cas particulier où $\theta = -kd$, on obtient un angle de pointage de 90° : le maximum de rayonnement est obtenu à l'horizontal.

Dans tous les cas de figures, le faisceau s'incline toujours du côté où les phases retardent. En un mot, la variation du gradient de phase du réseau détermine celle du pointage. C'est à partir de ces remarques que les répartiteurs de faisceaux sont élaborés. Le nombre d'entrée du dispositif correspondant au nombre de pointages souhaités. Chaque signal entrant, les autres ports d'entrées étant préalablement chargés à 50Ω , se divise dans la structure jusqu'à amener le gradient de phase nécessaire au réseau d'antennes, afin de produire le pointage voulue.

Le fait qu'il n'y ait pas de pondérations en amplitude (variation d'amplitude sur le réseau constante) implique que la fonction caractéristique de rayonnement soit de la forme $\sin(u)/u$ avec $u = (\pi L/\lambda)\sin\alpha$ où L est la longueur du réseau [I-6]. Une propriété importante pour cette forme de rayonnement apparaît pour la combinaison optimale des faisceaux élémentaires et introduit la notion d'orthogonalité ; le maximum d'un faisceau quelconque doit coïncider avec les zéros des faisceaux adjacents (*fig. I-5*). En raison de la régularité de leur espacement, tous les faisceaux se recoupent au même niveau, ce qui peut être calculé en considérant, par exemple, les faisceaux correspondant à la source focalisée et à la première source adjacente pour $u = \pi/2$. Cette valeur nous donne un niveau relatif de 0,637 soit -3,92 dB.

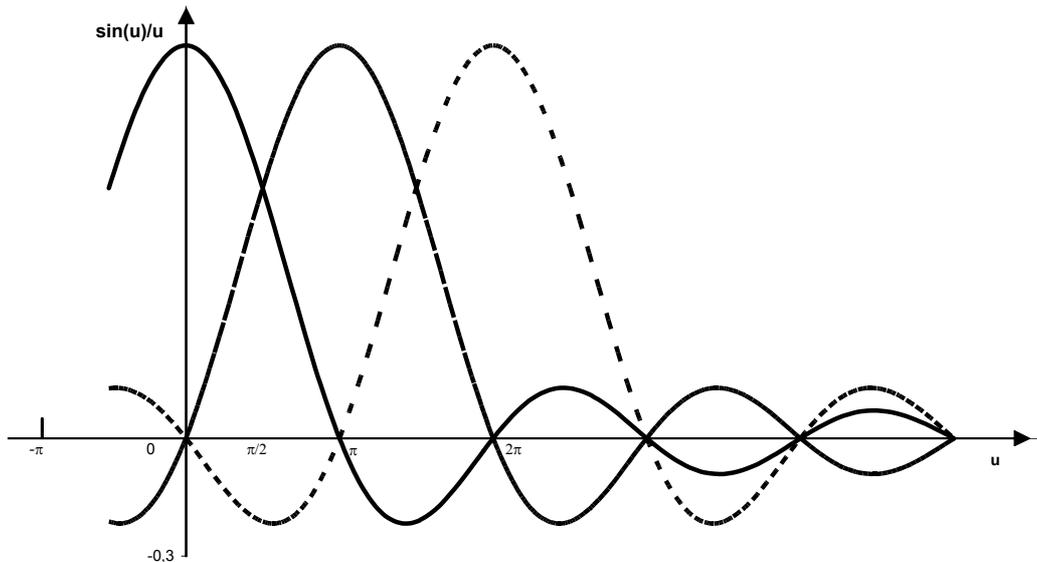


Figure I-5 -Translation de la fonction $\sin(u)/u$ de π et 2π suivant l'axe des u .

Le niveau optimum de recouvrement de deux faisceaux adjacents est de -3 dB car cela donne une densité de puissance constante sur tout le champ de vue de l'antenne. Pour des niveaux différents, il y a des ondulations [I-6].

V- Balayage à multiples faisceaux

Nous avons vu que la direction du faisceau principal pouvait être ajustée par un gradient de phase judicieux appliqué sur le réseau d'antennes. Les commutateurs RF sont utilisés avec un répartiteur de faisceaux pour contrôler le changement de phase des lignes de transmission alimentant le réseau [I-7]. Si le contrôleur de l'antenne est un système de calculateur numérique, le contrôle s'effectue de manière discrète plutôt que continuellement variable. Une autre alternative consiste à employer des éléments actifs (amplificateurs RF pour le contrôle des amplitudes et déphaseurs variables pour celui des phases), cependant l'architecture est complexe (nombreux problèmes pour distribuer l'énergie aux différents modules, pour refroidir les amplificateurs, ...) et donc onéreuse [I-8].

Dans le domaine des répartiteurs de faisceaux passifs, deux classes coexistent, à savoirs :

- les types quasi-optiques, entraînant un arrangement hybride, soit d'un réflecteur, soit d'un objectif de lentille avec un réseau d'antennes,
- les types circuits en technologie microruban (microstrip), ligne suspendue (stripline) ou encore en guides d'onde.

Plusieurs exemples couramment utilisés vont maintenant être présentés.

VI- Exemple de type quasi-optique : la lentille de Rotman

VI-1 Principe de fonctionnement

Les types quasi-optiques sont nombreux. On pourra entendre parler de réflecteurs hybrides [I-9], de lentille de Ruze [I-10], de Luneberg [I-11], R-KR [I-12], etc. Toutefois, le type quasi-optique le plus connu reste la lentille de Rotman [I-13]. La procédure de synthèse d'une lentille de Rotman est basée sur des principes de l'optique géométrique. Les ports d'entrée ou de sortie, suivant que l'on est en émission ou réception, alimentent l'intérieur d'une cavité d'une lentille 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 d'onde réel, 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, détermine le niveau des ondulations de distribution. Le succès, en fait, d'une conception d'une lentille de Rotman est de minimiser ce niveau d'ondulations sur une large bande de fréquence. 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, afin de ne pas augmenter les pertes d'insertion.

La première lentille de Rotman (*fig. I-6*) est apparue au début des années soixante et sa géométrie est basée sur les équations générales de Gent [I-14] pour la génération du contour intérieur C_I . 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. Cette lentille, dont la hauteur entre les deux plaques est inférieure à $\lambda/2$ afin de stimuler uniquement un mode de propagation TEM, possède trois foyers (*fig. I-7*) 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 α , 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).

De ce fait quatre degrés de liberté sont observables pour sa conception :

- la coordonnée x de chaque port de sortie
- la coordonnée y correspondante afin de définir le contour de sortie de la lentille
- la longueur électrique de la ligne joignant chaque port de sortie de la ligne à un élément du réseau
- la longueur du réseau d’antennes

Ainsi, chaque cornet d’entrée propage des ondes micro-ondes suivant le mode TEM entre les plaques et illuminent les sondes placées sur le contour intérieur de la lentille qui transfèrent l’énergie aux câbles coaxiaux jusqu’à un second jeu de sondes agissant comme un réseau d’antennes linéaire de monopoles.

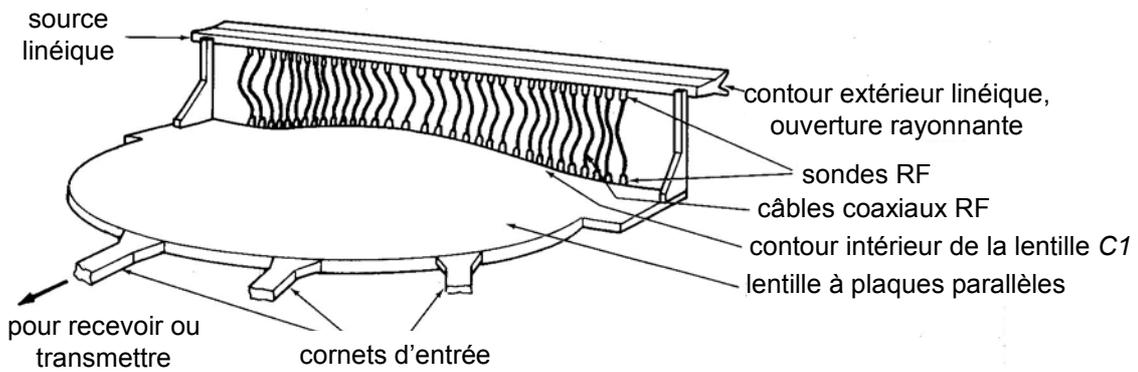


Figure I-6 – Première lentille de Rotman [I-13].

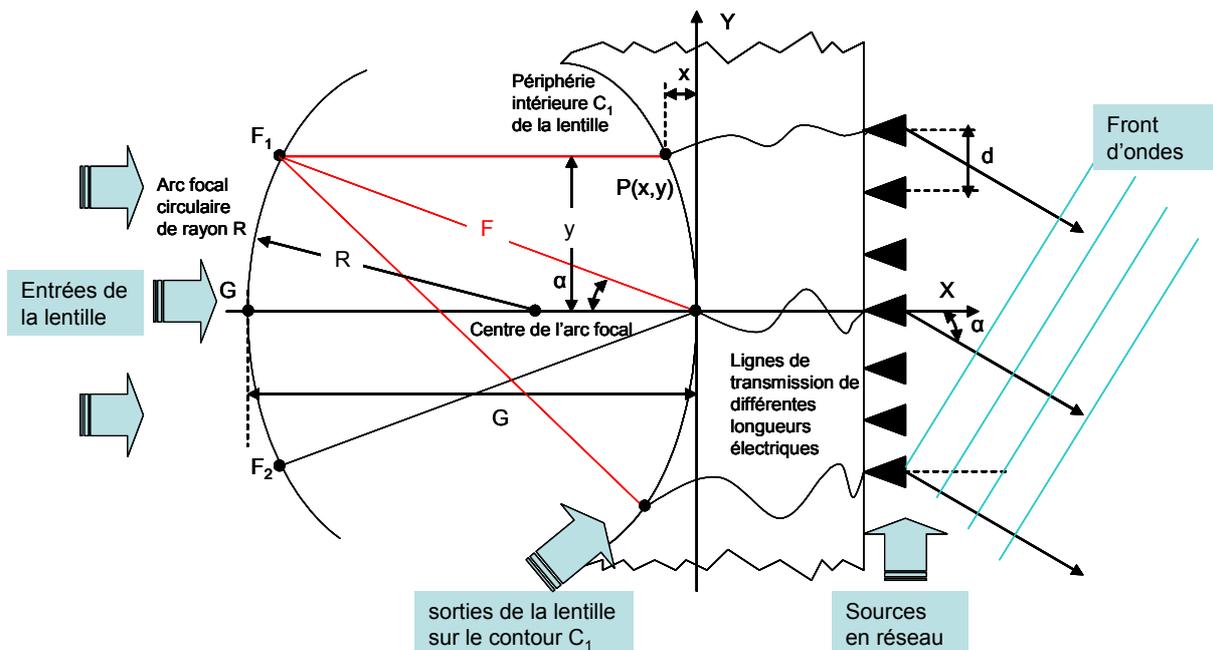


Figure I-7 – Paramètres de la lentille micro-onde.

Cette lentille a subi au cours du temps de nombreuses adaptations et analyses [I-15 ; I-19], et une comparaison des différentes performances a été précisée [I-20]. L'utilisation d'une technologie microruban et triplaqué [I-21 ; I-24] a plus récemment été pratiquée. Ses avantages majeurs sont la réduction de la taille de la lentille avec un substrat diélectrique fort (facteur $\sqrt{\varepsilon_r}$) 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. Une première approche consiste à employer des ports factices sur les extrémités de la lentille de part et d'autre de son axe de symétrie, toutefois le fait de charger ces ports revient cher et la puissance incidente n'est pas entièrement capturée [I-25]. Une seconde approche consiste à mettre des matériaux à pertes qui présentent l'avantage pour l'absorption d'une indépendance vis-à-vis de la fréquence et des angles d'incidence [I-26]. En ce qui concerne la conception et la disposition des ports d'entrée, il faut tenir compte du fait que c'est un mode quasi-TEM qui se propage [I-26].

VI-2 Avantages et inconvénients

A partir de toutes les remarques que nous avons faites, la lentille de Rotman est intéressante car elle autorise 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. Cependant ses inconvénients ne sont pas négligeables :

- la conception de la lentille peut devenir très compliquée à cause même de la kyrielle de variables à régler
- le couplage mutuel entre chaque port d'entrée est réel et est difficile à maîtriser
- les faisceaux orthogonaux n'existent pas en raison des débordements (spillover) indésirables du diagramme primaire de la lentille
- le choix d'une direction précise du faisceau ne peut pas être réalisé en dehors des trois foyers car la lentille de Rotman peut seulement fournir une série distincte de faisceaux du fait de la disposition des ports d'entrées.

VI-3 Applications

La lentille de Rotman dans le domaine millimétrique [I-27] est essentiellement fabriquée en guides d'onde. Dans l'exemple ci-dessous [I-28] (fig. I-8, I-9 et I-10), le fonctionnement de la lentille s'effectue à la fréquence centrale de 94 GHz en guides d'onde WR8 standard pour des applications radars et de communications.

Cette lentille comporte 19 ports d'entrée pour couvrir $\pm 30^\circ$ par pas de $3,3^\circ$ et 10 ports de sortie pour alimenter un réseau d'antennes linéaire de 10 éléments dont le pas est de $0,62 \lambda$. Afin d'obtenir un compromis entre la taille du système et des aberrations de phase, la longueur focale (F) est de 12λ . On notera, figure I-10, la grande constance du pointage au niveau du diagramme de rayonnement sur une très large bande de fréquence.

Une aide à la conception de ces lentilles en guide d'ondes est fournie par Peterson [I-29].

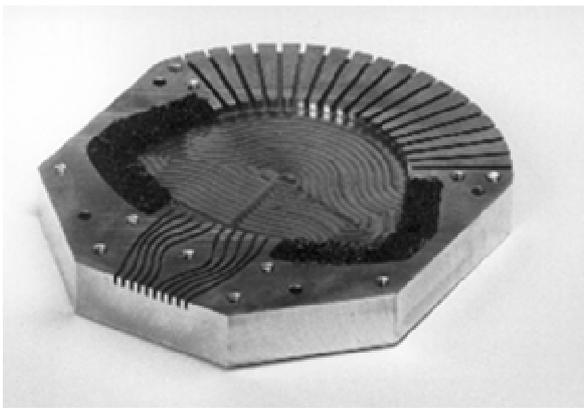


Figure I-8 - Photographie de l'intérieur d'un système de lentille de Rotman à 94 GHz (mai 1999).

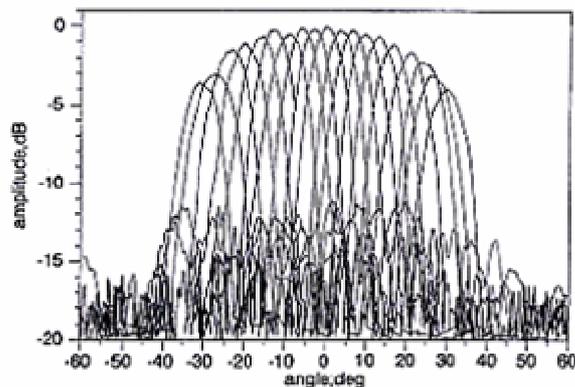


Figure I-9 - Diagrammes de faisceaux mesurés d'un réseau d'antennes de 10 éléments.

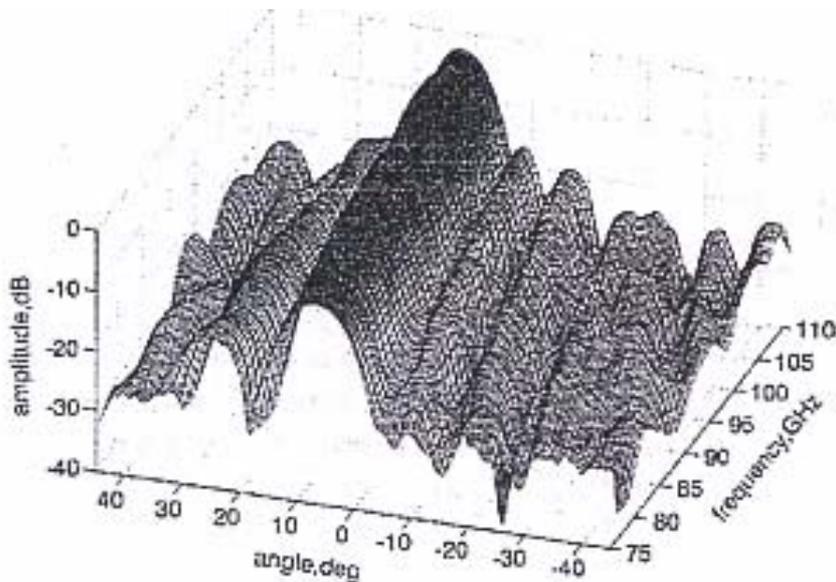


Figure I-10 - Vue 3D du diagramme de rayonnement pointant à 10° en fonction de la fréquence.

Dans les bandes micro-ondes centimétriques (3 GHz – 30 GHz), la conception de la lentille de Rotman se fait généralement en technologie microruban ou stripline voire même en fibre optique [I-30]. On peut en retrouver de nombreux exemples dans la littérature [I-31 ; I-37].

Les figures I-11 et I-12 montrent la conception et la simulation d'une lentille imprimée (technologie microruban) pour un système de communication indoor fonctionnant à 27-30 GHz (1997).

Cette lentille est composée de 11 ports d'entrée, de 11 ports de sortie alimentant un réseau d'antennes linéaire de 11 éléments (pas du réseau : $0,5 \lambda$) et de 12 ports factices.

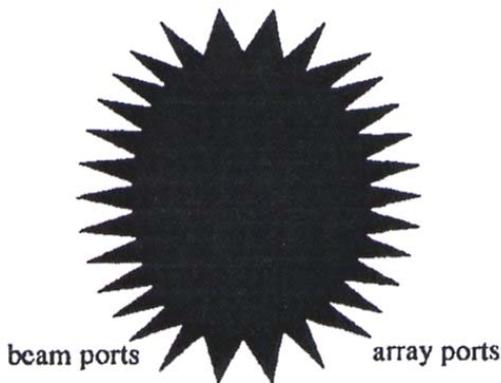


Figure I-11 -Lentille de Rotman en circuit imprimée.

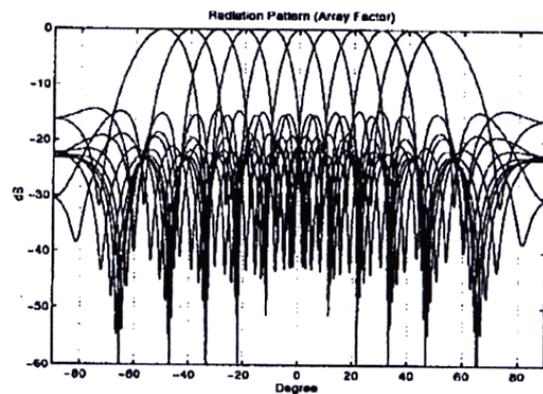


Figure I-12 - Diagrammes de rayonnement correspondant en simulation.

Les performances de la lentille données par le concepteur en simulation sont les suivantes :

- une couverture de 120° avec 11 faisceaux (largeur de faisceau à mi-puissance allant de 13° à 20°)
- chevauchement de faisceaux adjacents aux environs de -3dB
- gains du facteur de réseau variant de 4.9 dB à 7.8 dB correspondant aux faisceaux allant de la position extrême au centre (différence de $2,8\text{ dB}$)

Les résultats expérimentaux ont donné quant à eux une différence de gain de 5 dB avec la simulation et des lobes secondaires jusqu'à -10 dB .

Un autre exemple est donné en technologie stripline pour un système de communication satellite [I-35]. La lentille générique comporte 9 ports d'entrée et 25 ports de sortie (fig. I-13).

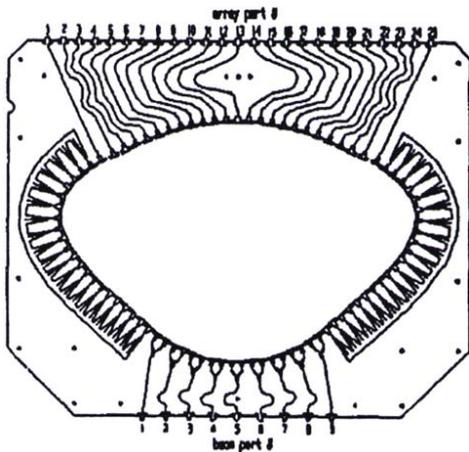


Figure I-13 - Lentille de Rotman générique stripline.

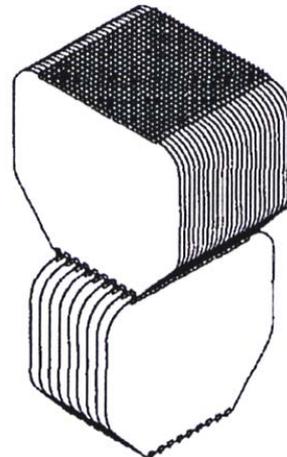


Figure I-14 - Réseau d'alimentation en lignes et colonnes.

Ensuite, elle est assemblée en réseau de lignes et colonnes pour acquérir une agilité des faisceaux dans les deux dimensions (fig. I-14).

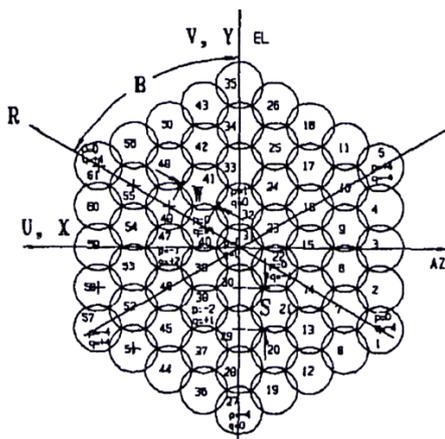


Figure I-15 – Couverture hexagonale de 61 faisceaux.

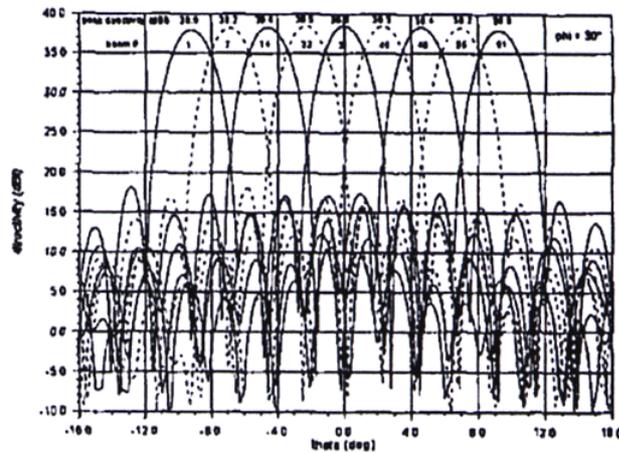


Figure I-16 - Diagrammes de rayonnement suivant le plan R.

Ses principales performances données sont :

- une couverture hexagonale (déploiement en 2 dimensions)
- un répartiteur de faisceaux 2D (contenant 225 répartiteurs 1D) alimentant 469 éléments rayonnants
- production de 61 faisceaux (fig. I-14 à I-16)

VII- Exemples de type circuit

VII-1 Les matrices de Blass

a) Introduction

La matrice de Blass [I-38, I-39] est un réseau d'alimentation en série avec une structure en treillis (*fig. I-17*), dans laquelle la puissance est diminuée séquentiellement à partir des lignes transverses ("through line" en anglais) dans les lignes de ramification ("branch line" en anglais) au moyen de coupleurs directionnels. Ces coupleurs déterminent la distribution en amplitude du réseau d'antennes et par conséquent le niveau des lobes secondaires des diagrammes de rayonnement. Dans la ligne transverse, entre deux coupleurs directionnels, se situe un déphaseur ou un ajusteur de longueur de ligne communiquant le changement de phase nécessaire à la création du gradient de phase entre chaque port de sortie. Ces coupleurs et longueurs de ligne permettent de fournir les excitations aux ports de sortie spécifiées.

On notera que pour le port n°1 d'entrée de la matrice, le diagramme de rayonnement désiré est atteint sans difficulté. Le port n°2 sera lui affecté par le réseau d'alimentation du port n°1. Cette affectation a été calculée par Blass [I-38] pour une distribution de coupleurs uniforme, une efficacité d'un réseau d'antennes de 70 % et une séparation entre le faisceau 1 et 2 d'une ouverture à mi-puissance. L'effet de perturbation produit alors un lobe secondaire de 13 dB de dynamique dans la direction du faisceau produit par le port n°1. Pour l'alimentation du m^{ième} faisceau par le port n°M, il y aura donc une perturbation des (M-1) réseaux d'alimentations précédents. De plus, la matrice de Blass peut produire des faisceaux orthogonaux ou non, c'est selon le choix du concepteur. Toutefois, on gardera en tête que plus les faisceaux sont éloignés les uns des autres, moins l'interactions 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. Sa topologie a donc évolué [I-40, I-41, I-42, I-43] pour arriver à une architecture sans charge, avec moins de composants, mais disposant de moins de degrés de liberté au niveau des pondérations [I-44] (*fig. I-18*).

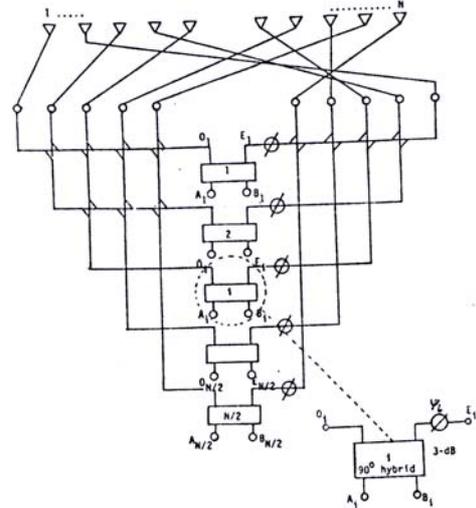
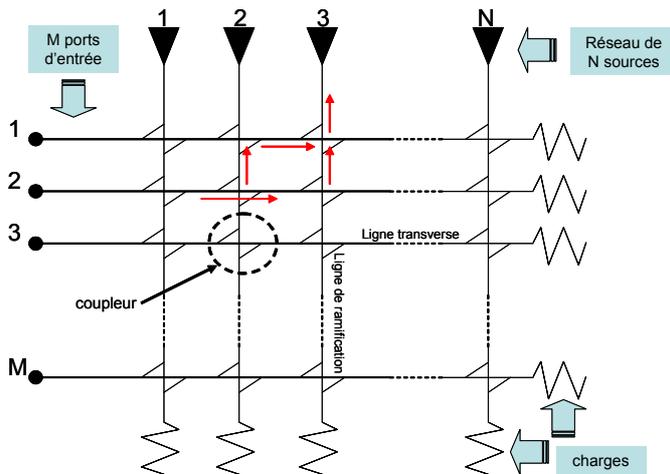


Figure I-17 - Topologie de la matrice de Blass de base. Figure I-18 – Topologie de la matrice à alimentation centrée.

Evolution du nombre de ses composants :

Matrice de base : - coupleurs directionnels : $M.N$

- déphaseurs : $M.(N-1)$

Matrice à alimentation centrée : - coupleurs : $N^2/4$ si $M \geq N/2$

$M.(N-M)$ si $M < N/2$

- déphaseurs : $N^2/4$ si $M \geq N/2$

$M.(N-M)$ si $M < N/2$

Exemple : Soit une matrice de Blass à 3 ports d'entrée et alimentant un réseau de 4 sources, le nombre de coupleurs et de déphaseurs pour une matrice de Blass de base est respectivement 12 et 6. Pour une matrice à alimentation centrée, on aura 4 coupleurs et 4 déphaseurs.

b) Avantages et inconvénients de la matrice de Blass

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

- Pour un grand réseau, la disposition d'intercommunication du circuit est simple car il n'y a pas de croisements (ce sont les coupleurs qui en font office) et pas de circuit multicouche nécessaire (procédé de fabrication aisé)

- Les faisceaux formés sont produits en jouant sur les rapports de couplage des coupleurs directionnel (la pondération en amplitude est possible pour chaque faisceau)
- Le temps de retard assure une certaine constance des faisceaux avec la fréquence

Néanmoins les désavantages qu'elle offre sont de loin plus conséquent et empêchent bien souvent de la sélectionner :

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

c) Applications et nouvelles évolutions de la matrice de Blass

La matrice de Blass autorise l'usage de diverses technologies. Ainsi des versions en guide d'ondes ont vu le jour, comme par exemple pour des applications d'imagerie satellite à l'aide d'un radar à synthèse d'ouverture (SAR) dont l'antenne génère deux faisceaux simultanés à partir de la même ouverture fonctionnant à 5,3 GHz [I-45]. Dernièrement une réalisation optique de la matrice de Blass basée sur une structure en guide d'ondes de substrat opérant entre 18 et 26 GHz, a été menée pour un système photonique de réseau d'antennes à déphasage [I-46].

Enfin, un nouveau concept d'antennes [I-47] incorpore un répartiteur de faisceaux et un réseau d'éléments rayonnants dans un dispositif simple et planaire (*fig. I-19(a)*). Cette intégration des composants diminue considérablement la complexité de la construction. L'action de formation de faisceaux (*fig. I-19(b)*) ressemble à celle de la matrice de Blass, bien que l'utilisation de réseaux d'antennes résonnants en série par couplage électromagnétique nécessite la disparition des coupleurs directionnels (*fig. I-19(c)*) et impose une bande passante plus faible.

Un exemple de conception à 8,3 GHz a été étudié. Il comporte 5 lignes d'alimentation pour la création de 5 faisceaux. Ces lignes alimentent un réseau plan de 6x7 éléments rayonnants. Des gains maximaux entre 13 et 19 dB sont réalisés avec une bande passante d'environ 5 % à -10 dB. Les pertes de ce circuit sont indiquées tableau 1.

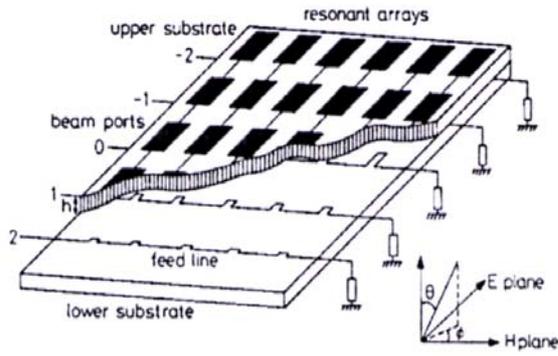


Figure I- 19– Réseau d'antennes à multiples faisceaux en technologie microstrip

a- vue 3D écorchée du système

b- jeu de faisceaux

c- lignes d'alimentation serpentants .

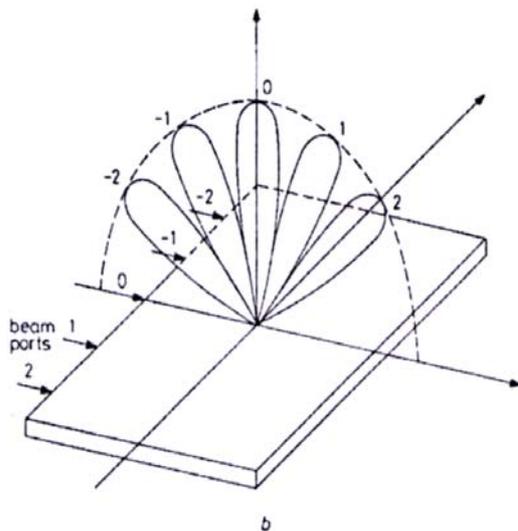


Table 1: Gain budget for 6 x 7 element array

Beam number	+2	+1	0	-1	-2
Beam angle (degrees)					
measured	56	29	1	-23	-46
predicted (eqn. 1)	50	25	2	-23	-45
Calculated directivity (dBi)	19.6	21.9	22.3	21.7	19.7
Losses (dB)					
load loss	0.6	1.0	1.0	0.9	0.3
loss to other beam	0.3	0.7	0.1	0.6	0.5
ports					
resistive loss	1.7	1.4	1.7	1.1	1.7
input VSWR loss	0.8	0.2	0.3	0.1	0.0
Total loss (dB)	3.4	3.3	3.1	3.7	3.5
Predicted gain (dBi)	16.2	18.6	19.2	18.0	16.2
Measured gain (dBi)	12.9	16.7	18.8	17.8	16.2
Calculated gain error (dB)	3.3	1.9	0.4	0.2	0.0

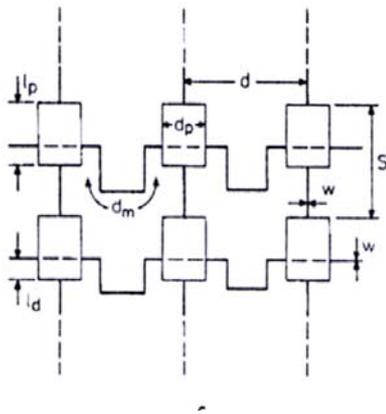


Tableau I-1 – Comparaisons entre simulation et réalisation au niveau des pointages et des pertes.

Enfin, un nouveau regain pour les matrices de Blass semble être apparu [I-48]. Une nouvelle méthode de conception de cette matrice permet de générer un nombre arbitraire de faisceaux simultanément au moyen d'une nouvelle approche pour minimiser ses pertes.

VII-2 Les matrices de Butler

a) Introduction

La matrice de Butler [I-49, I-50] est sûrement un des répartiteurs de faisceaux les plus pratiqués. C'est un circuit réciproque passif symétrique à N ports d'entrées et N ports de sorties qui pilote N éléments rayonnants produisant N faisceaux orthogonaux différents (*fig. I-20*). C'est un système parallèle, contrairement à la matrice de Blass (système série), qui est composé de jonctions qui connectent les ports d'entrée aux ports de sortie par des lignes de transmission de longueur de chemin égal. Ainsi un signal d'entrée est à plusieurs reprises divisé sans perte jusqu'aux ports de sortie ; le schéma d'une matrice de Butler est identique avec celui d'une FFT (Fast Fourier Transform) [I-51]. Les pondérations en sortie sont données par :

$$B_{nm} = \frac{e^{j\{[n-(N+1)/2][m-(N+1)/2]2\pi/N\}}}{\sqrt{N}} \quad (\text{I-8})$$

où B_{nm} représente l'amplitude du champ du $n^{\text{ième}}$ élément rayonnant lorsque le port m (dans le sens des faisceaux de droite à gauche) est activé par un signal d'amplitude unitaire, de phase nulle et où N est le nombre d'éléments rayonnants [I-52].

Les signaux divisés ne se recombinent jamais dans une matrice binaire. La forme binaire de la matrice est la matrice standard où le nombre de ports d'entrée / sortie est une puissance entière de 2. Elle est issue d'un coupleur (3-dB, 90°) correspondant à sa version générique (*fig. I-21(a)*). Les formes non-binaires peuvent être réalisées en utilisant une combinaison de nombre premier de ports : 3x3 (*fig. I-21(b)*), 5x5, 7x7, etc. On notera pour les formes non-binaires que les coupleurs ne sont plus limités aux hybrides (3-dB, 90°).

Comme la matrice de Butler standard est limitée aux puissances de deux pour le nombre d'entrée et de sorties, des terminaisons par des ports factices [I-53] ont été suggérées. Par la suite, l'introduction d'hybrides 180° (*fig. I-21*) a réduit de façon significative le nombre de déphaseurs. On distinguera alors deux types de matrices de Butler binaires :

- les matrices standards, employant des hybrides 90°, dont les faisceaux générés sont situés de part et d'autres de la normale au plan contenant les éléments rayonnants,
- les matrices non standards, employant des hybrides 180°, dont les faisceaux générés sont aussi situés de part et d'autre de la normale au plan contenant les éléments rayonnants, mais possédant un faisceau supplémentaire dans l'axe principal correspondant à la normale au réseau d'antennes.

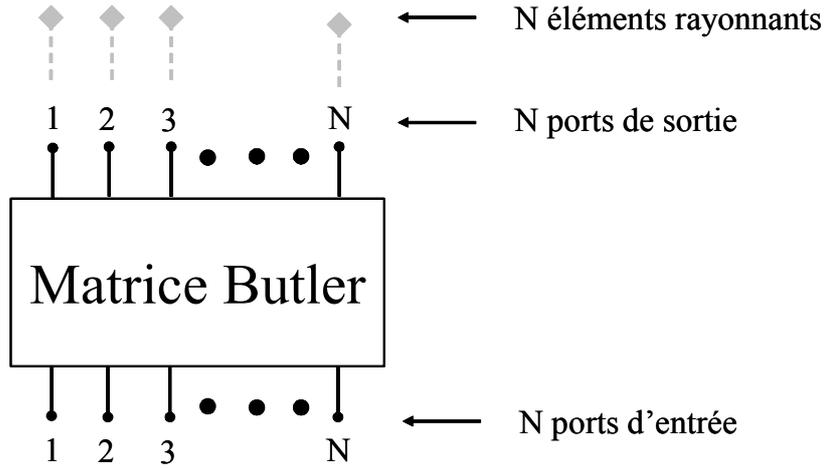


Figure I-20 – Schéma système d'une matrice de Butler.

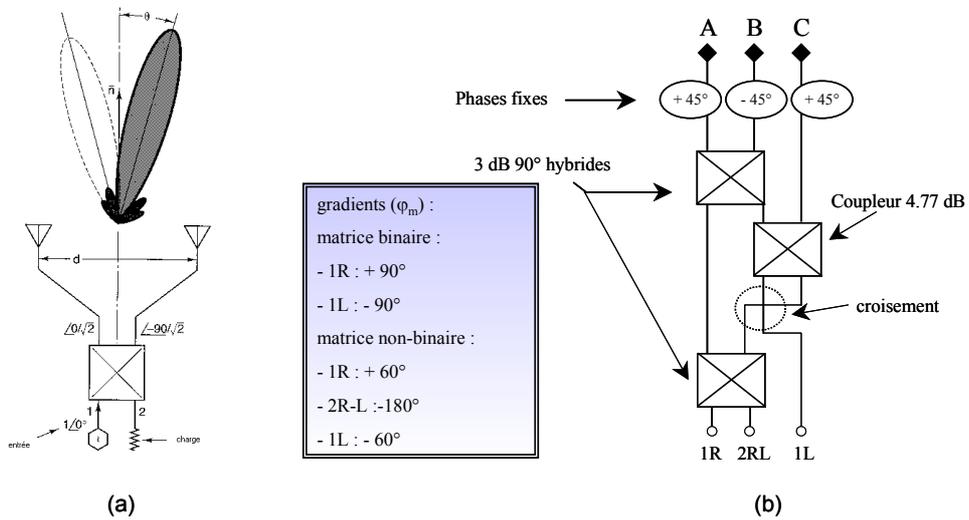


Figure I-21 – Matrices de Butler génériques : (a) matrice 2x2, (b) matrice 3x3.

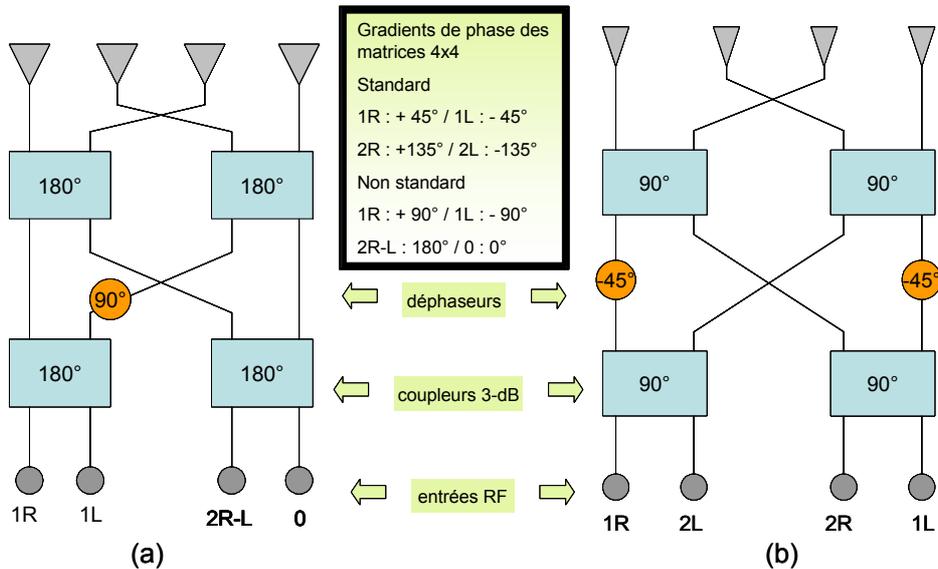


Figure I-22 – Schémas des matrices de Butler 4x4 : (a) matrice non standard, (b) matrice standard.

b) Propriétés de la matrice de Butler

Habituellement, on considère que la matrice est constituée de deux éléments : des diviseurs de puissance passifs à 4 ports - plus communément appelés coupleurs ou jonctions hybrides - et des déphaseurs fixes (lignes à retard). Mais un troisième élément indispensable doit être ajouté : les croisements.

La matrice standard utilise donc H hybrides (3 dB, 90°), P déphaseurs fixes égaux aux multiples entiers de π/N [I-54] et C croisements dont les nombres sont donnés par les formules suivantes :

$$H = N/2 * \text{Log}_2(N) \tag{I-9}$$

$$P = N/2 * [\text{Log}_2(N)-1] \tag{I-10}$$

$$C = \sum_{k=1}^{\text{Log}_2(N)} \left[\frac{N}{2} (2^{k-1} - 1) \right] \tag{I-11}$$

La matrice non standard utilise H' hybrides (3 dB, 180°), P' déphaseurs fixes égaux aux multiples entiers de $2\pi/N$ [I-55] et C' croisements dont les nombres sont donnés par les formules suivantes :

$$H' = H \tag{I-12}$$

$$P' = \sum_{k=1}^{\text{Log}_2(N)} [N/2 - 2^{(k-1)}] \tag{I-13}$$

$$C' = C \tag{I-14}$$

Les signaux alimentés à chaque port d'entrée sont divisés en signaux d'amplitudes égales aux N ports de sortie. Le réseau combine les signaux dans N chemins différents pour produire N faisceaux. Le dépointage de ces N faisceaux est alors donné par la formule :

$$\varphi_m = \frac{2\pi d}{\lambda_0} \sin(\theta_m) \tag{I-15}$$

Où : d : distance entre éléments rayonnants

θ_m : angle fait par le faisceau m avec la normale au réseau d'antennes

λ_0 : longueur d'onde dans l'air

φ_m : gradient de phase entre deux éléments rayonnants consécutifs

Les matrices les plus utilisées produisent des faisceaux dans un plan (réseaux à une dimension), mais elles peuvent être conçues (*fig. I-23*) pour produire des faisceaux dans un "déploiement en coussin", c'est à dire contenus dans un hémisphère (réseaux à deux dimensions [I-56]).

De plus, il est possible de combiner les voies d'entrées pour obtenir des faisceaux différents en supplément des N faisceaux originaux.

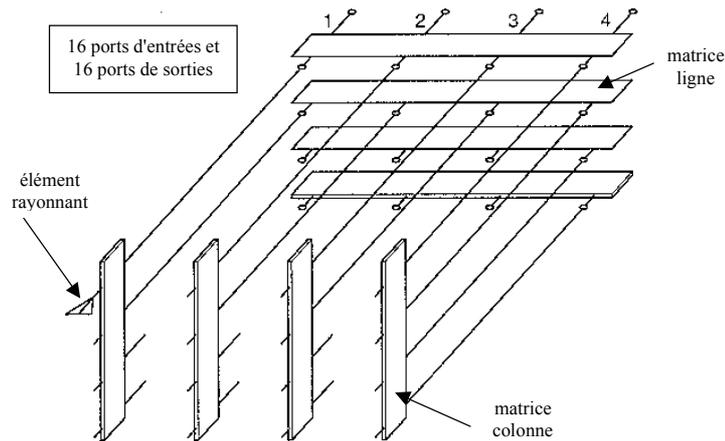


Figure I-23 – Schéma d'une matrice de Butler 4x4 à 2 dimensions.

c) Avantages et inconvénients de la matrice de Butler

La matrice de Butler possède de nombreux avantages :

- les faisceaux générés sont orthogonaux (combinaison optimale)
- la matrice emploie peu de composants et son architecture est simple (les coupleurs sont tous identiques dans une matrice binaire)
- la matrice est sans perte, si l'on ne tient pas compte des pertes d'insertions des coupleurs et déphaseurs
- 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 maximum
- la matrice est une FFT, elle possède le nombre minimum de composants et une longueur de chemin minimale parmi tous les réseaux de formation de faisceaux à excitation uniforme
- sa conception est rendue plus facile grâce à la symétrie de sa topologie

Malgré tout ceci, elle renferme de nombreux inconvénients :

- les niveaux des lobes secondaires sont fixés dès que le nombre de faisceaux désiré est choisi (on peut toutefois contourner ce problème en choisissant une matrice plus imposante et en disposant des ports d'entrée factices)
- le nombre de composants devient vite considérable avec un nombre élevé de faisceaux souhaité (au-delà de 8 faisceaux généralement le système devient vite une « usine à gaz »)
- le pointage et l'ouverture à mi-puissance du faisceau varient avec la fréquence
- le nombre de croisements croît à une vitesse prodigieuse avec celui des faisceaux (pour une matrice alimentant 8 faisceaux, déjà 16 croisements sont nécessaires).

d) Applications

Les matrices de Butler ont souvent été pratiquées dans les télécommunications satellites. Au niveau des transpondeurs de satellites commerciaux (répéteurs multicanaux), l'insertion d'amplificateurs non linéaires identiques entre deux matrices mises en bout à bout à apporter une réduction non négligeable d'interférence IMP (intermodulation product) [I-57]. On les retrouve dans les satellites géostationnaires, tel qu'INMARSAT-3 pour les systèmes de communications mobiles, où l'utilisation de matrices 4x4 en technologie stripline opérant à 1,542 GHz amène jusqu'à une puissance maximale de 20 W les signaux vers une ou plusieurs antennes [I-58]. A cette liste, on peut ajouter les satellites à orbites basses, tel que les systèmes IRIDIUM créés par Motorola qui assurent une desserte globale pour une clientèle effectuant surtout des appels internationaux. La matrice de Butler a alors à générer jusqu'à 16 faisceaux simultanément en transmission avec un minimum de pertes [I-59]. Ou encore des satellites PCS (Personal Communication System) adoptant une technologie HTS (High-Temperature Superconductive) pour ses matrices de Butler 8x8 afin de réduire leurs tailles et de diminuer leurs pertes [I-60].

Des systèmes antennaires à balise TACAN (Tactical Air Navigation) [I-61] opérant entre 962 et 1213 MHz ont donné lieu à une augmentation de la bande passante de la matrice de Butler (26 %) au moyen de lignes de Schiffman [I-62]. De nouvelles architectures de matrices ont vu le jour pour des communications sans fil de type LANs ou ATMs monté sur des PDA (Personal Digital Assistant) très en vogue aujourd'hui autour de la fréquence de 19 GHz en technologie microruban [I-63]. Dernièrement, comme pour les matrices de Blass, des matrices de Butler optiques ont été inventées [I-64].

Dans le cas de systèmes GSM (Global System Mobile) fonctionnant autour de 900 MHz [I-65], aussi bien pour des stations de base de type PCS utilisant des systèmes AMRC [I-66] que pour des communications d'intérieur (indoor) autour de 60 GHz [I-67], les matrices de Butler sont présentes et offrent un bon compromis au niveau des couvertures, du nombre de faisceaux. L'expérience le montre.

Maintenant, il est temps de confronter ces trois types de répartiteurs de faisceaux matures et très usités de part le monde, puis de sélectionner celui qui conviendrait le mieux pour des systèmes de communications sans fil dans le domaine millimétrique. Bien sûr tous les répartiteurs de faisceaux, comme les matrices de Nolen [I-1], n'ont pas été explicités. Cette thèse ne se veut pas exhaustive à ce sujet, mais tenait seulement à exposer et à confronter les meilleurs candidats pour ce projet.

VIII- Limitations et résumé des performances des répartiteurs de faisceaux

VIII-1 Limitations

La capacité de balayage est un facteur clé des performances d'un répartiteur de faisceaux. Ce dernier est usuellement limité par une ou plusieurs causes données ci-dessous :

- les lobes de réseaux qui sont généralement indésirables car ils entraînent une perte de gain dans le lobe principal et sont la source d'incertitude quant au signal d'entrée. Ce problème peut être écarté en diminuant le pas du réseau d'antennes (une étude à ce sujet est d'ailleurs accompli plus avant).
- les effets du couplage entre les sources élémentaires. En effet, une source excitée entraîne par couplage une certaine stimulation des autres sources voisines qui recueillent une partie de son énergie émise puis rayonnent à leur tour (déformation du diagramme de rayonnement) et réfléchissent une partie de l'énergie vers l'entrée du réseau (pertes plus importantes). Une augmentation du pas du réseau d'antennes y remédie.
- la dégradation du diagramme de rayonnement (réduction du gain, augmentation de l'ouverture des faisceaux et des niveaux de lobes secondaires) dont la cause peut être la taille d'ouverture efficace qui se trouve réduite avec le balayage, les erreurs de phase et d'amplitude sur les sources rayonnantes, ou encore la sensibilité du répartiteur aux variations de fréquence.
- les débordements (spillover) des répartiteurs de type quasi-optique qui sont attribuables à la taille insuffisante de l'objectif ou de l'ouverture d'alimentation.

La performance dans cette gamme de balayage est déterminée par la géométrie de l'antenne, l'ouverture du faisceau, le pas du réseau d'antennes et le niveau des chevauchements des faisceaux adjacents.

Les pertes probables pour de tels systèmes sont les suivantes :

- pertes d'apodisation qui correspondent au facteur de gain d'une ouverture dont la distribution normalisée en amplitude n'est pas uniforme [I-68]
- pertes par débordement qui correspondent à l'énergie rayonnée par la source qui n'est pas interceptée par la lentille. Parfois elles incluent aussi les pertes de diffraction sur les arêtes de la lentille ou du réflecteur [I-69]
- pertes résistives des composants passifs et/ou actifs (pertes des diélectriques, métalliques, ...) organisant les répartiteurs de faisceaux
- pertes dues aux erreurs de fabrication de tels systèmes
- pertes relatives à la distance entre les faisceaux (celles-ci sont nulles lorsque les faisceaux sont orthogonaux [I-70, I-71, I-72]).

Une conclusion importante de ces limitations est que les antennes à fort gain avec des faisceaux étroits seront restreintes en balayage alors que les systèmes à gain plus faible en auront une capacité plus appréciable.

VIII-2 Comparaisons des performances

Quelques performances représentatives des caractéristiques de plusieurs répartiteurs de faisceaux ont déjà fait l'objet d'une publication en 1990 [I-2]. Le tableau I-2 récapitule celles-ci.

Type de répartiteur de faisceaux	Gamme de couverture typique	Taille d'ouverture typique	Niveau des lobes secondaires typique	Capacité de la bande passante	Efficacité typique
Lentille de Rotman	$\pm 45^\circ$	10λ	-20 dB	4:1	> 63%
Matrice de Blass	$\pm 60^\circ$	15λ	-13 dB	< 1%	75%
Matrice de Butler	$\pm 60^\circ$	16λ	-13 dB	> 2:1	40% pour une matrice 32x32

Tableau I-2 – Résumé des performances typiques des caractéristiques des répartiteurs de faisceaux en 1990.

Cependant en l’espace de plus d’une dizaine d’années les répartiteurs ont évolué. Comme on a pu le constater, cette évolution s’est traduite par une augmentation de la fréquence d’utilisation (domaine millimétrique) et par l’apparition depuis le début de ce siècle du tout optique [I-30, I-46, I-64].

Ce qui suit est la comparaison d’une matrice de Butler 8x8 avec une lentille de Rotman 11x11, conçues en technologie microruban autour de la fréquence de 30 GHz. Aucune comparaison avec une matrice de Blass n’a été effectuée car aucune publication à cette fréquence n’a été trouvée (le maximum en technologie microruban se situant autour de 10 GHz). En effet, la matrice de Blass étant déjà à pertes, son efficacité dans le domaine millimétrique en technologie microruban reste encore à prouver. Le tableau I-3 relate les performances des deux topologies.

Type de répartiteur de faisceaux	Nombre de faisceaux	Couverture assurée par les faisceaux	Niveau des lobes secondaires	Substrat utilisé	Efficacité du répartiteur
Lentille de Rotman [73]	9	$\pm 40^\circ$	-9 dB en mesure	$\epsilon_r = 2,22$	60 % en simulation 21% en mesure
Matrice de Butler [74]	7	$\pm 30^\circ$	-11 dB pour un dépointage à $+ 20^\circ$ en mesure	RT/duroïd 5880 ($\epsilon_r = 2,2$ et $\tan\delta = 9.10^{-4}$ à 10 GHz)	Estimé à 66% pour le dépointage à $+20^\circ$ en simulation

Tableau I- 3 – Confrontation de deux répartiteurs de faisceaux à 30 GHz en technologie microruban.

On notera que pour un substrat quasi-identique la lentille de Rotman comprend beaucoup plus de pertes, les résultats de la simulation ne tenant pas compte des pertes dues aux désadaptations diverses, à l’atténuation des lignes microruban et surtout aux multiples réflexions à l’intérieure même de la cavité de la lentille. D’un autre côté, la lentille fonctionne sur 3 GHz de bande (27 ~ 30 GHz, soit 10,5 % de bande), ce qui est plus que la matrice de Butler qui est sensée fonctionner sur 2 GHz de bande (6,7 %). Le choix se fera donc suivant de nombreux critères : le nombre de faisceaux désirés, la bande passante à fournir, la difficulté de conception (temps d’étude), les pertes envisageables et bien sûr le coût de fabrication.

IX- Conclusions sur les différentes techniques

Parce que la lentille de Rotman est un véritable dispositif à retard de temps, le dépointage du faisceau balayé reste quasi-invariant avec la fréquence. Aussi, l'opération très large bande peut être obtenue à partir des lentilles qui ont été conçues avec des réseaux assortis large bande. Avec cette simple construction de circuit imprimé faible coût, les caractéristiques ci-dessus la font particulièrement utile dans les systèmes actifs où les pertes inhérentes de la lentille sont de faibles conséquences.

La matrice de Blass peut être intéressante lorsque le nombre de faisceaux requis est petit - environ 2 à 3 – au-delà le nombre de composants devient trop important. De plus 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 en comparaison d'une matrice de Blass. Elle possède des faisceaux orthogonaux, ce qui implique moins de pertes, comme nous l'avons vu. C'est par conséquent le meilleur choix pour commencer une étude sur les réseaux d'alimentation à multiples faisceaux dans le domaine millimétrique en technologie microruban. Toutefois, le principal inconvénient sera les croisements.

Le prochain chapitre abordera donc plus en détail les composants et les propriétés des matrices de Butler. Une démarche pour leurs conceptions sera aussi soulignée.

BIBLIOGRAPHIE

- [I-1] R.C. HANSEN, " Phased Array Antennas ", John Wiley and Sons, New York, 1997
- [I-2] P.S. HALL and S.J.VETTERLEIN, "Review of radio frequency beamforming techniques for scanned and multiple beam antennas," IEE Proceedings, Vol. 137, Pt. H, n° 5, October 1990
- [I-3] D.V. THIEL and S.SMITH, "Switched Parasitic Antennas for Cellular Communications," Artech House, Boston, 2002
- [I-4] http://perso.club-internet.fr/f_bailly/Satellite/SYNTHESE.htm
- [I-5] P.F. COMBES, " Micro-ondes - Cours et exercices avec solutions, tome 2 : Circuits passifs, propagation, antennes", Dunod, 1997
- [I-6] L. THOUREL, " Les Antennes,. Calcul et conception des dispositifs en ondes centimétriques et millimétriques - tome 2 – ", Collection La Chevêche, 1990
- [I-7] R.J. MAILLOUX, " Phased Array Antenna Handbook ", Artech House, Boston, 1994
- [I-8] J. LIN and T. ITOH, " Active Integrated Antennas ", IEEE Trans.Microwave Theory and Techniques, Vol. 42, No. 12, December 1994, pp. 2186-2194
- [I-9] R.N. ASSALY and L.J. RICARDI, " A theoretical study of a multi-element scanning feed system for a parabolic cylinder ", IRE Trans., 1969, PGAP, pp. 601-605
- [I-10] J. RUZE, "Wide-angle metal-plate optics," Proc. IRE, 1950, (38), pp.53-69
- [I-11] R. K. LUNEBURG, "Mathematical theory of optics," University of California Press, 1964, p. 180
- [I-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)
- [I-13] W. ROTMAN and R. F. TURNER, "Wide-Angle Microwave Lens for Line Source Applications," IEEE Transactions on antennas and propagation, 1963, AP. 11, pp. 623-632
- [I-14] H. GENT, "The bootlace aerial," Royal Radar Establishment J., Oct. 1957, pp. 47-57
- [I-15] M.S. SMITH and A.K.S. FONG, "Amplitude performance of Ruze and Rotman lenses," Radio & Elec. Eng., 1983, 53, (9), pp. 329-336
- [I-16] M.S. SMITH, "Rotman lens multiple beamformers," Military Microwave Conference, Brighton, June 1986, pp. 279-289
- [I-17] D.T. THOMAS, "Multiple beam synthesis of low sidelobe patterns in lens fed arrays," IEEE Trans., 1978, AP-26, (6), pp. 883-886
- [I-18] M.S. SMITH, "Multiple beam crossovers for a lens-fed antenna array," J. of the Inst. of Elect. & Radio Eng., 1985, 55, (1), pp. 33-36

- [I-19] T. KATAGI, SEIJI MANO and SHIN-ICHI SATO, "An improved design method of Rotman Lens antenna," IEEE Trans. On Antenna and Propagation, Vol. AP-32, No. 5, May 1984, pp. 524-527
- [I-20] P.K. SINGHAL, P.C. SHARMA and R.D. GUPTA, "Comparison of the performance of the Rotman type lenses obtained by different approaches," Proc. IEEE TENCON -99, pp. 738-741
- [I-21] L. MUSA and M.S. SMITH, "Microstrip lens port design," IEEE AP-S Symposium, Philadelphia, USA, June 1986
- [I-22] A.Y. NAIZI, M.S. SMITH and D.E.N. DAVIS, "Microstrip and triplate lenses," Military Microwaves Conference, 1980, pp. 3-12
- [I-23] J.S. HERD and D.M. POZAR, "Design of a microstrip array fed by a Rotman lens," IEEE, AP-S, Int. Symp., Boston, Mass., 25-29 June 1984, Vol. 2, pp. 729-732
- [I-24] M. MAYBELL, "Printed Rotman lens-fed array having wide bandwidth, low sidelobes, constant beamwidth and synthesised radiation pattern," IEEE, AP-S, Int. Symp., Houston, Texas, 23-26 May 1983, pp. 373-376
- [I-25] A.K.S. FONG and M.S. SMITH, "A microstrip multiple beam-forming lens," Radio & Elec. Eng., 1984, 54, (7/8), pp. 318-320
- [I-26] L. MUSA and M.S. SMITH, "Microstrip port design and sidewall absorption for printed Rotman lenses," IEE Proc., Vol. 136, Pt. H, No. 1, February 1989, pp. 53-58
- [I-27] E.O. RAUSCH, A. F. PETERSON and W.WIEBACH, "A Low Cost, High Performance, Electronically Scanned MMW Antenna," Microwave J., January 1997, pp. 20-32
- [I-28] H. H. FUCHS and D. NÜBLER, "Design of Rotman lens for beamsteering of 94 GHz antenna array," Electronics Letters, 27 May 1999, Vol. 35, n° 11
- [I-29] A.F. PETERSON and E.O. RAUSCH, "Scattering matrix integral equation analysis for the design of a waveguide Rotman lens," IEEE Trans. on Antennas and Propagation, Vol. 47, No. 5, May 1999, pp. 870-878
- [I-30] R. A. SPARKS, N. SLAWSBY, J. PRINCE and J. MUNRO, "Eight beam prototype fiber optic Rotman lens," IEEE, Digest MWP '99, 1999
- [I-31] S. F. PEIK and J. HEINSTADT, "Multiple beam microstrip array fed by Rotman lens," Antennas and Propagation, 1995., Ninth International Conference on (Conf. Publ. N° 407), 1995, pp. 348 –351, Vol.1
- [I-32] A. A. SHISHEGAR and S. SAFAVI-NAEINI, "Multiple beam microstrip array fed by Rotman lens," Antennas and Propagation Society International Symposium, 1996. AP-S. Digest, Vol.3, 1996, pp.2012-2015
- [I-33] Y. M. TAO and G. Y. DELISLE, "Lens-fed multiple beam array for millimeter wave indoor communications," Antennas and Propagation Society International Symposium, 1997. IEEE., 1997 Digest, pp. 2206 –2209, Vol.4

- [I-34] M.C.D. MADDOCKS and M.S. SMITH, "Flat-plate steerable antennas for satellite communications and broadcast reception," IEE Proceedings-H, Vol. 138, No. 2, April 1991, pp. 159–168
- [I-35] K. K. CHAN and S. K. RAO, "A Rotman lens feed network for a hexagonal array of oversized radiating elements," Antennas and Propagation Society International Symposium, 2000. IEEE , Vol. 1, 2000, pp. 202-205
- [I-36] L.T. HALL, D. ABBOTT and H. J. HANSEN, "Design and simulation of a high efficiency Rotman lens for mm-wave sensing applications," Microwave Conference, 2000 Asia-Pacific , 2000, pp. 1419-1422
- [I-37] N. YUAN, J. S. KOT and A. J. PARFITT, "Analysis of Rotman lenses using a hybrid least squares FEM/transfinite element method," IEE Proceedings, Microwaves Antennas Propagation, Vol. 148, n°3, June 2001, pp. 193-198
- [I-38] J. BLASS, "Multi-directional antenna – new approach top stacked beams," IRE International Convention record, Pt. 1, 1960, pp. 48-50
- [I-39] J. BLASS, "Blass matrix for shaped beam conformal antenna," Conference on aerospace antennas, IEE (Conference Publication n° 77), London, UK, 1971, pp. 280
- [I-40] R.C. HANSEN, " Microwave Scanning Antennas," Vol. 1, 2, 3, Array Systems, New York : Academic Press, 1966
- [I-41] K.K. CHAN, L.C. MARTINS and D.F.ZIMCIK, " Multiple shaped beam forming with modified Blass matrix," JINA'86, CNET, Cap d'Ail, 1986, p. 349-353
- [I-42] P.J. WOOD, " An efficient matrix feed for an array generating overlapped beams," ICAP 87, IEE, London, UK, 1987, Vol. 1, pp. 371-374
- [I-43] Z. KOWALCZYK, "Design of Blass matrix for multiple-beam antenna," Electronics & Telecommunications Letters, Vol. 3, No. 5-6, 1988, pp.137-142
- [I-44] K. K. CHAN, D. FAUBERT and R. MARTIN, "Multiple beam antenna feed networks," Proceedings of Nice International Conference on Antennas, CNET, La Turbie, France; 1990, pp.333-336
- [I-45] M. BONNEDAL, I. KARLSSON and K. VAN'T KLOOSTER, "A dual beam slotted waveguide array antenna for SAR applications," ICAP 91, IEE, London, UK, 1991, Vol. 2, pp. 559-562
- [I-46] L. BING, C. YIHONG, J. NIANHUA, F. ZHENHAI, T. SUNING and R.T. CHEN, " Photonic phased-array antenna system based on detector-switched optical Blass matrix true-time-delay steering and heterodyne RF generation," Proc. SPIE Vol. 4087, Applications of Photonic Technology 4. Closing the Gap between Theory, Development, and Applications. Photonics North 2000. Roger A. Lessard and George A. Lampropoulos, Eds., p.1004-1007
- [I-47] S. J. VETTERLEIN and P. S. HALL, "Multiple beam microstrip patch array with integrated beamformer," IEE Proceedings-H, Vol. 138, n°2, April 1991, pp. 176-184

- [I-48] S. MOSCA, F. BILOTTI, A. TOSCANO and L. VEGNI, "A novel design method for Blass matrix beam-forming networks," IEEE Trans. on Antennas and Propagation, Vol. 50, n°2, February 2002, pp. 225-232
- [I-9] J. BUTLER and R. LOWE, "Beam-Forming Matrix Simplifies Design of Electrically Scanned Antennas," Electronic Design, April 12, 1961
- [I-50] J. P. SHELTON and R. HOWE, "Multiple beams for linear arrays," IRE Trans. on Ant. & Prop., March 1961, pp. 154-161
- [I-51] J. P. SHELTON, "Fast Fourier Transforms and Butler Matrices," Proc. of the IEEE, March 1968, pp. 350
- [I-52] Y.T. LO and S.W. LEE, "Antenna Handbook," Van Nostrand Reinhold Company Inc., New York, 1988
- [I-53] J. P. MUENZER, "Properties of linear phased arrays using Butler matrices," Standard Elektrik Lorenz A G, Stuttgart, NTZ 1972, Heft 9, pp. 419-422
- [I-54] H. J. MOODY, "The Systematic design of the Butler matrix," IEEE Trans., 1964, pp. 786-788
- [I-55] T. MACNAMARA, "Simplified Design Procedure for Butler Matrices Incorporating 90° Hybrids or 180° Hybrids," IEE Proc. H, Microwave and Antenna and Propagation, pp. 50-54, February 1987
- [I-56] B. PATTAN, "Robust Modulation Methods & Smart Antennas in Wireless Communications", © 2000 by Prentice Hall PTR, Prentice Hall, Inc., Upper Saddle River, New Jersey 07458
- [I-57] W.A. SANDRIN, "The Butler matrix transponder", Comsat Technical Review, Vol. 4, No. 2, 1974, pp. 319-345
- [I-58] C. EDWARDS, B. PIROLLO and F. BAYLE, "L-band output network", INMARSAT-3, IEE Colloquium on, 21 Nov. 1991, pp. 601-611
- [I-59] J.J. SCHUSS, T. CARLSON, R. FRANCOIS, P. MALONEY, A. ROHWER, J. UPTON, L. WARDLE and R. SMITH, "Design of the Iridium phased array antennas", Antennas and Propagation Society International Symposium, 1993 AP-S Digest, Vol. 1, 28 Jun.- 2 Jul. 1993, pp. 218-221
- [I-60] S.F. PEIK, B. JOLLEY and R.R. MANSOUR, "High temperature superconductive Butler matrix beam former for satellite applications", Microwave Symposium Digest, 1999 IEEE MTT-S International, Vol. 4, 1999, pp. 1543-1546
- [I-61] S.J. FOTI and T. MACNAMARA, "Design of wideband Butler matrices using Schiffman lines", Multiple Beam Antennas and Beamformers, IEE Colloquium on, 21 Nov. 1989, pp. 5/1-5/8
- [I-62] B.M. SCHIFFMAN, "A new class of broadband microwave 90 deg phase shifters", IRE Trans. on Microwave Theory and Techniques, April 1958, pp. 232-237

- [I-63] K. UEHARA, T. SEKI and K. KAGOSHIMA, "A planar sector antenna for indoor high-speed wireless communication terminals", Antennas and Propagation Society International Symposium, 1997. IEEE., Digest, Vol. 2, 13-18 Jul. 1997, pp. 1352-1355
- [I-64] D. MADRID, B. VIDAL, A. MARTINEZ, V. POLO, J.L. CORRAL and J. MARTI, "A novel 2N beams heterodyne optical beamforming architecture based on NxN optical Butler matrices", Microwave Symposium Digest, 2002 IEEE MTT-S International, Vol. 3, 2002, pp. 1945-1948
- [I-65] R. COMITANGELO, D. MINERVINI and B. PIOVANO, "Beam forming networks of optimum size and compactness for multibeam antennas at 900 MHz ", Antennas and Propagation Society International Symposium, IEEE., 1997 Digest, Vol. 4, 13-18 Jul. 1997, pp. 2127 -2130
- [I-66] M. MAHMOUDI, E.S. SOUSA and H. ALAVI, "Adaptive sector size control in a CDMA system using Butler matrix", Vehicular Technology Conference, 1999 IEEE 49th, Vol. 2, No. 2, Jul. 1999, pp. 1355-1359
- [I-67] O. LAFOND and M. HIMDI, "Multibeam antenna in millimeter waves", 32nd European Microwave Conference 2002 (EuMC 2002), Milan, Italy, 24-26 Sept. 2002
- [I-68] C. CHATENET, "Etude de dispositifs rayonnants millimétriques à lentilles diélectriques alimentées par des antennes imprimées. Application à la réalisation de systèmes de télécommunication haut débit.", Thèse soutenue le 10 nov. 1999 à l'université de Limoges, n° d'ordre : 33-1999
- [I-69] D. BIDOUE, "Contribution à l'étude d'antennes fort gain. Applications dans le domaine millimétriques", Thèse soutenue le 28 mai. 2003 à l'université de Limoges, n° d'ordre : 14-2003
- [I-70] W.D. WHITE, "Pattern limitation in multiple beam antennas", IRE Trans. on Ant. & Prop., July 1962, pp. 430-436
- [I-71] J.L. ALLEN, "A theoretical limitation on the formation of lossless multiple beams in linear array", IRE Trans. on Ant. & Prop., July 1961, pp. 350-352
- [I-72] S. STEIN, "On cross coupling in multiple beam antennas", IRE Trans. on Ant. & Prop., Sept. 1962, pp. 548-557
- [I-73] Y. TAO and G.Y. DELISLE, "Multiple beam antenna arrays for indoor communications", rapport annuel d'activités 1997-1998, pp. 25-28
http://www.gel.ulaval.ca/~telecom/rapports_annuels/97-98/Section_I/YumingT.pdf
- [I-74] T. SEKI, K. UEHARA, and K. KAGOSHIMA, NTT Wireless Systems Laboratories, "30 GHz Multibeam antenna using bi-layer Butler Matrix circuits", Proceedings of ISAP '96, CHIBA, Japan, pp 161 - 164.

Sites Internet ayant aidés à la recherche bibliographique

Ces sites ont été classés par ordre d'intérêt :

[1] Le site de l'INIST réservé aux unités CNRS

<http://www.inist.fr/bibliosciences/>

[2] Le site de l'IEEE Xplore pour toute recherche de publications dans des journaux et conférences IEEE et IEE (site payant)

<http://ieeexplore.ieee.org/Xplore/DynWel.jsp>

[3] Le site de l'IEE Online Journals (site payant)

<http://ioj.iee.org.uk/>

[4] Le site de ScienceDirect (site gratuit)

<http://www.sciencedirect.com/>

[5] Le site de l'université de Limoges afin d'obtenir des revues et des thèses en ligne (site gratuit)

<http://www.unilim.fr/scd/>

[6] Le site des MOTL (Microwave and Optical Technology Letters) (site gratuit)

<http://www3.interscience.wiley.com/cgi-bin/jtoc?ID=37176>

[7] Le site de la maison d'édition ARTECH HOUSE (site payant)

<http://www.artechhouse.com/>

CHAPITRE II - MATRICES DE BUTLER : ETUDE THEORIQUE

* * * * *

- ❑ INTRODUCTION
- ❑ LES COMPOSANTS INTRINSEQUES A LA MATRICE DE BUTLER
- ❑ FAISCEAUX DISPONIBLES POUR UNE MATRICE DE BUTLER
- ❑ GENERALISATION DES MATRICES DE BUTLER D'ORDRE N
- ❑ LES MATRICES DE BUTLER DANS LE DOMAINE MILLIMETRIQUE
- ❑ OUTILS DE SIMULATION UTILISES
- ❑ CONCLUSION

I- Introduction

Lors du chapitre précédent, nous avons opté pour **la matrice de Butler** comme **dispositif passif à multiples faisceaux** pour la suite de cette thèse. Les différents avantages qu'elle présentait et les diverses confrontations avec d'autres techniques de pointages ont permis de faire ce choix.

La suite logique de ce mémoire implique une étude plus approfondie des matrices de Butler standard (sans faisceau dans l'axe) et non standard (avec faisceau dans l'axe). Nous verrons donc dans un premier temps **les composants** nécessaires au bon fonctionnement d'un tel système qui sont au nombre de trois, à savoir : **les coupleurs 3 dB**, **les déphaseurs** et **les croisements**. Pour chacun de ces éléments, plusieurs types de configurations microrubans trouvés dans la littérature, sont soulignés.

A posteriori, les matrices de Butler génériques (2x2) puis 4x4 et 8x8 seront examinées. Le nombre de faisceaux disponibles et **les combinaisons des faisceaux** seront abordés ainsi que l'influence du pas d'un réseau linéaire sur les lobes de réseaux et sur la dynamique des lobes secondaires. Les différentes remarques apportées, que cela soit au sujet des recouvrements de faisceaux, des valeurs de gradients de phase ou encore de leurs formes matricielles, nous amèneront à une analyse générale de la matrice de Butler NxN.

Enfin une analyse du **domaine millimétrique** et de la **technologie microruban** dans lesquels devront évoluer les matrices sera effectuée. Ceci permettra de montrer l'enjeu stratégique de la maîtrise de cette bande de fréquence qui n'est pas certes sans poser des problèmes du point de vue technologique. Les différentes familles de **matériaux diélectriques** seront exposées et le choix du substrat (le duroïd 6002) sera explicité.

A partir de là, l'usage de **simulateurs** basés sur des méthodes parfois différentes (**FDTD**, méthode des moments, ...) sera nécessaire pour approcher au plus près des mesures expérimentales des réalisations à venir. Une importance particulière sera notamment portée aux coûts de ces réalisations.

II- Les composants intrinsèques à la matrice de Butler

La matrice de Butler est constituée de trois composants que sont les coupleurs 3-dB, les déphaseurs et les croisements. Ces éléments sont maintenant examinés en technologie imprimée microruban.

II-1 Les coupleurs 3-dB

Les coupleurs directifs sont des dispositifs passifs disposant de quatre ports et permettant aux sorties de recueillir une puissance proportionnelle à l'entrée : ce sont des diviseurs de puissance [II-1]. On pourra distinguer les grandes classes de coupleurs directifs (*fig. II-1*) que sont les coupleurs par proximité (contra-directif) et les coupleurs à jonctions (co-directif).

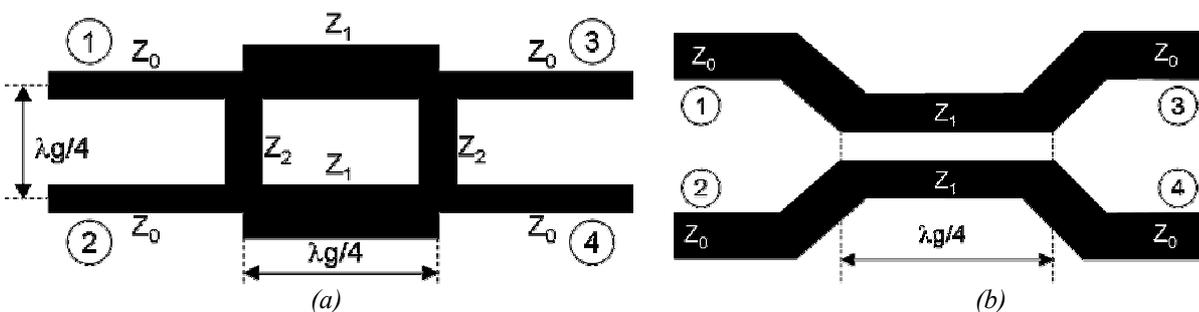


Figure II-1 – Exemples de coupleurs directifs en technologie microruban, (a) à jonctions, (b) par proximité.

L'utilisation du coupleur se retrouve dans de nombreux systèmes électroniques. Le diplexeur, qui a pour fonction de coupler sur la même antenne deux canaux de largeur de bandes très différentes en laissant découplés leurs émetteurs respectifs, requiert en général l'usage de deux coupleurs 3-dB, par exemple. Ce coupleur 3-dB est le plus employé, nous nous intéresserons en particulier aux coupleurs 3-dB à jonctions en échelle (*fig. II-1(a)*), appelés aussi coupleurs hybrides, ou hybrides tout simplement, et aux coupleurs 3 dB à jonctions en anneau. En effet dans une matrice de Butler, ce sont des coupleurs (3-dB, 90°) codirectifs et des coupleurs (3-dB, 180°) contradirectifs qui sont employés. Ces deux types de coupleur 3-dB, respectivement à déphasage 90° et 180° employés dans les matrices de Butler standard et non standard vont maintenant être examinés.

a) Le coupleur (3-dB, 90°) à jonctions ou hybride

Le coupleur hybride est étudié en détail dans l'annexe 2. Son rôle est de diviser la puissance d'entrée et de la répartir équitablement en amplitude sur les deux ports de sortie, le dernier port étant isolé grâce à une charge 50Ω en général. Cependant ces deux ports de sortie sont déphasés de 90° l'un de l'autre. Ce déphasage est dû au tronçon de ligne de longueur quart d'onde ($\lambda g/4$) entre les ports 3 et 4 (*fig. II-2*).

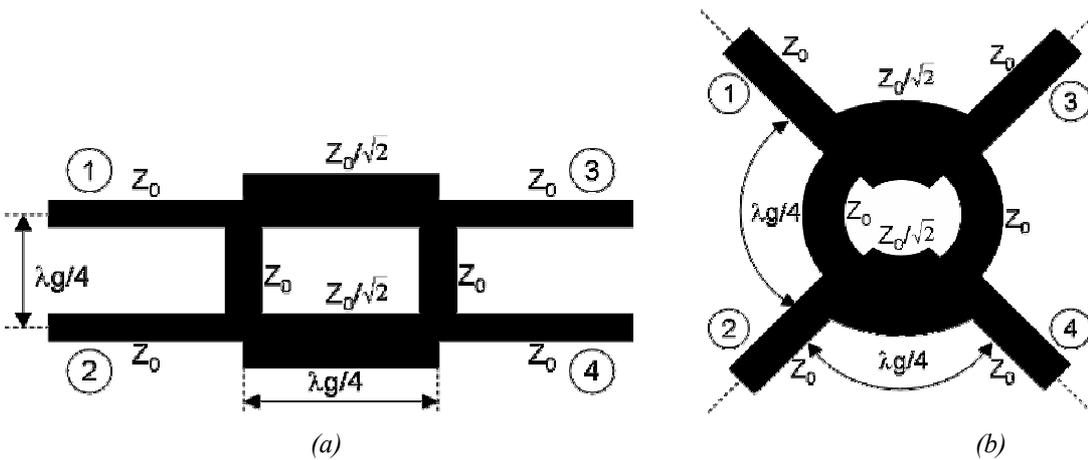


Figure II- 2 – Coupleurs hybrides, (a) en échelle [III-2], (b) en anneau [III-3].

Les différents tronçons quart d’onde sont présents pour assurer l’adaptation d’impédance. Il y a deux types de tronçons de ligne quart d’onde. Entre les ports 1 et 2 et entre les ports 3 et 4 nous avons une ligne quart d’onde d’impédance caractéristique Z_0 équivalente à celle des ports d’entrée et de sorties du coupleur. Enfin, entre les ports 1 et 3 et entre les ports 2 et 4, nous avons une ligne quart d’onde d’impédance caractéristique $Z_0/\sqrt{2}$ pour obtenir le couplage de 3 dB. Le changement de la valeur de l’impédance caractéristique de ces tronçons donne lieu à une répartition différente de puissance. On peut ainsi assez facilement recueillir des couplages compris entre 3 et 9 dB, au-delà des problèmes technologiques se posent notamment pour la réalisation des lignes de forte impédance caractéristique (en effet, nous verrons plus tard que le fait d’augmenter l’impédance caractéristique d’une ligne microruban, diminue de façon importante sa largeur physique et donc accentue la difficulté de sa réalisation).

Ce coupleur est employé généralement de deux manières différentes dans une matrice de Butler : en diviseur de puissance (fig. II-3(a)) ou en combineur de puissance (fig. II-3(b)), selon que l’on soit en émission ou en réception.

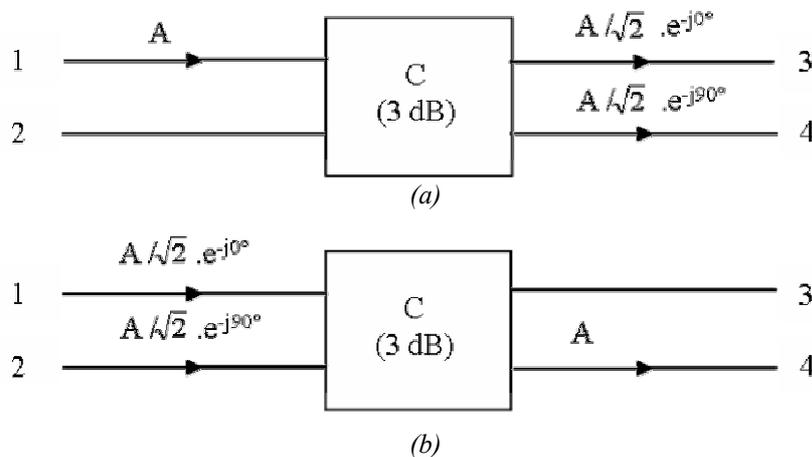


Figure II-3 - Fonctionnement du coupleur (3-dB, 90°), (a) en diviseur d’onde de puissance, (b) en combineur de puissance.

Remarque :

Une utilisation simultanée des ports d'entrée de la matrice de Butler peut être faite pour produire plusieurs faisceaux. Dans ce cas particulier, le coupleur se voit attribuer deux signaux d'amplitude et de phase différente en entrée.

b) Le coupleur (3-dB, 180°) en anneau

Cet hybride (*fig. II-4*) est composé d'une structure annulaire de circonférence de une fois et demi la longueur d'onde guidée (λ_g) des lignes microrubans employées, avec une disposition de quatre ports. Les conditions de conception indiquent que le rapport de la puissance divisée peut atteindre au maximum 9 dB [II-1].

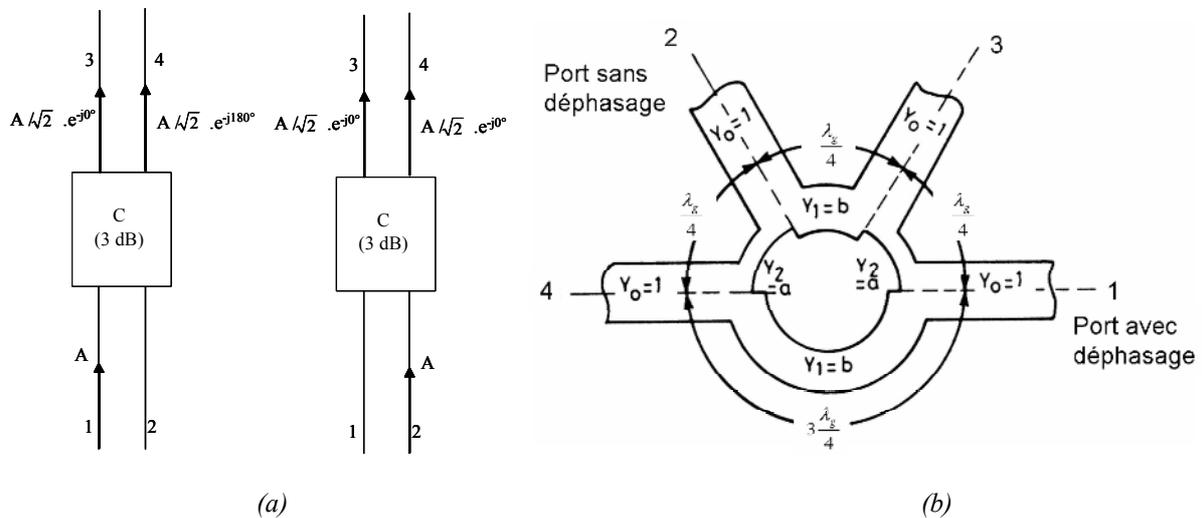


Figure II-4 – Coupleur (3 dB, 180°), (a) schéma explicatif, (b) version microruban de la structure.

En posant :

- Y_0 : admittance d'entrée et de sortie du dispositif
- Y_1 : première admittance annulaire
- Y_2 : seconde admittance annulaire

on obtient les relations suivantes :

- conditions d'adaptation : $a^2 + b^2 = 1$ ou $Y_1^2 + Y_2^2 = Y_0^2$
- rapport de la puissance divisée : $(a / b)^2$

Ainsi pour un coupleur 3 dB et une admittance $Y_0 = 1/Z_0$, on a :

- $Z_2 = \sqrt{3} \cdot Z_0$ (soit pour $Z_0 = 50 \Omega$, $Z_2 = 86,6 \Omega$)
- $Z_1 = \sqrt{3/2} \cdot Z_0$ (soit pour $Z_0 = 50 \Omega$, $Z_1 = 61,2 \Omega$)

On notera que, contrairement au coupleur (3-dB, 90°), le coupleur (3-dB, 180°) n'est pas symétrique, aussi selon le port d'entrée choisi le déphasage aura lieu ou pas (si l'on choisi l'entrée 1, on a un déphasage de 180° entre les ports de sortie 3 et 4).

II-2 Les déphaseurs fixes

Dans ce paragraphe, nous ne parlerons pas des déphaseurs variables à commande électronique, c'est-à-dire de 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 microruban : les lignes de transmission à retard de phase.

Ces types de déphaseurs sont les plus usités dans les matrices de Butler en technologie imprimée. Cette technique de fabrication du circuit, par couches laminées, interdit la réalisation de structure de type coaxiale permettant un mode de propagation TEM (Transverse Electro-Magnétique). Cependant on distingue les lignes microrubans (*fig. II-5(a)*), dans lesquelles le conducteur principal se situe au-dessus d'un plan de masse, et les lignes rubans, dans lesquelles le conducteur principal est pris en sandwich entre ses deux plans de masse (*fig. II-5(b)*). La ligne microruban est une des structures de guidage pour circuits micro-ondes et millimétriques, parmi les plus connues. Bien que sa géométrie soit relativement simple, cette structure ne supporte pas une onde TEM pure, mais une onde quasi TEM. En outre, le fait est que son plan de masse soit porté à un potentiel constant lui assure le retour des courants et lui confère une impédance caractéristique uniforme. On notera de plus que la vitesse de propagation est d'environ un quart plus rapide que dans celle d'une ligne ruban.

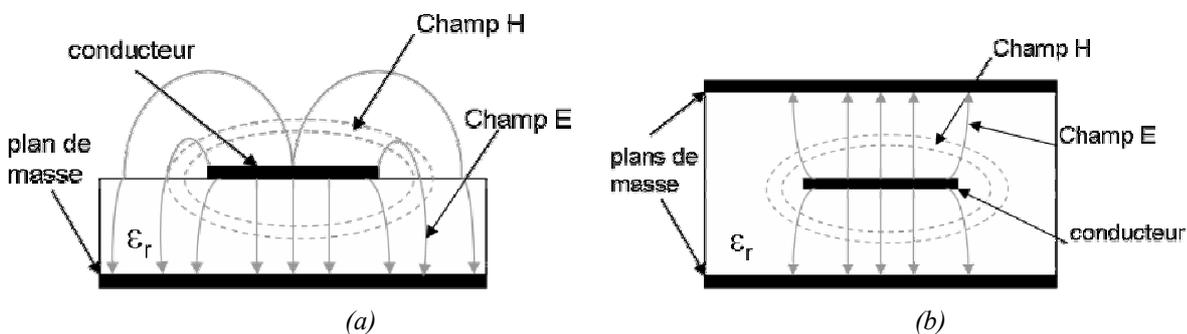


Figure II-5 – Configuration des lignes, (a) microruban (microstrip), (b) ruban (stripline).

La ligne microruban possède une certaine longueur d'onde guidée à une fréquence particulière. Cette longueur représente la distance entre deux crêtes de l'onde guidée et est équivalent à un cycle de phase (360°). Pour créer un retard de phase θ avec une ligne microruban par rapport à

une autre, on ajoute donc une longueur de ligne supplémentaire ΔL (fig. II-6) de telle manière que :

$$\Delta L = \theta \cdot \lambda_g/360 \quad (\text{II-1})$$

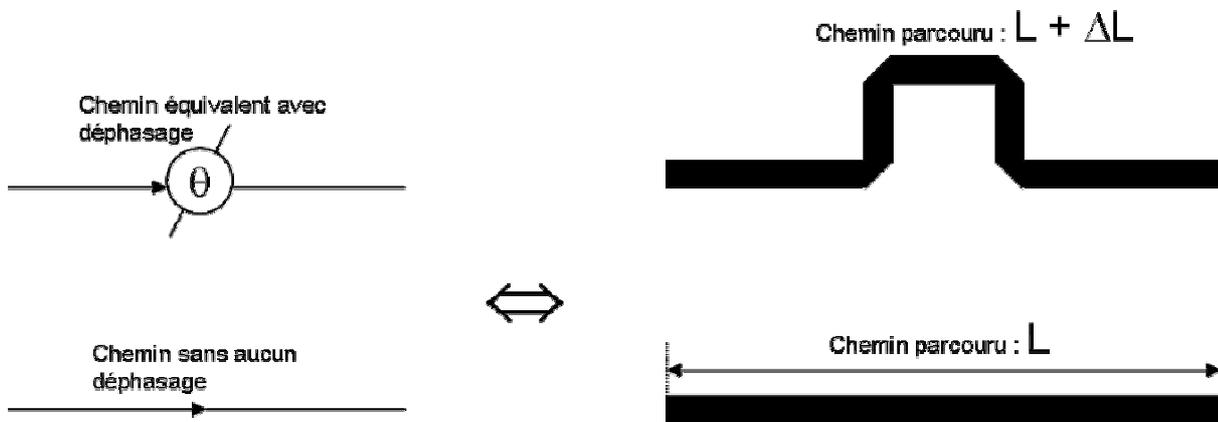


Figure II-6 – Equivalence d'un déphasage créée à l'aide de lignes à retard de phase en technologie microruban.

Remarques :

- Le rajout d'un tronçon de ligne modifie la valeur de l'impédance ramenée sauf dans le cas particulier où l'impédance caractéristique de la ligne est identique à l'impédance de charge à ramener. Il sera donc possible de créer un déphasage, sans pour autant modifier l'impédance ramenée.
- Récemment, l'utilisation de lignes ouvertes (« open stubs ») d'une demi longueur d'onde dans les matrices de Butler 4x4 a amélioré les caractéristiques de phase relative entre les ports de sortie [II-4]. En effet, le stub représente une piste de dimension réduite par rapport aux autres interconnexions, dont l'une des extrémités est reliée à une piste principale et l'autre est fermée sur elle-même ou sur une impédance de charge. Les signaux transmis se trouvent perturbés par ces excroissances, à cause des réflexions qu'elles engendrent. Ils peuvent alors agir soit en tant que résonateur, soit comme une capacité diminuant le temps de montée du signal. Dans le cas présent, les stubs sont insérés du côté opposé aux déphaseurs -45° contenus dans la matrice. A la fréquence centrale de fonctionnement, l'impédance ramenée par les stubs est infinie. Alors, en déterminant les impédances caractéristiques des stubs ouverts de telle façon que les variations de phase des lignes à retard et des stubs soient les mêmes au voisinage de la fréquence centrale, il est possible d'obtenir des différences de phase relatives constantes entre les ports de sortie.

II-3 Les croisements

Dans une matrice de Butler 4x4, nous avons vu qu'il existait deux croisements. Plusieurs manières de les réaliser en technologie microruban sont possibles. 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 avait été choisie [II-5]. Le croisement avait été réalisé par une feuille d'or rectangulaire sur une couche d'isolant diélectrique mince (fig. II-7).

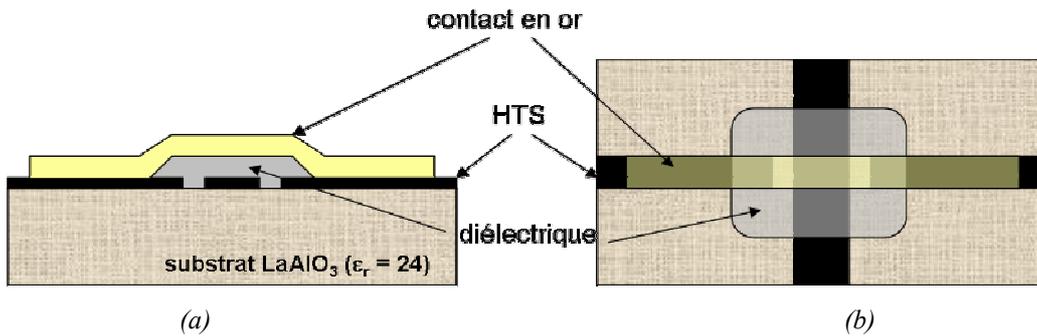


Figure II-7 – Croisement à pont multicouche, (a) coupe transversale, (b) vue de dessus.

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 lorsque l'on monte en fréquence. Une étude a été faite pour substituer ce type de croisement à une version entièrement planaire de la matrice Butler sans pont [II-6]. Elle consiste à remplacer le croisement par deux jonctions hybrides (3-dB, 90°) mis bout à bout (fig. II-8). Ce type de jonction est appelé aussi coupleur 0 dB.

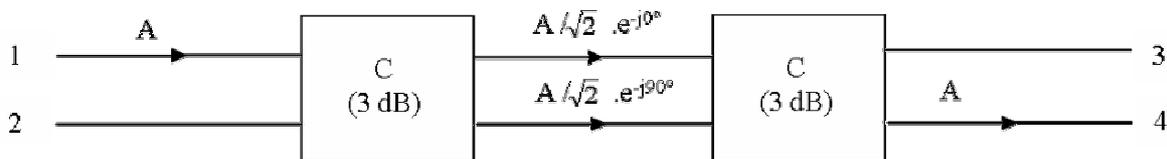


Figure II-8 – Schématisation du coupleur 0 dB.

Ce procédé a déjà été réalisé à 2.53 GHz (fig. II-9) sur une matrice Butler 4x4 planaire [II-7]. Toutefois le nombre d'hybrides utilisé s'en trouve considérablement augmenté (pour une matrice 4x4, on en a deux fois plus), ce qui a pour effet de produire des pertes supplémentaires, surtout lorsque l'on monte en fréquence.

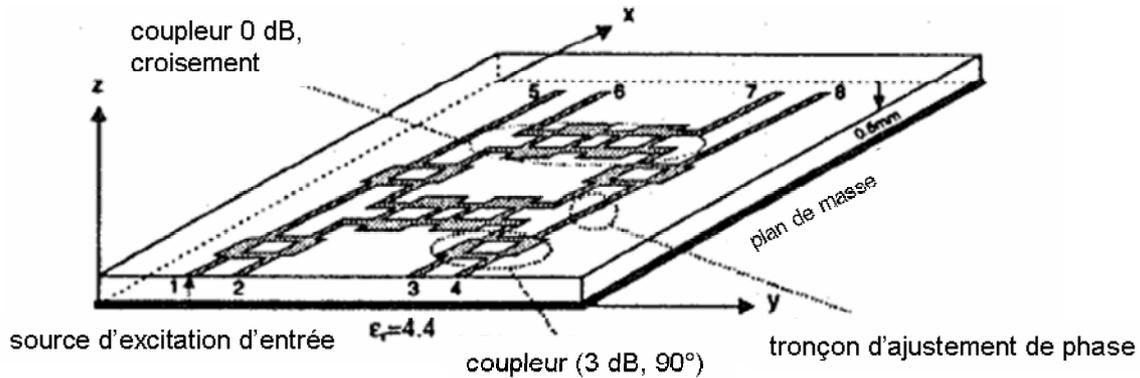


Figure II-9 – Matrice de Butler entièrement planaire 4x4 utilisant des coupleurs 0 dB.

Il existe un autre type de coupleur qui remplit à la fois la fonction de coupleur (3-dB, 90°) et la fonction de croisement, ce coupleur nécessite l'emploi d'une structure bicouche. Il est couramment appelé coupleur à double face [II-8]. C'est un coupleur contra-directif qui affiche une certaine ressemblance avec les coupleurs par proximité. Ce type de coupleur sera analysé ultérieurement.

Enfin, on peut citer un dernier type de croisement qui emploie une structure bicouche. Le croisement s'effectue grâce au passage d'une face à une autre du signal, au moyen de via ou de fentes (fig. II-10). Les résultats montrent [II-9] que la mise en œuvre de transitions coaxiales entre deux lignes microrubans gravées sur des niveaux différents présente un comportement satisfaisant jusqu'à environ 50 GHz. Il est cependant apparu que les dimensions de la ligne coaxiale étaient des paramètres assez critiques. En ce qui concerne les transitions ligne/fente/ligne, on obtient des résultats assez identiques. Néanmoins, cette technique d'alimentation par fentes de couplage, en comparaison de la technique de transition coaxiale, permet d'éviter une étape technologique délicate : la réalisation du trou métallisé.

Pour les deux techniques, autour de 40 GHz, l'adaptation est de l'ordre de -15 dB et les pertes sont inférieures à 0,5 dB.

Remarque : il faut deux transitions pour créer un croisement.

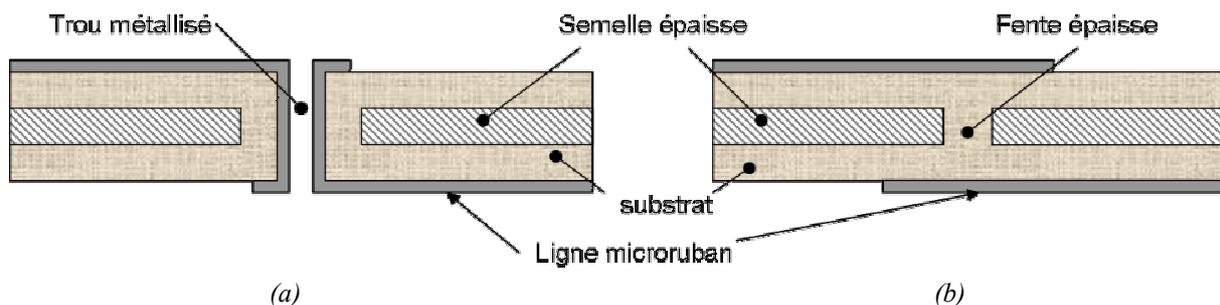


Figure II-10 – coupe transversale des transitions, (a) transition coaxiale, (b) transition ligne/fente/ligne.

III- Faisceaux disponibles pour une matrice de Butler

Maintenant que les bases des composants d'une matrice de Butler en technologie microruban sont établies, les caractéristiques propres à la matrice peuvent être abordées, à savoir les gradients de phase reçus en sortie de la matrice en fonction du signal appliqué à une ou plusieurs de ses entrées. Dans un cas simple, l'évolution de l'apport de ce gradient sur le dépointage d'un réseau linéaire sera analysée.

Dans un premier temps, la version générique (2x2), puis la version 4x4, 8x8, et NxN sont considérées. Pour chacune d'elle, un modèle de la version standard (sans faisceau dans l'axe) et non standard (avec faisceau dans l'axe) est avancé. Pour chaque matrice un réseau linéaire régulier de pas d , variant de $0,4\lambda_0$ à λ_0 , avec une antenne imprimée carrée employée comme source élémentaire rayonnante (directivité 6,5 dB) et fonctionnant sur son mode principal à 41,5 GHz, est adopté. Les faisceaux correspondants aux ports d'entrée sont numérotés avec les lettres L (*Left*) et R (*Right*) faisant référence aux côtés gauche et droit, respectivement de l'axe principal. Ainsi les faisceaux 0 et R-L font références aux faisceaux dans l'axe et aux faisceaux rasants, quasiment à l'horizontal appelé aussi à rayonnement longitudinal.

Enfin, un logiciel d'analyse de réseaux « *SARA* », dont on expliquera le fonctionnement dans un prochain paragraphe, est utilisé pour traiter les résultats.

III-1 Version générique de la matrice de Butler

La matrice de Butler 2x2 est la version générique. Si l'on se réfère aux formules du premier chapitre, elle ne contient pas de croisement, pas de déphaseur et un seul coupleur 3 dB. La matrice de Butler 2x2 est par conséquent un simple coupleur 3-dB.

L'analyse qui est présentée ici (*tableau II-1*) regroupe en détail les propriétés et les performances de cette version générique sous la forme de schémas, tableaux et graphiques pour l'alimentation d'un réseau linéaire de deux éléments imprimés carrés fonctionnant à la fréquence centrale de 41,5 GHz.

Cette étude est découpée en deux parties : les matrices standards employant les coupleurs (3-dB, 90°) et les matrices non-standards offrant un faisceau dans la direction de la normale au réseau d'antennes. Pour chaque version est présentée :

- Un schéma simplifié de la matrice avec la correspondance de ses ports d'accès aux faisceaux obtenus grâce à un jeu de couleurs.
- L'expression matricielle de sa fonction de transfert sans perte.
- Les gradients de phase obtenus sur ses ports de sortie lors de l'alimentation de ses ports d'entrée.
- L'évolution du dépointage, de l'ouverture à mi-puissance, de la directivité du lobe principal, de la dynamique des lobes secondaires et du niveau de recouvrement des lobes principaux en fonction du pas du réseau d'antennes d pris entre $0,4\lambda_0$ et λ_0 .

La prise de connaissance de ses caractéristiques et de ses performances permettra de déterminer le pas du réseau d à choisir pour un cahier des charges donné (notamment pour une couverture du système généralement fixé à 120°).

Matrice de Butler 2x2	
Version standard (sans faisceau dans l'axe)	Version non standard (avec faisceau dans l'axe)
<div style="display: flex; justify-content: space-around; align-items: center;"> <div style="text-align: center;">←</div> <div style="text-align: center;">Réseau d'antennes</div> <div style="text-align: center;">→</div> </div> <div style="display: flex; justify-content: space-around; align-items: center;"> <div style="text-align: center;">←</div> <div style="text-align: center;">Ports de sortie</div> <div style="text-align: center;">→</div> </div> <div style="display: flex; justify-content: space-around; align-items: center;"> <div style="text-align: center;">←</div> <div style="text-align: center;">Coupleurs 3 dB</div> <div style="text-align: center;">→</div> </div> <div style="display: flex; justify-content: space-around; align-items: center;"> <div style="text-align: center;">←</div> <div style="text-align: center;">Ports d'entrée</div> <div style="text-align: center;">→</div> </div>	
Résultats sous forme matricielle	
$MBS_{2 \times 2} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} e^{j.0^\circ} & e^{-j.90^\circ} \\ e^{-j.90^\circ} & e^{j.0^\circ} \end{bmatrix}$	$MBNS_{2 \times 2} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} e^{j.0^\circ} & e^{-j.180^\circ} \\ e^{j.0^\circ} & e^{j.0^\circ} \end{bmatrix}$

Matrice de Butler 2x2 (suite)	
Version standard (sans faisceau dans l'axe)	Version non standard (avec faisceau dans l'axe)
Gradients de phase correspondant aux voies de sorties	
<ul style="list-style-type: none"> ▪ Voie 1L : - 90° ▪ Voie 1R : + 90° 	<ul style="list-style-type: none"> ▪ Voie 1R-L : 180° ▪ Voie 0 : 0°
Evolution du dépointage en fonction du pas du réseau d	
Evolution de l'ouverture à mi-puissance en fonction du pas du réseau d	
Evolution de la dynamique des lobes secondaires en fonction du pas du réseau d	

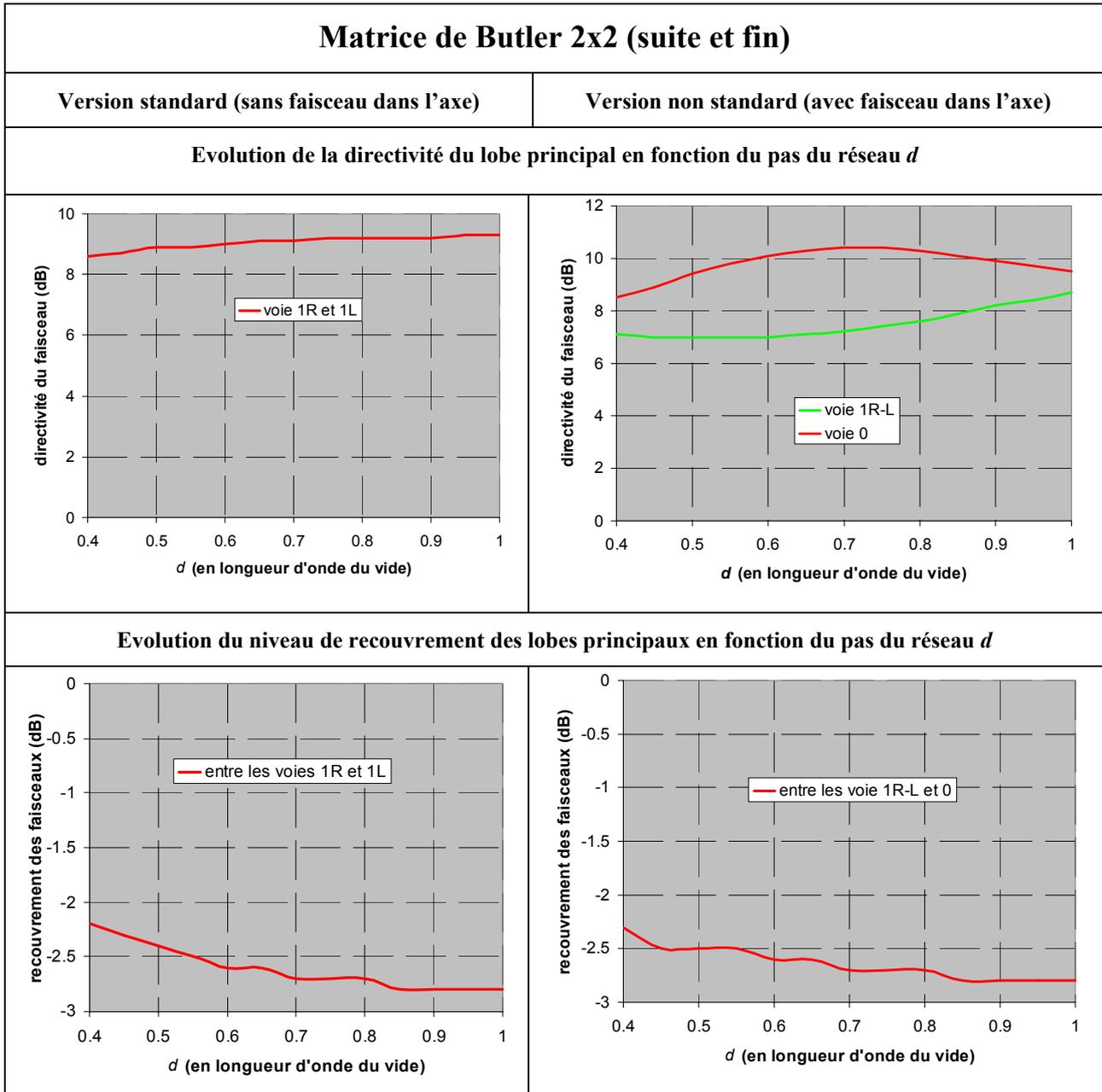


Tableau II-1 – Performances de la matrice de Butler 2x2.

Cette matrice standard 2x2 est, bien entendu, le coupleur (3-dB, 90°), démontré dans l'annexe 2. Ainsi pour trouver les pondérations en amplitude et en phase sur les voies de sorties, il faut juste connaître celle appliquée sur les voies d'entrée grâce à sa forme matricielle.

Exemple : On désire appliquer un signal sur la voie 1R unitaire et rien sur la voie 1L pour une matrice de Butler standard 2x2. Le vecteur d'entrée sera donc (1, 0) et le vecteur de sortie S :

$$S = [MBS_{2 \times 2}] \times \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 \\ e^{-j.90^\circ} \end{bmatrix}.$$

On a donc des ports de sortie de même amplitude (moitié de la puissance entrée), avec un gradient de phase égal à + 90°.

Remarque importante : Si on commute les voies 1R et 1L simultanément avec le même signal – vecteur d’entrée (1,1) – on obtient un vecteur de sortie ($\exp(-j.45^\circ)$, $\exp(-j.45^\circ)$), c'est-à-dire un gradient de phase nul et par conséquent un faisceau dans l’axe.

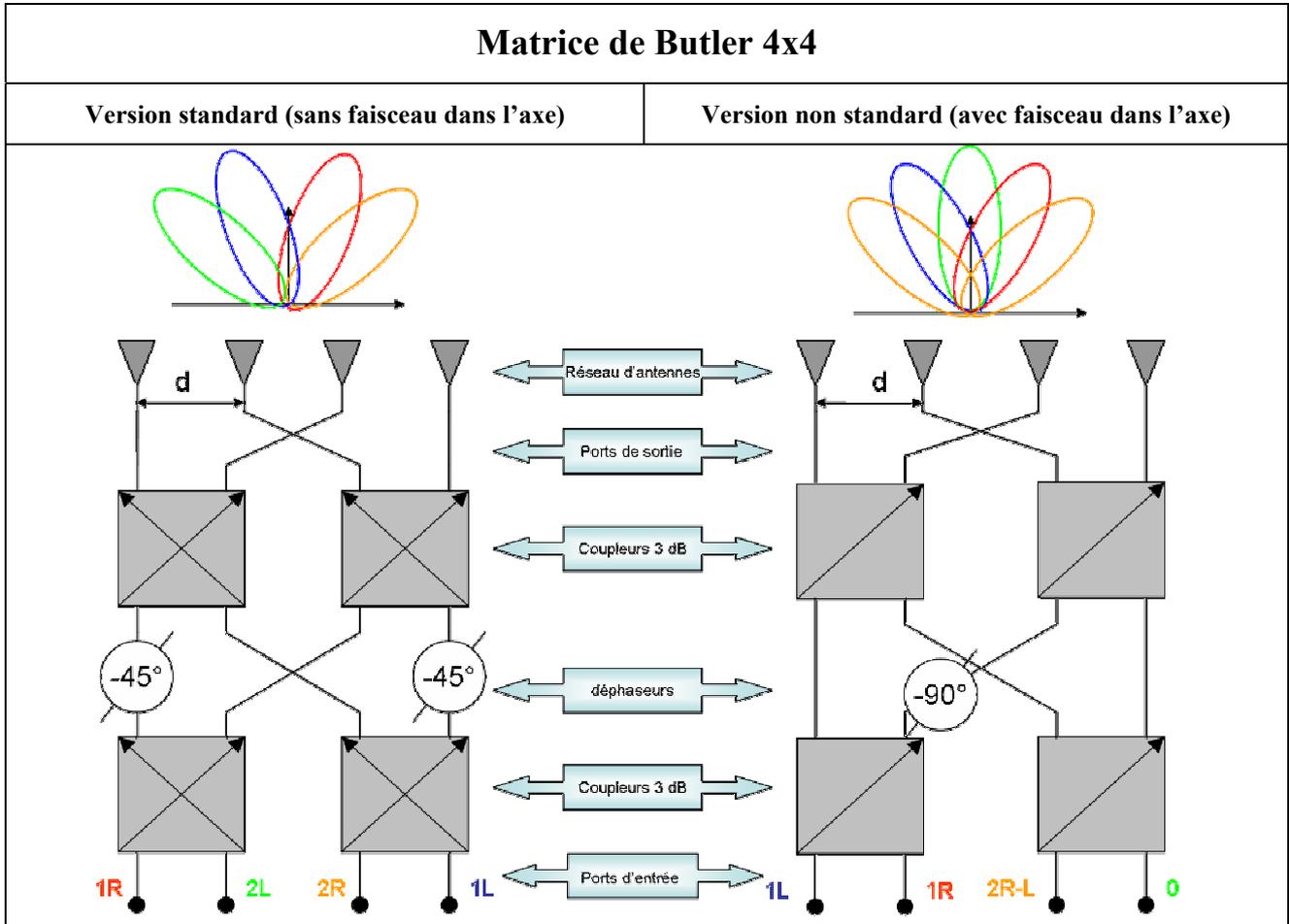
III-2 La matrice de Butler 4x4

Cette matrice emploie quatre coupleurs 3 dB, deux croisements et un ou deux déphaseurs selon que se place dans le cas d’une matrice non standard ou standard. En outre elle offre plus de faisceaux que la précédente, cependant son circuit est bien plus complexe à réaliser.

Dans une première partie nous verrons donc ses performances et ses propriétés. Puis dans une seconde partie, la commutation de plusieurs de ses ports d’entrée est présentée afin de montrer la souplesse et l’agilité de formation de faisceaux qu’elle peut nous offrir.

a) Performances et propriétés de la matrice de Butler 4x4

Cette analyse de la matrice de Butler 4x4 est présentée de la même manière que sa version générique (même découpage : standard et non-standard, schémas, forme matricielle, évolutions, ...) et elle est récapitulée sous la forme du *tableau II-2*.



Matrice de Butler 4x4 (suite)

Version standard (sans faisceau dans l'axe)

Version non standard (avec faisceau dans l'axe)

Résultats sous forme matricielle

$$MBS_{4 \times 4} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} e^{-j.45^\circ} & e^{-j.135^\circ} & e^{-j.90^\circ} & e^{-j.180^\circ} \\ e^{-j.90^\circ} & e^{j.0^\circ} & e^{-j.225^\circ} & e^{-j.135^\circ} \\ e^{-j.135^\circ} & e^{-j.225^\circ} & e^{j.0^\circ} & e^{-j.90^\circ} \\ e^{-j.180^\circ} & e^{-j.90^\circ} & e^{-j.135^\circ} & e^{-j.45^\circ} \end{bmatrix}$$

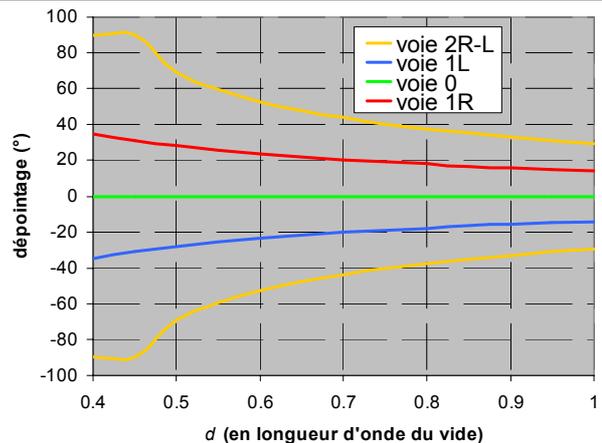
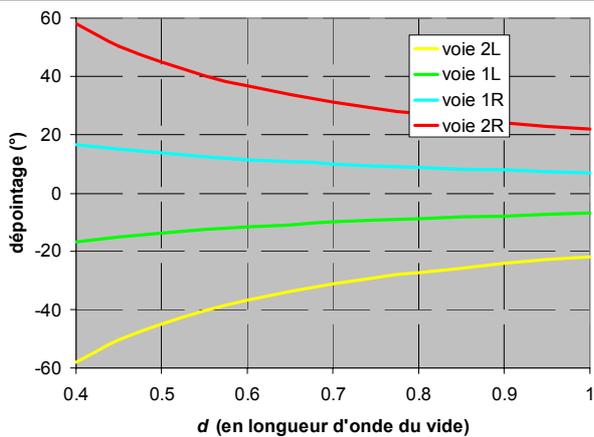
$$MBNS_{4 \times 4} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} e^{j.0^\circ} & e^{j.0^\circ} & e^{j.0^\circ} & e^{j.0^\circ} \\ e^{-j.270^\circ} & e^{-j.90^\circ} & e^{-j.180^\circ} & e^{j.0^\circ} \\ e^{-j.180^\circ} & e^{-j.180^\circ} & e^{j.0^\circ} & e^{j.0^\circ} \\ e^{-j.90^\circ} & e^{-j.270^\circ} & e^{-j.180^\circ} & e^{j.0^\circ} \end{bmatrix}$$

Gradients de phase correspondant aux voies de sorties

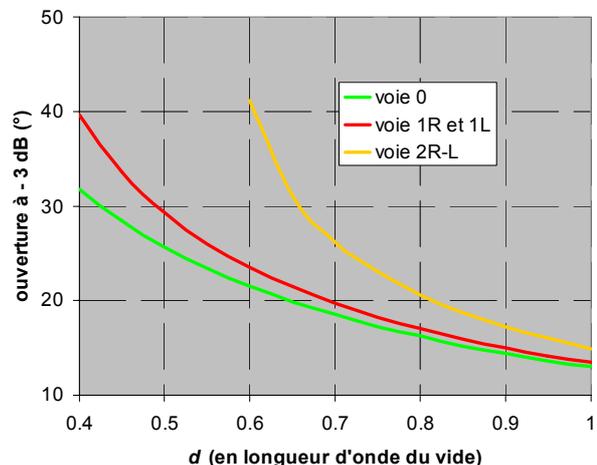
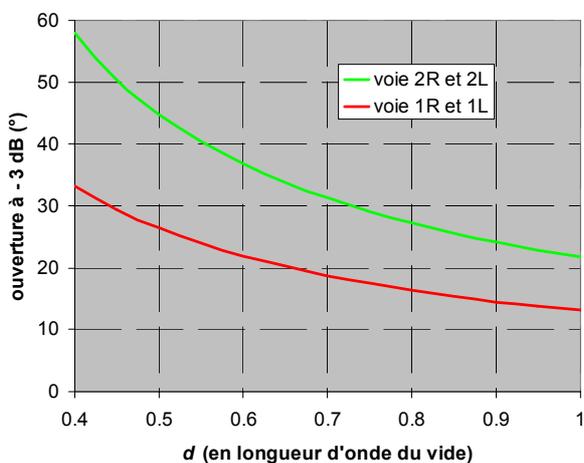
- Voie 2L : - 135°
- Voie 1L : - 45°
- Voie 1R : + 45°
- Voie 2R : + 135°

- Voie 1L : - 90°
- Voie 1R : + 90°
- Voie 1R-L : 180°
- Voie 0 : 0°

Evolution du dépointage en fonction du pas du réseau d



Evolution de l'ouverture à mi-puissance en fonction du pas du réseau d



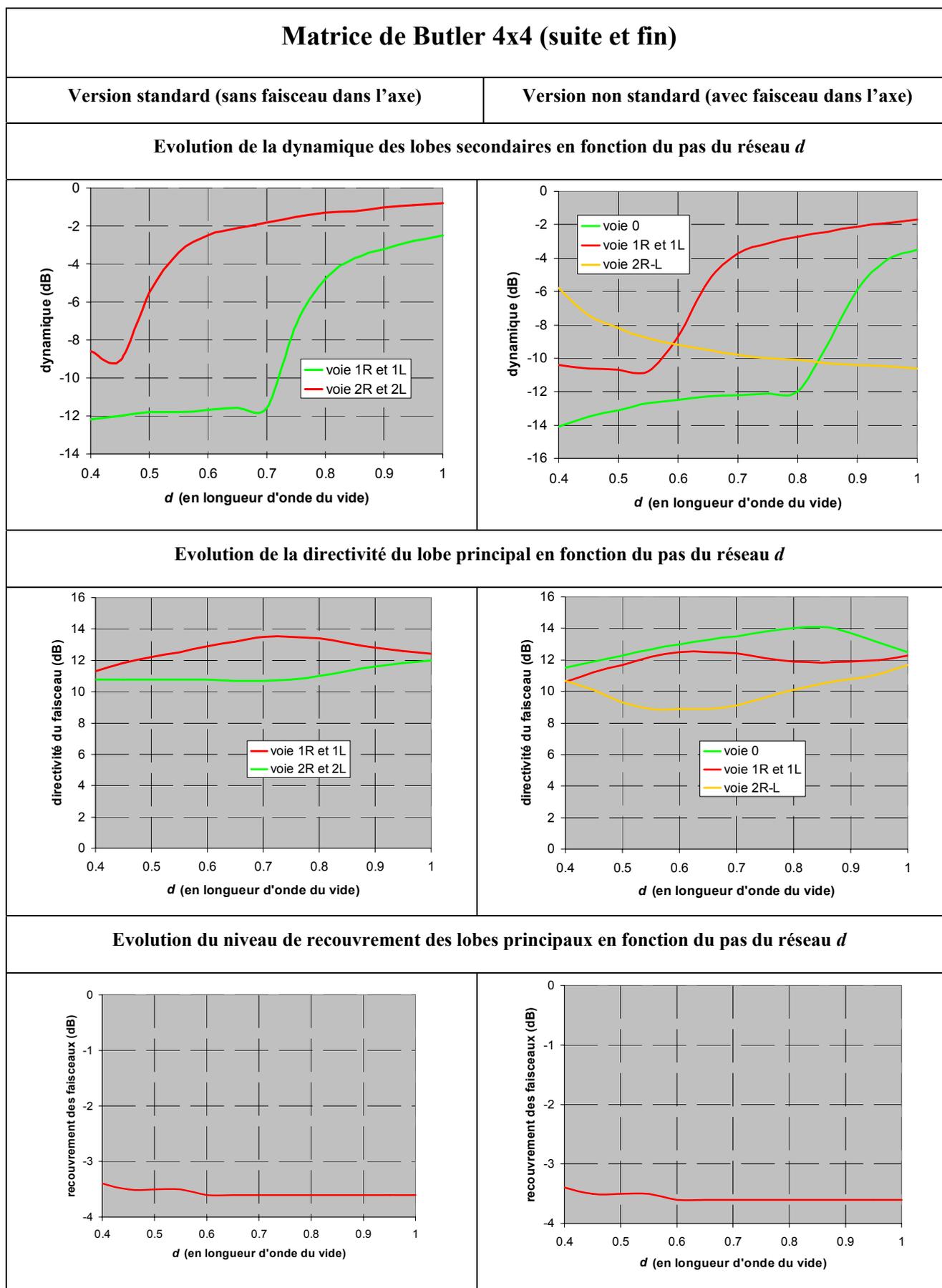


Tableau II-2 – Performances de la matrice de Butler 4x4.

Ces différentes analyses font apparaître des points très intéressants :

- Les valeurs des déphaseurs sont des multiples de $\pi/4$ pour la matrice utilisant des coupleurs (3-dB, 90°) et de $\pi/2$ pour celle utilisant des coupleurs (3-dB, 180°).
- La présence des lobes de réseaux peut être évitée ou du moins atténuée au vu de l'évolution de la dynamique des lobes secondaires en fonction du pas du réseau.
- Le pas du réseau fixe la couverture du système et sa directivité. Par exemple pour une matrice standard, un pas de réseau d fixé à $0,45\lambda_0$ offre une dynamique des lobes secondaires maximale pour une couverture globale d'environ 150° , mais il présente aussi une directivité minimale. Au contraire pour une valeur de d à $0,7\lambda_0$ on obtient une couverture globale moindre, d'environ 90° , mais une directivité maximale pour les voies 1R et 1L.
- Un compromis doit être trouvé entre la zone à balayer par le système et la directivité à fournir. Pour une matrice standard, un bon compromis est donné pour un pas de réseau d situé entre $0,45\lambda_0$ et $0,7\lambda_0$. Pour une matrice non-standard, le pas de réseau d se situe légèrement au-dessus entre $0,55\lambda_0$ et $0,8\lambda_0$.
- Le recouvrement des faisceaux est quasi constant et égal à -3,6 dB.

Ces dispositifs sont donc très intéressants, d'autant plus qu'ils peuvent être employés de façon à obtenir un balayage électronique (commutation séquentielle des faisceaux), mais aussi de façon à obtenir une combinaison de faisceaux par l'intermédiaire d'une combinaison des signaux d'entrée de la matrice.

Ces combinaisons vont maintenant faire l'objet d'une étude plus détaillée dans la prochaine partie.

b) Combinaisons de faisceaux à l'aide d'une matrice de Butler

La commutation de plusieurs ports d'entrée simultanément apporte un choix plus appréciable de faisceaux. Un total de 11 combinaisons supplémentaires est possible avec des signaux identiques de même amplitude et de même phase. Ces combinaisons peuvent être effectuées à l'aide d'un multiplexeur en amont de la matrice ou à l'aide de ponts de Wilkinson par exemple.

En ce qui concerne les combinaison de deux voies d'entrée, elles ont été effectuées avec des signaux identiques (même amplitude, même phase) et avec des signaux en opposition de phase (même amplitude, mais avec un déphasage de π entre les signaux). En effet celles-ci présentent des caractéristiques particulièrement intéressantes.

L'ensemble de ces combinaisons sont établies dans l'**annexe 3** pour des matrices standards et non standards. Les résultats sont donnés sous forme de diagrammes de rayonnement de type polaire, les gains étant normalisés à 0 dB, pour un pas de réseau linéaire d'antennes fixé à $0,7\lambda_0$. Cette distance a été choisie afin de mieux montrer l'effet des combinaisons de voies d'entrée sur les dépointages (en effet un pas important permet une couverture moindre et donc une visibilité des faisceaux extrêmes plus importante au détriment de la dynamique des lobes principaux par rapport aux lobes de réseaux).

Dans l'**annexe 3**, toutes les combinaisons ne sont pas représentées car certaines peuvent être obtenues par symétrie (exemple : la combinaison de la voie 1L et 2L est identique par symétrie à celle de la voie 1R et 2R par rapport à l'axe principal).

On constate pour une matrice standard, que la combinaison de deux faisceaux adjacents n'entraîne pas la fusion de ceux-ci en un seul faisceau lorsque les signaux d'entrée sont en phase. La seule exception (*fig. II-11*) s'accomplit pour la combinaison des voies 1R et 1L (c'est-à-dire pour les faisceaux les plus proches de l'axe principal). Par contre le cas contraire s'établit lorsque les signaux sont en opposition de phase.

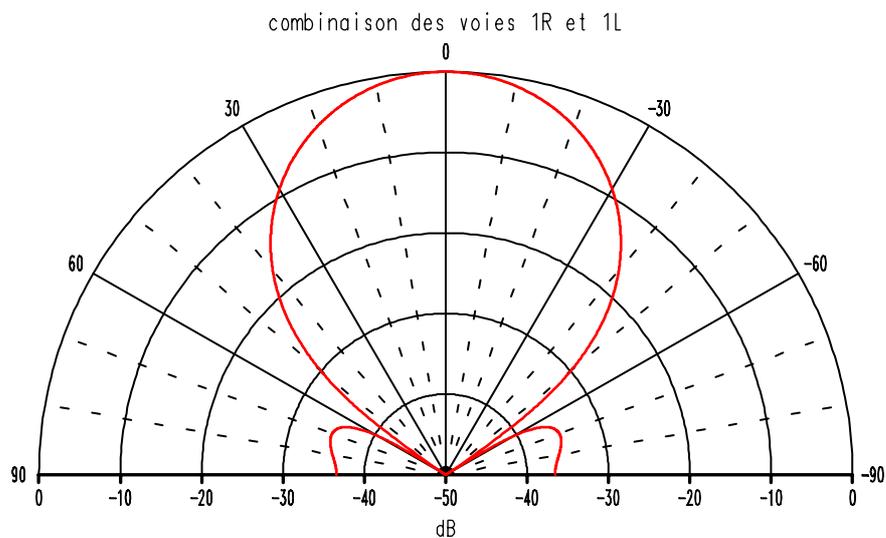


Figure II-11 – Diagramme de rayonnement correspondant à la combinaison des faisceaux 1R et 1L.

Ainsi nous pouvons rajouter trois faisceaux intéressants en plus des quatre existants pour une matrice standard :

- un faisceau dans l'axe principal au moyen de la combinaison des voies 1R et 1L pour des signaux en phase,
- un faisceau pointant entre les faisceaux 1L et 2L grâce à la combinaison des voies 1L et 2L pour des signaux en opposition de phase,
- son symétrique grâce à la combinaison des voies 1R et 2R pour des signaux en opposition de phase.

Ce constat peut s'appliquer aussi aux matrices non-standard par l'ajout de quatre faisceaux supplémentaires dont les signaux sont en opposition de phase.

En règle générale, lors d'une combinaison de voies d'entrée d'une matrice de Butler standard, les faisceaux créés ne se recouvrent pas : ils sont distincts.

Pour le cas des combinaisons de voies d'entrée d'une matrice non standard, on observe lorsque les signaux sont en phase et que les faisceaux sont adjacents un couplage des faisceaux produits. Ils ont tendance à se repousser créant un léger creux entre eux (exemple de la combinaison des voies 1L et 0 avec un recouvrement à -6 dB). Lorsque l'on se place dans le cas de signaux en opposition de phase, les faisceaux au contraire fusionnent.

Une exception est cependant faite lorsque les quatre voies d'entrée sont alimentées simultanément par des signaux identiques. Ceux-ci se recombinent vers une sortie, c'est-à-dire vers une source rayonnante. On a alors le diagramme de rayonnement d'une antenne.

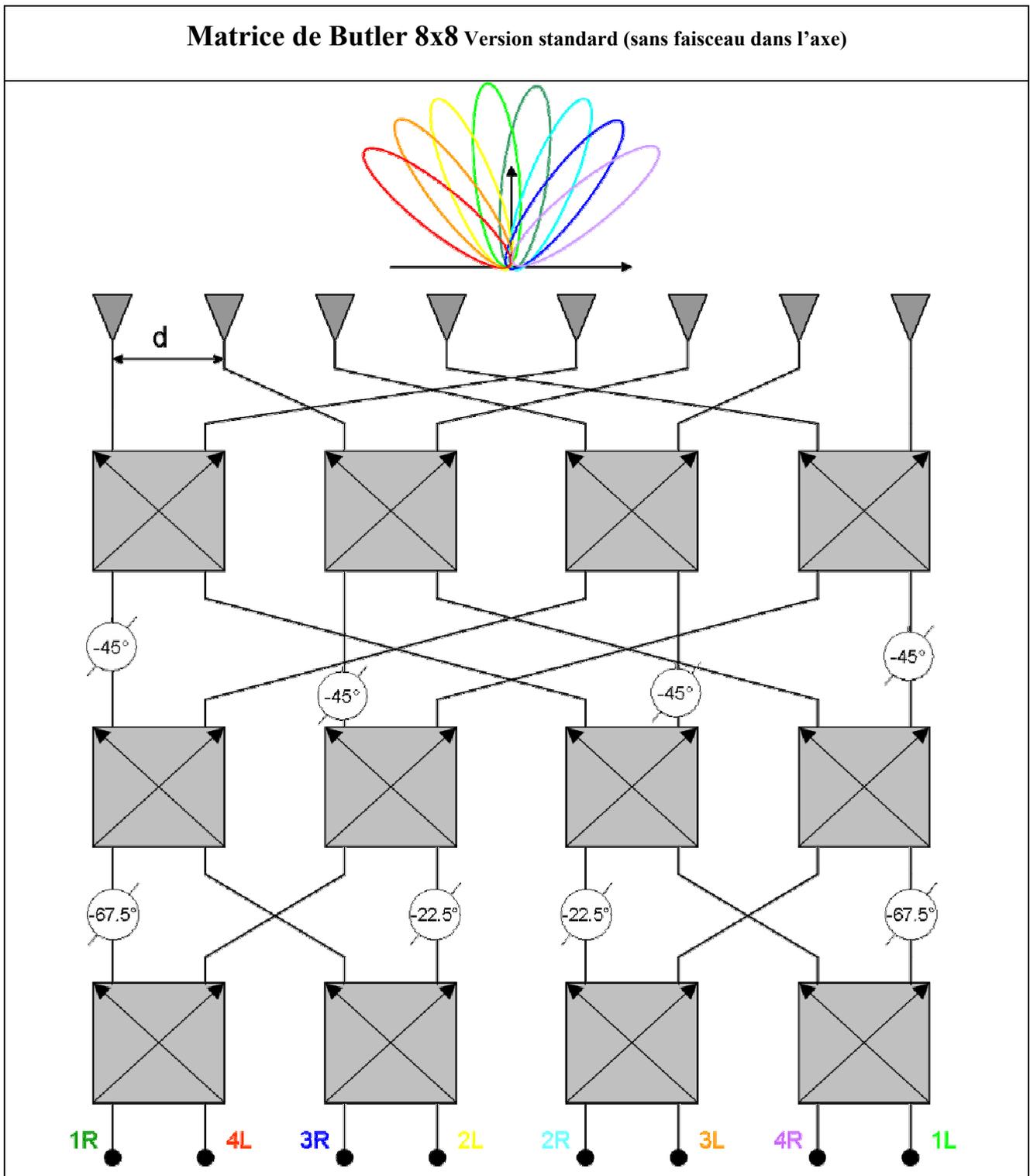
III-3 Les matrices de Butler 8x8

La matrice de Butler d'ordre 8 offre la possibilité de piloter 8 faisceaux. Elle est constituée de 12 coupleurs 3 dB, 16 croisements et de 8 déphaseurs pour la matrice standard et de seulement 5 déphaseurs pour la matrice non standard. Beaucoup plus complexe que celle d'ordre 4, elle présente néanmoins des caractéristiques plus attrayantes.

Comme pour les cas des versions génériques et d'ordre 4, les propriétés et les performances de ce dispositif seront présentées sous forme de synthèse dans des tableaux.

a) Forme standard de la matrice de Butler d'ordre 8

L'analyse de la matrice de Butler 8x8 se présente de la même manière que sa version d'ordre 4. On aura donc son schéma de base, sa forme matricielle, les gradients de phase correspondants à ses sorties et ses diverses évolutions liées au pas du réseau. Cette synthèse est récapitulée sous la forme du *tableau II-3*.



Matrice de Butler 8x8 Version standard (sans faisceau dans l'axe)

(suite)

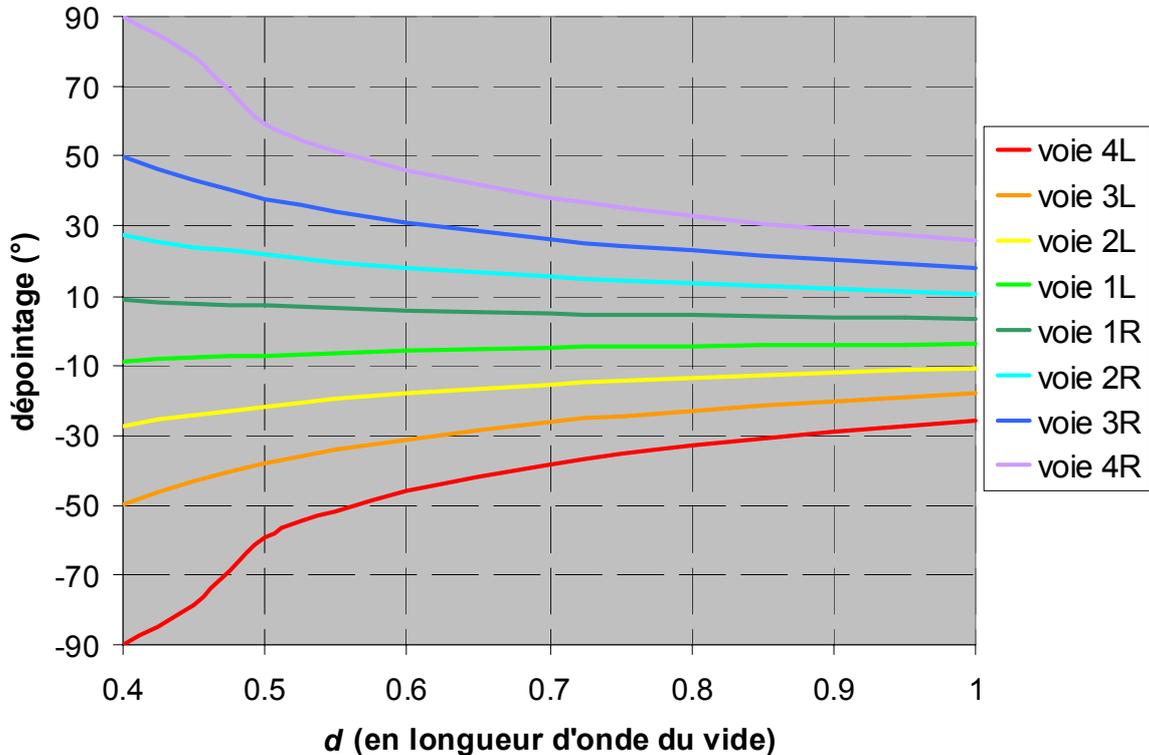
Résultats sous forme matricielle

$$MBS_{8 \times 8} = \frac{1}{2\sqrt{2}} \begin{bmatrix} e^{-j.112,5^\circ} & e^{-j.202,5^\circ} & e^{-j.135^\circ} & e^{-j.225^\circ} & e^{-j.112,5^\circ} & e^{-j.202,5^\circ} & e^{-j.180^\circ} & e^{-j.270^\circ} \\ e^{-j.135^\circ} & e^{-j.45^\circ} & e^{-j.247,5^\circ} & e^{-j.157,5^\circ} & e^{-j.180^\circ} & e^{-j.90^\circ} & e^{-j.337,5^\circ} & e^{-j.247,5^\circ} \\ e^{-j.157,5^\circ} & e^{-j.247,5^\circ} & e^{-j.0^\circ} & e^{-j.90^\circ} & e^{-j.247,5^\circ} & e^{-j.337,5^\circ} & e^{-j.135^\circ} & e^{-j.225^\circ} \\ e^{-j.180^\circ} & e^{-j.90^\circ} & e^{-j.112,5^\circ} & e^{-j.22,5^\circ} & e^{-j.315^\circ} & e^{-j.225^\circ} & e^{-j.292,5^\circ} & e^{-j.202,5^\circ} \\ e^{-j.202,5^\circ} & e^{-j.292,5^\circ} & e^{-j.225^\circ} & e^{-j.315^\circ} & e^{-j.22,5^\circ} & e^{-j.112,5^\circ} & e^{-j.90^\circ} & e^{-j.180^\circ} \\ e^{-j.225^\circ} & e^{-j.135^\circ} & e^{-j.337,5^\circ} & e^{-j.247,5^\circ} & e^{-j.90^\circ} & e^{-j.0^\circ} & e^{-j.247,5^\circ} & e^{-j.157,5^\circ} \\ e^{-j.247,5^\circ} & e^{-j.337,5^\circ} & e^{-j.90^\circ} & e^{-j.180^\circ} & e^{-j.157,5^\circ} & e^{-j.247,5^\circ} & e^{-j.45^\circ} & e^{-j.135^\circ} \\ e^{-j.270^\circ} & e^{-j.180^\circ} & e^{-j.202,5^\circ} & e^{-j.112,5^\circ} & e^{-j.225^\circ} & e^{-j.135^\circ} & e^{-j.202,5^\circ} & e^{-j.112,5^\circ} \end{bmatrix}$$

Gradients de phase correspondant aux voies de sorties

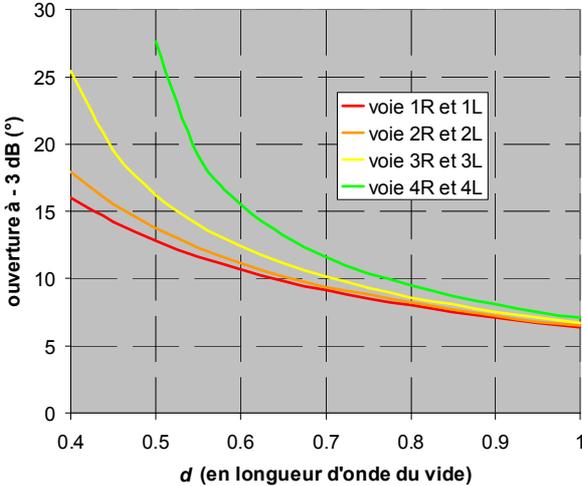
- | | |
|--|--|
| <ul style="list-style-type: none"> ▪ Voie 1L : - 22,5° ▪ Voie 2L : - 67,5° ▪ Voie 3L : - 112,5° ▪ Voie 4L : - 157,5° | <ul style="list-style-type: none"> ▪ Voie 1R : + 22,5° ▪ Voie 2R : + 67,5° ▪ Voie 3R : + 112,5° ▪ Voie 4R : + 157,5° |
|--|--|

Evolution du dépointage en fonction du pas du réseau *d*

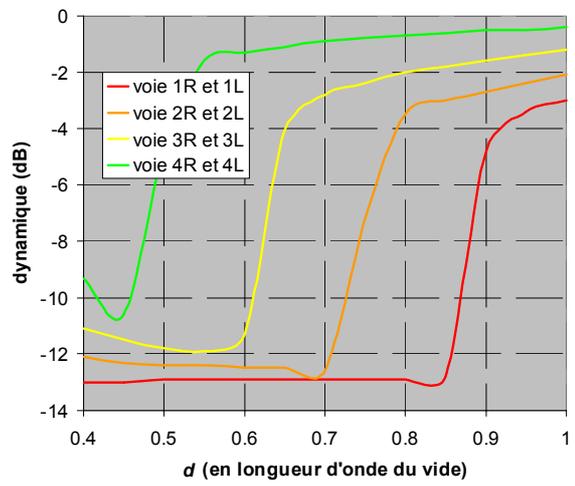


Matrice de Butler 8x8 Version standard (sans faisceau dans l'axe)

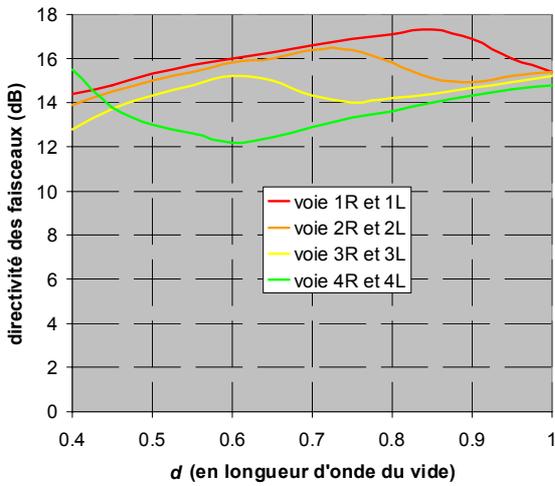
Evolution de l'ouverture à mi-puissance en fonction du pas du réseau d



Evolution de la dynamique des lobes secondaires en fonction du pas du réseau d



Evolution de la directivité du lobe principal en fonction du pas du réseau d



Evolution du niveau de recouvrement des lobes principaux en fonction du pas du réseau d

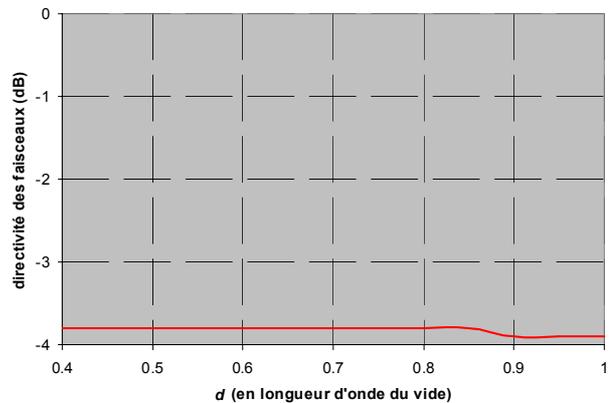


Tableau II-3 – Performances de la matrice de Butler 8x8 standard.

Cette matrice est composée de trois niveaux de coupleurs. On peut la dissocier en deux matrices d'ordre 4 identiques juxtaposées avec un niveau de 4 coupleurs situés juste au-dessus. On pourra noter aussi que les valeurs de ses déphaseurs sont des multiples de $\pi/8$.

Comme précédemment, le choix de la couverture offert par les faisceaux détermine le pas du réseau.

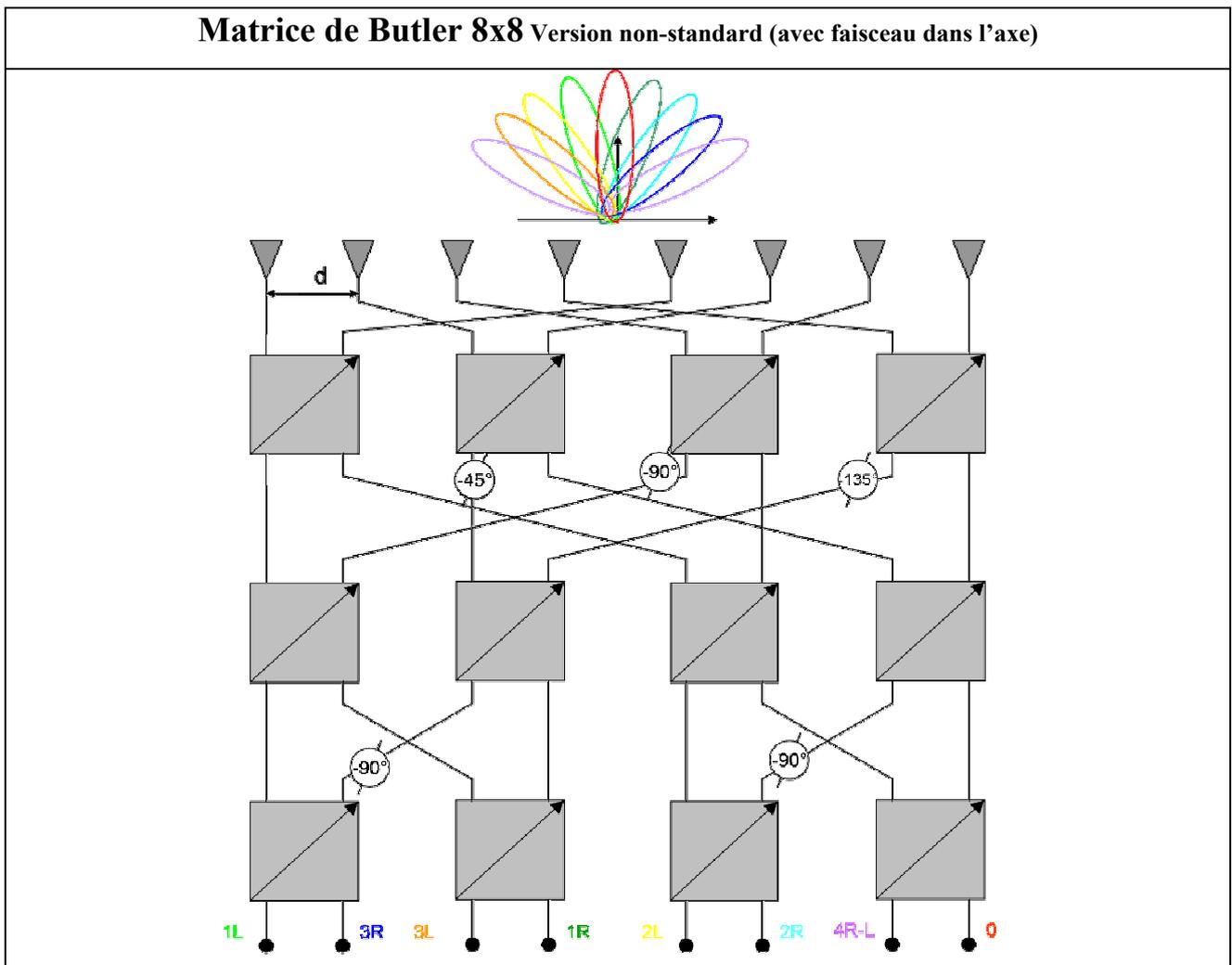
Un bon compromis entre la zone à balayer par le système et la directivité à fournir est donné pour un pas de réseau d situé entre $0,45\lambda_0$ et $0,85\lambda_0$ pour une couverture évoluant entre 180° et 80° .

Quant au recouvrement des faisceaux, il est quasi constant et égal à $-3,8$ dB

Comme pour le cas de la matrice de Butler 4x4, des combinaisons de faisceaux sont possibles. Cependant ce nombre d'association est beaucoup plus important (28 alternatives pour une combinaison de deux voies, 56 alternatives pour une combinaison de trois voies, etc). Ces combinaisons ne seront donc pas traitées, cependant les remarques observées sur la matrice 4x4 seront applicables à la matrice 8x8. Par exemple, si l'on veut un faisceau dans l'axe avec une matrice standard 8x8, l'association des voies 1R et 1L pourra y remédier.

b) Forme non-standard de la matrice de Butler d'ordre 8

De même que pour sa forme standard, son analyse est récapitulée dans le *tableau II-4*.



Matrice de Butler 8x8 Version non-standard (avec faisceau dans l'axe)

(suite)

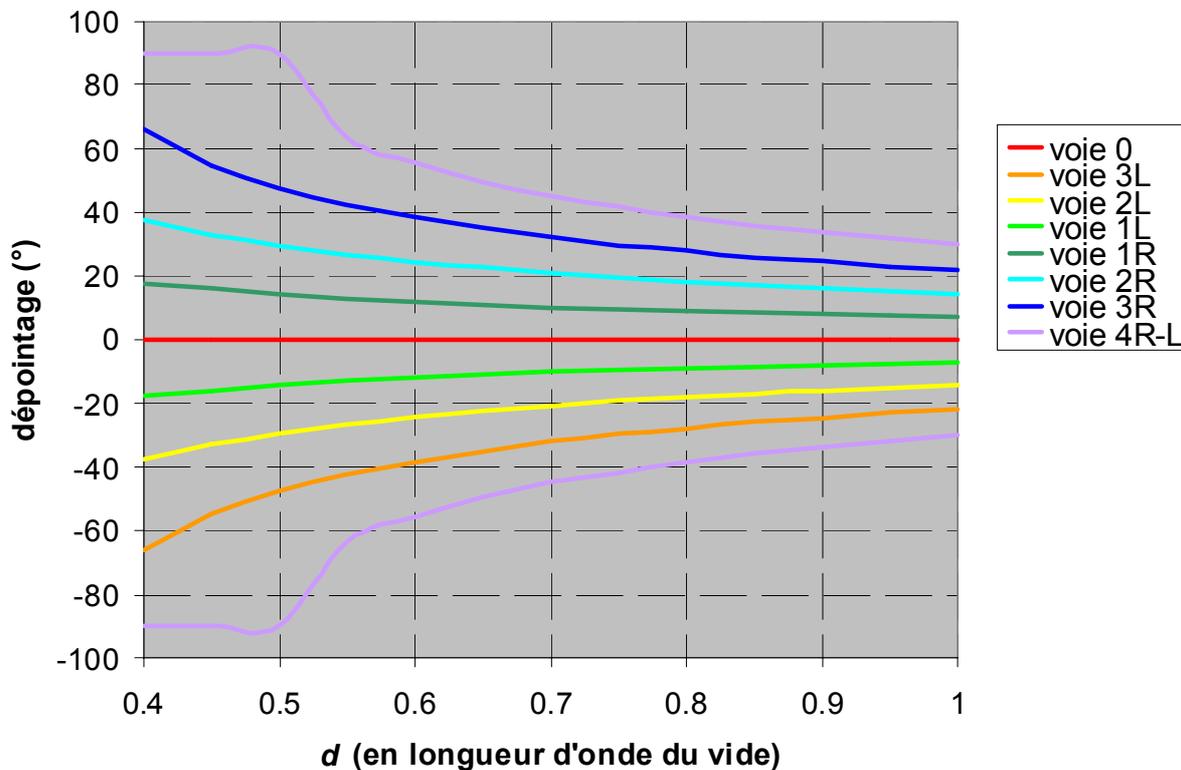
Résultats sous forme matricielle

$$MBNS_{8 \times 8} = \frac{1}{2\sqrt{2}} \begin{bmatrix} e^{-j.0^\circ} & e^{-j.0^\circ} \\ e^{-j.315^\circ} & e^{-j.135^\circ} & e^{-j.225^\circ} & e^{-j.45^\circ} & e^{-j.270^\circ} & e^{-j.90^\circ} & e^{-j.180^\circ} & e^{-j.0^\circ} \\ e^{-j.270^\circ} & e^{-j.270^\circ} & e^{-j.90^\circ} & e^{-j.90^\circ} & e^{-j.180^\circ} & e^{-j.180^\circ} & e^{-j.0^\circ} & e^{-j.0^\circ} \\ e^{-j.225^\circ} & e^{-j.45^\circ} & e^{-j.315^\circ} & e^{-j.135^\circ} & e^{-j.90^\circ} & e^{-j.270^\circ} & e^{-j.180^\circ} & e^{-j.0^\circ} \\ e^{-j.180^\circ} & e^{-j.180^\circ} & e^{-j.180^\circ} & e^{-j.180^\circ} & e^{-j.0^\circ} & e^{-j.0^\circ} & e^{-j.0^\circ} & e^{-j.0^\circ} \\ e^{-j.135^\circ} & e^{-j.315^\circ} & e^{-j.45^\circ} & e^{-j.225^\circ} & e^{-j.270^\circ} & e^{-j.90^\circ} & e^{-j.180^\circ} & e^{-j.0^\circ} \\ e^{-j.90^\circ} & e^{-j.90^\circ} & e^{-j.270^\circ} & e^{-j.270^\circ} & e^{-j.180^\circ} & e^{-j.180^\circ} & e^{-j.0^\circ} & e^{-j.0^\circ} \\ e^{-j.45^\circ} & e^{-j.225^\circ} & e^{-j.135^\circ} & e^{-j.315^\circ} & e^{-j.90^\circ} & e^{-j.270^\circ} & e^{-j.180^\circ} & e^{-j.0^\circ} \end{bmatrix}$$

Gradients de phase correspondant aux voies de sorties

- | | |
|--|---|
| <ul style="list-style-type: none"> ▪ Voie 1L : - 45° ▪ Voie 2L : - 90° ▪ Voie 3L : - 135° ▪ Voie 4R-L : 180° | <ul style="list-style-type: none"> ▪ Voie 0 : 0° ▪ Voie 1R : + 45° ▪ Voie 2R : + 90° ▪ Voie 3R : + 135° |
|--|---|

Evolution du dépointage en fonction du pas du réseau d



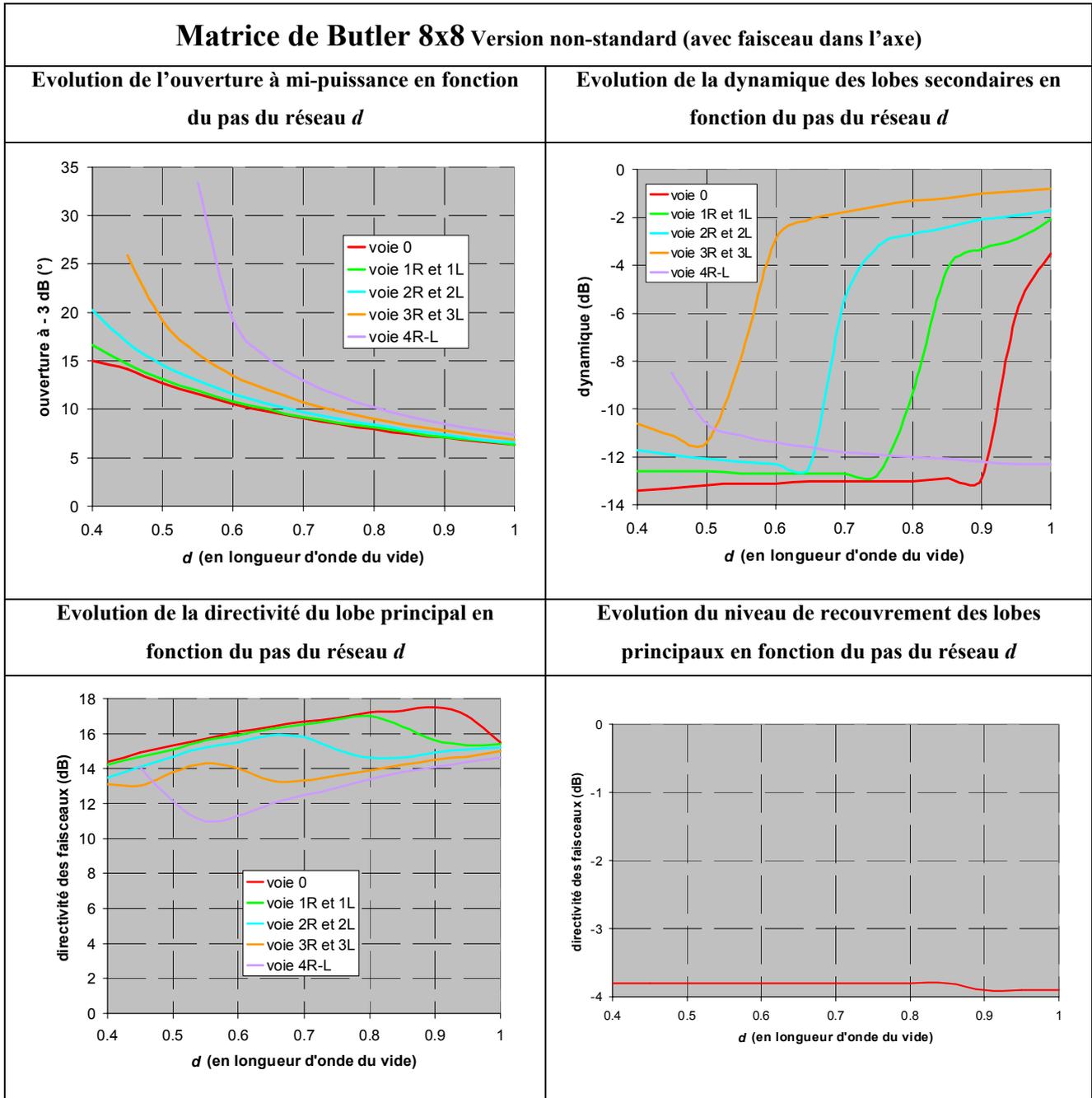


Tableau II-4 – Performances de la matrice de Butler 8x8 standard.

L'architecture de cette matrice est identique à la précédente exceptée la position et les valeurs des déphaseurs qui sont des multiples de $\pi/4$. Les coupleurs employés sont tous des coupleurs (3-dB, 180°). On retrouve à l'intérieur de cette topologie deux matrices de Butler 4x4 non-standards.

Un bon compromis entre la zone à balayer par le système et la directivité à fournir est donné pour un pas de réseau d situé entre $0,5\lambda_0$ et $0,9\lambda_0$ pour une couverture évoluant entre 180° et 78° .

Quant au recouvrement des faisceaux, il est quasi constant et égal à -3,8 dB comme pour sa version standard.

IV- Généralisation des matrices de Butler d'ordre N

Ce paragraphe est consacré à la méthode de conception d'une matrice de Butler d'ordre N où N est une puissance de deux, tel que $N = 2^n$. Ce nombre n représente le nombre de niveaux de coupleurs utilisés dans la matrice. Le nombre de coupleurs par niveau équivaut à la moitié de l'ordre de la matrice, N/2. Par exemple pour une matrice 8x8, n = 3 et par conséquent, cette matrice possède trois niveaux de quatre coupleurs 3 dB, soit douze coupleurs au total.

La conception est à la fois donnée pour des matrices employant des coupleurs (3-dB, 90°) et des coupleurs (3-dB, 180°).

IV-1 Procédure de conception pour des matrices utilisant des coupleurs (3-dB, 90°)

La position et le nombre de coupleurs étant maintenant connus, il nous reste à déterminer, les positions et les valeurs des déphaseurs, ainsi que les gradients de phase à la sortie de la matrice.

a) Positions et valeurs des déphaseurs dans la matrice

Comme nous avons pu le constater, les valeurs des déphaseurs sont des multiples de π/N et vu que la matrice est symétrique, seulement la moitié de celle-ci est analysée. Il y a (n-1) niveaux de N/2 déphaseurs, soit un total de $N.(n-1)/2$ déphaseurs.

La procédure complète a déjà fait l'objet d'un article [II-10]. Les valeurs et les positions des déphaseurs sont relatées dans le *tableau II-5*.

Remarque importante :

Il faut multiplier par (-1) les valeurs des déphaseurs procurées par le tableau pour obtenir ceux à appliquer dans la matrice [II-10].

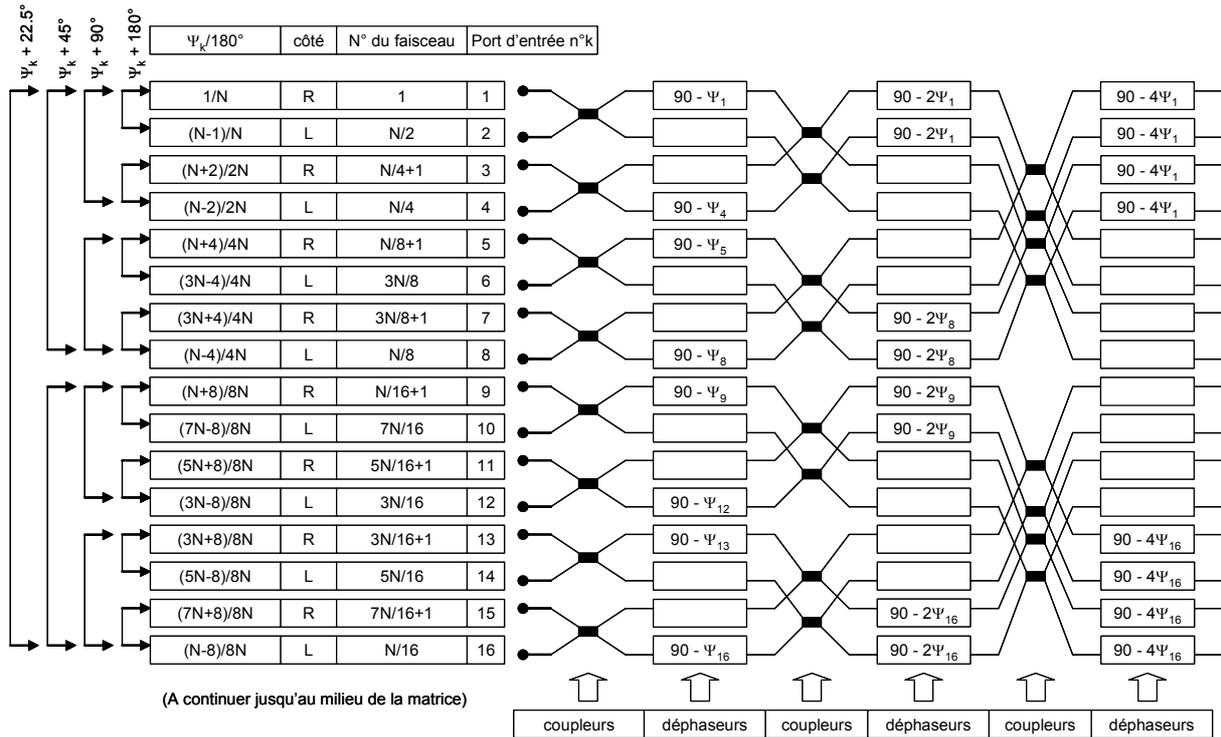


Tableau II-5 – Positions et valeurs des déphaseurs dans une matrice standard.

b) Valeur des gradients de phase en sortie

Ces valeurs sont récapitulées dans le *tableau II-6*. On s'aperçoit que, lorsque l'on associe par paire les entrées consécutives, la somme de leur gradient de phase est égale à N. De plus, l'addition d'une entrée paire avec son entrée consécutive impaire obéit à une suite logique : 3N/2, 3N/4, 3N/2, 3N/8, 3N/2, 3N/4, 3N/2, 3N/16, etc. C'est-à-dire qu'une fois sur deux la somme est égale à 3N/2, une fois sur quatre la somme est égale à 3N/4, une fois sur huit la somme est égale à 3N/8, etc.

Exemple : pour une matrice 8x8, N = 8 et on a comme gradients de phase :

- voie 1, faisceau 1R, gradient + 1 (* π/8), soit 22,5°
- voie 2, faisceau 4L, gradient - 7 (* π/8), soit -157,5°
- voie 3, faisceau 3R, gradient + 5 (* π/8), soit 112,5°
- voie 4, faisceau 2L, gradient - 3 (* π/8), soit -67,5°
- voie 5, faisceau 2R, gradient + 3 (* π/8), soit 67,5°
- voie 6, faisceau 3L, gradient - 5 (* π/8), soit -112,5°
- voie 7, faisceau 4L, gradient + 7 (* π/8), soit 157,5°
- voie 8, faisceau 1L, gradient - 1 (* π/8), soit -22,5°

Chapitre 2 – Matrices de Butler : étude théorique

De plus, les sommes des paires sont bien égales à $N = 8$ ($1 + 7$ et $5 + 3$), à $3N/2 = 12$ ($7 + 5$) et à $3N/4 = 6$ ($3 + 3$).

Somme = N	côté								signe	
		N° du faisceau	Port d'entrée n°k							
→	R	1	1	1	1	1	1	1	1	+
	L	N/2	2	1	3	7	15	31		-
→	R	N/4+1	3		3	5	9	17		+
	L	N/4	4		1	3	7	15		-
→	R	N/8+1	5			3	5	9		+
	L	3N/8	6			5	11	23		-
→	R	3N/8+1	7			7	13	25		+
	L	N/8	8			1	3	7		+
→	R	N/16+1	9				3	5		-
	L	7N/16	10				13	27		+
→	R	5N/16+1	11				11	21		-
	L	3N/16	12				5	11		+
→	R	3N/16+1	13				7	13		-
	L	5N/16	14				9	19		+
→	R	7N/16+1	15				15	29		-
	L	N/16	16				1	3		+
				2x2	4x4	8x8	16x16	32x32		

Tableau II-6 – Valeurs des gradients de phase, exprimée en multiple de π/N , jusqu'à une matrice de Butler 32x32.

De manière générale, les gradients de phase pour une matrice utilisant des coupleurs (3 dB, 90°) sont de la forme :

$$\varphi = \pm(2m-1).\pi/N \text{ avec } m \in [1, N/2] \text{ (m entier)} \quad \text{(II-2)}$$

Or nous avons vu au chapitre précédent que, pour un réseau linéaire d'antennes de pas d , de longueur d'onde λ et d'angle de dépointage par rapport à la normale au réseau θ , on avait le gradient de phase qui était relié par la formule :

$$\theta = \text{Arc sin}\left(\frac{\lambda}{d} \frac{\varphi}{2\pi}\right) \quad (\text{II-3})$$

par conséquent, on a :

$$\theta = \pm \text{Arc sin}\left(\frac{\lambda}{d} \frac{(2m-1)}{2N}\right), \text{ avec } m \in [1, N/2] \text{ (m entier)} \quad (\text{II-4})$$

IV-2 Procédure de conception pour des matrices utilisant des coupleurs (3 dB, 180°).

a) Positions et valeurs des déphaseurs dans la matrice

De la même manière que pour la procédure antérieure, il y a (n-1) niveaux, mais le nombre de déphaseurs varie d'un niveau à un autre. Si l'on considère que k est le numéro de la ligne en partant des sorties, alors le nombre de déphaseurs pour le k^{ème} niveau est : $N/2 - 2^{(k-1)}$.

La procédure complète a déjà fait l'objet d'un article [II-11]. Les valeurs et les positions de ses déphaseurs sont complètement différentes de la précédente. Afin de comprendre le mécanisme de conception, une matrice 16x16 est analysée pas à pas (tableau II-7).

Pour le premier niveau (k = 1), les valeurs des déphaseurs augmentent en multiples entiers de $\varphi = 2\pi/N$ (ici 22,5°) à partir de 1 jusqu'à (N/2-1), soit de 22,5° à 157,5°, et occupent les places 2 à N/2 (donc 2 à 8).

Pour le second niveau (k = 2), les déphaseurs forment deux séries de valeurs équivalentes et sont des multiples de 2 φ (ici 45°) à partir de 2 φ jusqu'à (N/2 - 2). φ , soit de 45° à 135°. Ils occupent les places 2 à N/4 et (N/2 + 2) à 3N/4 (donc 2 à 4 et 10 à 12).

Pour le troisième niveau (k = 3), les déphaseurs forment quatre séries de valeurs équivalentes et sont des multiples de 4 φ (ici 90°) à partir de 4 φ jusqu'à (N/2 - 4). φ , soit 90°. Ils occupent les places 2 à N/8, (N/2 + 4) à 3N/8, (N/2 + 2) à 5N/8 et (3N/4 + 2) à 7N/8 (donc les places 2, 6, 10 et 14).

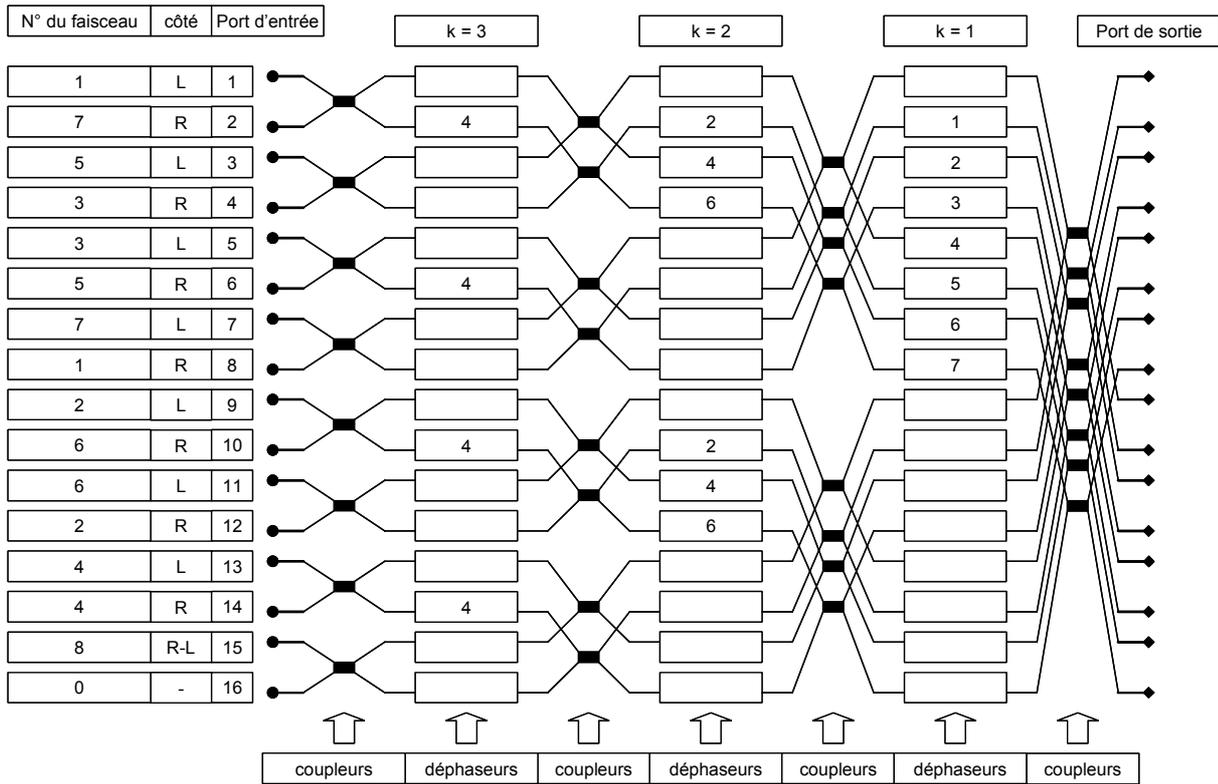


Tableau II-7 – Positions et valeurs des déphaseurs dans une matrice non standard 16x16 en multiple de φ .

Remarque importante :

Il faut multiplier par (-1) les valeurs des déphaseurs procurées par le tableau pour obtenir ceux à appliquer dans la matrice [II-10].

b) Valeur des gradients de phase en sortie

Contrairement à la matrice standard, il n’y a pas d’axe de symétrie visible au premier abord, mais on s’aperçoit que la matrice utilisant des coupleurs (3-dB, 180°) possède les mêmes propriétés que celle utilisant des coupleurs (3-dB, 90°) au niveau du calcul des gradients de phase, à savoir :

- l’union par paires des entrées consécutives voit la somme de leur gradient de phase égal à N,
- l’addition d’une entrée paire avec son entrée consécutive impaire obéit à une suite logique : $3N/2, 3N/4, 3N/2, 3N/8, 3N/2, 3N/4, 3N/2, 3N/16$, etc.

La seule différence provient de la première entrée qui crée un gradient de phase de $2\pi/N$, deux fois plus important que celle de la matrice standard. Le *tableau II-8* présente les gradients de phase de la matrice 16x16 non standard.

N° port :	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16
gradient :	2	14	10	6	6	10	14	2	4	12	12	4	8	8	16	0
somme = N	↑	↑	↑	↑	↑	↑	↑	↑	↑	↑	↑	↑	↑	↑	↑	↑
somme = 3N/2		↑	↑			↑	↑			↑	↑			↑	↑	
somme = 3N/4				↑	↑							↑	↑			
somme = 3N/8								↑	↑							

Tableau II-8 – Valeurs des gradients de phase de la matrice 16x16 exprimées en multiple de $\pi/16$.

On remarquera que la première entrée produit un gradient de phase négatif, contrairement aux matrices de Butler employant des coupleurs (3-dB, 90°). Ensuite, le gradient de phase est tantôt positif, tantôt négatif.

De manière générale, les gradients de phase pour une matrice utilisant des coupleurs (3-dB, 180°) sont de la forme :

$$\varphi = (2m) \cdot \pi / N \text{ avec } m \in [1-N/2, N/2] \text{ (m entier)} \tag{II-5}$$

D'après, la formule pour les réseaux linéaires (II-3), on aura par conséquent :

$$\theta = \text{Arc sin} \left(\frac{\lambda}{d} \frac{m}{N} \right), \text{ avec } m \in [1-N/2, N/2] \text{ (m entier)} \tag{II-6}$$

IV-3 Condition pour l'affranchissement des lobes de réseaux pour un cas linéaire et régulier

On a pu constater que les lobes de réseaux apparaissent rapidement lorsque le pointage du lobe principal et/ou le pas du réseau d étaient élevés, ce qui entraînait une chute de la dynamique et une perte du gain dans le lobe principal non négligeable. La condition pour qu'un lobe de réseau n'apparaisse pas est :

$$\frac{\lambda}{d} > 1 + |\sin \theta_{\max}| \text{ où } \theta_{\max} \text{ est l'angle de balayage maximal du réseau} \tag{II-7}$$

C'est-à-dire que si le pas du réseau d est inférieur à la demi-longueur d'onde, il n'y a pas de lobes de réseaux.

V- Les matrices de Butler dans le domaine millimétrique

Après avoir vu les performances et la procédure de générations des matrices de Butler binaires, nous allons nous intéresser au domaine particulier de fréquence dans lequel elles devront être conçues : le domaine millimétrique. Nous verrons ensuite les principales applications existantes dans ce domaine de fréquence qui sont ou pourraient être exploitées à l'aide de ces systèmes.

Enfin l'utilisation d'une technologie imprimée faible coût pour la réalisation de ces dispositifs suppose un choix judicieux du matériau diélectrique afin de limiter les pertes très pénalisantes dans le domaine millimétrique. Ce choix sera donc explicité.

V-1 Caractéristiques du domaine millimétrique (30 GHz-300 GHz)

Depuis plus de deux décennies, la bande de fréquence millimétrique (Extremely High Frequency) suscite de nombreux travaux. Ce développement provient des problèmes d'engorgement du domaine des radiofréquences et hyperfréquences ainsi que des avantages et des opportunités qu'offre la bande millimétrique.

Les trois principales caractéristiques des ondes millimétriques sont des longueurs d'onde courtes (entre 1 et 10 mm), des bandes passantes larges et une interaction importante avec l'environnement extérieur. Les avantages majeurs sont les suivants [II-12], [II-13] :

- la réduction des longueurs d'ondes implique une diminution de la taille et du poids des composants particulièrement recherchée pour des applications aéroportées (missiles, avions, satellites...). De plus, elle permet de conformer des faisceaux étroits à gain élevé autorisant par exemple une précision accrue dans la recherche, l'identification et la poursuite de cibles ainsi qu'une haute résolution angulaire,
- les largeurs de bande importantes peuvent supporter les communications et les transmissions de données à haut débit ($\gg 1$ Mbit /s) et de très hautes résolutions radars,
- les fréquences millimétriques sont situées en dehors de la bande de fréquence des brouilleurs classiques,
- les caractéristiques de propagation comme les pertes et les atténuations atmosphériques (en temps clair ou dans les aérosols, les atmosphères poussiéreuses ou enfumées) sont relativement faibles comparées à celles de fréquences optiques

infrarouges. De telles propriétés favorisent les transmissions de données dans les conditions "polluées" des champs de bataille.

Toutefois, il convient aussi d'énumérer les principaux inconvénients propres aux caractéristiques de la bande millimétrique:

- la réduction des longueurs d'onde nécessite une précision technologique accrue augmentant les coûts de fabrication. D'autre part, les faisceaux étroits peuvent poser des problèmes dans la recherche étendue d'une cible,
- l'interaction avec l'environnement réduit la portée des communications. Pour une atmosphère contenant classiquement 7,5 g d'eau/m³, l'atténuation est approximativement de 0,06 - 0,14 - 0,8 et 1 dB/km à 10 - 35 - 94 et 145 GHz respectivement. La portée millimétrique devenant complexe à 50 km et irréalisable à 100 km, n'atteindra jamais celle des fréquences classiques (200 - 300 km). De plus, par temps de pluies, la présence de gouttes d'eau dans l'atmosphère affecte les passages des ondes plus particulièrement aux fréquences millimétriques.
- la technologie millimétrique pose des problèmes pour réaliser de très fortes puissances (20 W et plus) essentiellement liés à la dissipation thermique.

V-2 Applications dans le domaine millimétrique

Les applications dans le domaine millimétrique et submillimétrique se retrouvent dans plusieurs secteurs d'activité. On peut citer l'observation en astrophysique afin d'étudier notamment la chimie des nuages interstellaires, proto-étoiles, etc, comme le fait l'*IRAM (Institut de RadioAstronomie Millimétrique)* [II-14]. Par exemple, la détection de molécules d'eau et d'oxygène avec le satellite *ODIN* [II-15], lancé le 20 février 2001, passe par l'observation de quatre bandes spectrales du domaine sub-millimétrique (autour de 0,5 mm) et d'une bande millimétrique (3 mm).

On peut aussi citer les réseaux de communications sans fil autour de 60 GHz. En effet, un débit important et un accès sans fil conduisent à une union entre le réseau optique très large bande et les communications sans fil. En outre, à la fréquence de 60 GHz, en plus de transmissions haut débit, ces réseaux possèdent des caractéristiques de propagation très intéressantes. Du fait de la présence d'un pic d'absorption, l'atténuation des ondes par les molécules d'oxygène est maximale. Les performances des liaisons sont alors très dégradées et assurent en contre partie une grande discrétion des communications. Ces liaisons trouvent alors toute leur utilité dans des réseaux locaux de types « indoor » [II-16].

Toujours dans le domaine des télécommunications, on peut ajouter les services interactifs à hauts débits, grâce au système *LMDS* autour de 40 GHz [II-17], ou encore grâce à des satellites multimédia disposant d'antennes de réception multifaisceaux présentant un rapport signal sur bruit élevé (projet *MULTIKARA* [II-18], voie montante autour de 30 GHz et voie descendante autour de 20 GHz).

Ce domaine millimétrique est aussi exploité pour les besoins et les applications militaires au travers de programmes de communications, navigation et identification transmettant des données haut débit. On peut citer, par exemple, le système anti-fratricide d'identification du champ de bataille utilisant des antennes imprimées fonctionnant autour de 38 GHz [II-19].

V-3 Caractéristiques du substrat choisi

Le substrat joue un rôle double dans la technologie microruban. Il est à la fois un matériau diélectrique, où viennent se graver les circuits, et à la fois une pièce mécanique, car il supporte la structure. Cela implique des exigences à la fois sur le plan mécanique et électrique parfois difficiles à concilier.

a) Classes de matériaux diélectriques existants

Les caractéristiques du matériau regroupent la permittivité relative ϵ_r , la hauteur du substrat h et le facteur de pertes $\tan\delta$. Les pertes diélectriques doivent généralement être faibles de manière à privilégier l'efficacité. Typiquement $\tan \delta$ est inférieure à 0,003.

Physiquement, le matériau doit résister aux contraintes mécaniques, conserver sa forme originelle ; son facteur d'expansion doit être voisin de celui de la métallisation, car il est confronté à de fortes températures lors des soudures. Enfin, son état de surface doit être le plus propre possible.

Les matériaux diélectriques se divisent en 5 familles :

- Les matériaux céramiques, couramment employés pour les circuits microrubans, dont le plus répandu est sans doute l'alumine (Al_2O_3) avec une permittivité relative autour de 10. D'un point de vue mécanique, ces substrats disposent généralement d'excellentes qualités de surface et de rigidité, mais sont cassants et donc fragiles. Leurs permittivités sont pour la plupart élevés et ils présentent de faibles pertes ($\tan \delta < 10^{-3}$). Cependant ils ne peuvent être fabriqués qu'en petites plaques de quelques

centimètres à plus d'une dizaine de centimètres de côté et sont par conséquent utilisés pour des applications hyperfréquences et donc millimétriques.

- Les matériaux semi-conducteurs de type Arseniure de Gallium (GaAs) ou Silicium (Si). La surface disponible, généralement réduite pour réaliser des antennes, les destine à des applications dans le domaine millimétrique.
- Les matériaux ferromagnétiques qui comprennent les substrats Ferrite et YIG. Ils sont très utilisés pour concevoir des circulateurs, des isolateurs ou encore des antennes plaques rayonnant naturellement une onde en polarisation circulaire.
- Les matériaux synthétiques, comme le polyéthylène, le polyester, le téflon, le polypropylène, etc. La plupart de ces matériaux possèdent d'excellentes propriétés électriques : une permittivité proche de 2 avec de faibles pertes ($\tan \delta \approx 0,003$). Malheureusement leurs propriétés mécaniques restent limitées. A ceux-ci viennent s'ajouter aujourd'hui les mousses ROHACELL dont la permittivité relative est proche de l'air ($\epsilon_r = 1$), cependant les pertes deviennent vite importantes lorsque l'on monte en fréquence ($\tan \delta > 0,01$ à 26,5 GHz).
- Les matériaux composites proviennent d'un désir de combiner les qualités radioélectriques et mécaniques d'un substrat. En ajoutant aux matériaux plastiques de la fibre de verre (cas du DUROÏD 5870, du TLC, ARLON 320) ou de la poudre de céramique (ARLON 340), ou encore différents composants céramiques (série de matériaux TMM : Thermoset Microwave Material) les propriétés mécaniques sont améliorées et l'on peut, suivant le dosage, ajuster la permittivité. Des produits comme le DUROÏD sont couramment utilisés pour réaliser des antennes imprimées. Très récemment (mars 2003), de nouveaux substrats pour des applications aux hautes fréquences ont fait leur apparition. Il s'agit de feuilles de verre mince [II-20] de permittivité 4,8 possédant des qualités thermiques et électriques très intéressantes (tangente de perte et dilatation thermique faible, possibilité de réalisations en multicouche).

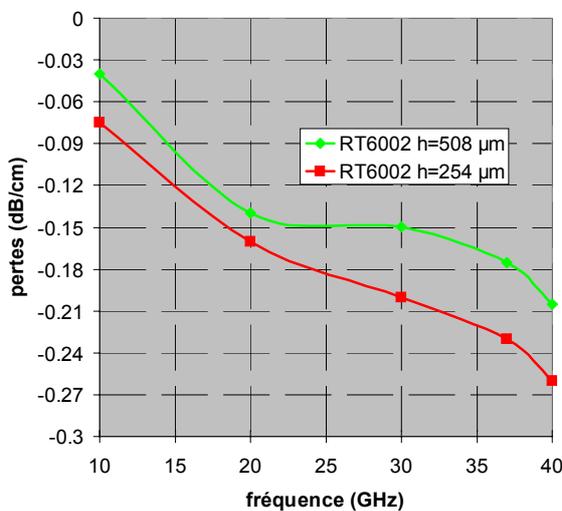
Une liste assez complète des matériaux diélectriques se trouvent dans l'**annexe 4** provenant de *LABTECH*, fournisseur de substrats [II-21]. En plus à la fin de cette liste se trouve une série de films de colle employée pour l'assemblage de circuit multicouche. Ce dernier point est très

important, car il faudra que le substrat choisi possède le film de colle adéquat (même permittivité et pertes faibles) ne serait ce que pour isoler la matrice de Butler de ses antennes rayonnantes.

b) Choix du matériau diélectrique

D’après ce que l’on a vu, les matériaux composites offrent un très bon compromis. Notre choix s’est donc tourné vers le *DUROID 6002* ($\epsilon_r = 2,94 \pm 0.04$ et $\tan \delta = 0,0012$ à 10 GHz et 23°C) [II-22], car il propose non seulement des caractéristiques de propriétés électriques supérieures à celles de composés PTFE, mais aussi une fiabilité améliorée du point de vue thermique (quasiment aucune variation de sa permittivité relative pour des températures comprises entre -55°C et 100°C). De plus, il se différencie des autres matériaux duroïd par la possibilité d’acquérir un film de colle spécifique vendu par le même constructeur (*ROGERS*) et ayant les mêmes propriétés que ce substrat afin de réaliser un circuit de plusieurs couches.

Cependant les constructeurs de substrats ne fournissent qu’une documentation aux fréquences de 10 MHz et de 10 GHz. Il est très rare d’en obtenir une dans le domaine millimétrique. Des mesures effectuées par *THALES Communications* sur la variation des pertes du substrat en fonction de la fréquence ont donc été menées (fig. II-12).



Fréquence (GHz)	Pertes (dB/cm)	
	Duroïd 6002 (h=254 µm)	Duroïd 6002 (h=508 µm)
9,93	-0,078	-0,040
20,02	-0,157	-0,137
30,02	-0,204	-0,149
36,91	-0,234	-0,175
39,91	-0,263	-0,202
Tangente de pertes		
À 10 GHz (donnée constructeur)	0,0012	0,0012
À 10 GHz (mesures)	0,0022	0,0012
À 37 GHz (mesures)	0,003	0,002

Figure II-12 – Evaluation des pertes du Duroïd 6002 au-delà de 10 GHz.

Pour la hauteur du diélectrique, nous avons opté pour 254 µm, car il faut faire un compromis entre les pertes (dû au diélectrique, à la métallisation et au rayonnement) et la taille du circuit final (par exemple, le fait de diminuer la hauteur du substrat de moitié entraîne aussi une diminution de moitié du circuit).

Ce choix est d'autant plus renforcé par la *figure II-13*. Elle montre l'évolution des impédances caractéristiques des lignes microrubans entre 50 et 110 Ω en fonction de leurs largeurs et de leurs hauteurs de substrat (résultats de simulation obtenus par le logiciel *MOMENTUM [II-23]*).

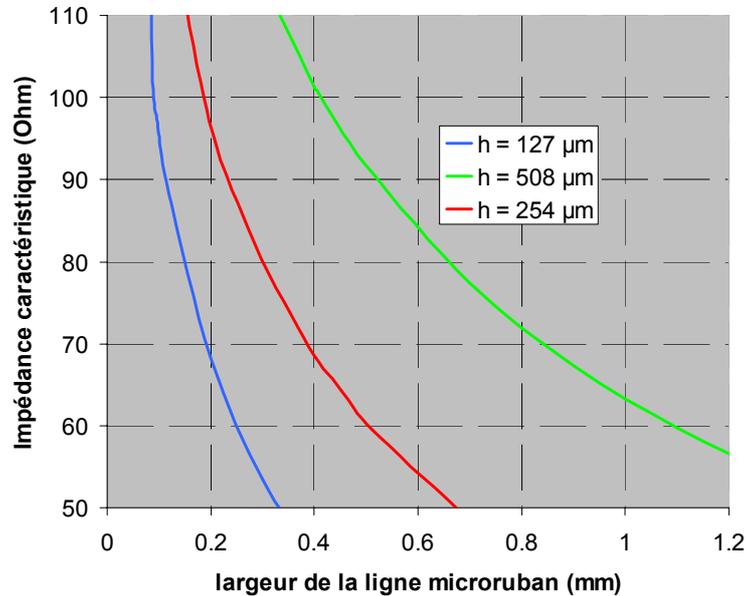


Figure II-13 – Evolution de l'impédance caractéristique de lignes microrubans en fonction de la hauteur du substrat DUROÏD 6002 et de la largeur de ligne à 41,5 GHz.

On constate que pour la plus faible hauteur (127 μm), la variation de la largeur de ligne fluctue beaucoup moins rapidement que pour les deux autres hauteurs. Ainsi une petite erreur sur la largeur de la ligne – dû à la précision de la gravure par exemple – amène à un changement plus grand de l'impédance. Pour le cas de la hauteur de 508 μm , ce problème l'est beaucoup moins, mais le circuit final de la matrice de Butler aura une dimension plus imposante (x 4 comparée à une hauteur de 127 μm).

Pour ce qui est des parties cuivrées du substrat, nous avons choisi une épaisseur de métallisation de 17,5 μm . Cela offre à la fois une meilleure rigidité de l'ensemble de la structure et une précision assez convenable pour une gravure chimique.

VI- Outils de simulation utilisés

Les outils numériques de simulation ayant servi à la conception et à l'optimisation des matrices de Butler et des antennes présentées tout au long de ce mémoire sont exposés dans ce paragraphe. C'est une étape essentielle puisqu'elle permet de prévoir le comportement électromagnétique et électrique des dispositifs étudiés. De nombreux logiciels ont été développés dans les équipes universitaires ou sont disponibles dans le commerce.

Trois simulateurs utilisant des méthodes d'analyse différentes ont été employés :

- Le logiciel de réseau **SARA [II-24]** (*Synthesis of Arrays of Antennas*) développé au *CREAPE*. Il permet une synthèse ainsi qu'une analyse de réseaux d'antennes à l'aide d'une méthode analytique. Le temps de calcul est alors très court, quasi instantané.
- Le simulateur **ADS** de *Hewlett-Packard [II-23]*. Il permet d'effectuer à la fois des simulations de type circuit, qui utilisent des modèles équivalents de circuit passif, et des simulations électromagnétiques dites $2D^{1/2}$ qui permettent de résoudre les équations de Maxwell pour des structures composées d'un empilement de **couches homogènes**. Ce type de logiciel devient vite gourmand en place mémoire et en temps lorsque l'on utilise la simulation électromagnétique $2D^{1/2}$.
- Un logiciel de simulation basée sur une méthode rigoureuse : la méthode des différences finies [II-25] dans le domaine temporel (notée **FDTD** pour *Finite Difference in Time Domain*). C'est un outil dont les principaux avantages résident dans la formulation relativement simple, la robustesse de l'algorithme et surtout dans la possibilité d'effectuer des études sur une large bande de fréquence, les calculs se faisant directement dans le domaine temporel. Ce simulateur 3D permet d'étudier n'importe quelle structure tridimensionnelle, cependant la place mémoire et le temps de calcul sont bien supérieurs au logiciel précédent.

VI-1 Le logiciel SARA

Ce **logiciel de synthèse de réseau** permet de déterminer qu'elles sont les lois d'excitation à appliquer sur les sources afin que le diagramme de rayonnement suive un gabarit souhaité. A l'inverse, utilisé en tant que **logiciel d'analyse**, il vérifie si la loi de pondération appliquée fournit le diagramme attendu. Il a donc deux fonctions :

- Une fonction de synthèse de réseaux d'antennes. Il évalue les lois d'excitation en amplitude et phase des différents éléments du réseau afin de répondre aux contraintes de rayonnement (réduction des lobes secondaires, amélioration du lobe principal, pointage du lobe, ...). Il permet d'approcher au mieux la fonction de rayonnement désirée, par l'évaluation adéquate des amplitudes et phases d'excitation des différents éléments du réseau. La méthode de synthèse adoptée est une technique itérative de résolution des équations non-linéaires avec un critère d'optimisation minmax [II-26].
- Une fonction d'analyse de réseaux d'antennes. Celle-ci consiste en l'évaluation, **par des formules approchées**, du champ rayonné, **connaissant la loi d'excitation des éléments**, qui le composent. Ainsi, lorsque la taille du réseau devient beaucoup trop importante pour être étudiée au moyen de simulateurs d'électromagnétisme proprement dits, ces formules permettent de rendre compte de façon assez précise de l'évolution des paramètres sur le rayonnement. L'influence du pas du réseau, celle de la pondération en amplitude ou en phase, l'influence du couplage peuvent être ainsi visualisées.

D'autres logiciels très simples sont commercialisés comme *PCAAD3 (Personal Computer Aided Antenna Design)* développé par *POZAR*.

VI-2 Le logiciel ADS

Ce logiciel commercial a été acquis par l'*IRCOM*. Il peut être utilisé de deux manières différentes :

- Soit en employant la méthode nodale (lois de courant - tension de Kirshoff). Celle-ci offre une simulation rapide de circuits complexes comportant des circuits localisés (selfs, capacités...), des éléments distribués représentés par des circuits équivalents (cas des lignes microrubans), et des éléments actifs (transistors..). Cette méthode est bien adaptée lorsque les schémas équivalents des circuits sont valables. Cependant, aux longueurs d'ondes millimétriques, il faut utiliser ce genre de simulateurs avec prudence, la validité des modèles pouvant être critiquable car ce type de logiciel ne prend pas en compte les interactions électromagnétiques, telles que le couplage entre éléments. Le chapitre suivant en est un édifiant exemple.

- Soit en employant la méthode des moments (**annexe 5**) qui fait appel à la résolution des équations de Maxwell en 3 dimensions suivant une formulation intégrale. Celle-ci fait intervenir les courants surfaciques induits sur les obstacles métalliques de la structure étudiée (ligne microruban ou antenne plaque par exemple). Néanmoins, l'utilisation de cette méthode est limitée, car elle impose une homogénéité des substrats des circuits à analyser, le nombre de couches étant illimité. Ainsi, la modélisation de trous métallisés, de ponts à air ou de substrats inhomogènes, n'est pas rigoureuse voire parfois impossible sur cette méthode, et repose sur des modèles simplifiés. C'est pourquoi cette méthode est qualifiée de $2D^{1/2}$. Ce logiciel a été appelé **MOMENTUM** par *Hewlett-Packard*.

D'autres logiciels sont commercialisés comme **SONNET** développé par *Sonnet Software*.

VI-3 Le code de différences finies (FDTD)

Ce logiciel d'électromagnétisme développé à l'*IRCOM* est basé sur la méthode des différences finies, en temporel (**annexe 6**). Une version plus conviviale commercialisée se nomme *THESADE*.

Les différences finies sont une résolution numérique des équations de Maxwell qui nécessitent une fine discrétisation spatio-temporelle. L'espace est donc divisé en cellules élémentaires (ou mailles élémentaires) parallélépipédiques, à l'intérieur desquelles sont calculées les 6 composantes orthogonales des champs électromagnétiques (E_x , E_y , E_z et H_x , H_y , H_z). La forme particulière des équations de Maxwell conduit à calculer les composantes du champ électrique au milieu des arêtes des mailles, tandis que celles du champ magnétique sont déterminées au centre des faces (*fig. II-14*).

La simulation de l'espace infini se fait en limitant le maillage en introduisant un milieu à pertes à la périphérie du domaine de calcul (couches *PML* développées par Berenger [II-27]). Ce milieu a la propriété d'absorber les champs électromagnétiques, et minimise l'effet des réflexions parasites sur les frontières du maillage.

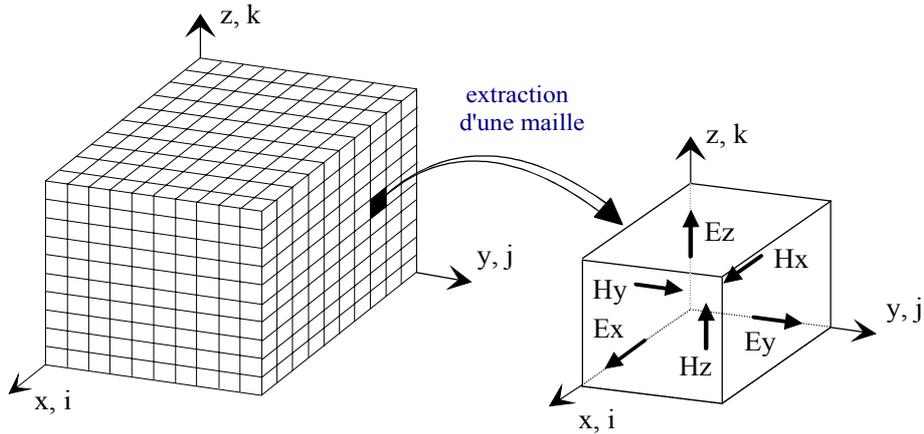


Figure II-14 – Volume de calcul et cellule élémentaire.

En conclusion, il faut, suivant le problème à résoudre, employer la méthode adéquate. Ainsi, la méthode des moments pourra être utilisable lorsque nous chercherons à caractériser des éventuels problèmes électromagnétiques sur des lignes ou sur des coupleurs. Quant à la méthode FDTD, elle est largement utilisée pour des problèmes de rayonnement d'antennes ainsi que pour des problèmes de CEM, car elle permet une étude électromagnétique globale de structures 3D.

Ainsi la simulation par la méthode FDTD de transitions, croisements, ou encore de la matrice de Butler intégrée avec son réseau d'antennes est envisageable.

VII- Conclusion

Au cours de ce chapitre, les composants de la matrice de Butler en technologie microruban ont été examinés. Le point clé de la réalisation d'une telle matrice dans le domaine millimétrique résidera dans le choix judicieux des croisements. C'est pourquoi, dans les deux chapitres suivants, deux conceptions et réalisations différentes de matrices seront présentées.

De plus l'étude de ces matrices a montré combien leurs circuits devenaient compliqués, le nombre de composants augmentant rapidement avec l'accroissement de l'ordre de la matrice. Les conceptions vont donc être opérées à l'ordre 4, dans un premier temps, puis à l'ordre 8.

Enfin, pour les réalisations de ces matrices, l'analyse des différents substrats a fait ressortir le matériau diélectrique Duroïd 6002 ($\epsilon_r = 2,94 \pm 0,04$ et $\tan \delta = 0,0012$ à 10 GHz et 23°C) comme étant le meilleur choix à la faveur de ses propriétés électriques et mécaniques.

BIBLIOGRAPHIE

- [II-1] J. R. JAMES and P. S. HALL, "Handbook of microstrip antennas", Vol. 2, Peter Peregrinus Ltd., London, UK, 1989
- [II-2] J. REED and G. J. WHEELER, "A method of analysis of symmetrical four-port networks", IRE Trans, Oct. 1956, MTT, pp. 246-252
- [II-3] D. I. KIM and N. YOSHIYUKI, "Broad-band design of improved hybrid ring 3 dB directional couplers", IEEE trans., Nov. 1982, MTT, pp. 2040-2046
- [II-4] H. HAYASHI, D. A. HITKO and C. G. SODINI, "Four-Element Planar Butler Matrix Using Half-Wavelength Open Stubs", IEEE Microwave and Wireless Components Letters, Vol. 12, No. 3, March 2002, pp. 73-75
<http://www-mtl.mit.edu/research/sodini/hayashi02.pdf>
- [II-5] S.F. PEIK, B. JOLLEY and R.R. MANSOUR, "High temperature superconductive Butler matrix beam former for satellite applications", Microwave Symposium Digest, 1999 IEEE MTT-S International, Vol. 4, 1999, pp. 1543-1546
- [II-6] A. ANGELUCCI, P. AUDAGNOTTO, P. CORDA, P. OBINO, F. PIARULLI, B. PIOVANO, "High performance microstrip networks for multibeam and reconfigurable operation in mobile-radio systems", Proc. IEEE GLOBECOM'94, San Francisco, USA, November 1994
- [II-7] K. K. FU and A. K. Y. LAI, "FDTD optimization of beam forming network for multibeam antenna", Antennas and Propagation Society International Symposium, 1997. IEEE., 1998. IEEE, Vol.4, 1999, pp. 2028-2031
- [II-8] T. TANAKA, K. TSUNODA and M. AIKAWA, "Slot – coupled directionnal couplers between double – sided substrate Microstrip lines and their applications", IEEE Trans. Microwave Theory Tech, vol. 36, n°12, december 1988, pp 1752 – 1757
- [II-9] MOUNA EL HAJ SLEIMEN, "Etude de réseaux d'antennes imprimées en millimétrique", Thèse de l'Université de Rennes 1, soutenue le 02 Mars 1999
- [II-10] H. J. MOODY, "The Systematic design of the Butler matrix," IEEE Trans., 1964, pp. 786-788.
- [II-11] T. MACNAMARA, "Simplified Design Procedure for Butler Matrices Incorporating 90° Hybrids or 180° Hybrids," IEE Proc. H, Microwave and Antenna and Propagation, February 1987, pp. 50-54
- [II-12] P. BHARTIA - I.J. BAHL, "Millimeter Wave Engineering and Applications," Wiley Interscience Publication - John Wiley & Sons – 1984
- [II-13] P. BARTHIA - K.V.S. RAO - R.S. TOMAR, "Millimeter-Wave Microstrip and Printed Circuit Antennas," Artech house - Boston - 1991
- [II-14] http://www.insu.cnrs-dir.fr/documentation/Insu_doc/Fiches/iram.pdf
- [II-15] http://www.cnes.fr/activites/programmes/odin/1sommaire_odin.htm

- [II-16] O. LAFOND and M. HIMDI, "Technologies d'antennes imprimées multicouches en millimétrique," SEE, journées d'études sur le thème : "Antennes non standard : techniques & traitements", 20-21 mars 2001, pp. 93-98
- [II-17] CH. POUMIER, "Réalisation d'un démonstrateur LMDS (Local Multipoint Distribution System) 40 GHz, à Limoges," Rapport fin de Programme, contrat ANVAR n°A 97 07 028 K 00, juillet 1999
- [II-18] http://atr.alcatel.de/hefte/01i_4/fr/pdf_fr/11cailfr.pdf
- [II-19] S. SOLIGNAC, "Etude de l'élargissement de la bande passante de réseaux d'antennes imprimées en polarisation circulaire. Conception et réalisation de réseaux en bande C et Ka," Thèse de Doctorat – n° 69-98- U.E.R. de Sciences, Université de Limoges, Décembre 1998
- [II-20] J. VAUX, "Substrats haut débit: le verre pourrait concurrencer les résines de substitution", Electronique International Hebdo, 14 mars 2003, n°509, p.25
- [II-21] http://www.labtechcircuits.com/pdf_datasheets/microdata.pdf
- [II-22] <http://www.rogers-corp.com/mwu/pdf/rt294.pdf>
- [II-23] Logiciel ADS (Advanced Design System), copyright © 1983-1998 Agilent Technologies (Hewlett-Packard Company)
- [II-24] M. RAMMAL, "Contribution à l'étude et à la synthèse de réseaux d'antennes imprimées en polarisation circulaire. Application à la conception de réseaux à lobes formés.", Thèse de Doctorat – n° 3-93- U.E.R. de Sciences, Université de Limoges, Janvier 1993
- [II-25] K.S. YEE, "Numerical solution of initial boundary value problems involving maxwell's equations in isotropic media", IEEE Trans. on Antennas and Propagation, vol. 14, n° 3, May 1966, pp. 302 – 307
- [II-26] D. ECLERCY, "Contribution à l'étude de synthèse d'antennes et de réseaux. Elaboration d'outils de calcul originaux basés sur des approches déterministes et stochastique", Thèse de Doctorat – n° -98 - U.E.R. des Sciences, Université de Limoges, Septembre 1998
- [II-27] J. P. BERENGER, "Improved PML for the FDTD solution of wave-structure interaction problems," IEEE Trans. Antennas Propagation, Vol. 45, 1997, pp. 466-473

CHAPITRE III - CONCEPTION ET EVOLUTION D'UNE PREMIERE MATRICE DE BUTLER 4X4

* * * * *

- INTRODUCTION**
- ETUDE DE LA MATRICE DE BUTLER 4X4 STANDARD**
- SIMULATION DES ELEMENTS CONSTITUANT LA MATRICE DE BUTLER 4X4 STANDARD**
- SIMULATION DE LA MATRICE DE BUTLER 4X4 STANDARD**
- MESURES DE LA PREMIERE MATRICE**
- MATRICE DE BUTLER AMELIOREE : ALIMENTATION PAR FENTES DU RESEAU D'ANTENNES**
- CONCLUSION**

I- Introduction

Au cours de ce chapitre, nous considérons la méthodologie employée pour concevoir une matrice de Butler 4x4 standard (sans faisceau dans l'axe principal). Le choix du type de croisement et du coupleur (3-dB, 90°) est abordé. Il amène à la conception d'une structure monocouche, pouvant être facilement réalisée par un simple procédé de gravure et par conséquent faible coût.

Nous rappelons que la conception d'une matrice de Butler 4x4 non-standard aurait été préférable car elle permettrait l'obtention d'un faisceau dans l'axe principal. Cependant les coupleurs (3-dB, 180°) possèdent des inconvénients impropres à une utilisation dans le domaine millimétrique. Ils sont asymétriques et contradictifs ce qui pose des problèmes au niveau de la conception et ajoute des pertes à la matrice par des suppléments de croisements non désirés. De plus ces coupleurs possèdent une bande passante beaucoup plus étroite (de quelques pourcents) et n'aurait pas donc pas tenu la plage de fréquence souhaitée.

En effet cette matrice de Butler 4x4 doit respecter un cahier des charges serré. Elle devra fonctionner à la fréquence centrale de 41,5 GHz pour une bande passante de 3 GHz (7,2 %). Par ailleurs l'espace de couverture du système de communications est découpé en quatre secteurs angulaires identiques, ce qui impose une zone de balayage de ce dispositif à multiples faisceaux de 90°. Toutefois une recherche de gain maximal sera notre priorité.

II- Etude de la matrice de Butler 4x4 standard

II-1 Nouvelle topologie proposée

Lors du chapitre précédent, les propriétés de la matrice de Butler 4x4 standard ont été abordées. Cette matrice comporte 4 coupleurs hybrides (3-dB, 90°) et 2 déphaseurs fixes égaux (-45 °). Cependant, le point critique de ce schéma est la présence des deux croisements de lignes à réaliser dans le domaine millimétrique. Afin de pouvoir substituer ce type de croisement à une version entièrement planaire de la matrice de Butler, plus facile à réaliser grâce à un simple procédé de gravure chimique par exemple, on peut remplacer un croisement par deux jonctions hybrides (3-dB, 90°) mises bout à bout, appelé aussi coupleur 0 dB. Toutefois le nombre d'hybrides utilisé s'en trouve considérablement augmenté (8 hybrides pour une matrice 4x4), ce qui a pour effet de produire des pertes supplémentaires.

Afin d'éviter cela, on peut modifier l'architecture de la matrice. Une nouvelle topologie (fig. III-1) permettant de s'affranchir de ces croisements indésirables [III-1] peut ainsi être obtenue en "dépliant" la structure de la matrice.

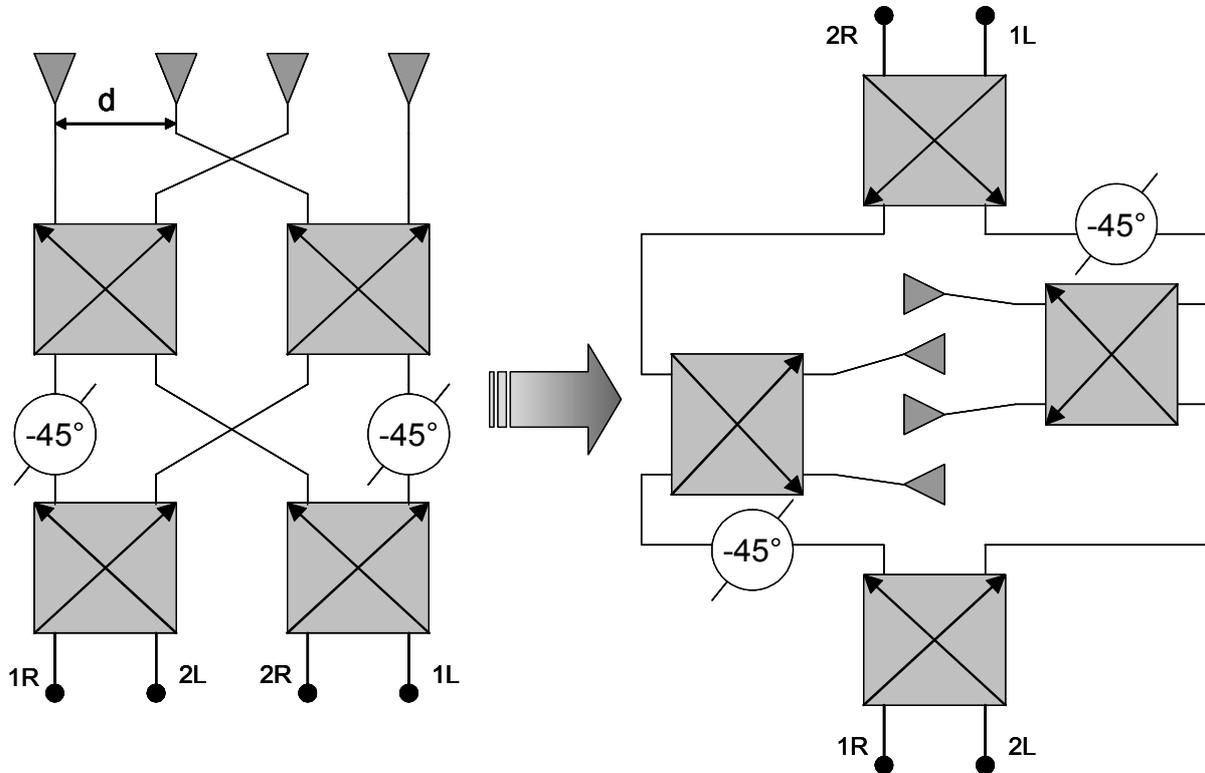


Figure III-1 – Nouvelle topologie de la matrice de Butler 4x4.

Cette topologie propose des ports d'entrée en vis-à-vis, contrairement à l'original. Elle offre le même nombre de composants sans les croisements. Le seul reproche qu'on puisse lui faire est que l'on ne peut plus dissocier la matrice du réseau d'antennes. En effet, la matrice entoure le réseau d'antennes et bien sûr plus le réseau d'antennes est important, plus les longueurs de lignes reliant les différents coupleurs le sont.

Donc pour un réseau linéique d'antennes de quatre sources de petites dimensions, c'est sûrement le meilleur schéma circuit que l'on puisse obtenir. Pour des sources de tailles importantes ou/et des réseaux plans, il faudra se poser la question de savoir si elle correspond au meilleur choix de topologie et la comparer éventuellement avec des structures plus classiques.

Pour la suite de ce chapitre, nous utiliserons donc cette topologie avec un réseau d'antennes linéique de quatre pavés rayonnants.

II-2 Etude du réseau d'antennes linéique

a) Choix de l'élément rayonnant

Si nous voulons intégrer la matrice de Butler avec son réseau d'antennes, il est logique de choisir des antennes imprimées de type plaqué. Ces structures rayonnantes sont constituées comme un circuit imprimé. La plupart comprennent une seule couche de substrat diélectrique d'épaisseur h , généralement faible devant la longueur d'onde dans le vide λ_0 ($\lambda_0 \gg h$), qui est entièrement métallisée sur sa face inférieure pour constituer la masse. Leur face supérieure est recouverte partiellement d'une métallisation de forme polygonale, circulaire ou quelconque.

Dans le cas particulier d'une forme rectangulaire, l'antenne plaquée est appelée pavé, pastille ou encore patch. La compréhension physique du fonctionnement de ces antennes plaquées rectangulaires passe par la connaissance du champ électromagnétique en zone proche de la structure rayonnante. Une approche simplifiée dite méthode de la cavité consiste à assimiler l'antenne imprimée à une cavité limitée par deux "murs électriques" horizontaux que forment le plan de masse et l'élément rayonnant, et par des "murs magnétiques" transversaux à pertes (*fig. III-2*).

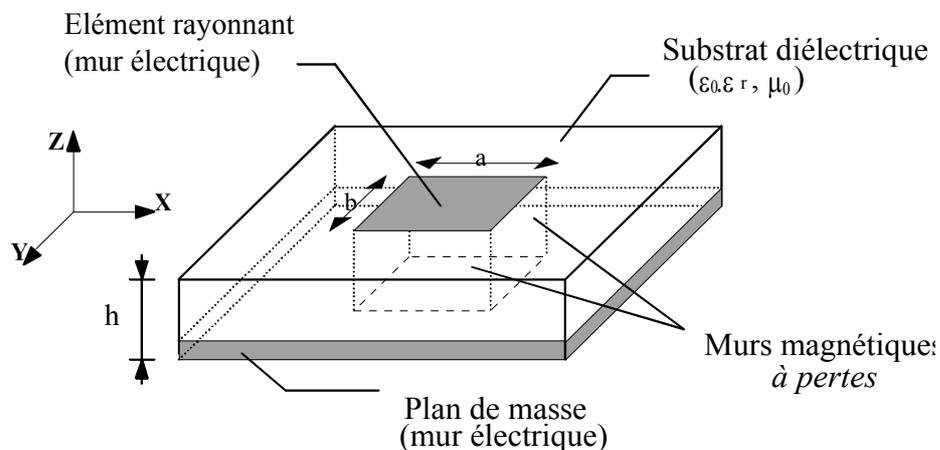


Figure III-2 – Modèle de la cavité à fuite

Cette cavité emmagasine de l'énergie électromagnétique pour certaines fréquences discrètes appelées "fréquences de résonances" auxquelles correspondent des configurations particulières de champs, appelés modes. Les conditions aux limites sur chacune des parois de la structure conduisent à des modes transverses magnétiques de type TM_{nmp} avec $p = 0$ pour une hauteur de substrat faible devant la longueur d'onde de fonctionnement ($h \ll \lambda$). Ainsi cette condition est remplie pour notre étude dans le domaine millimétrique, comme nous

travaillerons à la fréquence de 41,5 GHz qui correspond à la fréquence centrale du système LMDS :

$$\text{A } 41,5 \text{ GHz, } \lambda = \frac{C}{F \cdot \sqrt{\epsilon_r}} \approx 4,2 \text{ mm} \gg h = 0,254 \text{ mm}$$

Les pertes dans les parois transversales sont localisées sur les bords de l'élément rectangulaire, elles traduisent le rayonnement d'une partie de l'énergie emmagasinée à une fréquence donnée. Ce phénomène est caractérisé par l'épanouissement des lignes de champs au voisinage des arêtes de l'élément rayonnant, ce qui est traduit par une permittivité du substrat diélectrique relativement faible ($\epsilon_r < 10$) pour éviter le confinement de l'énergie dans le substrat.

Le choix d'un élément rayonnant carré fonctionnant sur son mode principal (TM_{10}) s'est donc imposé, car il est de configuration simple. Les dimensions de celui-ci ont été obtenues par la simulation employant la méthode *FDTD* (côté du carré : 1,945 mm) lorsqu'il est alimenté par une ligne microruban au milieu de l'un de ses côtés.

b) Diagrammes de rayonnement analytiques

Comme nous l'avons vu au chapitre précédent le pas du réseau est une donnée importante. Dans le but de favoriser un gain élevé par rapport à une apparition des lobes de réseaux (surtout pour les faisceaux extrêmes 2R et 2L) et par rapport aux couplages induits entre sources rayonnantes, une distance de $0,7\lambda_0$ (5,06 mm) entre éléments rayonnants est préférable (Cf. chapitre II).

Sur la *figure III-3* sont présentés les différents diagrammes de rayonnement en site obtenus par la matrice de Butler suivant le port d'entrée choisi. Ces résultats proviennent du logiciel *SARA [III-2]* d'analyse des réseaux. Ils ne tiennent donc pas compte de l'environnement extérieur au réseau d'antennes, comme le circuit d'alimentation de la matrice ; ce sont des faisceaux idéaux. On remarquera notamment la présence de lobes de réseaux importants pour les faisceaux 2R et 2L (dynamique de 1,8 dB) et la position des maxima des faisceaux qui correspondent à des minima pour les autres (faisceaux orthogonaux).

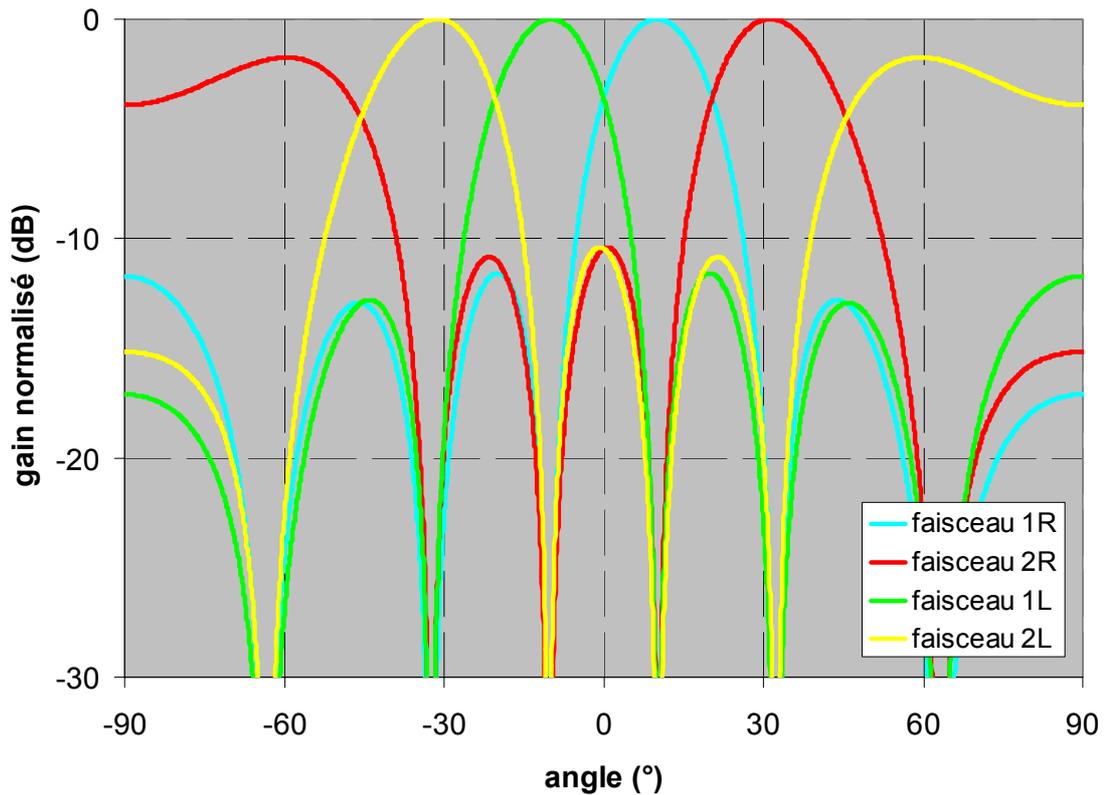


Figure III-3 – Diagrammes de rayonnement en site obtenus par le logiciel SARA à 41,5 GHz du réseau d'antenne 1x4 alimenté par la matrice de Butler 4x4 standard.

Sur le *tableau III-1* sont récapitulées les performances d'une telle matrice pour les 4 faisceaux. Ces résultats révèlent une couverture globale de 85° (soit près de 90°) avec une directivité supérieure à 10 dB.

On pourrait obtenir facilement une couverture de 90° en diminuant le pas du réseau

Port d'entrée	Gradient de déphasage	Dépointage	Ouverture à -3 dB	Directivité
1R	+45°	+10°	18.7°	+13.5 dB
2R	+135°	+31.3°	21.7°	+10.7 dB
2L	-135°	-31.3°	21.7°	+10.7 dB
1L	-45°	-10°	18.7°	+13.5 dB

Tableau III-1 – Performances des faisceaux issues de la matrice 4x4 à 41,5 GHz

III- Simulation des éléments constituant la matrice de Butler 4x4 standard

III-1 Simulation du coupleur (3 dB, 90°) à 2 branches

Afin de minimiser les couplages entre lignes à l'intérieur même du coupleur, l'impédance d'entrée du coupleur a été choisie assez forte (100 Ω). En effet, cela permet d'obtenir des lignes microrubans plus fines dont la longueur d'onde est plus importante (Cf. chapitre II).

Ainsi ce coupleur est simulé à la fréquence centrale de 41,5 GHz à l'aide du logiciel *MOMENTUM*. Ses dimensions sont données figure III-4.

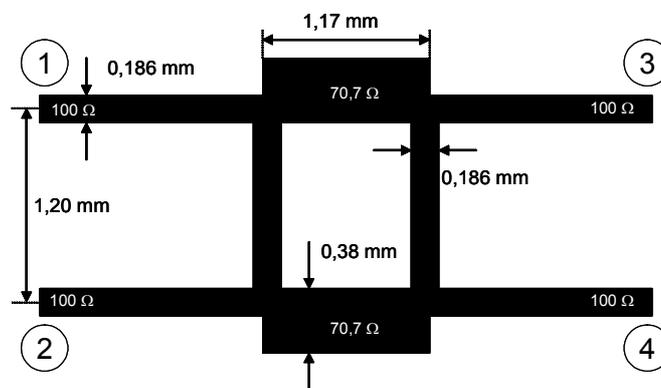


Figure III-4 – Dimensions du coupleur (3 dB, 90°) simulé.

Les résultats des simulations sont présentés sous la forme de paramètres S. D'une part, ils sont fournis en amplitude pour les 4 ports (fig. III-5) et d'autre part en phase pour les 2 voies de découplage (fig. III-6).

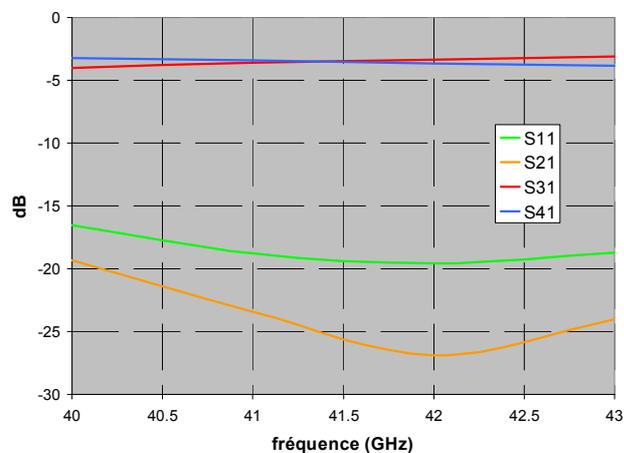


Figure III-5 – Paramètres S en amplitude du coupleur simulé.

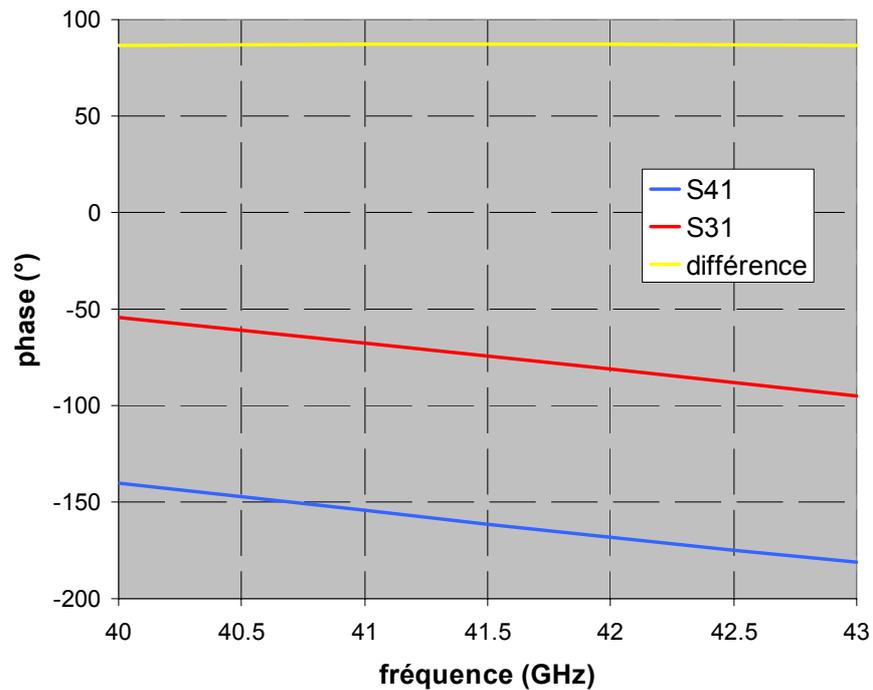


Figure III-6 – Paramètres S en phase des deux voies de découplage du coupleur simulé.

En amplitude, la dynamique entre les voies de découplages (port 3 et 4) est inférieure à 0,8 dB sur la bande 40 – 43 GHz avec un niveau moyen de l'ordre de -3,5 dB au lieu de -3 dB attendu. Cela est dû aux pertes apportées par le diélectrique, le conducteur et par le rayonnement du coupleur (fig. III-7).

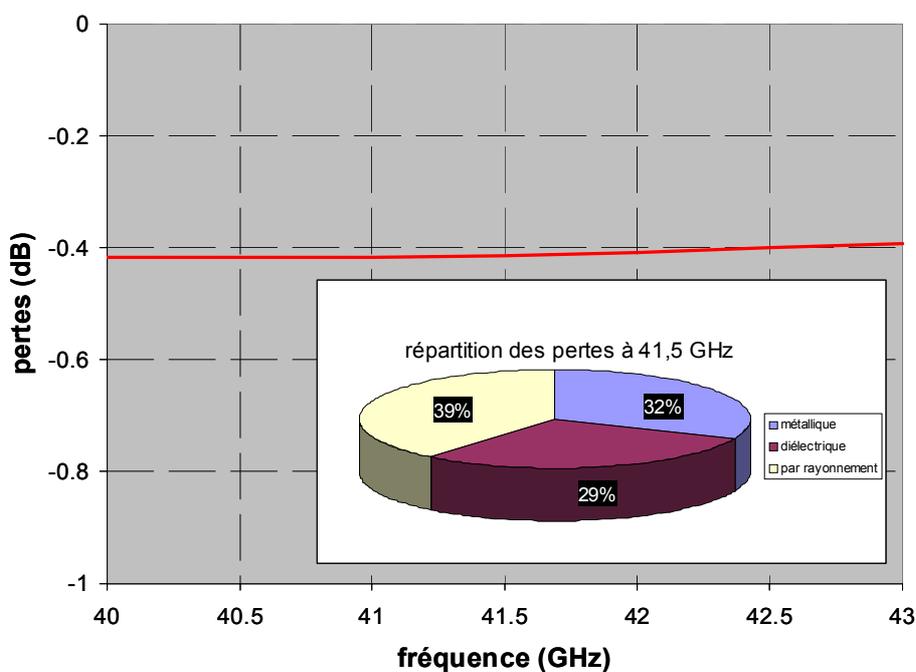


Figure III-7 – Evaluation des pertes du coupleur simulé.

De même, le coefficient de réflexion (S11) est satisfaisant (il reste inférieur à -16 dB sur toute la bande) et l’isolation de sa voie adjacente (voie 2) est convenable (elle reste inférieure à -19 dB).

En ce qui concerne la différence de phase des voies de découplage (port 3 et 4), on se retrouve en position de quasi quadrature de phase (87°), avec une balance de $86,3^\circ$ à 87° .

Les résultats de simulation de ce coupleur sont donc tout à fait acceptables.

III-2 Caractéristiques des lignes et coudes employés

Les autres composants de la matrice sont les lignes et les coudes utilisés pour les déphaseurs -45° , les sauts d’impédance, les coupleurs et les croisements.

L’ensemble des résultats présentés dans cette partie provient du logiciel de simulation *MOMENTUM*.

a) Caractéristiques des lignes microrubans sans et avec saut d’impédance

Sur les figures III-8 (a) et (b) sont représentées l’évolution des largeurs de lignes et des longueurs d’onde guidées correspondantes en fonction de leur impédance caractéristique sur substrat duroïd 6002 ($\epsilon_r = 2,94$ / $\tan\delta = 0,0034$ / $h = 254 \mu\text{m}$) à 41,5 GHz. Ces caractéristiques de lignes nous ont aidé à la conception du circuit.

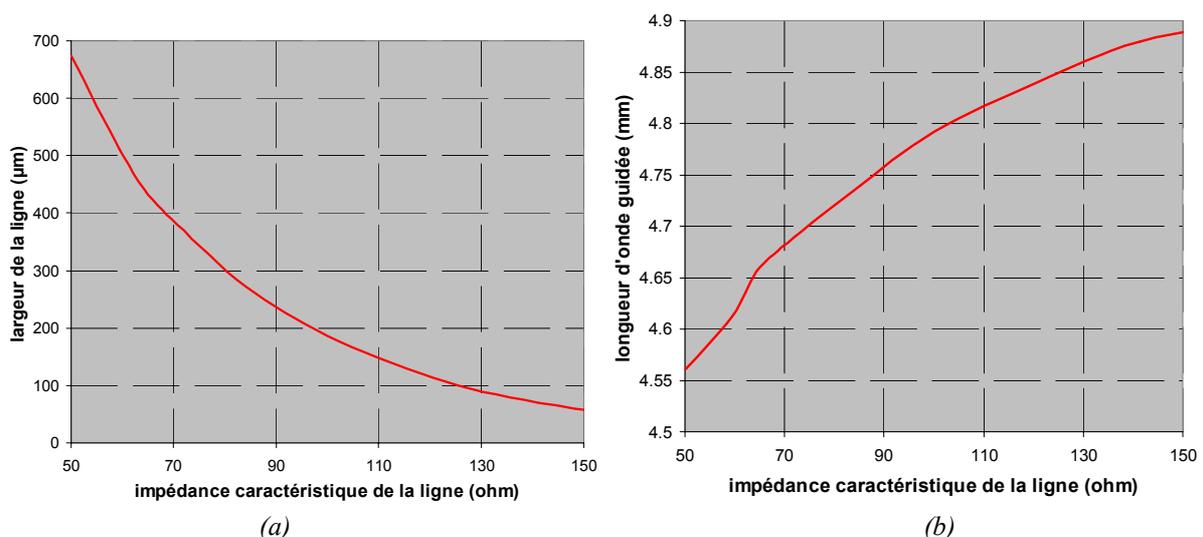


Figure III-8 – Spécificités des lignes microrubans en fonction de leur impédance caractéristique, (a) sur la largeur de ligne, (b) sur la longueur d’onde guidée.

On notera qu'au-delà de 150 Ω les pistes de lignes deviennent extrêmement fines et donc difficilement réalisables.

La plupart des lignes employées dans la matrice ont une impédance caractéristique de 100 Ω identiques à celles employées aux ports d'accès des coupleurs (3-dB, 90°). De ce fait, les pertes de cette ligne ont été calculées sur la bande de fréquence 40 – 43 GHz sur une distance d'une longueur d'onde guidée (fig. III-9(a)). Sur les trois types de pertes rencontrées, on constate que celles par rayonnement sont quasi inexistantes, seules demeurent les pertes métalliques et diélectriques.

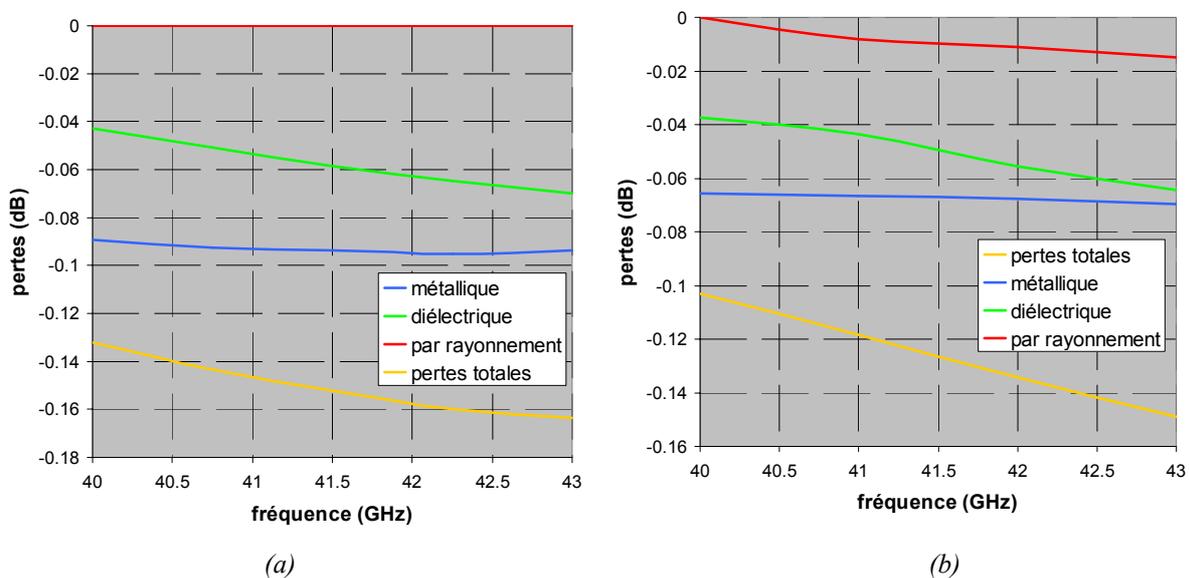


Figure III-9 – Simulation des pertes (dB/ λ_g), (a) pour une ligne 100 Ω , (b) pour un saut d'impédance.

Ces pertes sont comparées à celles dues à un saut d'impédance (fig. III-9 (b)), formé ici de deux transformateurs quart d'onde (50 Ω / 70,7 Ω et 100 Ω / 100 Ω) afin de ramener une impédance 100 Ω à 50 Ω . Les pertes de rayonnement sont alors plus conséquentes et attribuables à la discontinuité créée par le changement d'impédance.

b) Caractéristiques des lignes coudées 100 Ω

Dans la matrice les lignes coudées apportent, elles aussi, leur lot de pertes supplémentaires. Comme les lignes principales du circuit ont une impédance caractéristique de 100 Ω , il en est de même pour la valeur des impédances caractéristiques des lignes coudées.

Ces coudes formant un angle de 90° sont tronqués à 45° , ce qui offre une meilleure transmission de l'énergie. Il est toutefois possible de l'améliorer en optimisant les dimensions du chanfrein [III-3].

Les résultats de simulation (fig. III-10) montrent des pertes de rayonnement pénalisantes qui doublent les pertes totales sur une longueur d'onde guidée. A 41,5 GHz les pertes totales le long de la ligne sont de $0,15 \text{ dB}/\lambda_g$. Pour la même ligne, mais coudée, elles atteignent plus de $0,3 \text{ dB}/\lambda_g$. Ainsi le coude contribue aux pertes de manière significative avec $0,15 \text{ dB}$ supplémentaire sous forme d'énergie rayonnée. Le circuit de la matrice de Butler devra donc posséder un nombre de coudes minimum à la fois pour diminuer les pertes et pour limiter le rayonnement parasite sur le diagramme de rayonnement du réseau d'antennes.

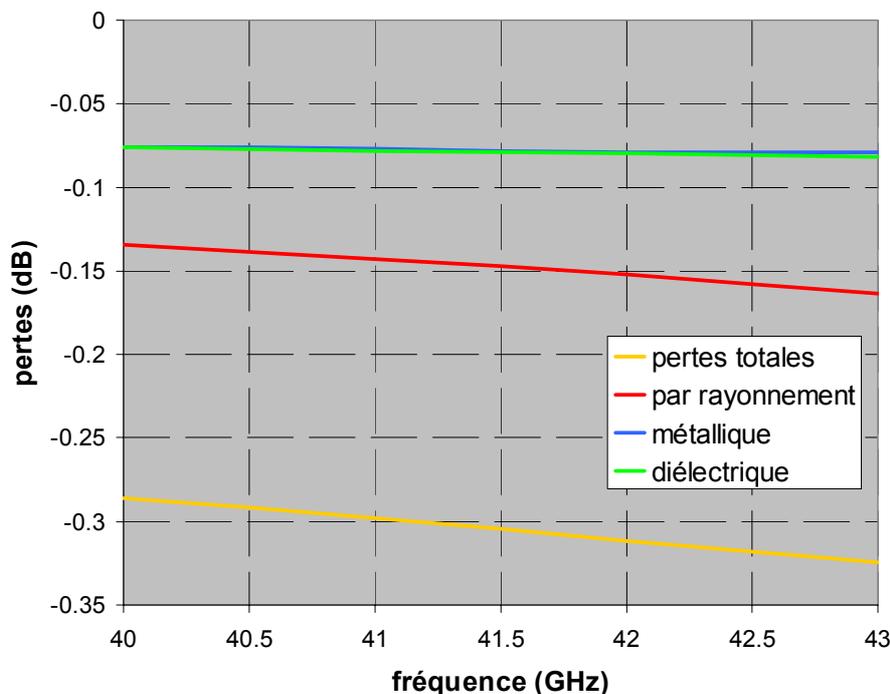


Figure III-10 – Simulation des pertes (dB/λg) pour une ligne coudée à 90° et tronquée à 45° .

IV- Simulation de la matrice de Butler 4x4 standard

IV-1 Procédé de simulation choisie

La matrice de Butler et son réseau d'antennes n'ont pas pu être simulés entièrement sous le logiciel *MOMENTUM* à cause de la taille du problème. Par conséquent le dimensionnement de ce système s’est accompli en plusieurs étapes successives :

- Des blocs de structures (lignes coudées, déphaseurs, saut d’impédance et coupleurs) ont été simulés et optimisés avec le logiciel *MOMENTUM* à la fréquence centrale de 41,5 GHz.
- Ces blocs donnent des éléments localisés qui sont ensuite assemblés sous forme de boîtes noires contenant leurs matrices S. Cet assemblage complet du système utilise la méthode nodale qu’offre le logiciel *ADS [III-4]* afin d’y être simulé de façon rapide avec peu de ressources informatiques.
- Les résultats des matrices S d’entrée et de sortie du système sont alors connus.

La matrice de Butler alimentant les quatre pastilles rayonnantes est décrite *figure III-11*. Il faut noter que le diagramme de rayonnement final se formera dans le plan H du fait de la position des alimentations des pastilles. De plus, comme les pastilles sont alimentées alternativement en opposition de phase sans compensation de déphaseurs de 180°, la dénomination des ports d'entrées est alors à permuter :

- la voie 1R devient la voie 2L
- la voie 2L devient la voie 1R
- la voie 1L devient la voie 2R
- la voie 2R devient la voie 1L

La taille approximative du système est de 34 x 18 mm pour une hauteur d’un quart de millimètre. Toutes ses dimensions peuvent être retrouvées dans l’**annexe 7**.

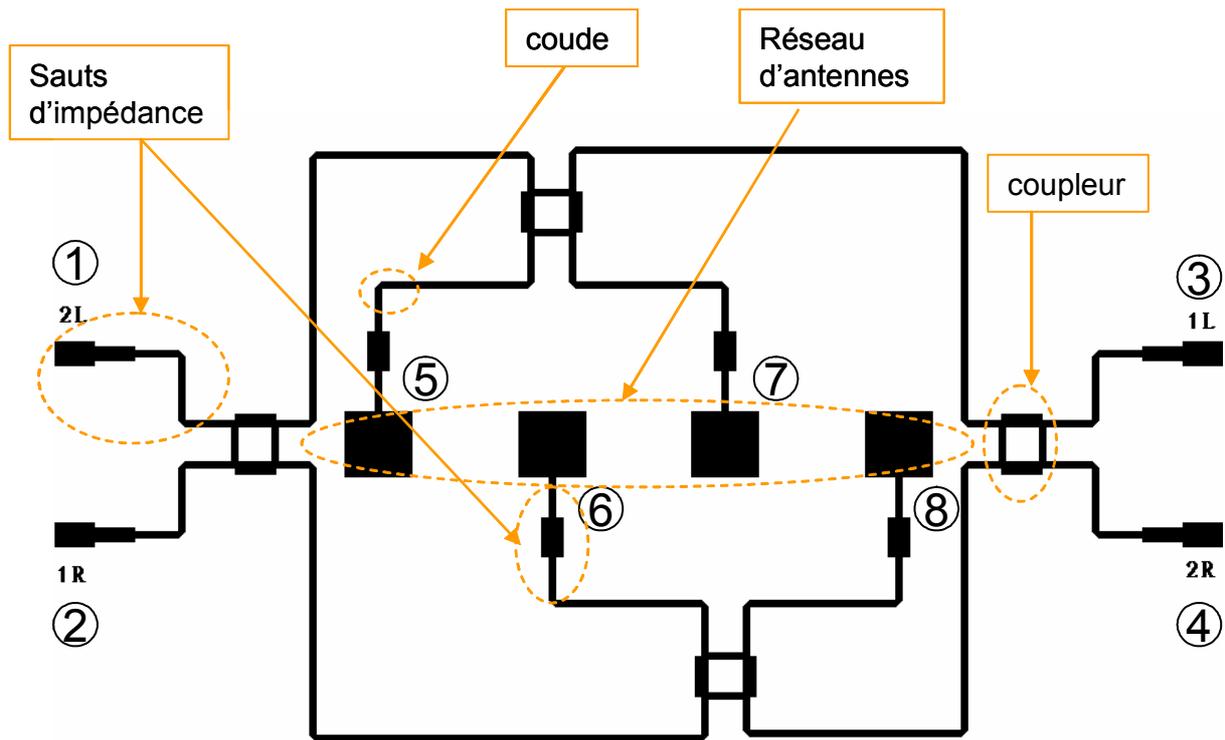


Figure III-11 – Dessin de la matrice de Butler 4x4 standard alimentant son réseau d'antennes.

IV-2 Résultats de simulation de la matrice de Butler 4x4

a) Evaluation des nouveaux pointages

La simulation globale du système a été effectuée en 2 temps :

- avec le réseau d'antennes pour calculer les paramètres S de réflexion et d'isolation des voies d'entrées,
- sans le réseau d'antennes ce qui permet d'obtenir les pondérations en amplitude et en phase distribuées à chaque élément rayonnant.

Les résultats de simulation sont regroupés dans le *tableau III-2*. Il présente à la fois les différentes pondérations référencées par rapport à la sortie n°5 de la matrice à 41,5 GHz, ainsi que les variations des paramètres S en entrée et en sortie sur la bande de fréquence 40,5 – 42,5 GHz.

A partir de ces pondérations, on peut remonter aisément aux diagrammes de rayonnement (*fig. III-12*) à l'aide du logiciel *SARA*. Les résultats correspondants aux dépointages respectifs sont alors retrouvés dans le *tableau III-3*.

N° du port de sortie de la matrice Butler	voie 2L		voie 1R		voie 1L		voie 2R	
	ampl.	phase	ampl.	phase	ampl.	phase	ampl.	phase
5	1.00	0°	1.00	0°	1.00	0°	1.00	0°
6	1.05	-48.9°	0.93	137.4°	1.12	-148.2°	1.01	38.4°
7	1.05	-84.2°	1.00	265.4°	1.04	-276.2°	1.01	87.2°
8	1.04	-135.9°	0.89	53.7°	1.01	-62.8°	0.95	122.0°
Isolation et réflexion	< -12.4 dB		< -12.7 dB		< -12.6 dB		< -12.7 dB	
Ecart d'amplitude	0.5 dB		1.0 dB		1.0 dB		0.5 dB	
Variation moyenne de la phase	45.5°		137.9°		140.9°		40.7°	

Tableau III-2 – Résultats de simulation de la matrice de Butler 4x4 standard.

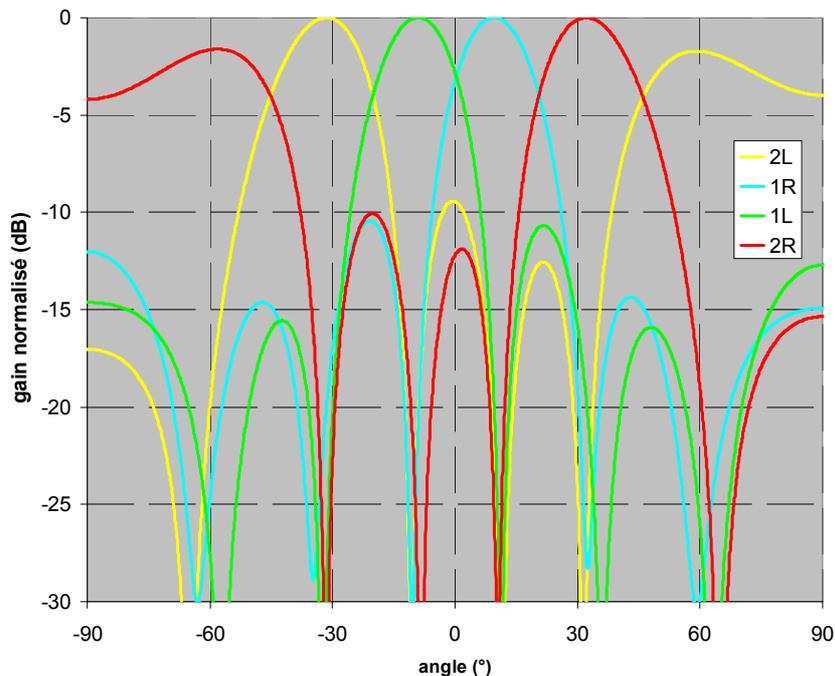


Figure III-12 – Diagrammes de rayonnement correspondant aux pondérations calculées par le simulateur ADS à 41,5 GHz.

L'ensemble des résultats est plutôt satisfaisant, on retrouve 4 faisceaux avec parfois un léger décalage avec ce qui était prévu (variation de pointage allant jusqu'à 1°). Les écarts de pondération en amplitude d'un élément rayonnant à un autre influent peu sur les lobes secondaires à la fréquence centrale de 41,5 GHz et laissent apparaître une légère dissymétrie des lobes.

Ports d'entrée de la matrice	Analyse (SARA)			Simulation (ADS)		
	Pointages	Ouverture à -3 dB	Directivité (dB)	Pointages	Ouverture à -3 dB	Directivité (dB)
1R	+10.0°	18.7°	13.5	+9.6°	18.8°	13.5
2R	+31.3°	21.7°	10.7	+32.2°	22.1°	10.6
2L	-31.3°	21.7°	10.7	-31.5°	21.9°	10.7
1L	-10.0°	18.7°	13.5	-9.0°	19.0°	13.5

Tableau III-3 – Comparaison des résultats de simulation avec les faisceaux idéaux obtenus en analyse.

b) Estimation des pertes dans la matrice

Si la matrice 4x4 était sans perte, ses paramètres S en amplitude de sortie indiqueraient un niveau de -6 dB (un signal introduit en entrée se divise en 4). Lors de la simulation ceux-ci fluctuent entre -8,5 et -9 dB à la fréquence de travail, on peut donc estimer les pertes maximales dans la matrice à 3 dB, soit un rendement minimal de 50 % à 41,5 GHz.

Un autre calcul à la main peut être fait en prenant le chemin le plus long dans la matrice. En effet les pertes pour chaque composant (lignes, coudes, saut d'impédance et coupleurs) ont déjà été calculées. Ainsi le plus long chemin comporte :

- 2 sauts d'impédance (à 0,13 dB/saut), en supposant qu'ils causent les mêmes pertes, soit 0,26 dB,
- 7 coudes (à 0,15 dB/coude), soit 1,05 dB,
- 2 coupleurs (à 0,42 dB/coupleur), soit 0,84 dB,
- 4,66 λ_g de lignes 100 Ω (à 0,15 dB/ λ_g), soit 0,7 dB.

Les pertes maximales à 41,5 GHz sont donc estimées à 2,85 dB, soit un rendement minimal d'environ 52 %.

Ce dernier calcul donne lieu à des informations intéressantes car il rend compte des pertes les plus pénalisantes : le rayonnement des coudes avec plus d'un tiers des pertes.

V- Mesures de la première matrice

Une fois que le dispositif intégré (matrice de Butler avec son réseau d'antennes) est conçu, il nous faut le réaliser puis le mesurer. C'est pourquoi dans cette partie, nous verrons les moyens de mesures mis à notre disposition, ainsi que les moyens mis en oeuvre pour effectuer cette réalisation (type de gravure, boîtier et montage des connecteurs).

V-1 Moyens de mesures expérimentaux

Les mesures ont été exécutées dans la base millimétrique du *CREAPE* sur le site d'*ESTER* à Limoges. Cette base a connu une certaine révolution au cours des trois dernières années. Elle est passée d'une simple base millimétrique à une base compacte millimétrique [III-5].

Le principe de ces bases de mesures est de déterminer les diagrammes de rayonnement de l'antenne à mesurer. Son gain est alors déterminé par la mesure de l'atténuation entre les deux accès (signal émis et signal reçu), l'atténuation d'une liaison radioélectrique étant reliée au gain par la formule de FRISS [III-6]. En outre son adaptation est connue grâce à la comparaison entre l'onde réfléchie par l'antenne testée et l'onde incidente dans le plan de référence imposé au cours de la calibration du système.

Toutes ces mesures sont rendues possibles grâce aux dispositifs suivants :

- un positionneur piloté par un PC de contrôle et de traitement des données, permettant une rotation motorisée de l'antenne à mesurer,
- la commande de ce positionneur,
- un analyseur de réseau vectoriel (produit AB MILLIMETER version MVNA8-350) de dynamique suffisante afin de visualiser des lobes secondaires jusqu'à -60 dB, et de couverture fréquentielle très importante (8 GHz – 170 GHz) grâce aux guides d'ondes et têtes millimétriques adéquats (génération, détection des signaux et mesure des paramètres de transmission et de réception en module et phase),
- des antennes étalons et de mesure,
- un système d'acquisition des fréquences émises à l'aide d'un compteur-stabilisateur de fréquences *EIP575*,

- un système d'acquisition du signal reçu avec l'aide d'un oscillateur détectant l'onde reçue,
- divers logiciels permettant l'acquisition, le tracé et l'enregistrement des mesures,
- des panneaux d'absorbants disposés de façon à former une chambre anéchoïque,
- un réflecteur pour la base compacte.

La première base (fig. III-13) possédait des panneaux d'absorbant mobile de telle manière qu'il était possible de dimensionner une chambre anéchoïque de 6 m de long sur 3 m de large afin d'effectuer les mesures en champ lointain ($\text{longueur} > 2D^2/\lambda$) ce qui est le cas pour notre réseau ($D \approx 1,8 \text{ cm} \Rightarrow \text{longueur} > 0,1 \text{ m}$).

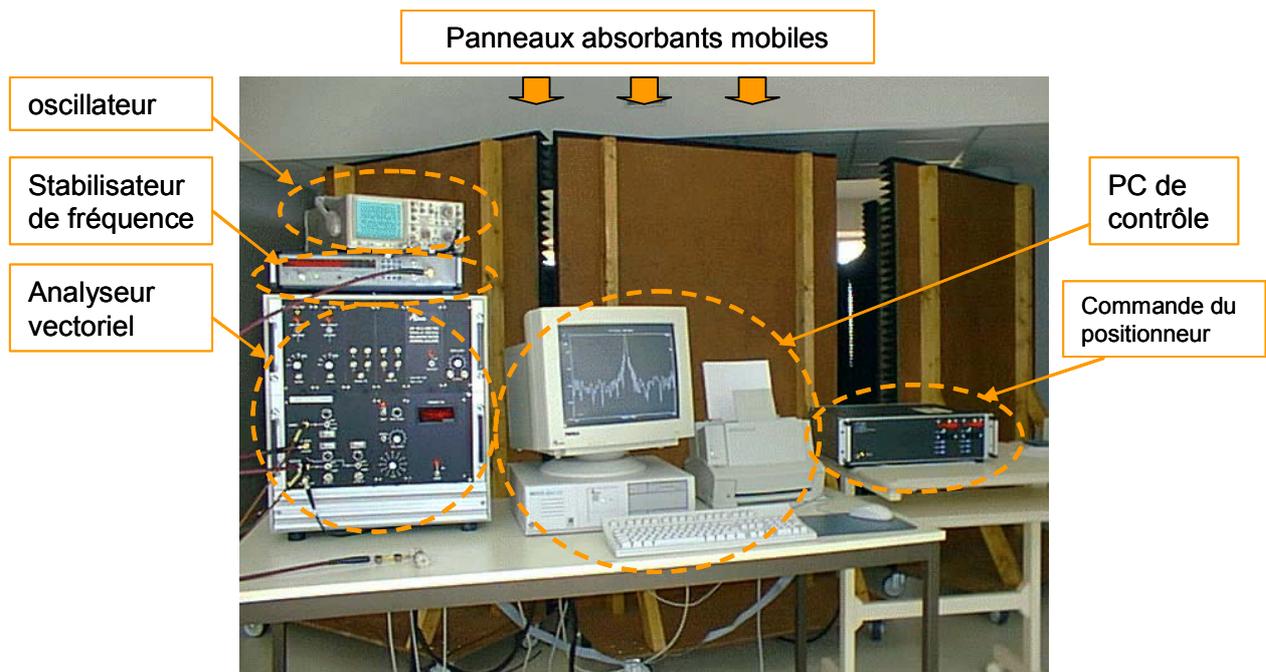


Figure III-13 – Première base millimétrique du CREAPE.

Cependant, pour certains types d'antennes (notamment à très grand gain à certaines fréquences), les champs lointains peuvent atteindre plusieurs dizaines de mètres, impossibles à tenir dans cette base. C'est pourquoi une base compacte a été envisagée, devant permettre la mesure en champ proche de tous types d'antennes, à petits ou grands diamètres selon le gain, dans un local réduit, pour une bande de fonctionnement allant de 10 à 50 GHz.

En effet la fonction d'une base compacte de mesure d'antennes est de reproduire la condition de champ lointain à une distance relativement faible. Une onde sphérique provenant de la source est transformée en onde plane après réflexion sur un réflecteur. Elle est ensuite dirigée vers l'antenne sous test (fig. III-14).

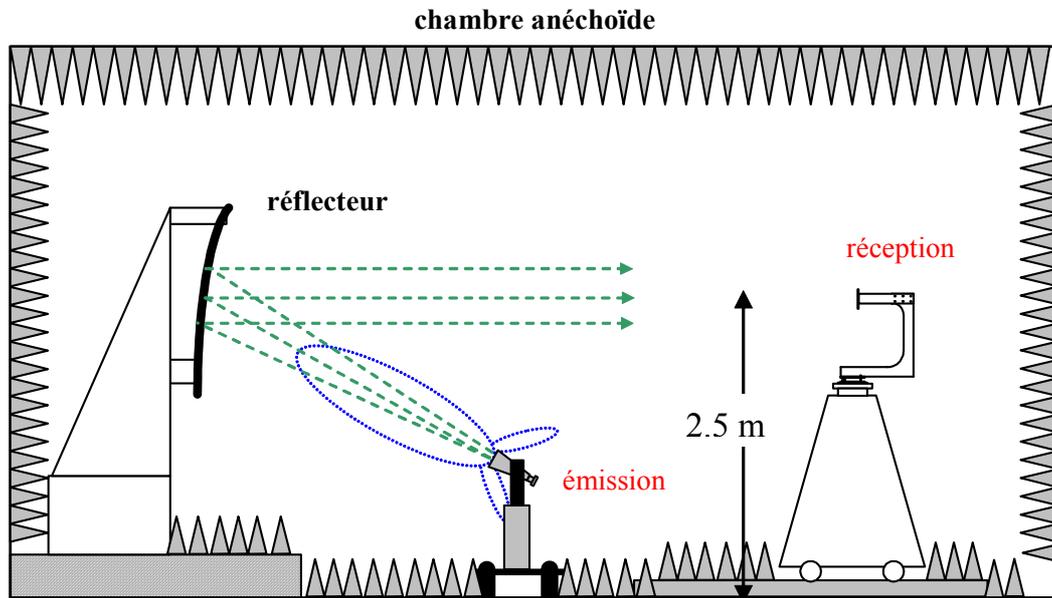


Figure III-14 – Dessin de la base compacte du CREAPE.

V-2 Réalisation et mesures de la première matrice de Butler

Le circuit de la matrice 4x4 a été réalisé au sein de l'IRCOM au laboratoire de microélectronique par un procédé de gravure chimique. Ses ports d'accès ont été mis au point avec des connecteurs de 2,92 mm de la société "Southwest Microwave" (U.S.A.).

Les mesures ont été faites à 40, 41.5 et 43 GHz dans l'ancienne base millimétrique du CREAPE. Les meilleurs résultats sont présentés à 43 GHz dans le tableau III-4.

Ports d'entrée de la matrice	Mesures			Simulation (ADS)		
	Pointages	Ouverture à -3 dB	Gain (dB)	Pointages	Ouverture à -3 dB	Gain (dB)
1R	+7°	13°	+10.4	+9.6°	18.8°	+10.5
2R	+31°	16.5°	-3.2	+32.2°	22.1°	+7.6
2L	-33°	14°	+6.3	-31.5°	21.9°	+7.7
1L	-6°	7°	+6.2	-9.0°	19.0°	+10.5

Tableau III-4 – Comparaison entre les mesures et les simulations.

On a pu constater de ces mesures deux problèmes principaux :

- Une dissymétrie des faisceaux au niveau des gains réalisés et de la dynamique des lobes secondaires. Le circuit réalisé étant symétrique, il devrait présenter des diagrammes de rayonnement symétriques.
- Un décalage fréquentiel important de 1,5 GHz vers les hautes fréquences (erreur de 3,6 %).

a) Explication du décalage fréquentiel des mesures

Précédemment, nous avons utilisé une méthode nodale couplée au logiciel *MOMENTUM* pour estimer les pondérations des éléments rayonnants. Cependant, l'utilisation de ses "boîtes boires" indépendantes ne permet pas de rejoindre les mesures et ne prévoit pas ce décalage fréquentiel important.

En effet, cette méthode nodale permet d'estimer avec une assez bonne précision les pertes de la matrice (par exemple pour la voie 1R, on retrouve les mêmes gains en mesures et en simulation), mais elle ne permet pas de remonter correctement aux diagrammes de rayonnement, car le rayonnement des éléments localisés (coudes, coupleurs, etc), donc de la matrice de Butler, n'y entre pas en compte.

Aussi, la solution est de simuler globalement le système. Pour cela la méthode des différences finies dans le domaine temporel (*FDTD*) développé par l'équipe

électromagnétique a été utilisée sur les calculateurs d'avant-garde de l'IDRIS (*Institut du Développement et des Ressources en Informatique Scientifique*) [III-7] qui est le centre majeur du CNRS pour le calcul numérique intensif de très haute performance. Cet institut participe à la mise en place de ressources informatiques nationales, au service de la communauté scientifique de la recherche publique, pour des simulations qui nécessitent des moyens informatiques extrêmes.

L'intégralité du circuit a donc pu être simulé. La cartographie des densités de courant à 41,5 GHz (*fig. III-15*) permet d'apporter un premier élément de réponse au décalage fréquentiel observé. Si les pondérations étaient équi-amplitudes, alors la densité de courant observée devrait être la même sur tous les pavés rayonnants, ce qui n'est pas le cas.

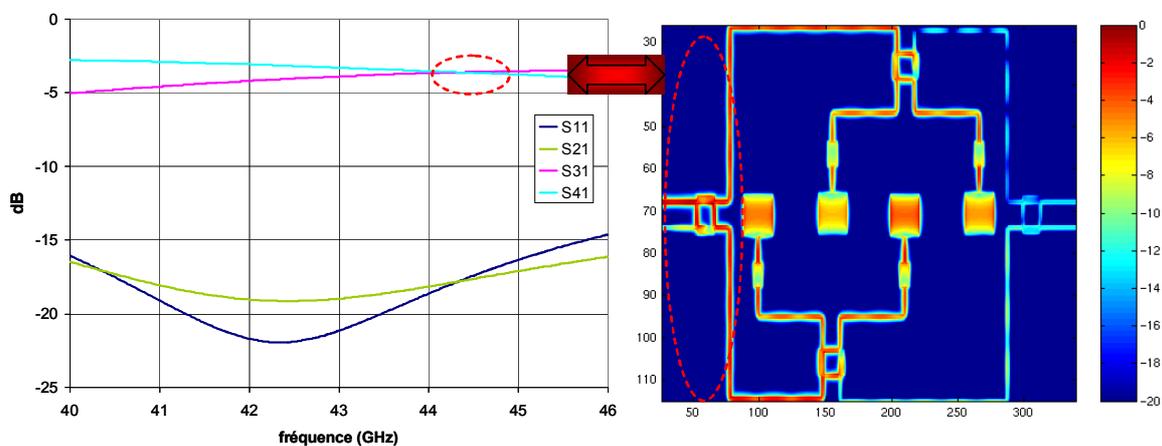


Figure III-15 – Fonctionnement du coupleur à 2 branches (visualisation de ses paramètres S) lorsqu'il est intégré dans la matrice de Butler (cartographie de densité de courant à 41,5 GHz en dB).

La seule explication possible est alors un mauvais découplage des voies de sortie de la part du coupleur hybride à 41,5 GHz. Un exemple a été pris pour le coupleur se situant le plus à gauche sur la cartographie (coupleur entouré de rouge). Son fonctionnement lorsqu'il est isolé ou dans la matrice n'est pas le même. La simulation du coupleur dans l'ensemble de la matrice le montre (*fig. III-15*). Son fonctionnement se situe à la fréquence centrale de 44,5 GHz. On pourra noter que pour les voies d'adaptation et d'isolation (S11 et S21), les amplitudes des paramètres S présentent des niveaux inférieurs à -16 dB sur toute la bande de travail. Ces paramètres S correspondent aussi à l'adaptation et l'isolation de la matrice.

Sur la figure III-16, on retrouve la comparaison des diagrammes de rayonnement (plan H) des simulations et des mesures.

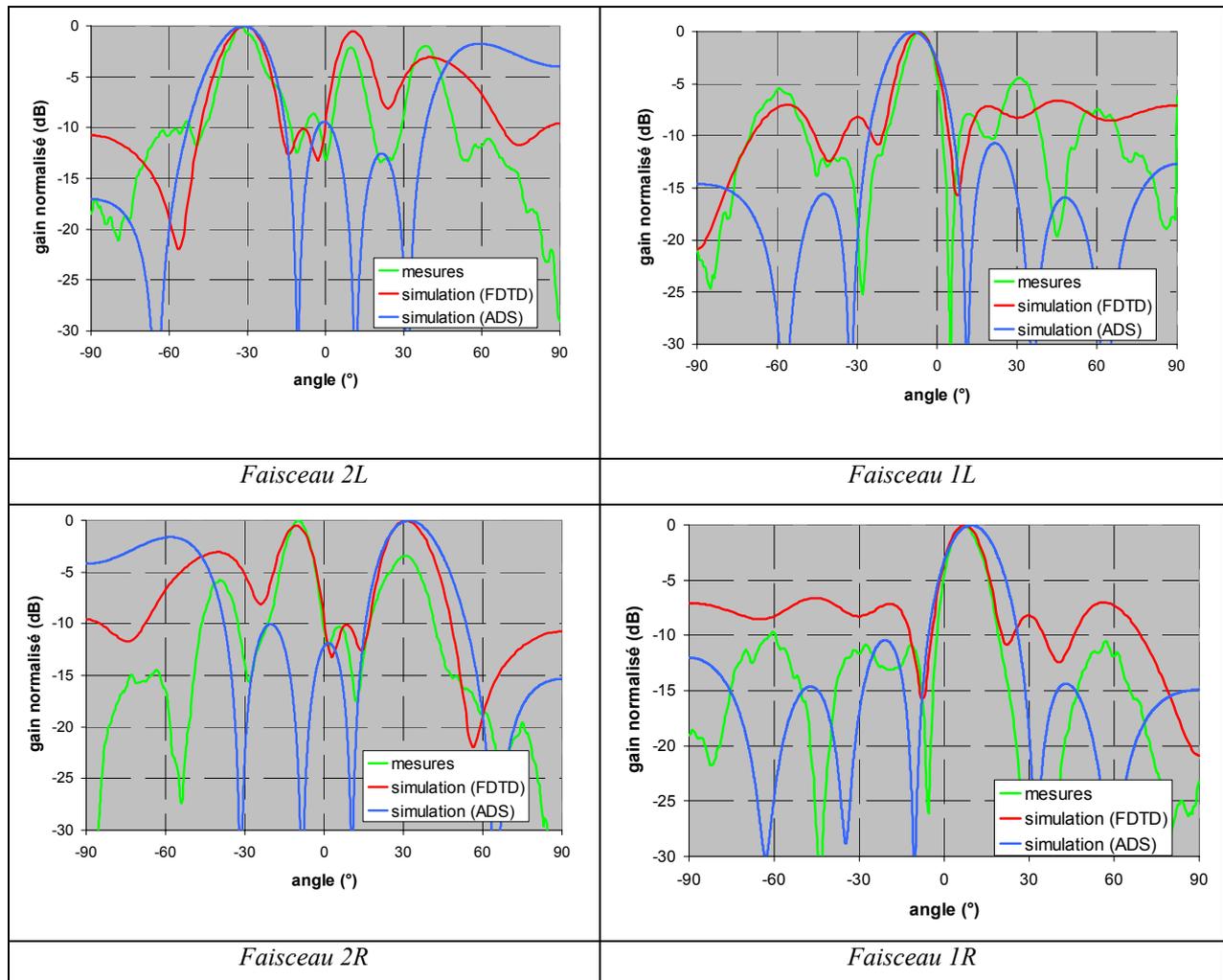


Figure III-16 – Comparaison des diagrammes de rayonnement des différentes méthodes de simulations avec les mesures pour les 4 faisceaux à 43 GHz.

La simulation globale (*FDTD*) de l'ensemble du circuit est bien plus proche des mesures. La remontée des lobes secondaires, la diminution de l'ouverture, la direction du pointage ainsi que le décalage fréquentiel cadrent avec les expérimentations.

Cependant un dernier problème subsiste. La dissymétrie des diagrammes de rayonnement en mesures ne se retrouve pas en simulation (*FDTD*).

b) Explication de la dissymétrie des diagrammes de rayonnement

Les diagrammes de rayonnement, que cela soit à 40 GHz, 41,5 GHz ou à 43 GHz ne sont pas symétriques entre eux (faisceaux 1R et 1L, 2R et 2L) par rapport à l'axe principal de direction contrairement à la théorie, alors que le circuit réalisé est lui symétrique. Ainsi le diagramme de rayonnement donné par la voie 1L est différent de celui donné par la voie 1R par symétrie axiale. Pour déterminer d'où peut provenir le(s) problème(s), nous avons procédé par étapes successives, à savoir :

- des nouvelles séries de mesures avec des charges millimétriques 50 Ω de constructeurs différents et avec des permutations de ces charges sur le circuit,
- le remplacement des connecteurs 2,92 mm pour les voies 1L et 2R,
- une étude sur la précision de la gravure chimique comparée à celle d'une gravure mécanique,
- une découpe du bord du circuit au niveau des voies 1L et 2R pour éliminer éventuellement les problèmes d'effet de bord de la soudure entre le boîtier et le circuit.

(i) Effets des charges millimétriques sur les mesures

Lors des premières mesures les charges 50 Ω millimétriques n'étaient pas toutes identiques. Par la suite, nous en avons obtenu de 2 marques différentes :

- des charges de la société *NORSAL* (DC 40 GHz) auprès du fournisseur *CELTI*,
- des charges provenant du kit de calibration *WILTRON* de la base de mesures.

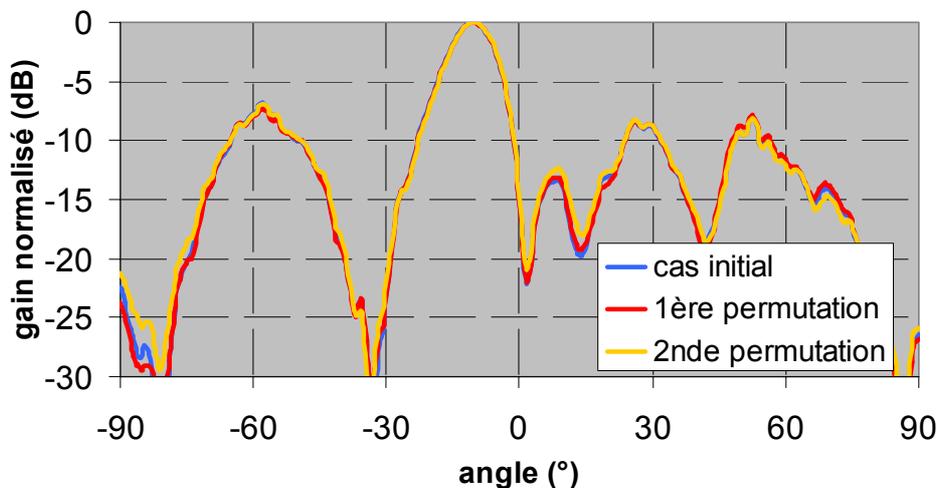


Figure III-17 – Comparaisons des effets de permutations de charges sur le diagramme de rayonnement de la voie 1L à 43 GHz.

L'utilisation de ces deux marques ne change en aucune manière les diagrammes de rayonnement. De même, la permutation circulaire des charges ne les affecte pas (fig. III-17). De plus les mesures des diagrammes de rayonnement ayant été effectuées plusieurs fois à des mois d'intervalles, on peut dire que la dissymétrie ne provient pas des expérimentations effectuées en chambre anéchoïque.

(ii) Remplacements des connecteurs de 2,92 mm

Les connecteurs de 2,92 mm (marque : « Southwest Microwave ») ont été remplacés pour les voies 1L et 2R par des nouveaux connecteurs de la même marque (fig. III-18). En effet pour ces 2 voies le gain est moindre alors que l'on a une bonne adaptation aux alentours des 43 GHz (le paramètre S_{ii} en amplitude est inférieur à -10 dB pour toutes les entrées).

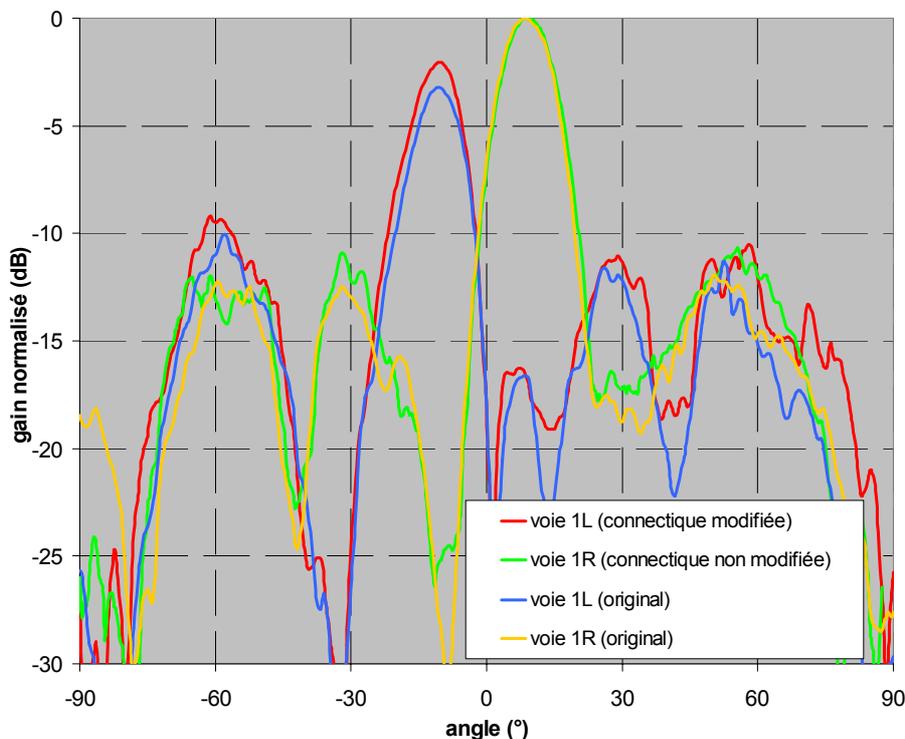


Figure III-18 - Comparaisons de mesures des voies 1R et 1L avant et après changement des connecteurs de 2,92 mm à 43 GHz

Les résultats des mesures montrent une nette amélioration (+ 1.1 dB) du lobe principal de la voie 1L, mais cela ne le ramène pas au niveau du lobe principal de la voie 1R.

Les connecteurs ne sont pas défectueux, mais un bon montage sur le circuit est important (notamment le centrage et la microsoudure de la pinoche du connecteur sur la ligne microruban d'alimentation de la matrice).

(iii) Comparaison de gravure chimique et mécanique

Grâce à la binoculaire du laboratoire de microélectronique de l'IRCOM (grossissement jusqu'à 200 fois), les différentes côtes du circuit de la matrice de Butler (fig. III-19(a)) ont été vérifiées.

En parallèle, un circuit identique (fig. III-19(b)) a été réalisé par gravure mécanique (appareil « LPKF ProtoMat C60 »). Pour les mesures, un boîtier et des connecteurs de 2,92 mm de la même marque ont été employés. La aussi les côtes du circuit ont subi une vérification.

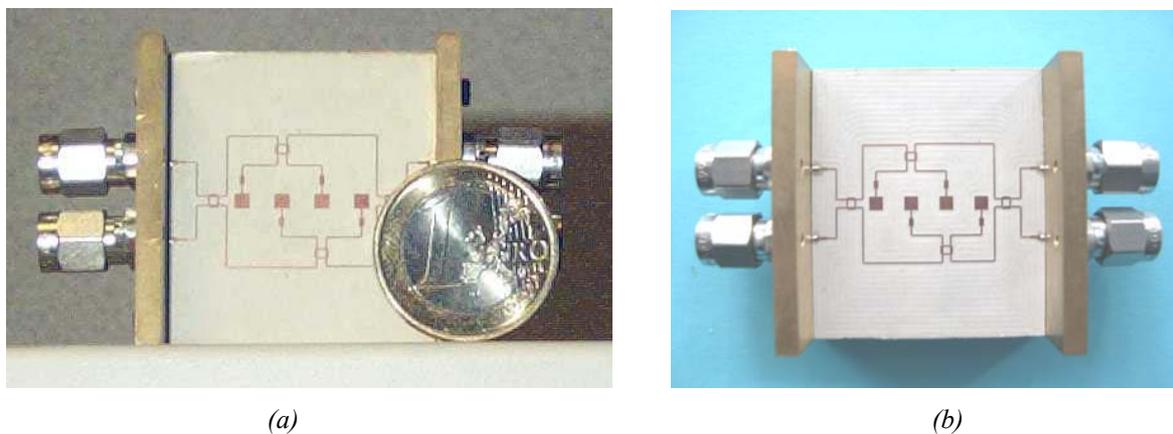


Figure III-19 – Photographies des matrices de Butler 4x4, (a) par gravure chimique, (b) par gravure mécanique.

La comparaison des dimensions des deux circuits (gravure chimique / gravure mécanique : fig. III-20) ne permet pas de conclure : le pourcentage d'erreur sur les dimensions est du même ordre.

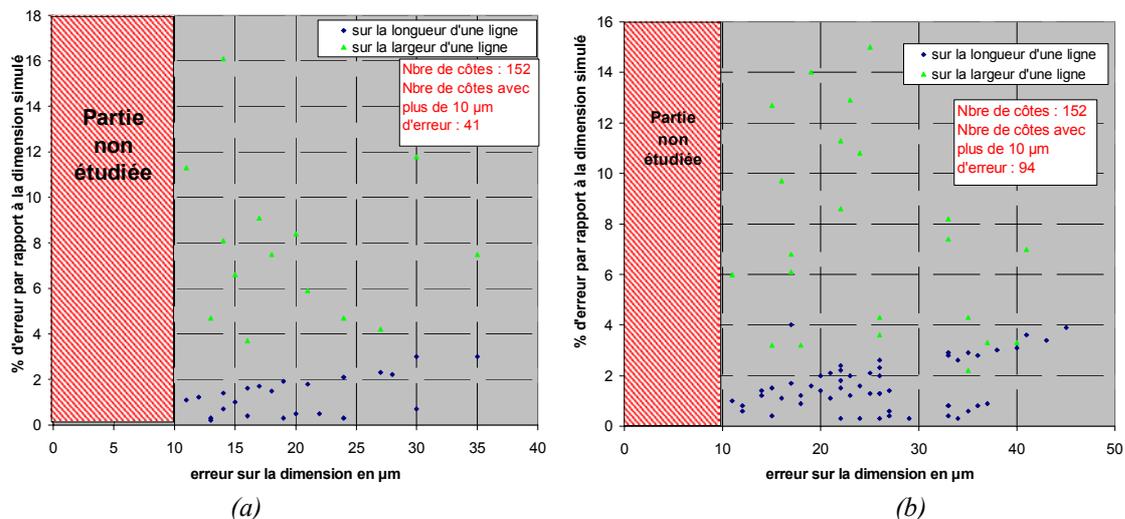


Figure III-20 - Estimation de l'erreur produite sur les dimensions du circuit de la matrice de Butler, (a) pour une gravure mécanique, (b) pour une gravure chimique.

Ce constat est corroboré par les résultats des mesures des diagrammes de rayonnement du circuit en gravure mécanique (fig. III-21) où l'on retrouve une quasi symétrie axiale.

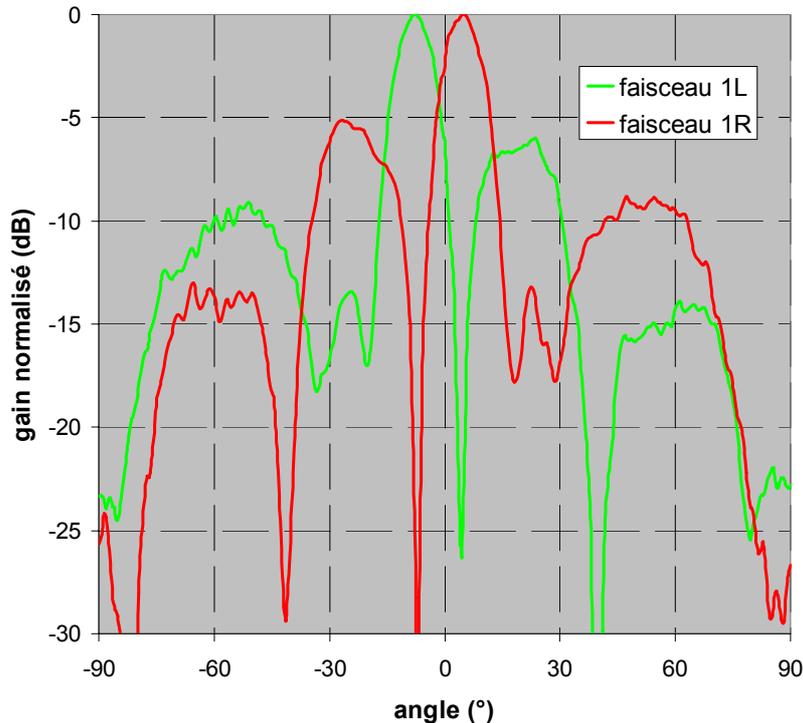


Figure III-21 – Mesures des diagrammes de rayonnement du circuit (gravure mécanique) à 43 GHz.

On peut donc affirmer que la précision de la gravure chimique n'intervient pas dans la dissymétrie des diagrammes de rayonnement du circuit.

(iv) Effets de bords de la soudure

Il peut arriver, lors d'un montage de boîtier, que la soudure soit insuffisante. Un champ capacitif est alors créé entre la feuille de cuivre du substrat et le flasque en laiton du boîtier (fig. III-22) perturbant le bon fonctionnement du circuit. Ceci est d'autant plus vrai que ce sont les voies d'entrée 1L et 2R qui sont dissymétriques, lesquelles se situent du même côté sur le boîtier.

Pour remédier à ce problème, les connecteurs ont été démontés et le boîtier contenant le circuit redécoupé. Après le réassemblage des divers constituants, des mesures de diagrammes de rayonnement ont été effectuées de nouveau (fig. III-23). On observe encore une amélioration de la symétrie des lobes (par exemple l'alimentation de la voie 1L permet d'obtenir un gain de 0,5 dB de plus par rapport à la modification apportée par la connectique).

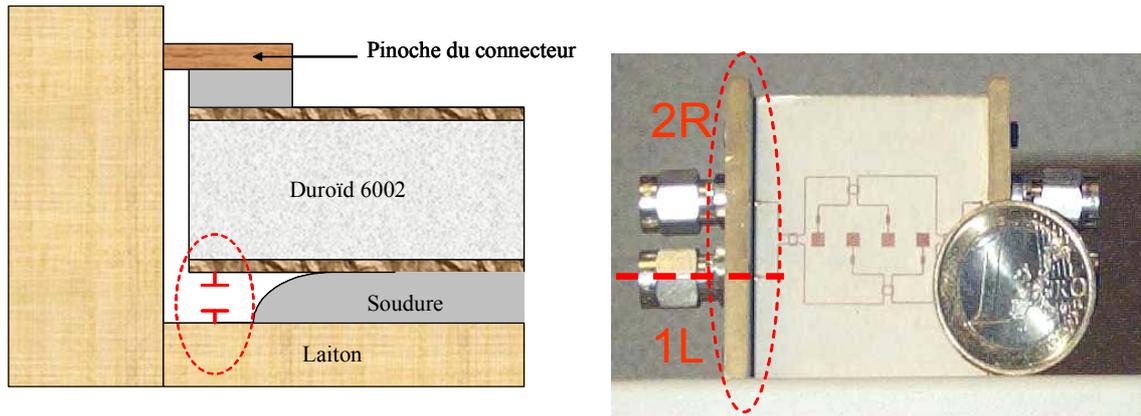


Figure III-22 – Dessin d’une coupe transversale et photographie d’une vue de dessus du boîtier du circuit.

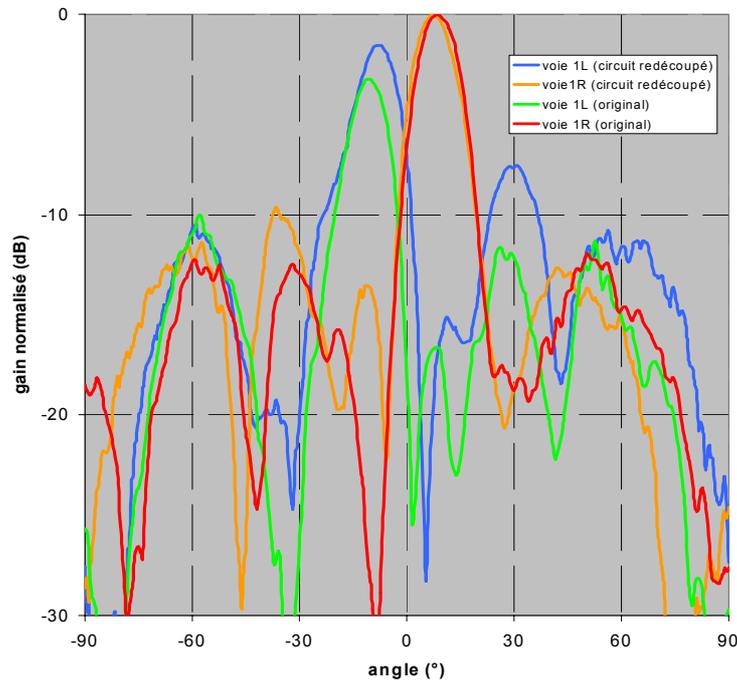


Figure III-23 – Diagrammes de rayonnement plan H à 43 GHz de la matrice de Butler.

En conclusion, nous pouvons affirmer que la dissymétrie des lobes principaux des diagrammes de rayonnement de la matrice de Butler provient essentiellement de l’assemblage du circuit avec son boîtier et ses connecteurs de 2,92 mm.

Toutefois la remontée des lobes secondaires est toujours présente ce qui induit une diminution de l’ouverture à mi-puissance du lobe principal.

Afin de pallier à ce problème, nous avons décidé pour la suite de garder cette architecture et d’alimenter le réseau d’antennes par des fentes. Ainsi celui-ci sera isolé du circuit de la matrice.

VI- Matrice de Butler améliorée : alimentation par fente du réseau d'antennes

Comme nous avons pu le constater, la technique consistant à alimenter directement par contact sur la même face des éléments rayonnants par des lignes microrubans dans le domaine millimétrique n'est pas heureuse au vu des résultats de mesures.

Une seconde technique consiste à développer des réseaux d'antennes plaquées alimentées à travers des fentes de lignes microrubans, chaque élément rayonnant étant associé à sa propre ligne d'alimentation [III-8]. Cette méthode permet d'éviter les rayonnements parasites des lignes qui peuvent, dans certains cas, perturber les niveaux de lobes secondaires et accroître les niveaux de la composante croisée.

VI-1 Alimentation d'un élément rayonnant par fente à polarisation linéaire

La description géométrique de l'antenne est précisée sur la *figure III-24* par une coupe transversale et par une vue éclatée avec ses différents paramètres.

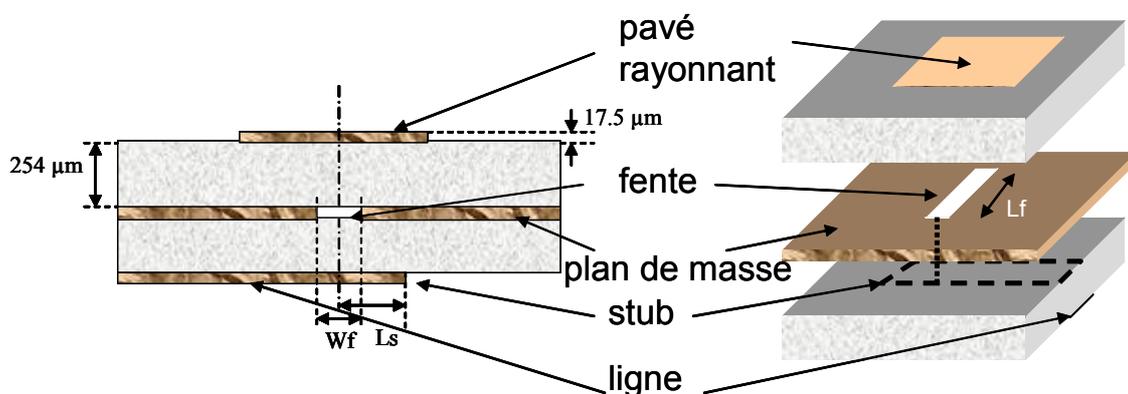


Figure III-24 – Coupe transversale et vue éclatée de l'antenne alimentée par fente.

L'antenne est composée de deux substrats identiques (duroïd 6002) ayant la même épaisseur (254 µm). La hauteur du cuivre est partout la même (17,5 µm) que cela soit pour le pavé rayonnant, le plan de masse ou encore la ligne microruban d'alimentation. La fente sera donc jugée mince par rapport à la longueur d'onde.

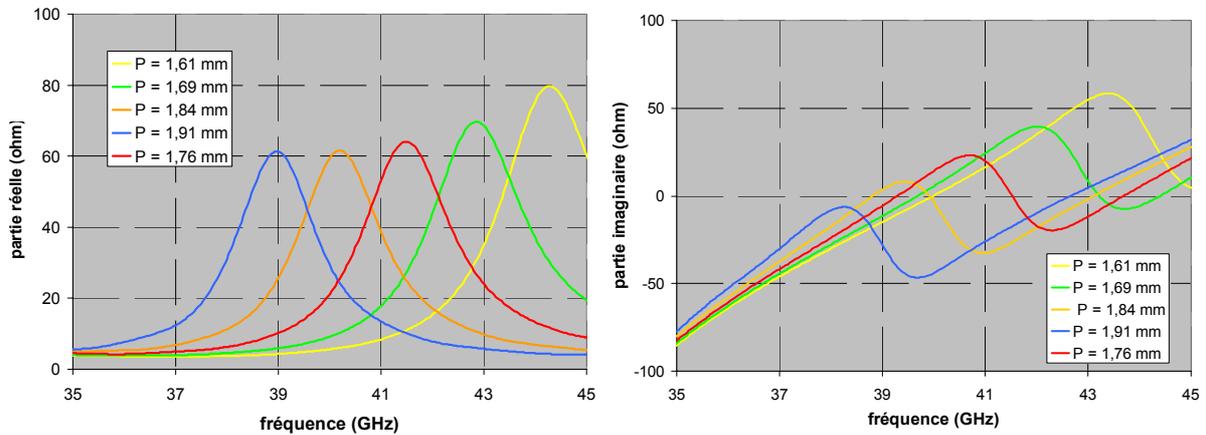
Les différents paramètres d'optimisation ont donc porté sur :

- la longueur de la fente : L_f (0,92 mm)
- la largeur de la fente : W_f (200 µm)
- la longueur de la ligne ouverte ou stub : L_s (0,84 mm)

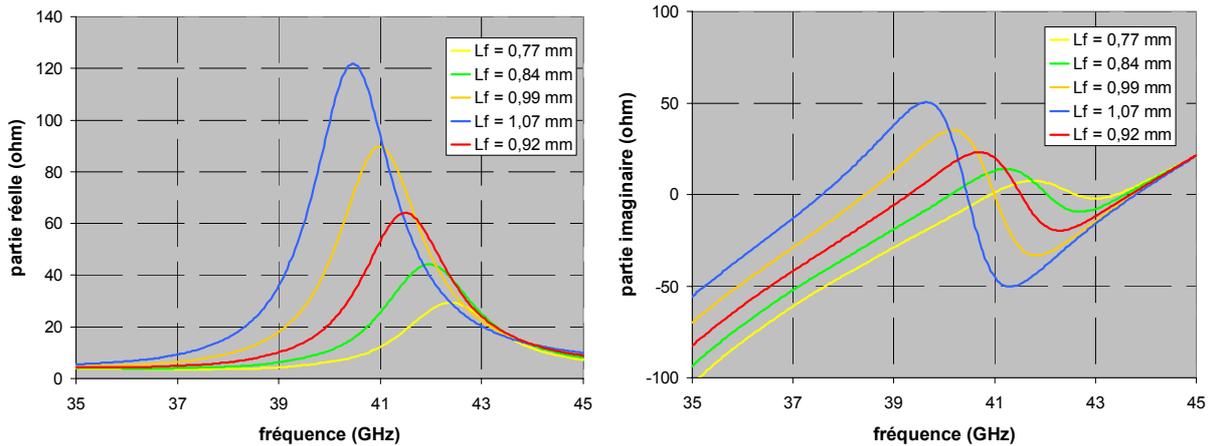
- le côté du pavé rayonnant :

P (1,76 mm)

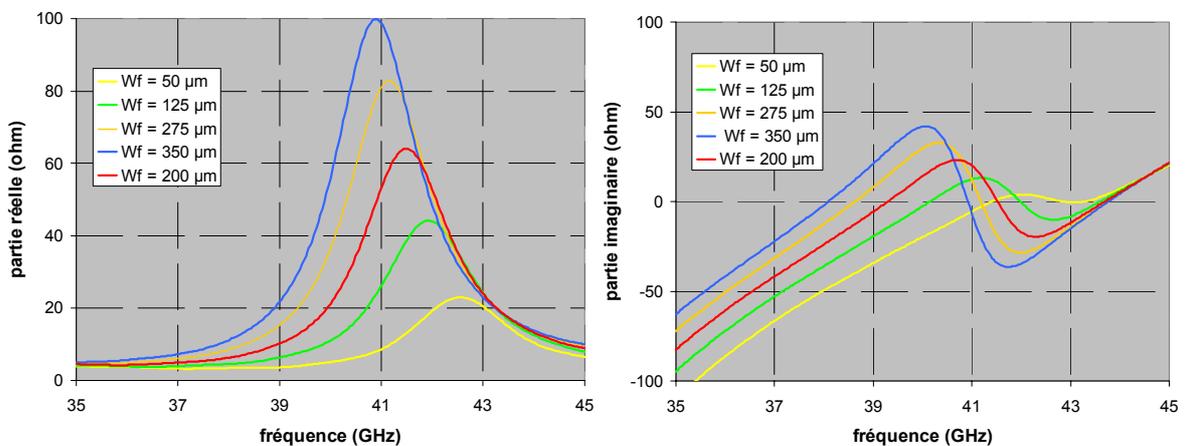
Les différents résultats de simulation sont retrouvés sur la *figure III-25*. On peut y observer l'évolution de l'impédance ramenée sur la ligne d'alimentation 50 Ω - de largeur de 674 μm - en fonction des différents paramètres d'étude.



(a)



(b)



(c)

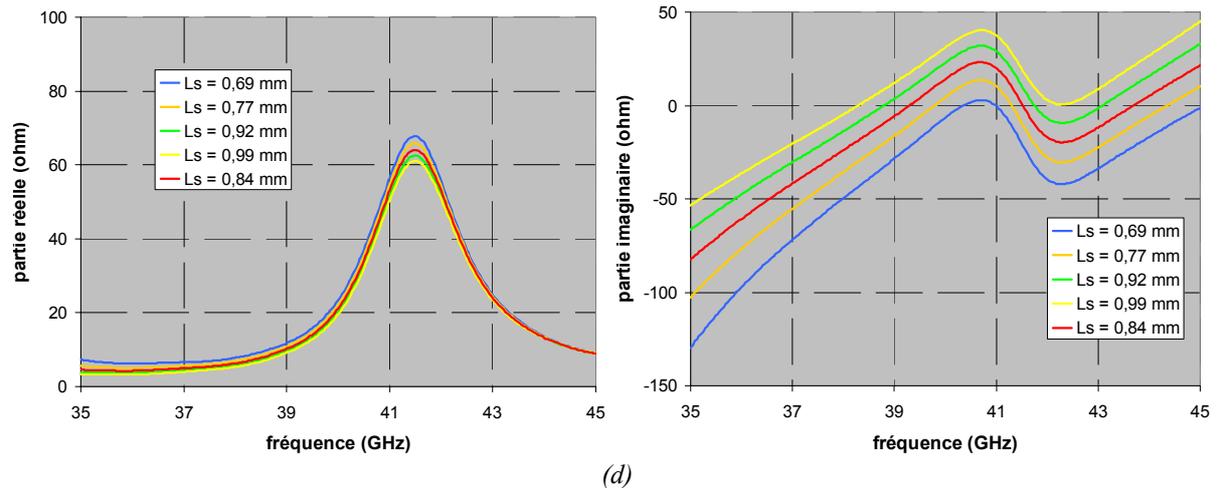


Figure III-25 – Evolution de l'impédance (partie réelle et imaginaire) ramenée sur la ligne d'alimentation en fonction (a) du côté du pavé rayonnant, (b) de la longueur de la fente, (c) de la largeur de la fente, (d) de la longueur du stub.

On remarquera que :

- l'influence du côté du pavé rayonnant (P) est très importante sur la fréquence de résonance de l'antenne (la précision de la gravure chimique étant de 17,5 μm , on peut estimer un décalage fréquentiel entre la simulation et les mesures de 300 à 400 MHz, soit 1 % d'erreur),
- l'influence des dimensions de la fente (L_f et W_f) jouent de la même manière sur la fréquence de résonance de l'antenne et sur l'impédance ramenée. Si les dimensions de la fente augmentent la fréquence de résonance diminue, et les parties réelle et imaginaire de l'impédance ramenée augmentent. Dans le cas contraire, le phénomène inverse se produit. On retrouve là les résultats de D. Viratelle [III-9] sur les fentes de couplage.
- L'influence du stub (L_s) ne joue que sur l'impédance ramenée. Plus la longueur du stub est importante, plus l'effet selfique est grand (déplacement de la partie imaginaire vers les valeurs positives), l'amplitude de la partie réelle de l'impédance ramenée évoluant faiblement.

En ce qui concerne le rayonnement de l'antenne, un gain intrinsèque de 6 dB est atteint. Les diagrammes de rayonnement dans les plans E et H sont représentés sur la *figure III-26*.

On notera que le niveau de la composante croisée n'est pas fourni. En effet, cette valeur simulée est quasi nulle (< -40 dB) ; elle n'est donc pas représentée. C'est là l'avantage important des antennes imprimées alimentées par fente.

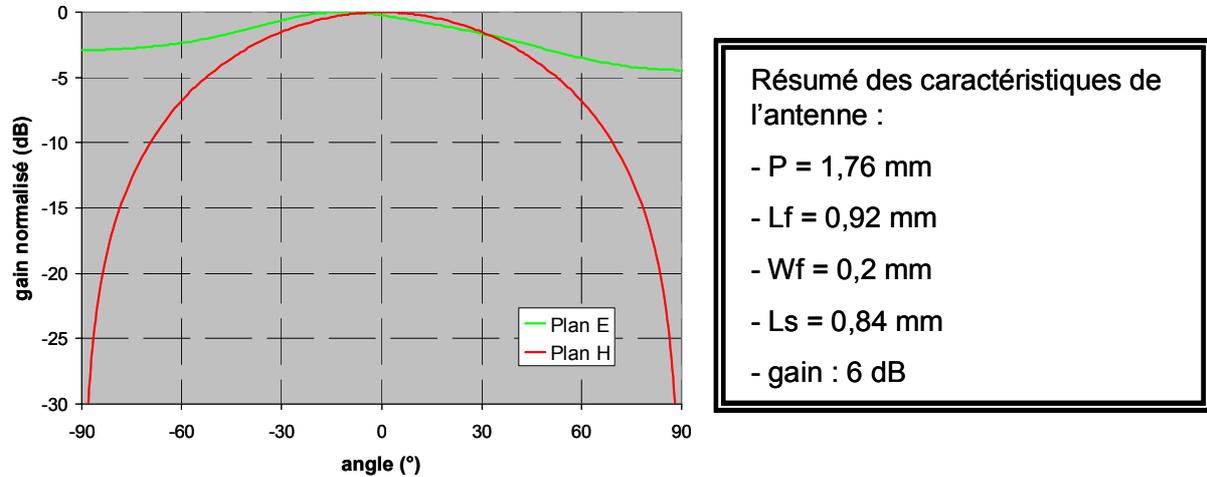


Figure III-26 – Diagrammes de rayonnement de l'antenne imprimée alimentée par fente à 41,5 GHz avec un résumé de ses caractéristiques.

VI-2 Simulation de la matrice de Butler et de son réseau d'antennes avec une structure bicouche

Ce circuit a été redéfini entièrement par la méthode FDTD afin de recentrer la bande de travail à 41,5 GHz.

L'isolation de la matrice de Butler de son réseau d'antennes (*fig. III-27*) a permis, en plus de la réduction des rayonnements parasites sur le niveau des lobes secondaires, de diminuer les dimensions de la structure (**annexe 7**). La taille du dispositif a pu être divisée de moitié par rapport à la précédente (14,5 x 40,5 mm).

De ce fait, le réseau d'antennes se situant sur la face avant (*fig. III-27 (b)*), de la place a pu être gagnée en terme de longueurs de lignes et par conséquent les pertes ont pu être diminuées de 0,5 dB.

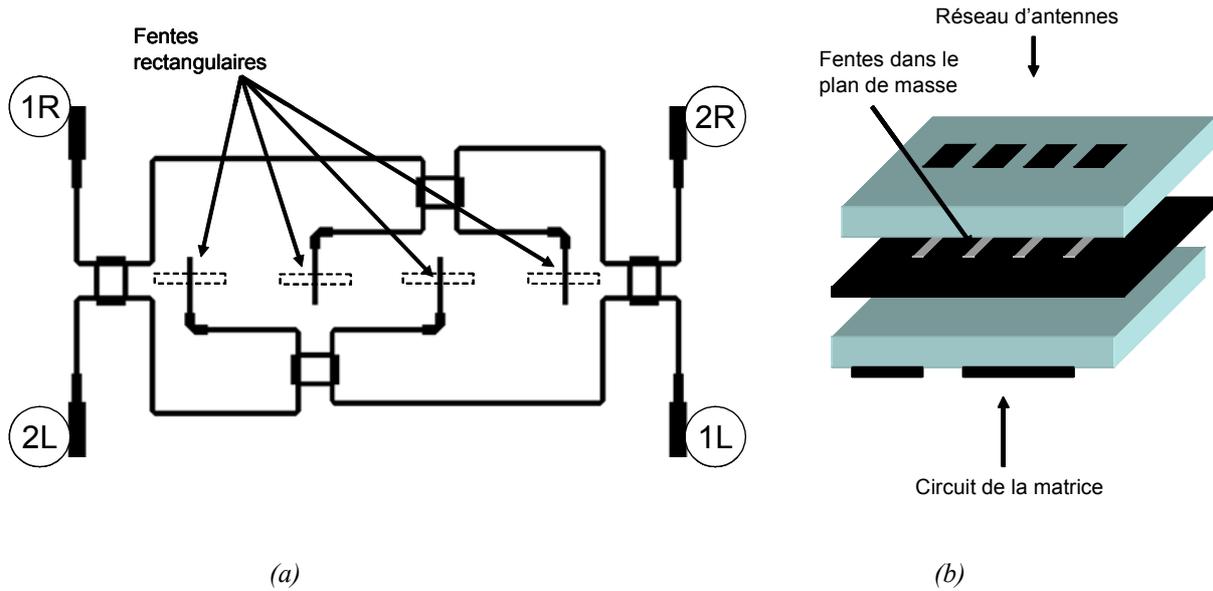


Figure III-27 – (a) Layout de la matrice de Butler se situant sur la face arrière du circuit, (b) vue éclatée de la structure globale.

Les résultats de simulation le prouvent (fig. III-28). Non seulement les lobes principaux sont de qualité au niveau de la direction de pointage et des ouvertures à mi-puissance, mais les niveaux des lobes secondaires sont beaucoup plus bas et correspondent à ceux attendus en analyse avec le logiciel SARA (tab. III-4).

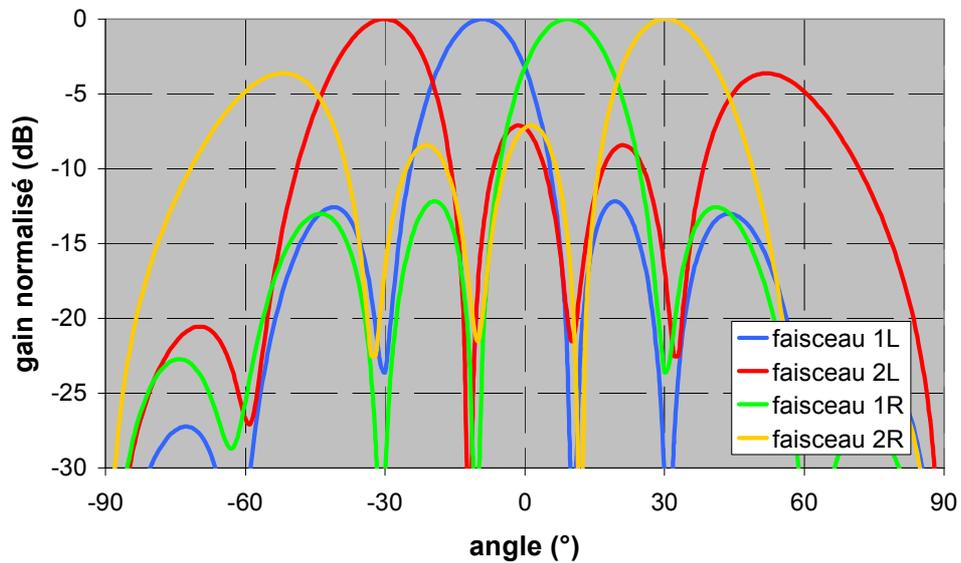


Figure III-28 – Diagrammes de rayonnement obtenus en simulation FDTD à 41,5 GHz pour les différents faisceaux (Plan H).

Ports d'entrée de la matrice	Analyse (SARA)			Simulation (FDTD)		
	Pointage	Ouverture à -3 dB	Directivité (dB)	Pointage	Ouverture à -3 dB	Gain (dB)
1R	+10.0°	18.7°	13.5	+9.0°	18.5°	11.1
2R	+31.3°	21.7°	10.7	+30.0°	19.5°	9.6
2L	-31.3°	21.7°	10.7	-30.0°	19.5°	9.6
1L	-10.0°	18.7°	13.5	-9.0°	18.5°	11.1

Tableau III-4 – Comparaisons des performances des faisceaux obtenus entre l'analyse et la simulation FDTD à 41,5 GHz.

En ce qui concerne les paramètres S d'adaptation et d'isolation, une présentation des résultats est donnée pour l'alimentation de la voie 1L. Ces résultats sont très satisfaisants avec des niveaux inférieurs à -15 dB sur la bande de travail (fig. III-29). Les résultats pour les autres voies ne sont présentés, mais on reste toujours à des niveaux inférieurs à -15 dB.

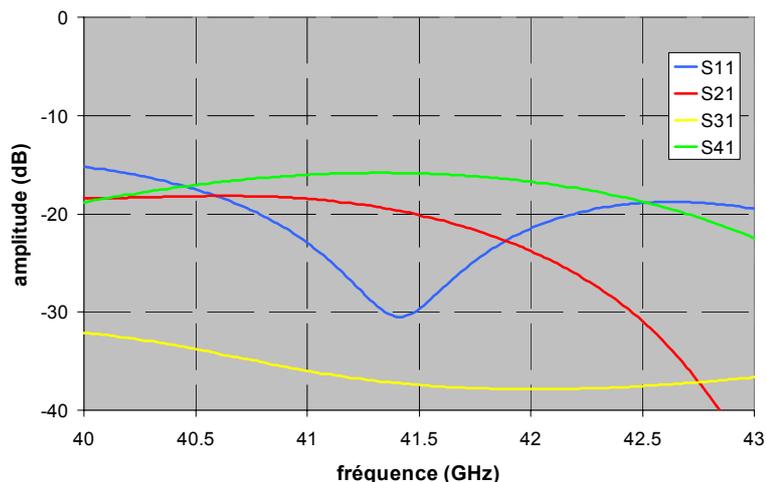


Figure III-29 – Paramètres S en amplitude de l'adaptation et de l'isolation lorsque la voie 1L est alimentée.

Enfin, on notera qu'il n'y a pas de décalage fréquentiel comme pour la première matrice. La séparation de la matrice de Butler de son réseau d'antenne et l'utilisation de fentes de couplage dans le plan de masse améliorent donc considérablement les performances de ce système.

Cependant la réalisation en est plus ardue et le coût plus important ; il est de deux fois plus élevé qu'à l'origine. En effet il faut compter 250 € pour un circuit monocouche et 450 € pour un circuit bicouche sans semelle épaisse (hors coût des matériaux diélectriques).

VI-3 Réalisation et mesures de la matrice de Butler améliorée

a) Réalisation de la matrice de Butler

De même que pour la première version de la matrice de Butler 4x4, la réalisation du circuit a été effectuée par la société Lithos. Toutefois, cette réalisation a nécessité un film de colle spécial afin d'obtenir un circuit bicouche. Ce film (*Bond ply 6002* de marque *Rogers*) possède les mêmes caractéristiques que le substrat *duroid 6002* employé, à savoir une permittivité de 2,94 avec une tangente de pertes de 0,0012 à la fréquence de 10 GHz. Ce film plastique, une fois pressé à chaud à 380°C entre deux substrats *duroid 6002*, atteint une épaisseur de 60 µm [III-10].

On notera que ce film est très peu fluide et qu'il ne convient pas pour remplir des fentes percées dans un plan de masse épais (> 50 µm), sous peine d'obtenir des bulles d'air qui perturberaient le bon fonctionnement du circuit. Nous verrons dans le dernier chapitre, l'effet de ces bulles d'air dans un croisement de type ligne/fente/ligne.

Pour ce qui est de la réalisation du boîtier en laiton contenant le circuit et le montage des connecteurs de 2,92 mm [III-11], l'atelier et le laboratoire de microélectronique de l'IRCOM ont su montrer tout leurs savoirs faire (*fig. III-30(a)*). En effet, la partie centrale contenant les fentes rectangulaires de couplage, c'est-à-dire le plan de masse, est très fine (17,5 µm). Or, il faut que le boîtier en laiton soit relié à ce plan de masse, notamment au niveau des pinoches des connecteurs, afin d'éviter d'avoir un plan de masse virtuel. Pour cela, une colle à base d'argent polymérisable a été employée entre le boîtier et le plan de masse (*fig. III-30(b)*).

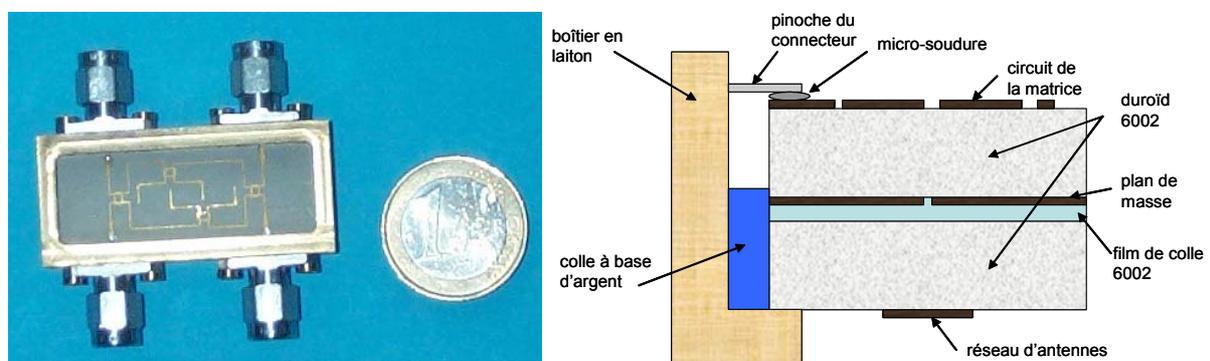


Figure III-30 – (a) Photo numérique de la vue de dessous de la matrice de Butler, (b) dessin d'une coupe transversale du circuit ainsi réalisé.

b) Mesures de la matrice de Butler

(i) Résultats des diagrammes de rayonnement et analyse

Les mesures de ce circuit ont été effectuées dans la base compacte du *CREAPE*. Comme pour la première matrice, les différents dépointages se font dans le plan H et sont comparés avec la simulation (*fig. III-31*).

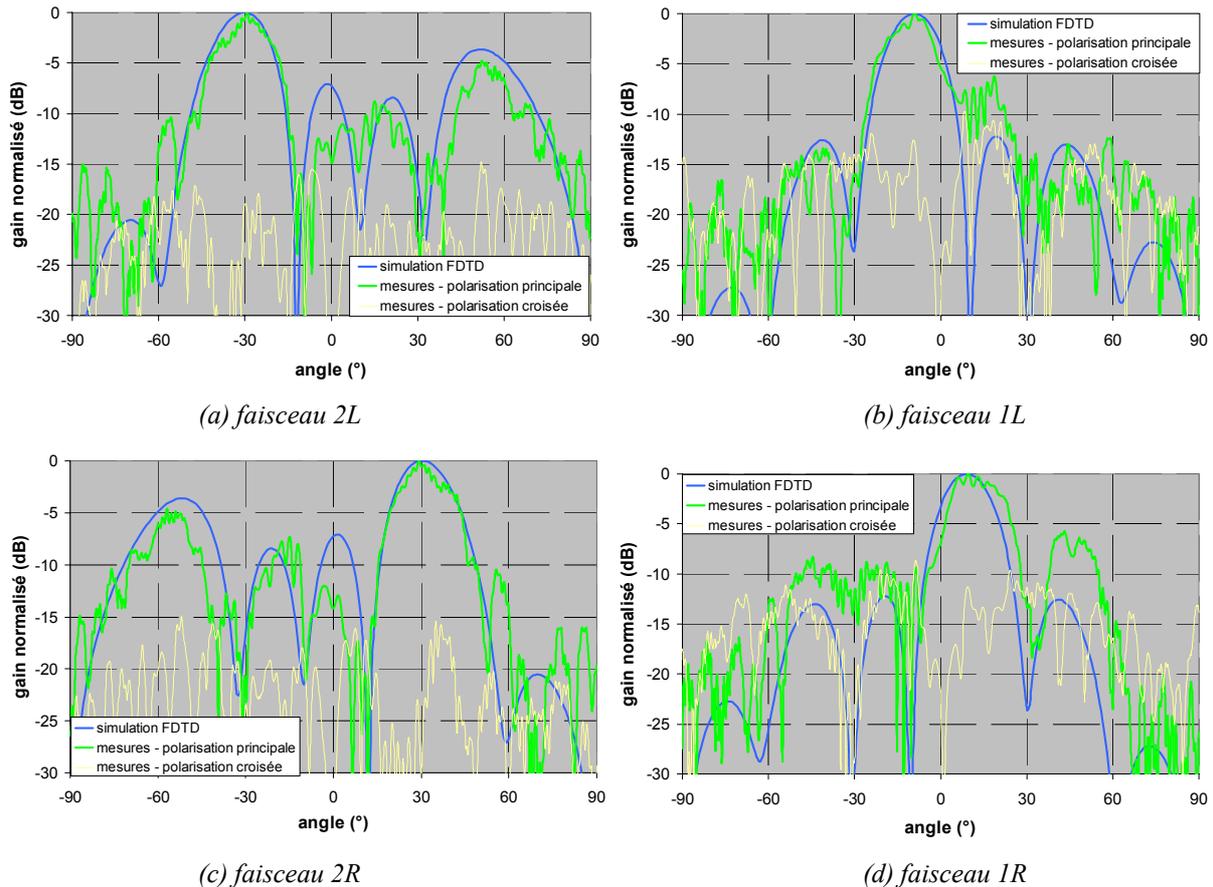


Figure III-31 – Comparaison des diagrammes de rayonnement à 41,5 GHz entre la simulation et les mesures pour les différents pointages.

Ces diagrammes laissent apparaître une bonne correspondance entre les résultats obtenus par la simulation *FDTD* et les mesures.

Tout d'abord, on peut observer qu'il n'y a pas de décalage fréquentiel comme on avait pu le constater avec le circuit précédent.

Ensuite, les niveaux de recouvrement des faisceaux se situent à -3 dB et $-3,25$ dB entre les faisceaux extrêmes et ceux adjacents. Entre les faisceaux 1L et 1R, un niveau de

recouvrement de seulement -5,6 dB existe. En effet, le faisceau 1R (fig. III-31(d)) est légèrement décalé vers des angles plus forts.

Pour les faisceaux extrêmes 2L et 2R, les lobes de réseaux sont d'un niveau inférieur à ceux escomptés (de plus de 1 dB) et la polarisation croisée reste sous le seuil des -15 dB. Contrairement aux problèmes rencontrés par la première matrice, ces deux diagrammes sont bien symétriques, quoique chahutés à cause d'un plan de masse fini avec des rebords métalliques et sans doute à cause du rayonnement des connecteurs.

Pour les faisceaux 1R et 1L, les lobes secondaires sont un peu plus fort que ceux attendus en simulation (< -6 dB) et la polarisation croisée reste sous le seuil des -10 dB. De plus les diagrammes de rayonnement ne sont pas symétriques au niveau des lobes secondaires, contrairement à ceux des faisceaux extrêmes. En effet, nous avons par exemple pour le faisceau 1R une remontée d'un lobes secondaire important à $+45^\circ$ (-6 dB) qui ne se retrouve pas à -45° sur le diagramme de rayonnement pour le faisceau 1L (-14 dB). On a donc une dissymétrie des niveaux de lobes secondaires assez importante.

(ii) Paramètres d'adaptation et d'isolation de la matrice

Les paramètres S en amplitude des ports d'entrée sont donnés lorsque la voie 1L est alimentée (fig. III-32).

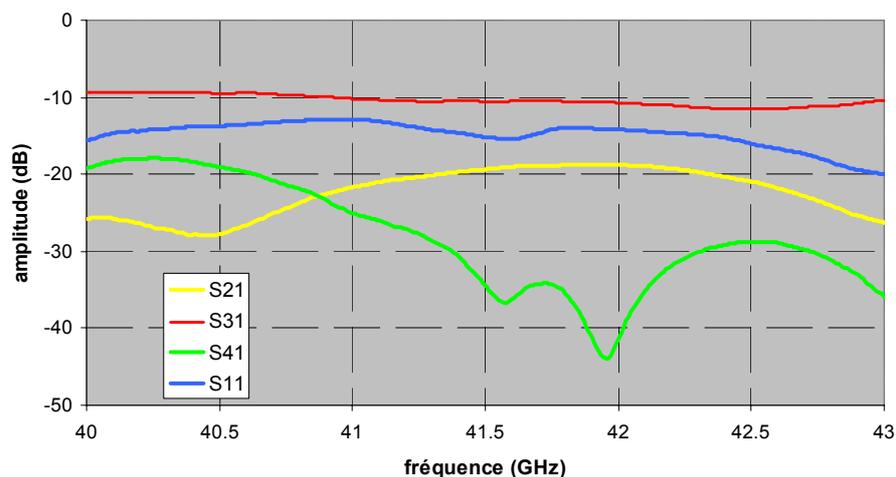


Figure III-32 – Paramètres S en amplitude mesurés lorsque la voie 1L est alimentée.

Les niveaux d'isolation et d'adaptation restent inférieurs à -9,5 dB sur l'ensemble de la bande de fréquence étudiée. Ils offrent donc des résultats convenables.

(iii) Performances et gains des faisceaux mesurés

En ce qui concerne les dépointages, les ouvertures à mi-puissances et les gains mesurés, le tableau récapitulatif (*tab. III-5*) offre une bonne comparaison entre la simulation et les mesures.

Ports d'entrée de la matrice	Mesures			Simulation (FDTD)		
	Pointages	Ouverture à -3 dB	Gain (dB)	Pointages	Ouverture à -3 dB	Gain (dB)
1R	+9.8°	20°	+3.5	+9.0°	18.5°	11.1
2R	+29.3°	18°	+5.5	+30.0°	19.5°	9.6
2L	-29.3°	18°	+4.6	-30.0°	19.5°	9.6
1L	-9.3°	16.8°	+5.2	-9.0°	18.5°	11.1

Tableau III-5 – Comparaison des performances des lobes principaux de pointage à 41,5 GHz entre les mesures et la simulation.

Si les pointages et les ouvertures à -3 dB correspondent à la simulation (erreur maximale de 9 %), le gain mesuré quant à lui est beaucoup plus faible que celui calculé en simulation (une différence pouvant aller jusqu’à 7,6 dB pour le faisceau 1R). A cela, on pourra noter une différence de gains mesurés entre les faisceaux qui sont symétriques en simulation (pour les faisceaux extrêmes, un écart de 1,1 dB est souligné contre un écart de 1,7 dB pour les faisceaux 1L et 1R).

(iv) Analyse des causes sur les différences de gain entre simulations et mesures

Il est vrai que la simulation ne prend en compte que les pertes intrinsèques du système (diélectrique, métallique et par rayonnement), ainsi les pertes dues aux connecteurs (0,5 dB), à l’isolation des voies (pire cas : 0,45 dB), à la réflexion (pire cas : 0,53 dB) et au rayonnement arrière (pire cas : 2,32 dB) ne sont pas prises en considération (total de 3,8 dB de pertes).

Il ne faut pas non plus négliger les pertes par ondes de surfaces, certes qui sont modestes pour le cas de diélectriques à faible permittivité. On peut alors appliquer une formule empirique [III-12] qui donne l’efficacité de la puissance rayonnée par rapport aux ondes de surfaces pour une source :

$$\rho = 1 - \sqrt{\varepsilon_r - 1} \frac{h}{\lambda_0} \left(3,4 - \frac{370}{\varepsilon_r} \left(\frac{h}{\lambda_0} \right)^2 \right)$$

On obtient alors une efficacité de 84 %, soit des pertes de 0,76 dB.

En outre lors de la simulation, nous n’avons pas tenu compte de l’épaisseur de colle employée entre les deux substrats. Sa tangente de pertes est donnée seulement à la fréquence de 10 GHz et comme rien ne nous dit que son évolution en fonction de la fréquence est la même que celle du substrat duroïd 6002, nous ne pouvons pas conclure.

Ainsi la somme totale des pertes estimées extérieures à la simulation s’élève à 4,6 dB auxquelles devraient s’ajouter celles de la colle pour les transitions amenant l’énergie aux éléments imprimés via les fentes rectangulaires. Le gain est alors expliqué pour les faisceaux extrêmes (2L et 2R), avec toutefois des écarts pour les autres faisceaux (jusqu’à 3 dB).

En définitive, l’efficacité du système estimée en simulation varie de 58 % à 78 % suivant les faisceaux choisis. En mesures, celle-ci varie de 29 % à 78 % (pertes extérieures ôtées).

(v) Evolutions des performances des faisceaux sur la bande 40 – 43 GHz

D’autres points intéressants concernent l’évolution du dépointage, de l’ouverture à mi-puissance et du gain des faisceaux sur la bande de fréquence de travail. La *figure III-33* montre un exemple de ces évolutions pour le faisceau 1L.

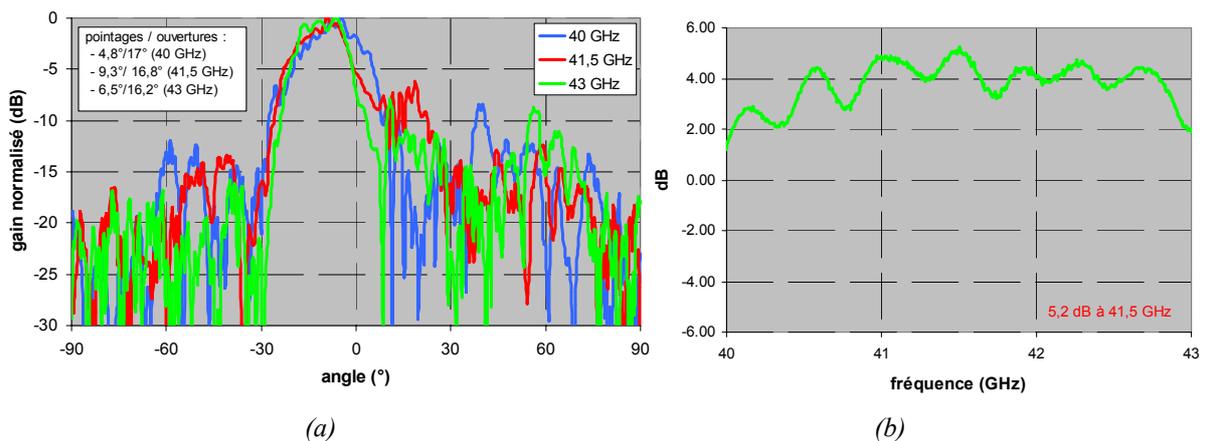


Figure III-33 – Evolution en fonction de la fréquence (a) du diagramme de rayonnement en polarisation principale, (b) du gain mesuré.

On constate que le faisceau a tendance à s’écarter de l’axe principal et que son ouverture diminue avec l’élévation de la fréquence. Le gain mesuré, quant à lui, est maximal à

la fréquence centrale et décroît de manière générale lorsque l'on s'en éloigne (variation de 1,5 à 5,2 dB). Toutefois, on gardera à l'idée, que le faisceau est bien conservé sur cette bande de fréquence.

VII- Conclusion

Cette première version améliorée de la matrice de Butler 4x4 intégrée avec son réseau d'antennes de 4 éléments rayonnants offre dans sa configuration actuelle (c'est-à-dire sans croisement) des faisceaux de qualités en terme de dépointage et d'ouvertures à mi-puissance. En effet le tout premier système entièrement planaire et monocouche offrait l'avantage d'être facilement réalisable, mais nous nous sommes heurtés à des rayonnements parasites importants, provenant notamment du rayonnement des coudes dans la matrice et à des problèmes d'assemblage du circuit avec son boîtier et ses connecteurs. Les lobes secondaires élevés, la diminution des ouvertures à mi-puissance, les dissymétries des diagrammes de rayonnement et le décalage fréquentiel important sont autant de problèmes qui ont pu être expliqués durant ce chapitre.

L'isolation de la matrice de son réseau d'antennes au moyen d'un plan de masse percé de fentes rectangulaires de couplage, la nouvelle méthodologie appliquée en simulation et les efforts fournis sur le montage du circuit, ont donné lieu à l'affranchissement de la plupart des problèmes rencontrés. Cependant les gains mesurés sont faibles principalement à cause du rayonnement arrière occasionnant jusqu'à 2,3 dB de pertes. Toutefois si l'on arrive à s'affranchir des pertes extérieures le rendement du système pourra atteindre plus de 70 %, soit le même que celui annoncé en simulation.

C'est pourquoi, le prochain chapitre offrira une nouvelle architecture de matrice de Butler 4x4, pouvant alimenter un réseau d'antennes plan, l'objectif étant d'augmenter le gain mesuré. De plus, cette nouvelle architecture pourra être comparée à la première version afin de montrer le système le plus efficace.

BIBLIOGRAPHIE

- [III-1] K. UEHARA, T. SEKI and K. KAGOSHIMA, "A planar sector antenna for indoor high-speed wireless communication terminals", Antennas and Propagation Society International Symposium, 1997. IEEE., Digest, Vol. 2, 13-18 Jul. 1997, pp. 1352-1355
- [III-2] M. RAMMAL, "Contribution à l'étude et à la synthèse de réseaux d'antennes imprimées en polarisation circulaire. Application à la conception de réseaux à lobes formés.", Thèse de Doctorat – n° 3-93- U.E.R. de Sciences, Université de Limoges, Janvier 1993
- [III-3] MOUNA EL HAJ SLEIMEN, "Etude de réseaux d'antennes imprimées en millimétrique", Thèse de l'Université de Rennes 1, soutenue le 02 Mars 1999
- [III-4] Logiciel ADS (Advanced Design System), copyright © 1983-1998 Agilent Technologies (Hewlett-Packard Company)
- [III-5] Y. POUPIN, "Conception et optimisation d'une base compacte millimétrique de mesures d'antennes", Thèse de Doctorat – n°61-2002 – U.E.R. des Sciences – Université de Limoges Décembre 2002
- [III-6] S. SOLIGNAC-THIZON, "Etude de l'élargissement de la bande passante de réseaux d'antennes imprimées en polarisation circulaire. Conception et réalisation de réseaux en bande C et Ka", Thèse de Doctorat – n°47-97 – U.E.R. des Sciences – Université de Limoges Décembre 1997
- [III-7] <http://www.idris.fr/>
- [III-8] D.M. POZAR, "Analysis of an infinite phased array of aperture coupled microstrip patches", IEEE Transaction an Antennas and Propagation, vol. 37, pp. 418-425, April 1989
- [III-9] D. VIRATELLE, "Contribution à l'étude des antennes imprimées alimentées par proximité. Application aux réseaux alimentés par couplage dans une structure coplanaire", Thèse de Doctorat – n°58-96 – U.E.R. des Sciences – Université de Limoges Décembre 1996
- [III-10] THALES, "Module N° 17 – Manufacturing microwave multilayer boards", p. 5, guide n° 87 001 005
- [III-11] SOUTHWEST MICROWAVE INC., Microwave Products Division
http://www.southwestmicrowave.com/mpd/catalog_section.html?section=2.92mm+Connectors
- [III-12] A. Van de CAPELLE, B. NAUWELAERS, H. PUES, E. VAN LIL, J. DEWACHTERE, G. VANDENBOSCH, "Microstrip antennas and arrays", Internal research report of the K. U. LEUVEN, October 1988

CHAPITRE IV - CONCEPTION D'UNE SECONDE MATRICE DE BUTLER 4X4

* * * * *

- INTRODUCTION**
- ETUDE AFFINEE DES COUPLEURS (3-dB, 90°) EN ECHELLE**
- CONCEPTION ET REALISATION DE LA SECONDE MATRICE DE BUTLER SEULE**
- SIMULATION ET REALISATION DE LA MATRICE INTEGREE AVEC SON RESEAU D'ANTENNES**
- CONCLUSION**

I- Introduction

Lors du chapitre précédent, le système comprenant la matrice de Butler 4x4 et un réseau d’antennes linéaire 4x1 a montré un rendement pouvant atteindre 25 %. Ce rendement est faible, mais caractéristique du domaine millimétrique en technologie imprimée. En effet, le même rendement avait été atteint par O. Lafond [IV-1] lors de la réalisation d’un tel système à deux faisceaux aux alentours des 60 GHz.

Par ailleurs, les diagrammes de rayonnement en polarisation principale mesurés sont quelque peu perturbés. Aussi une augmentation du gain est envisageable par l’entremise d’un réseau d’antennes plan.

Malheureusement, le fait de garder cette configuration pour la matrice de Butler - c'est-à-dire le fait que la matrice de Butler ait ses ports d’entrées en vis-à-vis et ses ports de sorties au centre de la matrice – contraint à l’utilisation d’un réseau d’antennes linéaire. L’emploi d’un réseau plan est uniquement possible si les antennes sont alimentées en série sur la face avant du circuit, tout en gardant les fentes de couplage dans le plan de masse. Malheureusement cela voudrait dire que la bande passante du système serait plus faible, de l’ordre de 5 % tout au plus.

Il faut donc repenser la topologie du circuit de la matrice de Butler et notamment celle des deux croisements. Le coupleur 0 dB, à ce propos, nous semble le meilleur choix, car il autorise une matrice totalement planaire. De plus, les points positifs apportés à l’amélioration du premier système sont conservés, à savoir une structure bicouche afin d’isoler le rayonnement parasite de la matrice du réseau d’antennes plan et des perfectionnements au niveau du boîtier et du montage des connecteurs.

La *figure IV-1* montre le schéma de cette future matrice avec son réseau d’antennes. On constate la disparition des croisements au profit des coupleurs (3-dB, 90°). Cependant, cette architecture a doublé le nombre de coupleurs (huit à l’arrivée). De ce fait, on peut s’attendre à des pertes plus importantes au niveau de la matrice et à une variation des pondérations en amplitude sur les éléments rayonnants plus élevée.

Pour la conception de ce dispositif on gardera le même cahier des charges que précédemment (*Cf. chapitre III*).

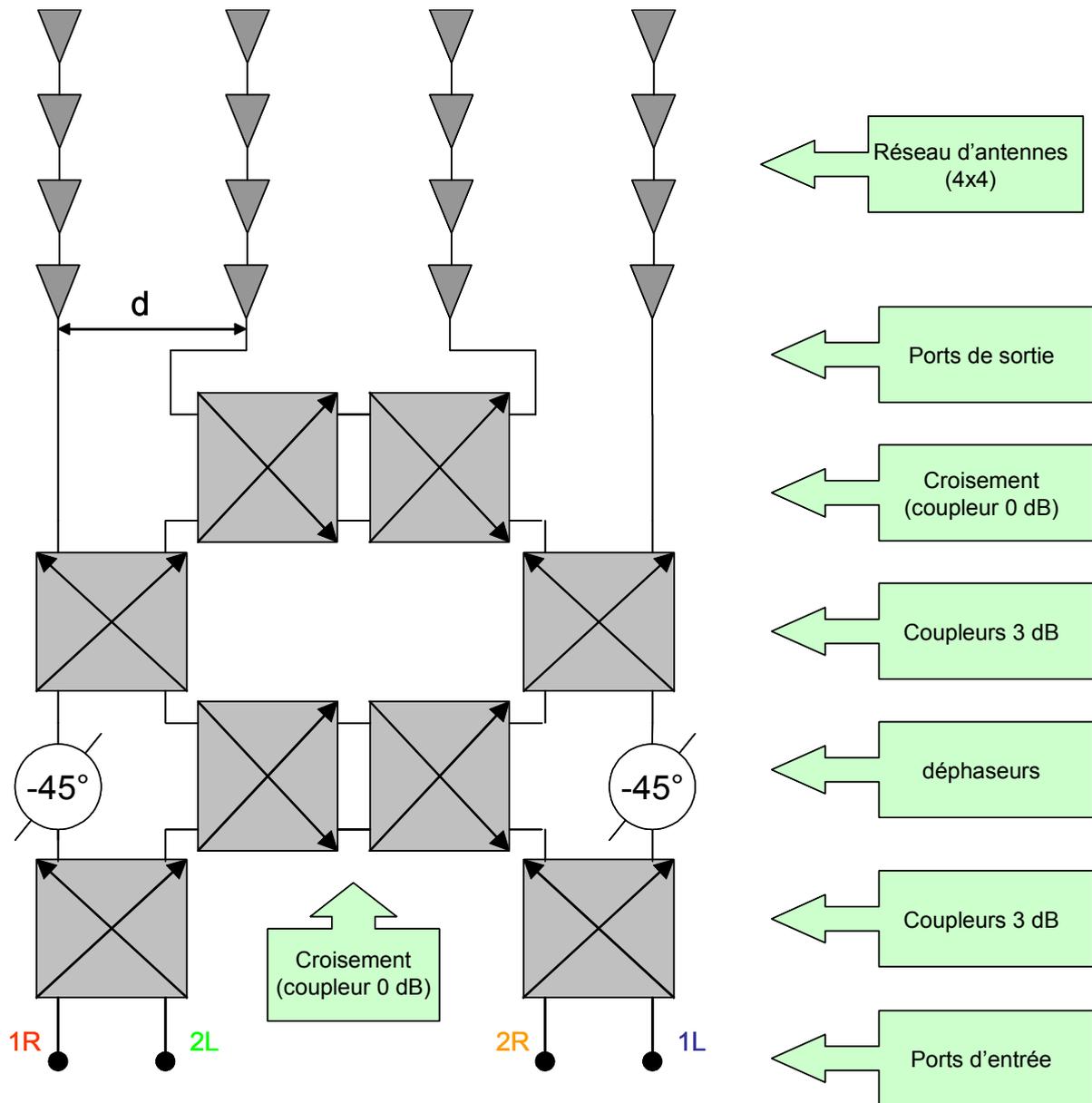


Figure IV-1 – Schématic de la matrice de Butler 4x4 standard employant des coupleurs 0 dB en guise de croisements.

II- Etude affinée sur les coupleurs (3-dB, 90°) en échelle

Cette partie a pour but de dimensionner et de comparer les performances d'un coupleur hybride à deux, puis trois branches en technologie microruban afin de déterminer celui qui sera incorporé dans la seconde matrice de Butler.

A la suite de cette élaboration, un croisement entièrement planaire est conçu par l'adjonction d'un coupleur (3-dB, 90°) avec un autre identique en vis-à-vis afin de former un coupleur 0dB [IV-2].

II-1 Analyse du coupleur (3-dB, 90°) à deux branches

Dans cette partie la simulation, la réalisation et les mesures d’un coupleur (3-dB, 90°) en échelle à deux branches sont présentées.

a) Simulation du coupleur (3-dB, 90°) à deux branches

Le coupleur (3-dB, 90°) réalisé pour la première matrice de Butler du chapitre précédent a été amélioré ici en tronquant les sauts d’impédance. Son optimisation a été effectuée avec le logiciel *MOMENTUM* en utilisant le même substrat que précédemment (RT/duroïd 6002).

Ses dimensions sont présentées sur la *figure IV-2*, les résultats de simulations sous forme de paramètres S sur la *figure IV-3*.

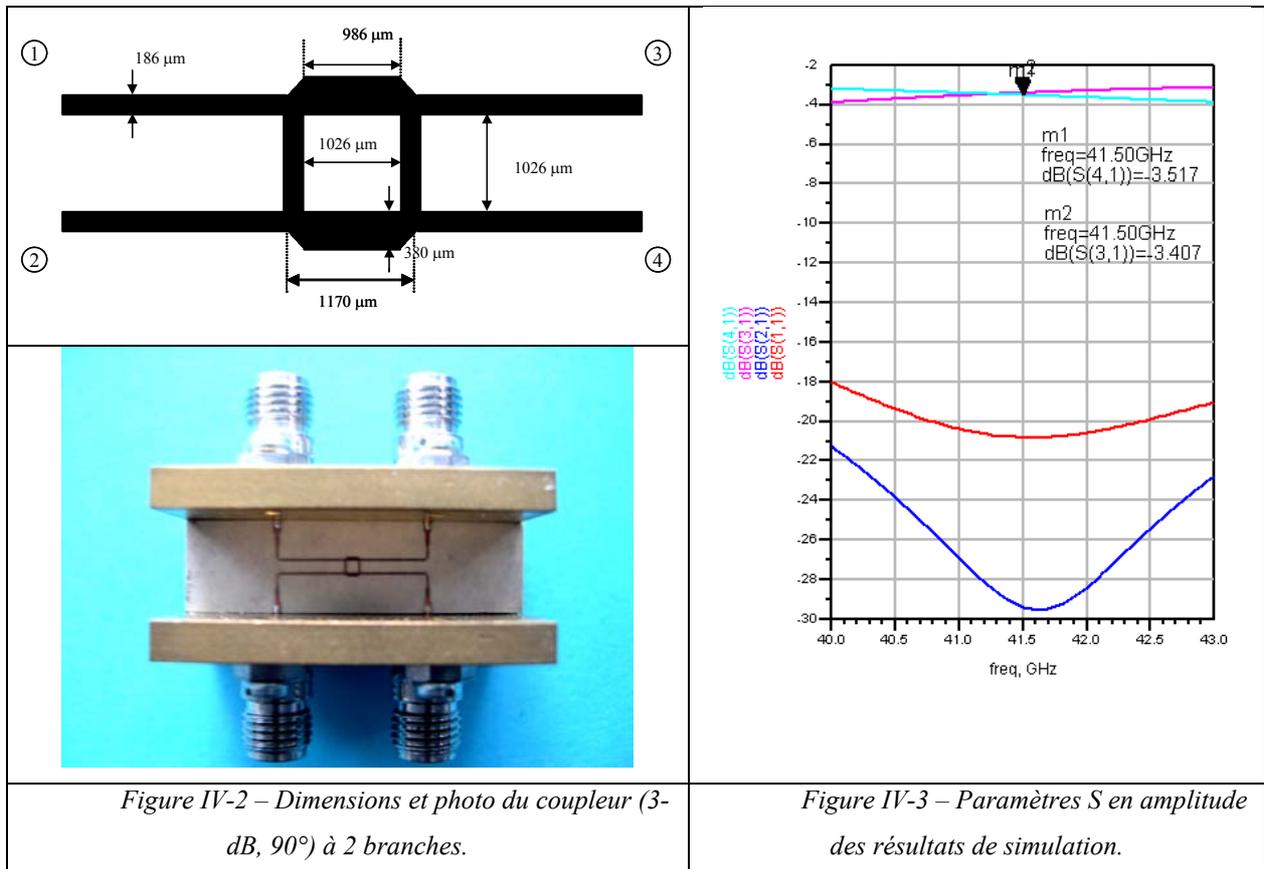


Figure IV-2 – Dimensions et photo du coupleur (3-dB, 90°) à 2 branches.

Figure IV-3 – Paramètres S en amplitude des résultats de simulation.

Les voies d’isolation et de réflexion affichent les meilleures performances autour de la fréquence centrale de 41,5 GHz et leurs paramètres S en amplitude restent inférieurs à -18 dB sur toute la bande de fréquence.

Les voies de découplage (ports 3 et 4 de la *figure IV-2*) offrent en amplitude une égalité à la fréquence centrale de 41,5 GHz avec un niveau de -3,5 dB à 0,1 dB près et une variation sur la bande de travail de 0,8 dB.

Quant à la différence de phase de ces voies de découplage (*fig. IV-4*), elle reste à 87° avec un écart de $\pm 1^\circ$ entre 40 et 43 GHz.

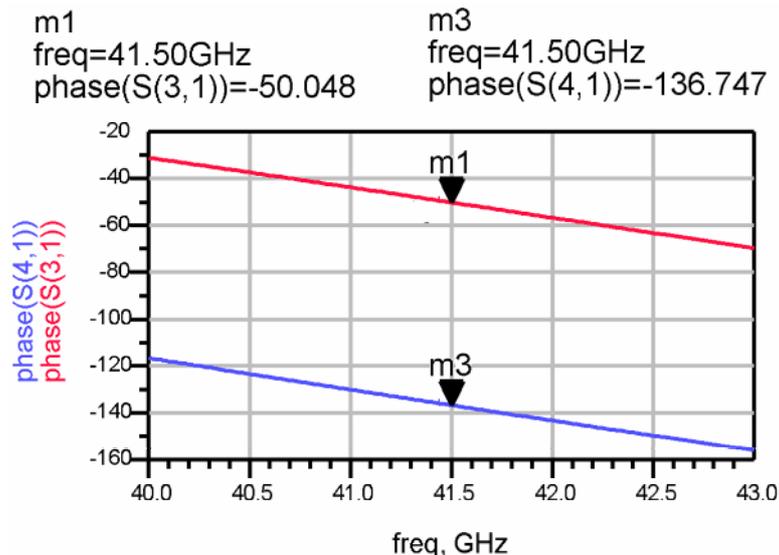


Figure IV-4 – Paramètres S en phase des voies de découplage.

Les pertes totales du coupleur sont estimées à près de 9 % (0,41 dB) à 41,5 GHz, soit un peu moins que précédemment. Ces pertes ont été déterminées à partir des paramètres S en amplitude de la simulation.

Ainsi une troncature des sauts d'impédance du coupleur à deux branches a apporté quelques améliorations. Les minima des amplitudes des voies d'adaptation et d'isolation ont été recentrés à la fréquence de 41,5 GHz et ses pertes ont été diminuées.

Une fois les simulations effectuées, nous pouvons maintenant passer à la réalisation et aux mesures de ce coupleur.

b) Mesures du coupleur (3-dB, 90°) à deux branches

Afin de positionner les connecteurs et de ramener une impédance de 50Ω aux entrées / sorties du coupleur pour sa réalisation, nous avons dû couder les lignes microrubans de ses ports d'accès et employer des transformateurs quart d'ondes.

Les résultats des mesures (fig. IV-5 et IV-6) montrent un déséquilibre important entre les voies de découplage (écart de 2,5 dB en amplitude et 82° en phase à 41,5 GHz).

Les pertes du coupleur ont été obtenues à partir de ses paramètres S et sont de 1,8 dB (pertes des connecteurs compris). Ces pertes peuvent paraître élevées, mais lors de la simulation nous n’avions pas tenu compte des sauts d’impédance et des lignes coudées.

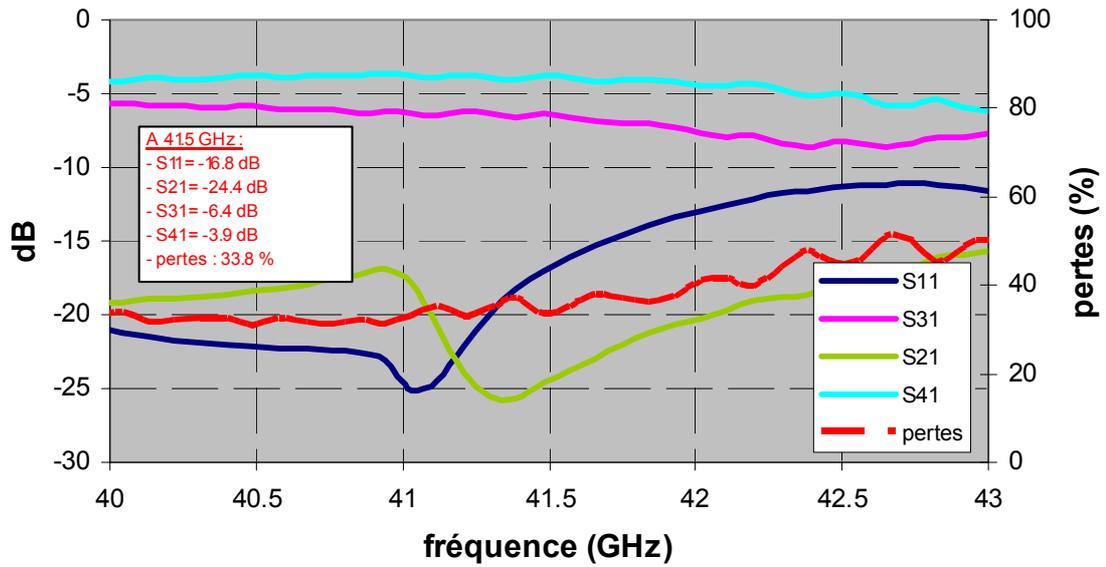


Figure IV-5 - Mesures des paramètres S en amplitude et des pertes du coupleur à 2 branches.

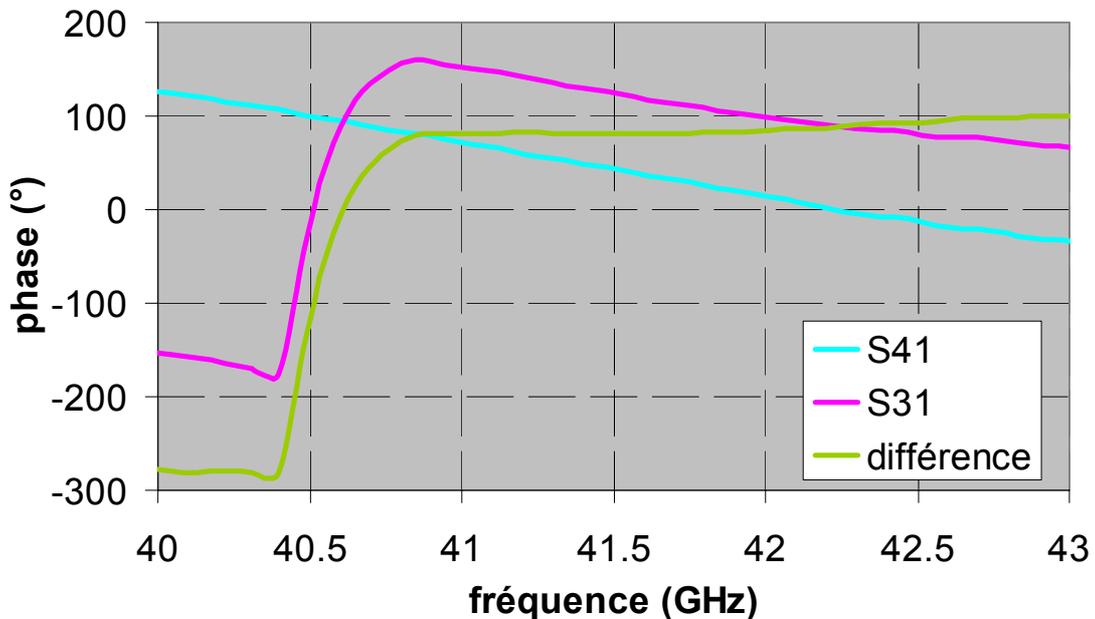


Figure IV-6 - Mesures des paramètres S en phase du coupleur à 2 branches.

Ce mauvais découplage peut être expliqué. En effet la simulation ne considérait pas l’ensemble du dispositif réalisé (coupleur + transformateurs d’adaptation). Une simulation globale de la réalisation est donc nécessaire.

Pour ce qui est de l’écart de phase, les mesures des phases des voies 3 et 4 ne sont pas effectuées sur le même côté du circuit, aussi une mauvaise découpe de ce dernier peut entraîner une divergence des résultats. Nous rappelons que pour une ligne microruban de 50 Ω une erreur de 13 μm sur sa longueur équivaut à une erreur de phase de 1° .

c) Simulation globale de la réalisation

Une simulation globale (coupleur + transformateurs d’adaptation) par la méthode *FDTD* nous apporte les explications du mauvais découplage des voies 3 et 4 (*fig. IV-7*).

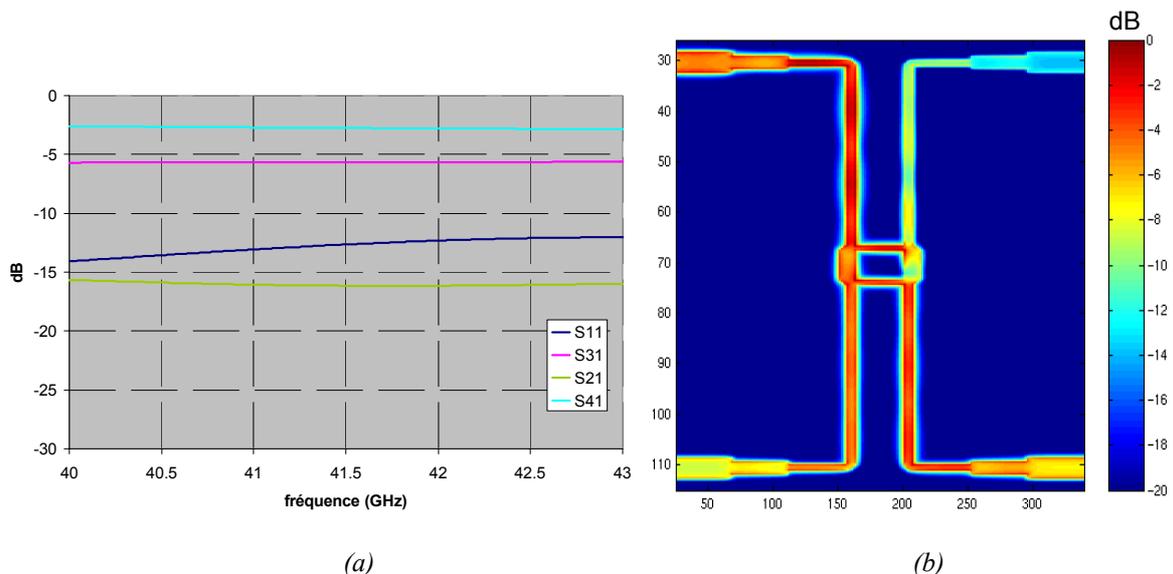


Figure IV-7 – Simulation du coupleur à 2 branches réalisé, (a) paramètres *S* en amplitude, (b) densité de courant à 41,5 GHz.

Dans ce cas précis, les courbes des paramètres *S* en amplitude des voies de découplage offrent la même similitude avec un écart de près de 3 dB. Cet écart est d’autant plus flagrant lorsque l’on observe la cartographie des densités de courant à la fréquence de 41,5 GHz.

En ce qui concerne les pertes, elles sont plus élevées avec une valeur de 1,1 dB, ce qui rejoint celles des mesures (pertes des connecteurs à ajouter).

Notre coupleur à deux branches fonctionnent donc correctement comme nous l’avions prévu. Cependant, on retiendra au final qu’un coupleur à 2 branches est intéressant sur une

faible bande d’utilisation pour une matrice de Butler, car l’égalité des voies de découplage ne s’effectue que sur une bande de fréquence limitée (cet écart peut atteindre 0,8 dB sur notre bande de fréquence). C’est pourquoi, un intérêt particulier est porté aux coupleurs à 3 branches qui affichent une certaine constance au niveau du découplage face aux variations de fréquence.

II-2 Analyse du coupleur (3-dB, 90°) à trois branches

Le coupleur à deux branches est le plus simple de conception des coupleurs en échelle. Cependant il est possible d’en élaborer à trois branches ou plus [IV-3]. Cette technique permet notamment d’augmenter la largeur de la bande passante et de tenir le découplage sur une bande de fréquence plus importante.

L’étude qui suit est donc l’analyse d’un coupleur à 3 branches.

a) Simulation du coupleur (3-dB, 90°) à trois branches

Le coupleur à trois branches est supposé posséder 2 axes de symétrie (fig. IV-8).

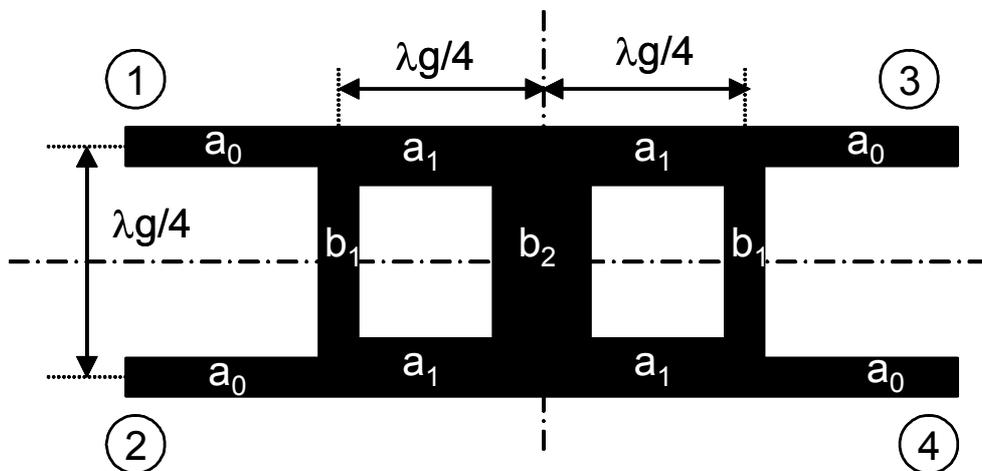


Figure IV-8 – Schéma du coupleur à 3 branches.

Les différentes conditions pour obtenir les impédances de ce coupleur sont [IV-3] :

- condition pour une parfaite isolation : $b_2 = \frac{2b_1 \cdot a_1^2}{1 + b_1^2}$,
- condition pour un coupleur 3 dB : $b_1 = \sqrt{2} - 1$ et $a_1^2 = b_2 \sqrt{2}$,

avec a_0 , a_1 , b_1 et b_2 les admittances normalisées par rapport à Za_0 .

Afin de dimensionner notre coupleur (3-dB, 90°) à 3 branches, nous avons choisi une impédance caractéristique pour ses ports d'accès de 70,7 Ω en gardant le même substrat que précédemment (duroid 6002). On obtient alors d'après les formules analytiques ci-dessus les impédances des tronçons de lignes de ce coupleur :

- $Z_{a_0} = 70,7 \Omega$, soit une largeur de ligne microruban de 380 μm ,
- $Z_{b_1} = 170,7 \Omega$, soit une largeur de ligne microruban de 36 μm ,
- Si $Z_{a_1} = 65 \Omega$, soit une largeur de ligne microruban de 436 μm ,
- $Z_{b_2} = 84,1 \Omega$, soit une largeur de ligne microruban de 272 μm .

Ce choix de 70,7 Ω pour ses ports d'accès n'est pas anodin. En effet si l'on prend des ports d'accès 50 Ω , on aura toujours le problème de couplage entre les lignes (la distance entre les ports serait inférieure à 500 μm). Par ailleurs si on garde des ports d'accès 100 Ω comme durant le chapitre III, on aura $Z_{b_1} = 241,4 \Omega$, soit une largeur de ligne microruban de 7 μm , ce qui est inférieur à la précision de la gravure du circuit et posera des problèmes de maillage.

L'optimisation a été effectuée avec le logiciel *MOMENTUM* toujours avec le même substrat que précédemment.

Les dimensions du coupleur à trois branches après son optimisation sont présentées sur la *figure IV-9*. Elles diffèrent légèrement des dimensions analytiques (différence au niveau de Z_{b_1}).

Les résultats de simulation sont donnés sous forme de paramètres S sur la *figure IV-10*.

Les voies d'isolation et de réflexion affichent de meilleures performances que pour le coupleur à deux branches avec des paramètres S en amplitude qui restent inférieurs à -23 dB sur toute la bande de fréquence.

Les voies de découplage offrent une égalité en amplitude à la fréquence centrale avec -3,4 dB et une balance de 0,2 dB sur la totalité de la bande de fréquence (elle était de 0,8 dB pour le coupleur à deux branches).

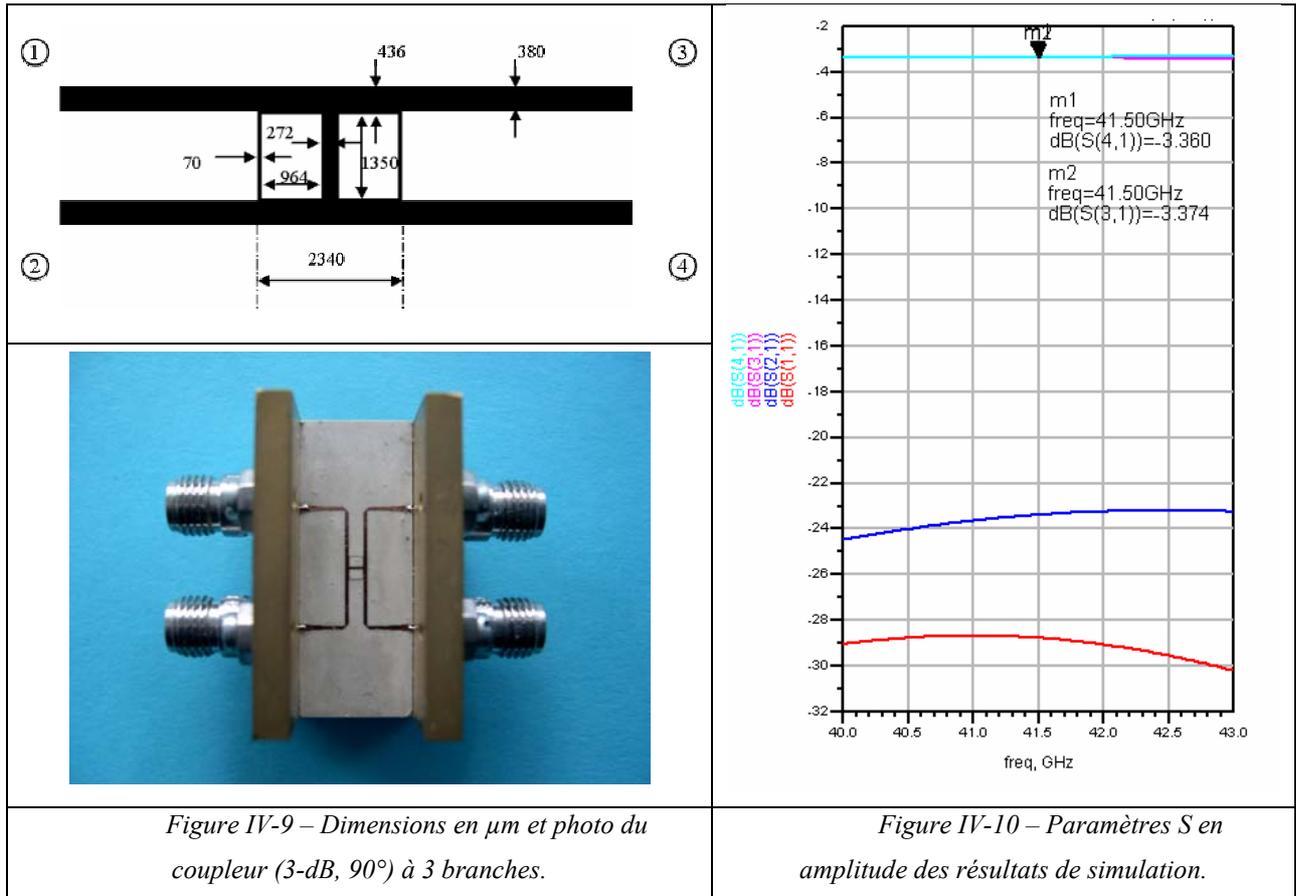


Figure IV-9 – Dimensions en μm et photo du coupleur (3-dB, 90°) à 3 branches.

Figure IV-10 – Paramètres S en amplitude des résultats de simulation.

La différence de phase pour ces voies de découplage, bien que non représentée ici, se situe à 89° avec un écart de $\pm 1^\circ$ entre 40 et 43 GHz.

Les pertes totales du coupleur à partir des paramètres S sont estimées à près de 7,3 % (0,33 dB), soit un peu moins que précédemment.

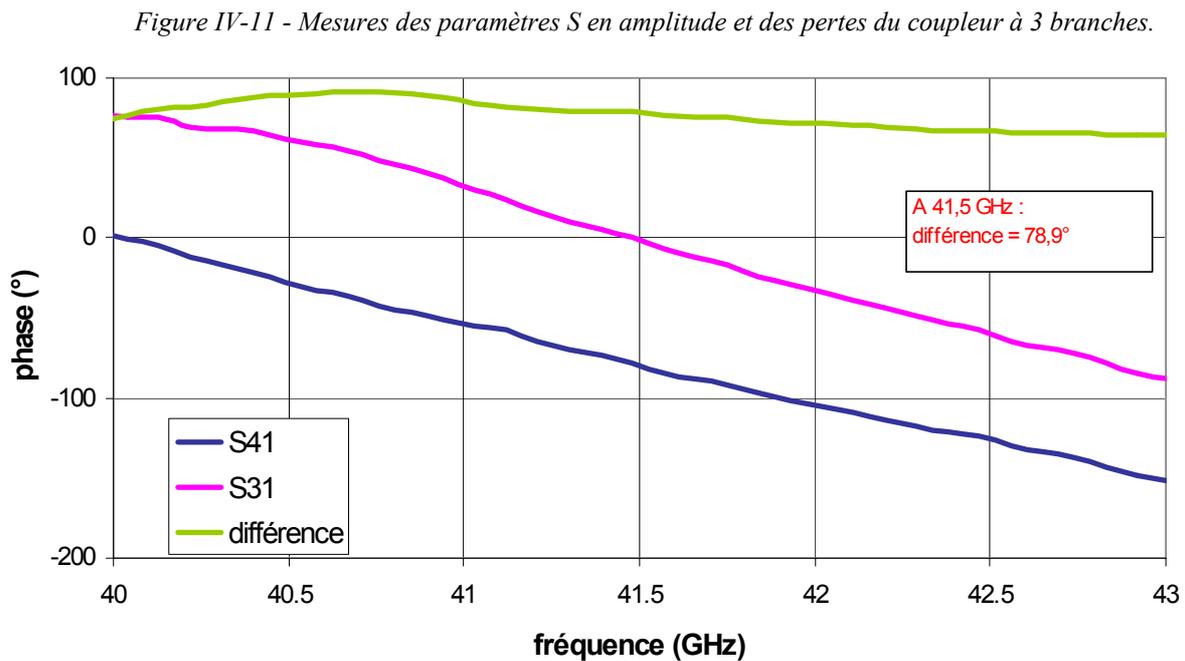
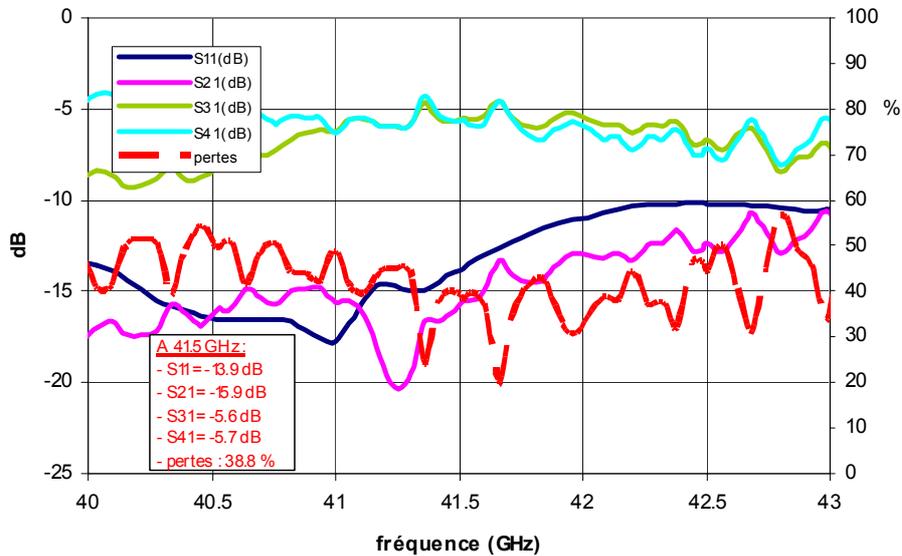
b) Mesures du coupleur (3-dB, 90°) à trois branches

Les résultats des mesures (fig. IV-11 et IV-12) sont satisfaisants, mis à part un écart important en bas de bande entre 40 et 41 GHz pour les voies de découplage.

Pour les voies d'isolation et de réflexion, leurs paramètres S en amplitude restent inférieures à -10 dB sur toute la bande de fréquence d'étude.

Par contre, on obtient une différence de phase un peu faible à la fréquence centrale ($78,9^\circ$). Cette différence peut s'expliquer de la même manière que pour les mesures du coupleur à deux branches (mauvaise découpe du circuit).

Ces mesures laissent apparaître là aussi des pertes importantes (2,1 dB) dont on a déjà expliqué la provenance (connecteurs et rajout de lignes supplémentaires notamment).



Les performances de ce coupleur à trois branches sont tout à fait satisfaisantes. Elles offrent des résultats supérieurs à la fois en simulation et en mesures par rapport à celles du coupleur à deux branches. C’est pourquoi ce coupleur à trois branches sera gardé pour la suite de ce chapitre comme composant pour la future conception de la future matrice de Butler 4x4.

III- Conception et réalisation de la seconde matrice de Butler seule

Cette seconde matrice de Butler (*fig. IV-13*) emploie quatre coupleurs à trois branches, vus précédemment, et deux coupleurs 0 dB en guise de croisements [IV-4]. Ces derniers sont en fait deux coupleurs à trois branches assemblés en vis-à-vis. Cette matrice totalement planaire pourra donc être réalisée avec un circuit monocouche.

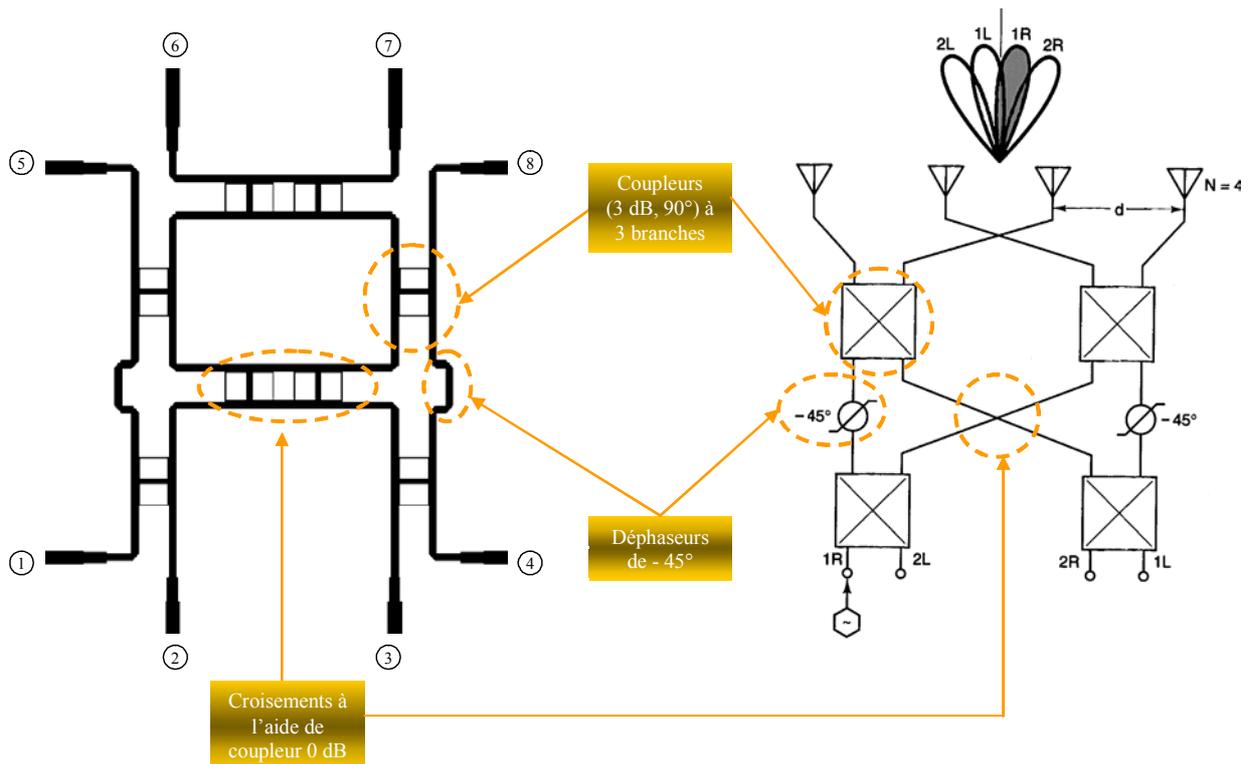


Figure IV-13 – Correspondance des composants dans la seconde matrice de Butler 4x4.

Dans un premier temps, nous allons donc étudiés les coupleurs à 0 dB (croisements). Puis dans un second temps, nous verrons la simulation globale de la matrice de Butler seule lorsque les voies 1R puis 2L sont tour à tour alimentées. Les autres résultats des ports d'accès restants sont obtenus par symétrie.

III-1 Le coupleur 0-dB à six branches

Pour déterminer les dimensions de ce coupleur, il faut connaître la distance L séparant les 2 coupleurs à 3 branches (*fig. IV-14*). Cette distance correspond au meilleur fonctionnement du coupleur, c'est-à-dire à une énergie transmise maximale, par exemple, sur la voie 4 lorsque que la voie 1 est alimentée.

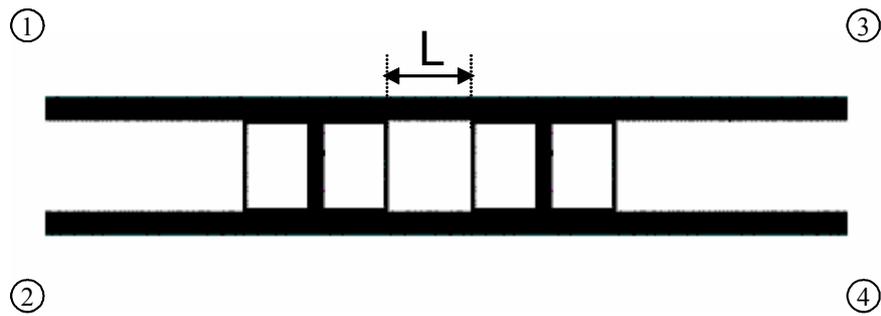


Figure IV-14 – Coupleur 0 dB à 6 branches comprenant 2 coupleurs (3 dB, 90°) à 3 branches éloignés de la distance L .

L'évolution du paramètre S_{41} en amplitude en fonction de la distance L à 41,5 GHz montre le meilleur transfert d'énergie pour une longueur L de 1 mm (fig. IV-15). Ces résultats ont été obtenus à l'aide du logiciel *MOMENTUM*.

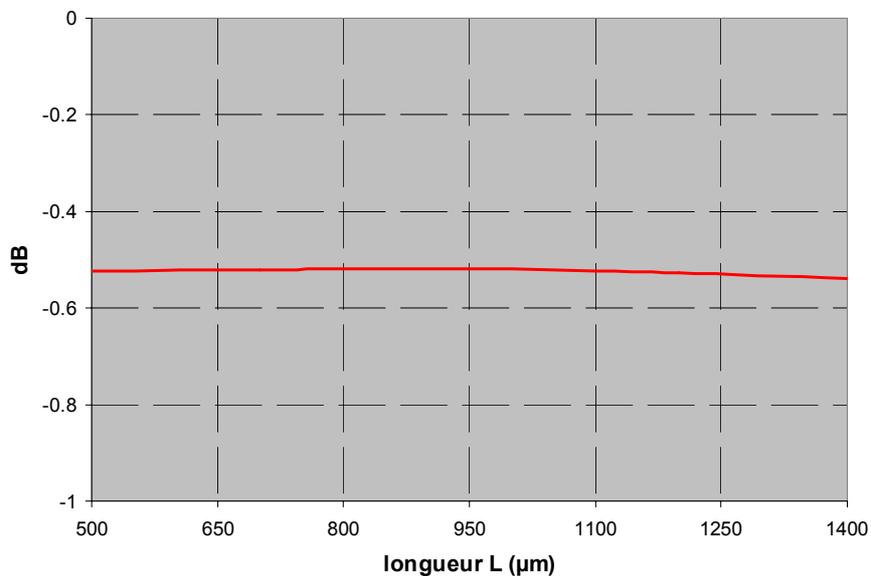


Figure IV-15 – Evolution du paramètre S_{41} en amplitude en fonction de la distance L .

On remarquera que l'énergie transmise évolue peu avec la distance. Toutefois si celle-ci est trop faible le couplage entre les lignes devient important et perturbe le fonctionnement du croisement. Si la distance est trop grande les pertes sur les lignes augmentent et diminuent de façon significative l'énergie à transmettre.

Les pertes totales ont été estimées à 0,52 dB, soit près de 11,3 %. Elles correspondent, au vu des résultats de simulations des paramètres S en amplitude (fig. IV-16), aux pertes intrinsèques du coupleur, car le paramètre de réflexion (voie 1) reste inférieur à -40 dB et les paramètres d'isolation sont bien en dessous des -20 dB (voies 2 et 3) sur la bande 40 - 43 GHz.

Quant aux paramètres de transmission (voie 4), il avoisine les -0,5 dB avec une balance de $\pm 0,1$ dB sur la bande de fréquence étudiée.

Ces résultats sont donc très satisfaisants en simulation. Cependant, en comparaison de la première matrice qui ne possédait pas de croisement, on peut s’attendre à des différences plus importantes au niveau des pertes suivant le chemin prit par le signal (un signal traversant les deux croisements aura 1 dB supplémentaire de pertes par rapport à celui qui n’en traverse aucun). Une pondération en amplitude plus forte des éléments rayonnants est donc inévitable.

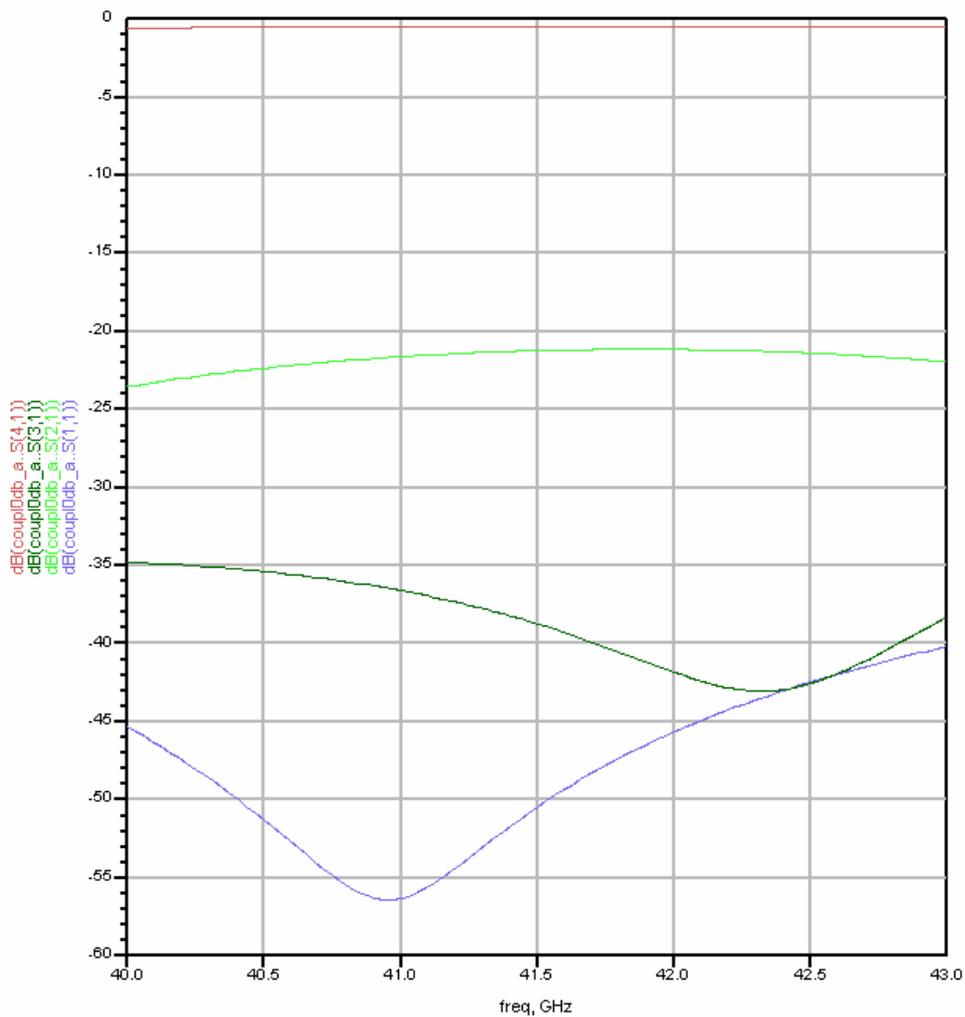


Figure IV-16 – Paramètres S en amplitude du coupleur 0 dB pour une distance L de 1 mm.

III-2 Simulation de la seconde matrice

Le dessin de la matrice étant symétrique, seuls les ports 1R (voie 1) et 2L (voie 3) de la *figure IV-14* sont étudiés. Les différentes simulations ont été effectuées avec le logiciel basé sur la méthode *FDTD* pour des raisons de mémoire informatique.

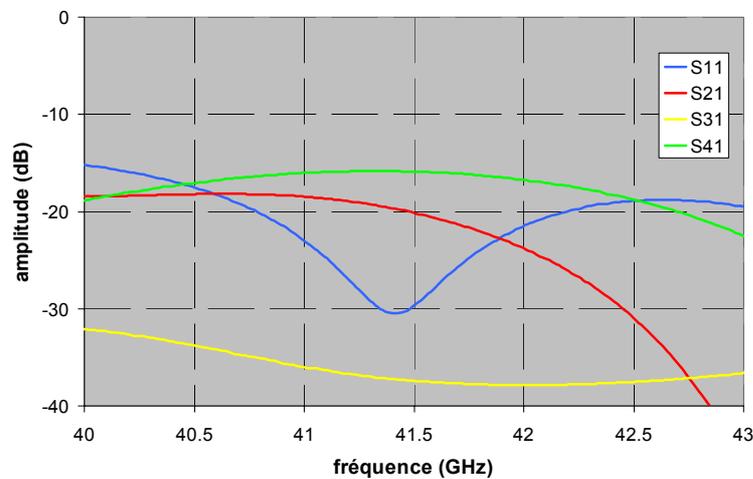
a) Alimentation de la voie 1R

(i) Résultats sur les paramètres S_{ij}

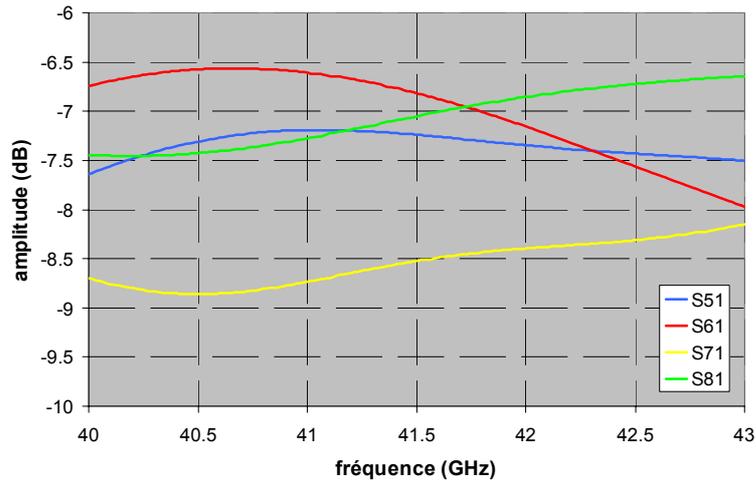
Les résultats de simulation présentés sous forme de paramètres S (*fig. IV-17(a), (b) et (c)*) sont satisfaisants.

La puissance réfléchie reste sous le seuil des -15 dB et l'isolation est inférieure à -16 dB sur toute la bande de fréquence de travail.

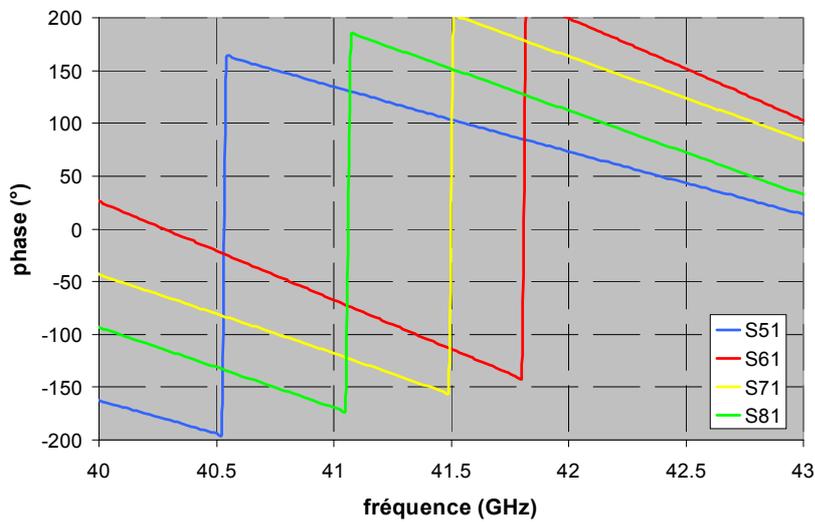
En sortie, la matrice offre de bons résultats autour de -7 dB en amplitude excepté pour la voie n° 7 qui se situe à -8,5 dB à la fréquence centrale. Cette anomalie peut d'ailleurs être constatée sur la cartographie de densité de puissance (*fig. IV-18*).



(a)



(b)



(c)

Figure IV-17 – Paramètres S de la voie 1R, (a) réflexion + isolation en amplitude, (b) transmission en amplitude, (c) transmission en phase.

En ce qui concerne la phase, la matrice offre un gradient équilibré à 41,5 GHz avec une moyenne de 44° pour 45° attendu.

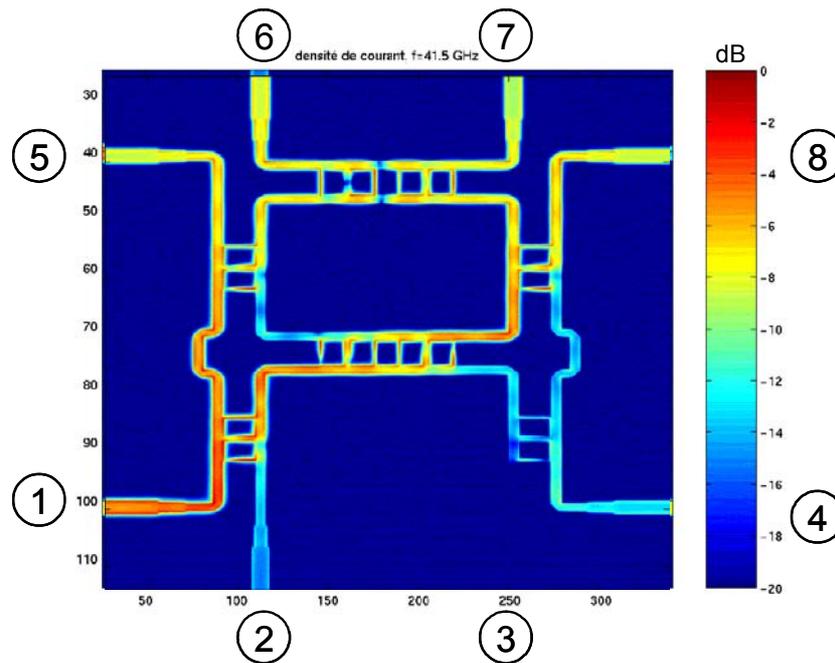


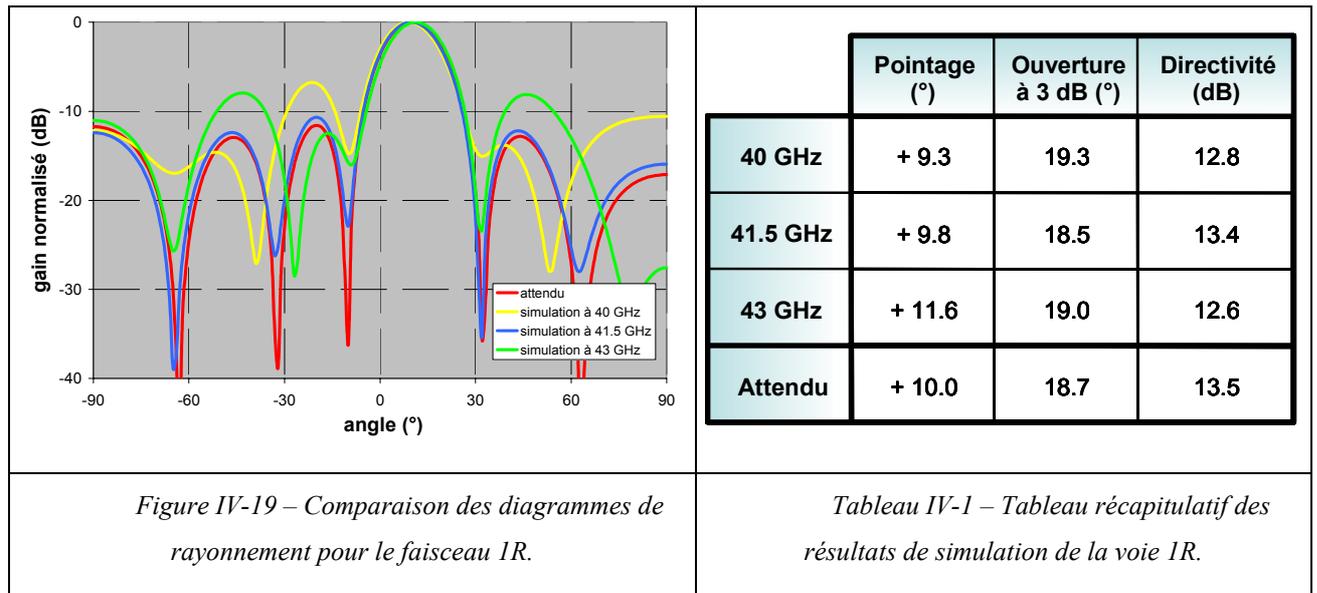
Figure IV-18 – Densité de courant à 41,5 GHz pour l'alimentation de la voie 1R.

Grâce à ses résultats, les pondérations en amplitude et en phase sur chaque élément rayonnant peuvent être déterminées et fournir les diagrammes de rayonnement pour un réseau d'antennes donné.

(ii) Diagrammes de rayonnement et performances du faisceau 1R

Pour fournir les diagrammes de rayonnement correspondant à l'alimentation de la voie 1R (fig. IV-19), un réseau d'antennes linéaire de quatre éléments imprimés carrés espacés d'une distance de $0,7\lambda_0$ fonctionnant à 41,5 GHz a été employé. Ces diagrammes sont donnés dans le plan E à l'aide du logiciel d'analyse SARA.

En outre, le tableau IV-1 récapitule les performances du faisceau 1R en fonction de la fréquence. On peut observer que le pointage oscille autour de 10° , comme souhaité. A 41,5 GHz notamment, les diagrammes de rayonnement de simulation (pondérations obtenus au paragraphe précédent) et attendu (sans pondération en amplitude et avec des gradients de phase constants) se superposent parfaitement.



b) Alimentation de la voie 2L

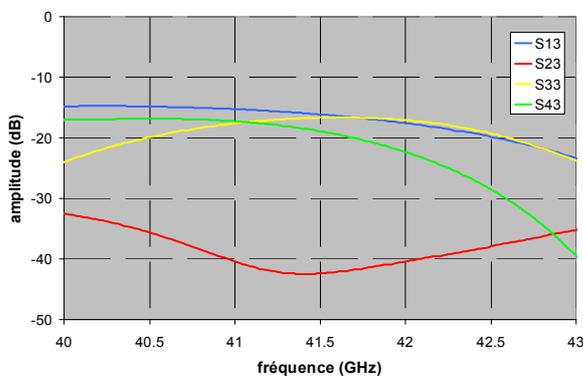
(i) Résultats des paramètres S_{ij}

Les résultats de simulation présentés sous forme de paramètres S (fig. IV-20(a), (b) et (c)) sont convenables.

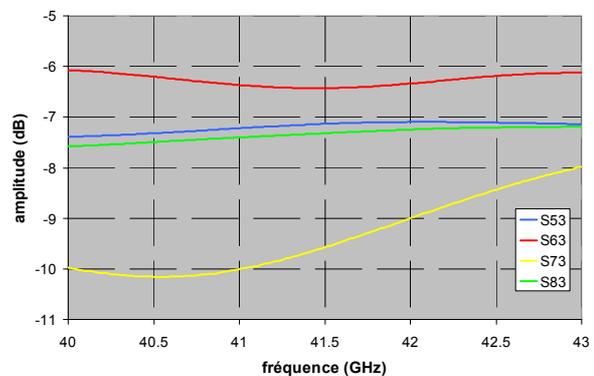
Là aussi, la puissance réfléchie reste sous le seuil des -16 dB et l’isolation est inférieure à -15 dB sur toute la bande de fréquence de travail.

En sortie, la matrice offre de bons résultats autour de -7 dB en amplitude excepté encore pour la voie n° 7 qui se situe cette fois-ci à -9,5 dB à la fréquence centrale.

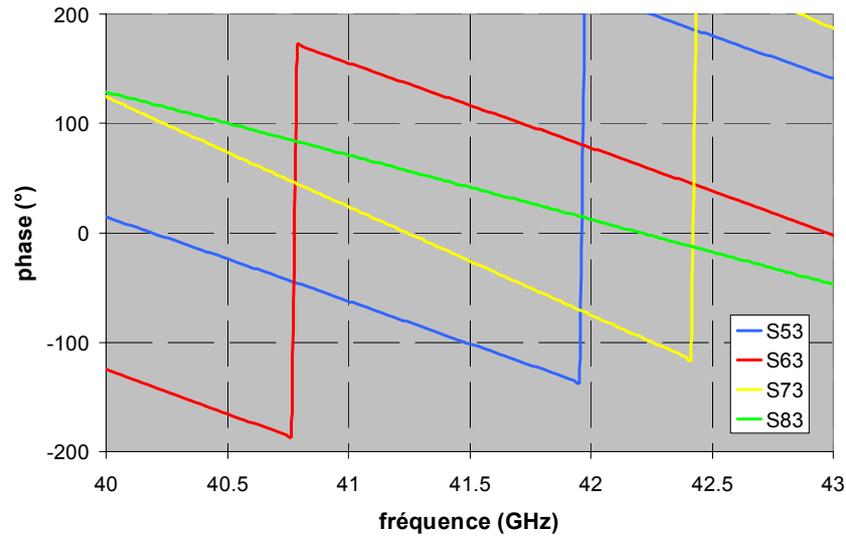
En ce qui concerne la phase, la matrice offre un gradient équilibré à la fréquence centrale avec une moyenne de -132° pour -135° attendu.



(a)



(b)



(c)

Figure IV-20 – Paramètres S de la voie 2L (a) réflexion + isolation en amplitude, (b) transmission en amplitude, (c) transmission en phase.

De même que pour l’étude sur l’alimentation de la voie 1R, les pondérations en amplitude et en phase sur chaque élément rayonnant peuvent être déterminées et fournir les diagrammes de rayonnement pour un réseau d’antennes donné.

(ii) Diagrammes de rayonnement et performances du faisceau 2L

Les diagrammes de rayonnement correspondant à l’alimentation de la voie 2L (fig. IV-21) ont été obtenus au moyen du logiciel SARA en utilisant le même réseau d’antennes que pour l’alimentation de la voie 1R.

Les pondérations, ici plus hétérogènes, accentuent de manière significative la dynamique des lobes secondaires des diagrammes de rayonnement résultants. Les résultats montrent une remontée de 2 dB de leurs niveaux à 41,5 GHz par rapport à celui attendu.

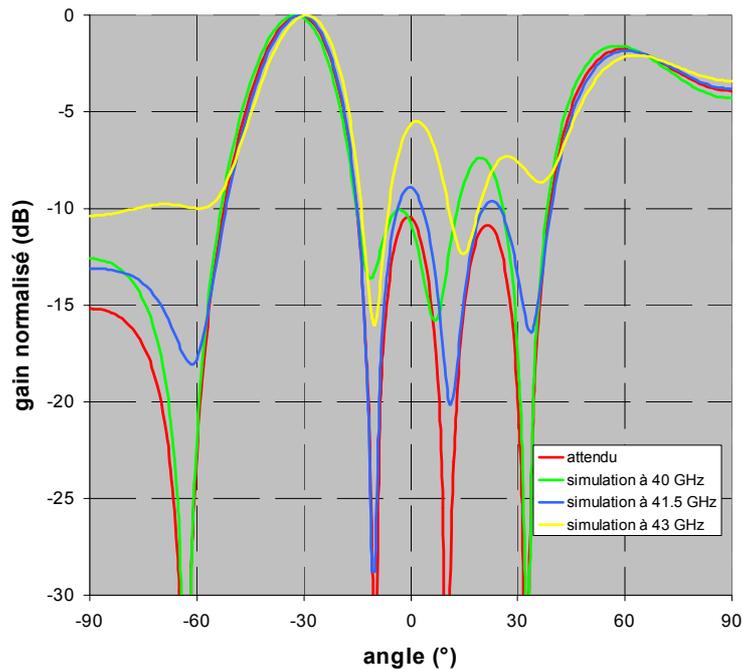


Figure IV-21 – Comparaison des diagrammes de rayonnement pour le faisceau 2L.

Les performances des lobes principaux pour la voie 2L sont récapitulées dans le tableau IV-2. On retrouve une variation du lobe principal autour de -31° avec une balance de 2° sur la bande de fréquence étudiée.

Les résultats de simulation sont donc très satisfaisants malgré la pondération en amplitude non négligeable de la voie n° 7.

	Pointage (°)	Ouverture à 3 dB (°)	Directivité (dB)
40 GHz	-32.4	21.9	10.4
41.5 GHz	-31.0	21.3	10.6
43 GHz	-29.3	21.2	10.1
Attendu	-31.3	21.7	10.7

Tableau IV-2 – Tableau récapitulatif des résultats de simulation de la voie 2L.

c) Conclusions sur les simulations de la nouvelle matrice

A l’aide de coupleurs à trois branches, nous pouvons conserver un pointage sur la bande d’utilisation 40-43 GHz (variation maximale annoncée de 2°).

Les pertes de cette seconde matrice sont du même ordre que celle de la première, à savoir aux alentours des 2,5 dB. Toutefois, les variations des pondérations en amplitude sont importantes sur la bande d’utilisation, notamment sur la voie n° 7 lorsque les voies 1R et 2L sont alimentées (si l’on avait alimenté les voies 1L et 2R, cela aurait été la voie n° 6 qui aurait subi le plus de désagrément par symétrie). Il semblerait que cela provienne du coupleur 0 dB du second étage de la matrice.

En effet, la pondération en amplitude la plus pénalisante devraient être pour la voie de sortie n° 6. Lorsque l’on alimente la voie 1R et la voie 2L, le signal doit traverser deux croisements pour atteindre la sortie n° 6 contre un seul ou aucun pour atteindre les autres voies de sortie. Or la voie n° 7 est celle qui reçoit le moins de puissance.

Ceci peut être expliqué par le fait que le croisement du second étage ne fonctionne pas correctement. Aussi, afin d’être sûr de ce problème, la réalisation a été faite sans ce dernier croisement. Les mesures présentées dans le prochain paragraphe sont donc celle de la matrice sans le croisement qui amène les signaux vers les sorties n° 6 et 7.

III-3 Réalisation et mesures de la seconde matrice de Butler seule

a) Elaboration et assemblage du circuit avec son boîtier

Le circuit (*fig. IV-22(a) et (b)*) a été réalisé par gravure chimique par la société *LITHOS [IV-5]*. L’assemblage de celui-ci avec son boîtier et ses huit connecteurs de 2,92 mm **[IV-6]** a été effectué au laboratoire de microélectronique de l’*IRCOM*.

Son boîtier en laiton est composé de cinq pièces rectangulaires où repose le circuit sur la flasque et les connecteurs par paire sur chaque côté.

Le circuit a été soudé sur la flasque du boîtier au moyen d’une plaque de soudure à base d’étain d’épaisseur 50 μm et de dimensions égales à celles du circuit.

Une fois l’assemblage effectué, les mesures ont été menées.

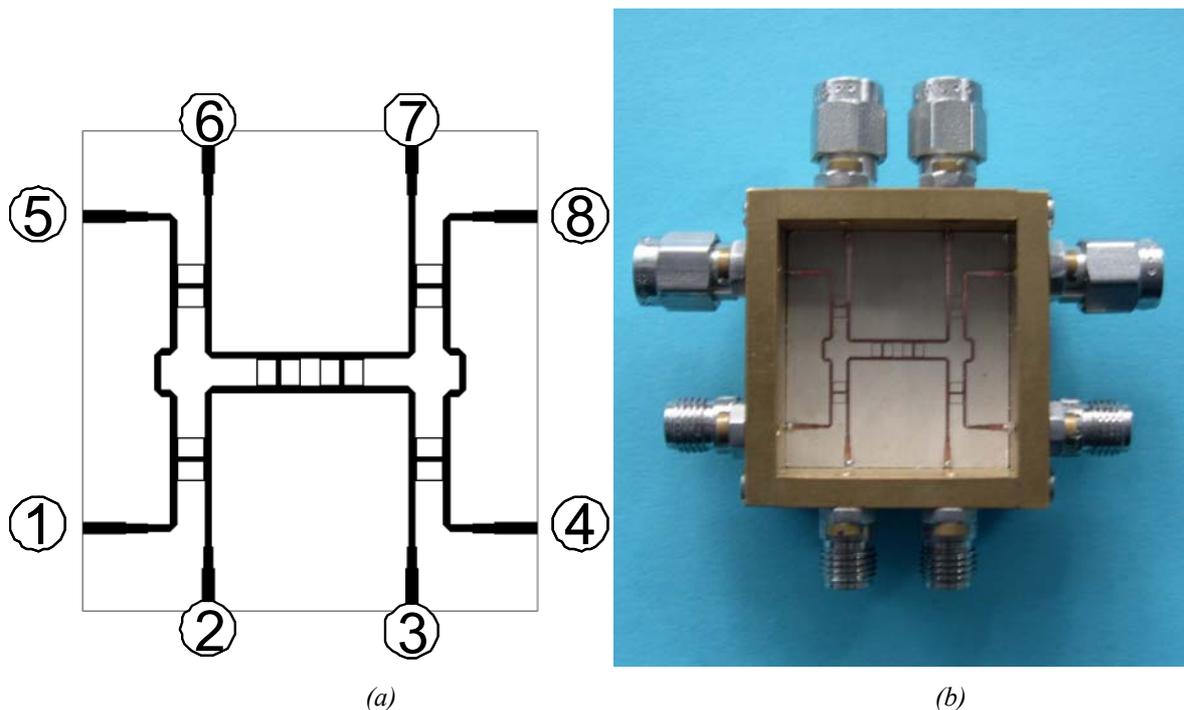


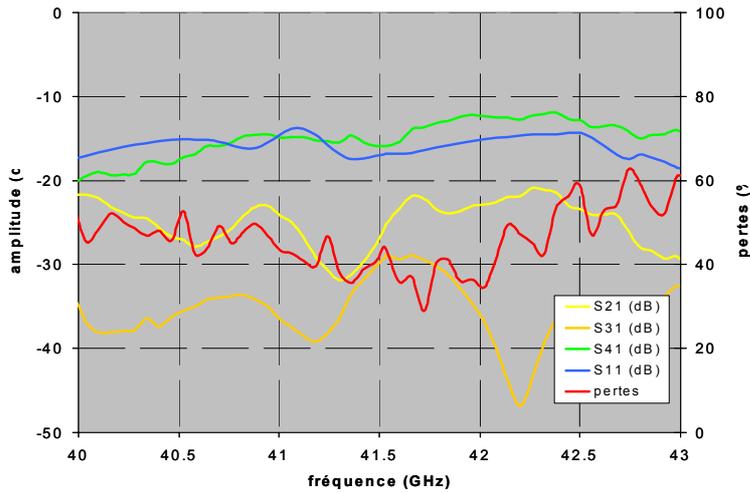
Figure IV-22 – Circuit modifié de la matrice de Butler 4x4, (a) layout, (b) photo numérique.

b) Mesures des paramètres S_{ij}

Les résultats des mesures des paramètres S (fig. IV-23(a), (b) et (c)) ne sont présentés et discutés ici que pour la voie d'alimentation 1R sur la bande de fréquence 40 – 43 GHz afin de ne pas alourdir le manuscrit. Les autres résultats sont récapitulés dans le tableau IV-3 à la fréquence de travail avec les résultats de simulation (FDTD) de l'ensemble de la matrice sans le second croisement.

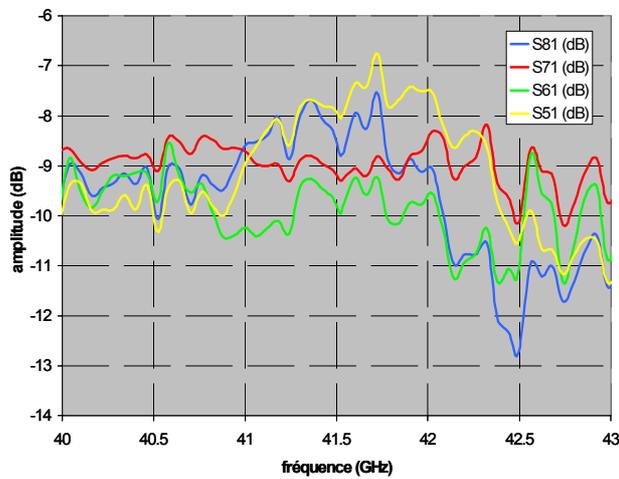
Au niveau de la puissance réfléchie et de l'isolation des voies, les paramètres S restent inférieur à -12 dB.

Pour les voies de découplage, on peut constater une variation moyenne autour des -9 dB avec cependant une balance qui a tendance à augmenter en fin de bande (de 1,5 dB jusqu'à plus de 2,5 dB). Cet écart n'était pas apparu en simulation (seulement une balance de 0,3 dB à 41,5 GHz). De plus la différence entre les niveaux d'amplitude simulés et mesurés varie entre 0,6 et 2,8 dB. On retombe en fait dans les mêmes problèmes qu'au chapitre précédent, c'est-à-dire des problèmes de réalisations et de connectiques difficiles à surmonter dans le domaine millimétrique.



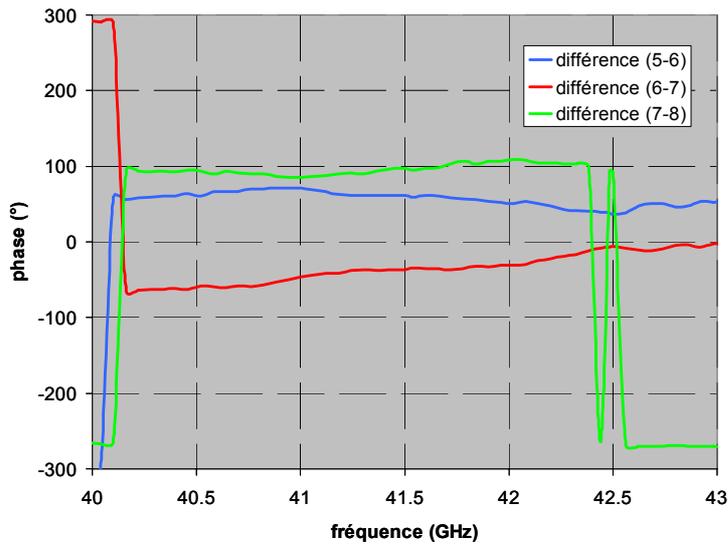
A 41.5 GHz : simulation/mesures
 - S11 = -22.6 dB / -17.0 dB
 - S21 = -25.1 dB / -26.7 dB
 - S31 = -36.2 dB / -29.8 dB
 - S41 = -19.8 dB / -15.9 dB
 pertes : 42.5 %

(a)



A 41.5 GHz : simulation / mesures
 - S51 = -7.3 dB / -7.9 dB
 - S61 = -7.0 dB / -9.8 dB
 - S71 = -7.1 dB / -9.2 dB
 - S81 = -7.3 dB / -8.5 dB

(b)



A 41.5 GHz, gradients de phase simulation/mesures :
 - (5-6) : +82.3° / +61.0°
 - (6-7) : -38.9° / -36.1°
 - (7-8) : +90.2° / +96.9°

(c)

Figure IV-23 – Paramètres S mesurés de la voie 1R (a) réflexion + isolation en amplitude, (b) transmission en amplitude, (c) transmission en phase.

En ce qui concerne les différences de phase entre les voies de sortie de la matrice (*fig. 23(c)*), on remarquera une certaine dissemblance entre la simulation et les mesures sur les voies n° 5 et n° 6 (écart de 20°) qui peut s’expliquer par l’assemblage du circuit. En effet, ces deux voies ne sont pas situées sur le même côté du circuit. Or lorsque l’on sait que, pour une ligne 50 Ω, une variation de 1° est équivalente à une longueur de 13 μm, un écart de 20° (260 μm) peut facilement apparaître lors de l’assemblage ou de la redécoupe du circuit afin d’éviter les effets de bord de la soudure, comme nous l’avons vu précédemment. Ce constat est d’autant plus vrai que, pour la différence de phase entre les voies n° 6 et n° 7 situées sur le même côté du circuit, on obtient une similitude à moins de 3° entre la simulation et les mesures.

Enfin, les pertes mesurées à partir des paramètres S (*fig. IV-23 (a)*) sont égales à 42,5 % à la fréquence centrale, auxquelles il faut soustraire les pertes dues aux connecteurs (estimées à 0,5 dB/connecteur). On arrive donc au final à une matrice de Butler ayant un rendement de 54 %.

		Voie 1R (j = 1)	Voie 2L (j = 2)	Voie 2R (j = 3)	Voie 1L (j = 4)
S1j (dB)	simulation	-22,6	-23,8	-35,7	-19,8
	mesures	-17,0	-26,7	-30,6	-15,8
S2j (dB)	simulation	-25,1	-21,2	-20,4	-36,2
	mesures	-26,7	-11,5	-17,5	-28,3
S3j (dB)	simulation	-36,2	-20,4	-21,2	-25,1
	mesures	-29,8	-17,4	-11,4	-31,0
S4j (dB)	simulation	-19,8	-35,7	-23,8	-22,6
	mesures	-15,9	-28,9	-30,6	-10,8
S5j (dB)	simulation	-7,3	-7,6	-7,2	-7,3
	mesures	-7,9	-10,2	-9,6	-9,1
S6j (dB)	simulation	-7,0	-5,7	-7,7	-7,1
	mesures	-9,8	-8,1	-9,4	-9,9
S7j (dB)	simulation	-7,1	-7,7	-5,7	-7,0
	mesures	-9,2	-9,4	-7,9	-10,1
S8j (dB)	simulation	-7,3	-7,2	-7,6	-7,3
	mesures	-8,5	-10,2	-10,2	-9,3
S5j-S6j (°)	simulation	+ 82,3	+ 89,5	- 97,2	- 90,2
	mesures	+ 61,0	+ 77,9	- 106,9	- 102,1
S6j-S7j (°)	simulation	-38,9	- 219,6	- 219,6	+ 38,9
	mesures	-36,1	- 222,3	- 215,5	+ 30,2
S7j-S8j (°)	simulation	+ 90,2	+ 97,2	- 89,5	- 82,3
	mesures	+ 96,9	+ 107,1	- 82,4	- 63,8

Tableau IV-3 – Comparaison simulation / mesures à 41,5 GHz de la matrice modifiée 4x4.

IV- Simulation et réalisation de la matrice intégrée avec son réseau d'antennes

Cette matrice de Butler 4x4 autorise un réseau d'antennes plan, contrairement à la configuration géométrique de la première matrice. Un réseau plan de 16 éléments rayonnants (4x4) a donc été choisi.

Comme pour l'amélioration apportée à la première matrice, le réseau d'antennes est alimenté par des fentes rectangulaires percées dans le plan de masse afin d'isoler le rayonnement parasite de la matrice. Dans le but de rigidifier l'ensemble de la structure, ce plan de masse est constitué d'une semelle épaisse de cuivre de 200 μm .

IV-1 Analyse du réseau plan 4x1

Avec un plan de masse de hauteur de 200 μm ($0,03 \lambda_0$), la fente percée dans le plan de masse ne peut plus être jugée mince. Cette épaisseur de fente a un effet important sur la valeur de l'impédance d'entrée de l'antenne imprimée. Celle-ci diminue très rapidement lorsque l'épaisseur de la fente augmente [IV-1].

Il faudra donc tenir compte de ce phénomène au cours de la simulation *FDTD*, en maillant l'épaisseur métallique de la fente.

Le réseau a donc été optimisé (fig. IV-24). Il est constitué de 4 antennes imprimées carrées avec un pas de réseau d de $0,65 \lambda_0$. Sur la face arrière se situe la ligne d'alimentation, avec, en bout de ligne, un transformateur quart d'onde afin de ramener la bonne impédance.

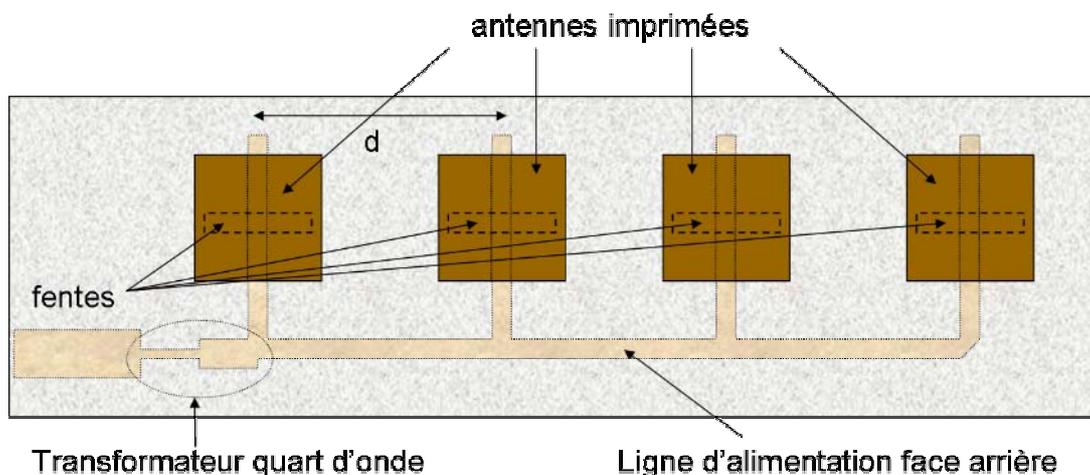


Figure IV-24 – Schématisation du réseau d'antennes imprimées alimenté par fente en vue de dessus.

Les antennes imprimées carrées ont une dimension de 1,63 mm et la longueur du stub de 1,38 mm. Les fentes de couplage rectangulaires (1,15 x 0,3 x 0,2 mm) possèdent une largeur plus grande afin de pouvoir réaliser une gravure chimique correcte. En effet, on doit respecter une largeur supérieure à la hauteur de la fente (donc supérieure à 200 μm) à cause de la nature même du perçage. Les fentes sont créées par attaque chimique de chaque côté de la semelle métallique formant en son milieu des biseaux (fig. IV-25).

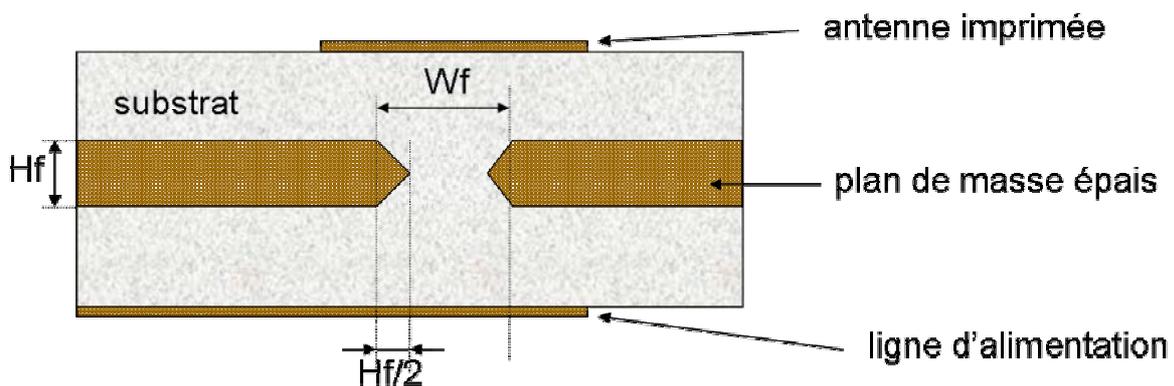


Figure IV-25 – Coupe transversale de l'antenne imprimée alimentée par fente épaisse.

Les diagrammes de rayonnement obtenus à l'aide de la méthode *FDTD* dans les plan E et H à 41,5 GHz de la polarisation principale (fig. IV- 26) prévoient un gain intrinsèque de l'ordre de 10,5 dB dans l'axe. Dans le plan H, les lobes secondaires restent inférieurs à -12 dB et l'ouverture à mi-puissance se situe à 19,5°.

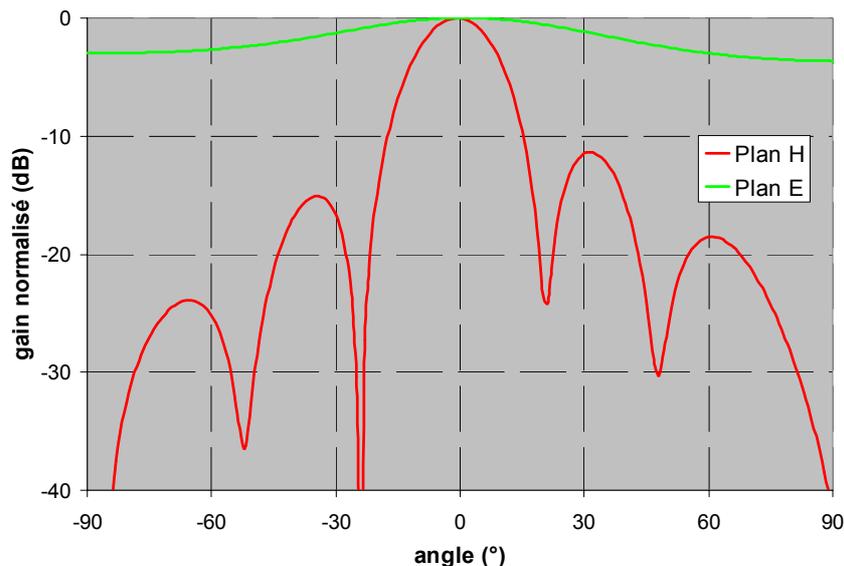


Figure IV-26 – Diagrammes de rayonnement à 41,5 GHz simulés du réseau d'antennes 4x1 alimenté par fente.

Maintenant que le réseau d’antennes 4x1 est déterminé, le réseau plan 4x4 peut être formé. Dans le paragraphe suivant, il est intégré à la matrice de Butler. Le dispositif final est alors entièrement simulé par la méthode *FDTD*.

IV-2 Simulation FDTD de la matrice de Butler intégrée avec le réseau d’antennes plan 4x4

a) Présentation de la structure globale

L’ensemble de la structure (*fig. IV-27*) présente la matrice sur la face arrière et le réseau plan 4x4 sur la face avant. Ce réseau plan possède un pas de réseau de $0,7 \lambda_0$ suivant le plan E où se forme les multiples faisceaux et un pas de réseau de $0,65 \lambda_0$ suivant le plan H. Les dimensions du dispositif sont présentées dans l’**annexe 7**.

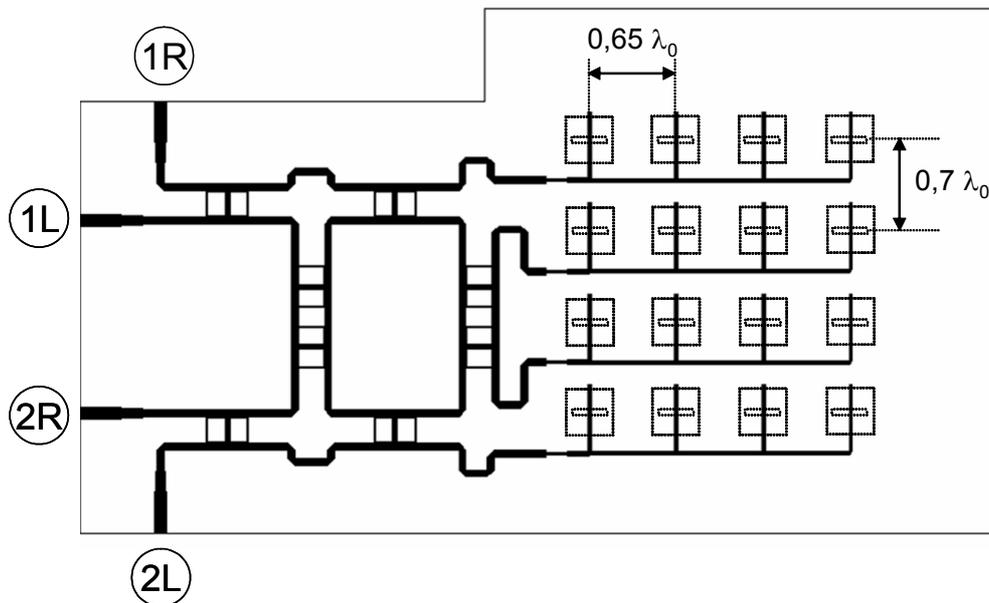


Figure IV-27 – Dessin de la seconde matrice intégrée avec son réseau plan d’antennes face arrière.

Ce système par rapport au précédent (*cf. chapitre III*) est moins compact (57 x 36 mm) car la matrice et le réseau plan sont distincts. En effet, cela est dû au fait que les entrées se situent d’un côté et les sorties de l’autre ; elles ne sont plus en vis-à-vis comme pour la première matrice.

b) Diagrammes de rayonnement simulés

Comme pour la version améliorée du premier système, le fait d’employer une structure bicouche et donc d’isoler la matrice du réseau d’antennes plan, offre des diagrammes de rayonnement de qualité (*fig. IV-28*).

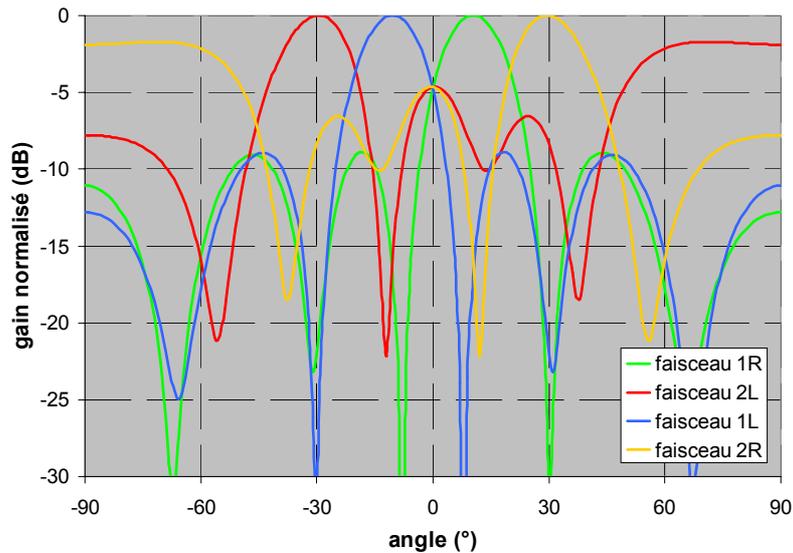


Figure IV-28 – Diagrammes de rayonnement obtenus en simulation FDTD à 41,5 GHz pour les différents faisceaux (plan E).

Ces résultats de simulation présentent toutefois des niveaux de lobes secondaires plus élevés (le premier lobe secondaire des faisceaux près de l’axe principal se situe à -9 dB contre un niveau de -12 dB pour la première matrice de Butler). Les ouvertures à mi-puissance sont plus étroites (jusqu’à une diminution de $2,4^\circ$), ce qui entraîne une diminution de la couverture globale (80°) et une légère chute du niveau de recouvrement dans l’axe à -4,6 dB.

Les dépointages, quant à eux, sont corrects avec seulement un écart de 2° avec les faisceaux extrêmes attendus en analyse avec le logiciel SARA (tab. IV-4). Il n’y a donc pas de décalage fréquentiel observé.

Lorsque l’on compare par la suite le gain intrinsèque fourni par la simulation (FDTD) et la directivité fournie par l’analyse (tab. IV-4), on obtient des pertes intrinsèques estimées entre 3,1 et 3,5 dB suivant les faisceaux examinés.

Ports d’entrée de la matrice	Analyse (SARA)			Simulation (FDTD)		
	Pointages	Ouverture à -3 dB	Directivité (dB)	Pointages	Ouverture à -3 dB	Gain intrinsèque (dB)
1R	+10°	18.8°	19.1	+10°	17.5°	15.6
2R	+32°	21.9°	15.6	+30°	19.5°	12.5
2L	-32°	21.9°	15.6	-30°	19.5°	12.5
1L	-10°	18.8°	19.1	-10°	17.5°	15.6

Tableau IV-4 – Comparaison des performances des faisceaux obtenus entre l’analyse et la simulation FDTD à 41,5 GHz.

Ainsi les simulations présentent des résultats satisfaisants sur les performances des faisceaux. Une réalisation et des mesures ont donc été mis en œuvre pour cette seconde matrice de Butler 4x4.

IV-3 Réalisation et mesures de la seconde matrice de Butler 4x4

a) Elaboration et assemblage du circuit avec son boîtier

Le circuit a été réalisé par la société *LITHOS* [IV-5], comme les circuits précédents. Cette réalisation est différente de la précédente et plus complexe encore, car elle nécessite deux films de colle et une semelle de cuivre de 200 μm d’épaisseur.

Cette complexité est due au nombre de couches (au total 5) qu’il a fallu positionner et presser ensemble à chaud (*fig. IV-29*). De plus, nous avons du changer de type de film de colle, car celui employé au chapitre précédent n’était pas fluide et n’aurait donc pas rempli les fentes épaisses percées dans le plan de masse de 200 μm de hauteur. Le film de colle proposé par la société *ARLON*, le *CLTE-P*, semblait le meilleur choix. Il a des caractéristiques quasi-identiques à celui du duroïd 6002, mis à part une tangente de pertes plus importante (de deux fois celle du substrat). Cependant c’est le film de colle de la société *GORE*, le *Speedboard C*, qui a été retenu, car il présente une meilleure tenue mécanique. Ce film possède une permittivité de 2,7 et offre une tangente de pertes de 0,004 à la fréquence de 10 GHz.

En ce qui concerne le boîtier, il n’a pas été fabriqué d’un seul tenant, car la mise en œuvre de la colle à base d’argent afin d’éviter un plan de masse virtuel est beaucoup plus difficile. Un autre dispositif a été mis au point où le boîtier vient se visser sur le circuit directement. De cette manière, les vis traversent le circuit et font contact entre le plan de masse et le boîtier (*fig. IV-30*).

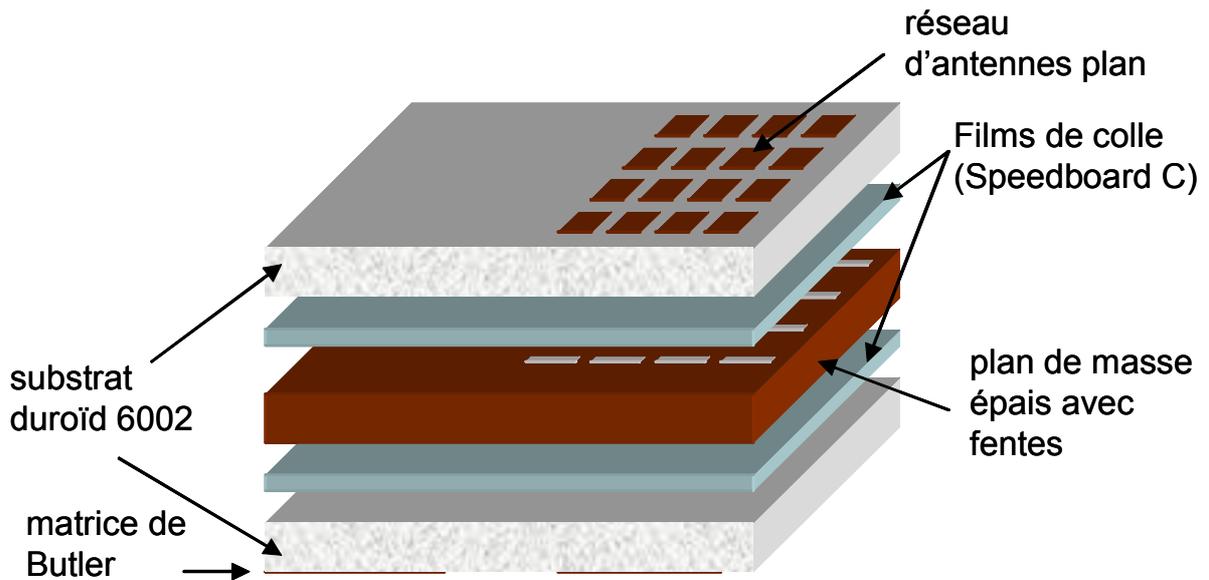


Figure IV-29 – Vue éclatée de la structure de la seconde matrice de Butler.

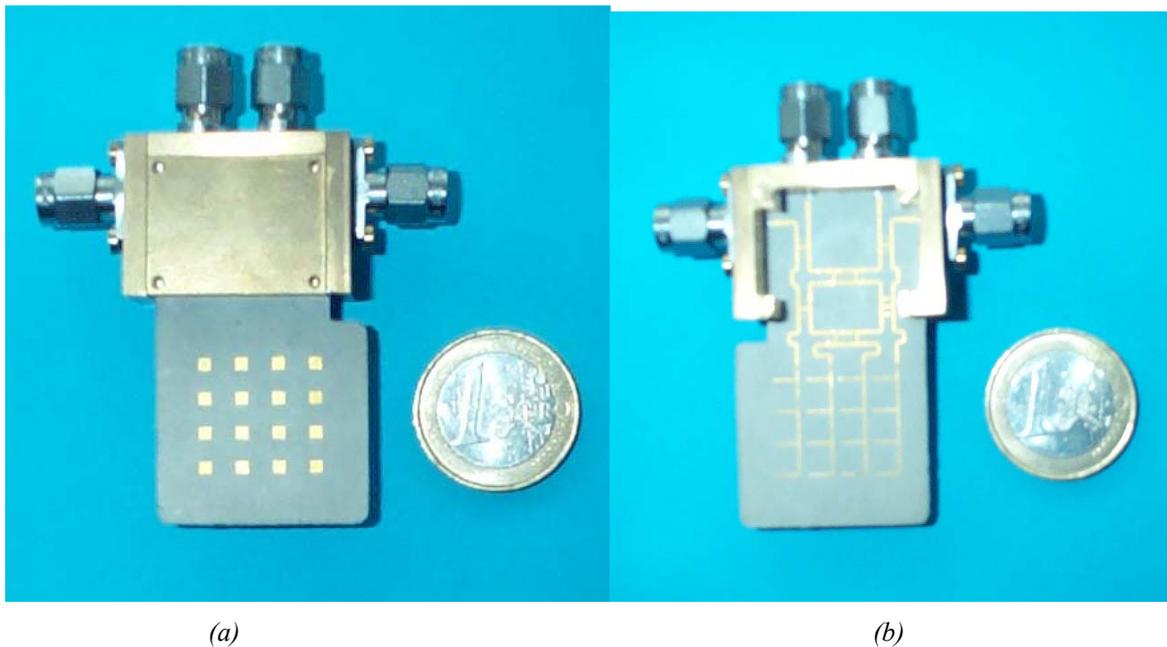


Figure IV-30 – Photo numérique du second système,
(a) vue de dessus : le réseau d'antennes plan,
(b) vue de dessous : la matrice de Butler.

b) Mesures des paramètres Sij

Les courbes des mesures des paramètres S en amplitude (fig. IV-31) sont présentées pour la voie d’alimentation 1R sur la bande de fréquence 40 – 43 GHz comme exemple. Les autres résultats sont récapitulés dans le *tableau IV-5* à la fois à la fréquence centrale et sur la bande de fréquence de travail.

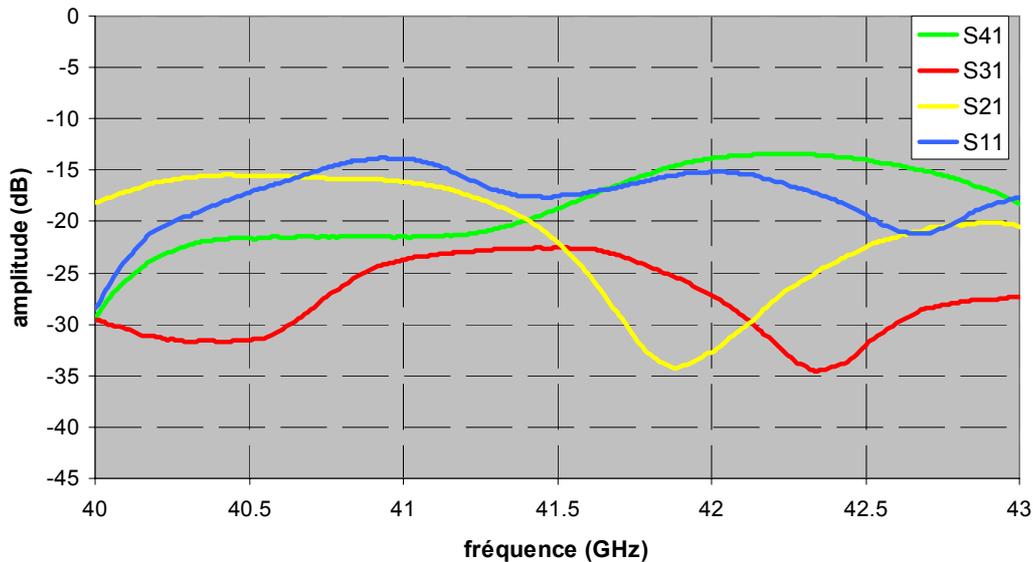


Figure IV-31 – Paramètres S mesurés lorsque la voie 1R est alimentée.

Alimentation des ports d'accès	A 41,5 GHz		Entre 40 et 43 GHz	
	Adaptation (dB)	Isolation (dB)	Adaptation (dB)	Isolation (dB)
Voie 1R (port 1)	-17,6	< -18,8	< -13,8	< -13,4
Voie 2L (port 2)	-17,0	< -13,2	< -14,3	< -12,8
Voie 2R (port 3)	-21,2	< -13,3	< -13,9	< -12,8
Voie 1L (port 4)	-19,5	< -12,9	< -13,9	< -8,2

Tableau IV-5 – Récapitulatif des résultats de mesures des paramètres S.

Les résultats en adaptation sont très satisfaisants (le niveau est toujours en dessous des -13,8 dB). Ceux en isolation sont du même ordre (< -12,8 dB), malgré une isolation moyenne de la voie 1R (< -8,2 dB) lorsque la voie 1L est alimentée.

c) Mesures des diagrammes de rayonnement

Les mesures de ce circuit ont été effectuées dans la base compacte du CREAPE. Les différents dépointages se font dans le plan E et sont comparés avec la simulation (fig. IV-32).

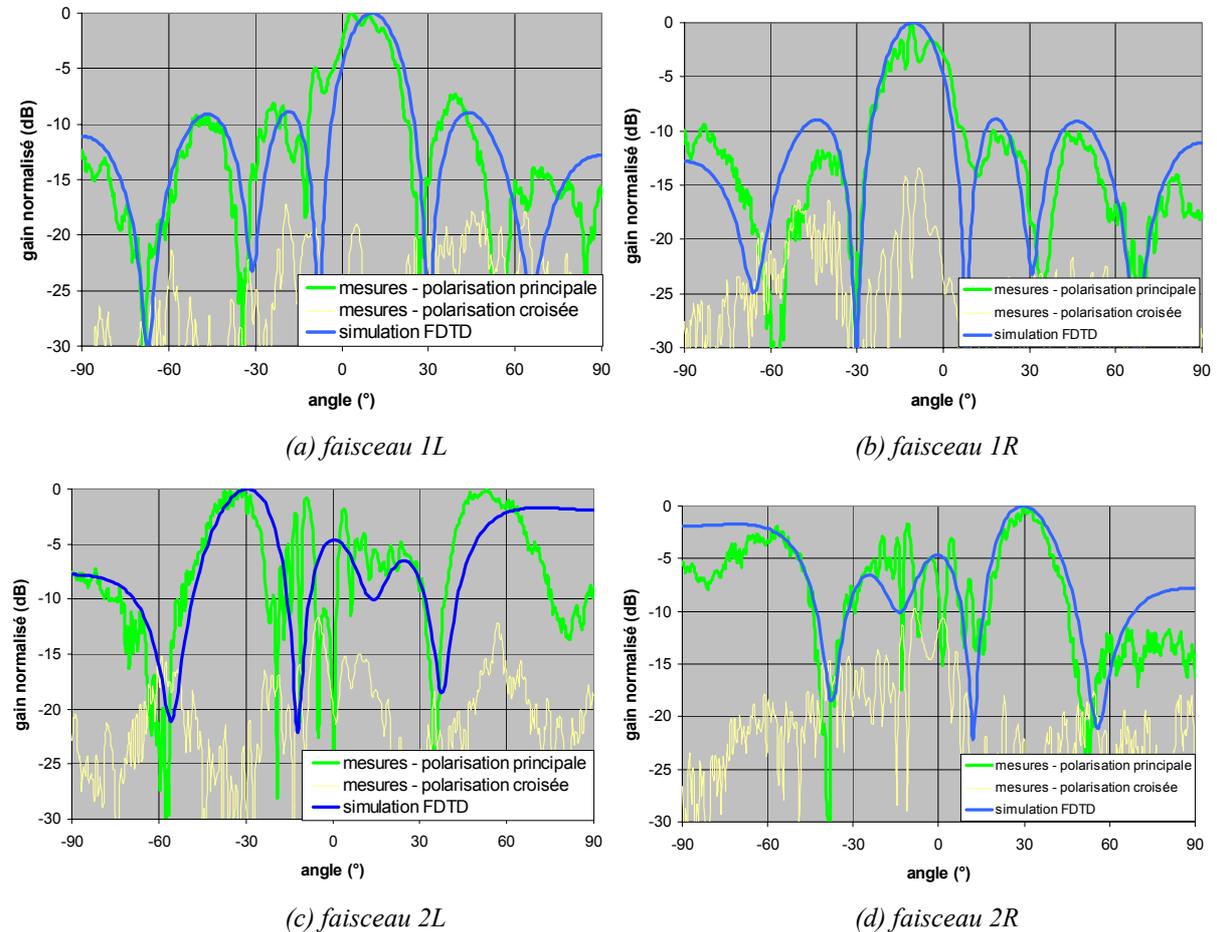


Figure IV-32 - Comparaison des diagrammes de rayonnement à 41,5 GHz entre la simulation et les mesures pour les différents pointages.

Les diagrammes de rayonnement obtenus sont convenables compte tenu du rayonnement parasite des connecteurs et de la présence du boîtier métallique.

En effet, ces diagrammes sont quelque peu chahutés et les niveaux des lobes secondaires sont différents pour les faisceaux symétriques. Ainsi pour le faisceau 1R, les lobes secondaires restent sous le seuil des -10 dB (ce qui est mieux que les -9 dB annoncés en simulation), alors que pour le faisceau 1L le premier lobe secondaire se situe à -7 dB.

Par ailleurs, cette dissymétrie se retrouve aussi sur la dynamique des lobes de réseaux. Pour le faisceau 2L, cette dynamique est nulle, alors que pour son symétrique, le faisceau 2R, elle se situe à 2 dB. Pourtant cela ne peut pas provenir du circuit de la matrice de Butler qui

possède un axe de symétrie. Le seul point qui n’a pas pu être vérifié, sous peine de détruire le circuit, est la présence de bulles d’air qui pourraient être contenues dans les fentes de couplage et donc modifiées les impédances d’entrée du réseau plan d’antennes.

Concernant le niveau de la polarisation croisée, elle reste inférieure à -10 dB pour les faisceaux extrêmes et à -14 dB pour les autres. Ce qui rejoint les résultats de la version améliorée de la première matrice de Butler.

d) Performances des faisceaux à 41,5 GHz

Les dépointages mesurés (*tab. IV-6*) sont à prendre avec précaution. En effet les lobes principaux présentent des creux. Ainsi pour le faisceau 1R, son dépointage à une valeur de 3,2° correspondant au gain maximal, cependant si l’on regarde le diagramme dans son ensemble (*fig. IV-32(b)*), le faisceau dépointe au voisinage des 8°.

Ports d'entrée de la matrice	Mesures			Simulation (FDTD)		
	Pointages	Ouverture à -3 dB	Gain (dB)	Pointages	Ouverture à -3 dB	Gain (dB)
1R	+3.2°	17.5°	+9.1	+10 °	17.5°	15.6
2R	+29.8°	16.8°	+5.8	+30.0°	19.5°	12.5
2L	-32.2°	15.9°	+5.0	-30.0°	19.5°	12.5
1L	-11 °	17.5°	+10.8	-10 °	17.5°	15.6

Tableau IV-6 – Comparaison des performances des lobes principaux de pointage à 41,5 GHz entre les mesures et la simulation.

Pour ce qui est des ouvertures à mi-puissance, on retrouve les mêmes résultats pour les faisceaux près de l’axe principal (1R et 1L). Cependant pour les faisceaux extrêmes, cette ouverture est plus réduite à cause de la remontée des lobes secondaires et du lobe de réseau.

Au niveau du gain mesuré, on se retrouve dans la même position qu’au chapitre précédent. Le gain est toujours beaucoup plus faible que celui calculé en simulation (une différence pouvant aller jusqu’à 7,5 dB pour la voie 2L) et une différence des niveaux des lobes principaux est toujours notables pour les faisceaux symétriques (pour les faisceaux 1R et 1L un écart de 1,7 dB est mis en évidence, contre un écart de 0,8 dB pour les faisceaux 2R

et 2L). Ce dernier écart peut aisément se comprendre à cause des lobes principaux présentant des creux importants pouvant atteindre 1 à 2 dB.

Certes ces pertes mesurées peuvent être expliquées en effectuant un rapide calcul des pertes extérieures au circuit. Si l’on additionne les pertes dues aux connecteurs (0,5 dB), à l’isolation des voies (pire cas : 0,28 dB), à la réflexion (pire cas : 0,09 dB), au rayonnement arrière (pire cas : 3,12 dB) et aux ondes de surface (0,76 dB), on atteint 4,3 dB. Ainsi dans le meilleur des cas, les pertes de simulation additionnées des pertes extérieures convergent vers les pertes mesurées (pour le faisceau 1L une différence de seulement 0,5 dB est notable).

En définitive, l’efficacité de la matrice et de son réseau d’antennes estimée en simulation varie de 45 % à 49 % suivant les faisceaux choisis. Alors qu’en mesures, cette efficacité varie de 23 % à 40 % (pertes extérieures ôtées).

e) Evolution des performances des faisceaux entre 40-43 GHz

L’évolution du dépointage, de l’ouverture à mi-puissance et du gain des faisceaux est intéressante sur la bande de fréquence de travail. La *figure IV-33* montre un exemple de ces évolutions pour le faisceau 1R.

Dans sa globalité le faisceau reste constant en terme de pointage, d’ouverture à mi-puissance et de gain sur la bande de fréquence avec des lobes secondaires évoluant jusqu’à une dynamique de 6 dB.

En effet le gain est ici donné pour un angle de visé de $3,2^\circ$. En fonction de la fréquence, des creux apparaissent dans le lobe principal et font évoluer ce gain.

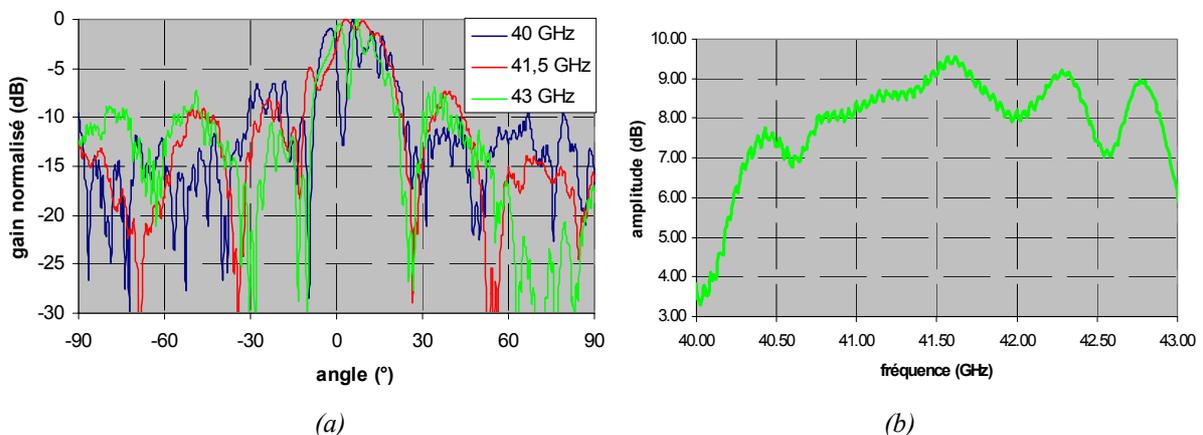


Figure IV-33 – Evolution en fonction de la fréquence, (a) du diagramme de rayonnement en polarisation principale, (b) du gain mesuré à $3,2^\circ$.

V- Conclusions sur la seconde matrice de Butler 4x4

La démarche suivie au cours de ce chapitre est déterminante pour le calcul final du gain. Elle a permis d'examiner point par point la conception de ce système intégré à la fois en simulation et en expérimentation. En commençant tout d'abord par les éléments entrant dans la composition de la matrice, à savoir le coupleur à 3 branches, puis le coupleur 0 dB à 6 branches faisant office de croisement, nous avons pu aboutir à la réalisation de la matrice seule dont le rendement a été estimé en mesures à 54 %.

Ensuite, l'intégration de cette matrice avec son réseau plan de 16 sources élémentaires a été simulée dans sa totalité. Les diagrammes de rayonnement mesurés se sont montrés cohérents avec ceux de simulation. Toutefois, le dispositif devait présenter un rendement, de 45 % à 49 %. Or les expérimentations ont montré que celui-ci se situait entre 14 et 23 %. Comme nous avons pu le constater cette différence provient des pertes extérieures et principalement du rayonnement arrière important (> 3 dB) du dispositif. Ce problème pourrait être éliminé en blindant la face arrière et permettre ainsi de ramener l'efficacité du système à 40 %.

Ainsi le premier dispositif est plus efficace que le second au niveau du rendement, mais si c'est un gain important qui est recherché, le second est alors à privilégier. N'oublions pas que le gain maximal obtenu en mesures par la première est seulement de 5,5 dB contre 10,8 dB pour la seconde !

BIBLIOGRAPHIE

- [IV-1] O. LAFOND, "Conception et technologies d'antennes imprimées multicouches à 60 GHz", Thèse de Doctorat n° 2399 - Université de Rennes I – soutenue en Décembre 2000
- [IV-2] A. ANGELUCCI, P. AUDAGNOTTO, P. CORDA, P. OBINO, F. PIARULLI, B. PIOVANO, "High performance microstrip networks for multibeam and reconfigurable operation in mobile-radio systems", Proc. IEEE GLOBECOM'94, San Francisco, USA, November 1994
- [IV-3] G.L. MATTHAEI, L. YOUNG and E.M.T. JONES, "Microwave filters, impedance-matching networks, and coupling structures", Mc Graw-Hill Book Company, 1964, pp. 809-813
- [IV-4] O. LAFOND and M. HIMDI, "Multibeam antenna in millimeter waves", *EMC 2002*, Milan - Italy, Sept. 2002
- [IV-5] Société LITHOS, circuits imprimés, <http://www.lithos.fr/>
- [IV-6] SOUTHWEST MICROWAVE INC., Microwave Products Division
http://www.southwestmicrowave.com/mpd/catalog_section.html?section=2.92mm+Connectors

CHAPITRE V - MATRICE DE BUTLER 8X8 ET COMMUTATIONS RF DANS LE DOMAINE MILLIMETRIQUE

* * * * *

- INTRODUCTION**
- ETAT DE L'ART DES MATRICES DE BUTLER 8X8**
- ETUDE DES CROISEMENTS SUSCEPTIBLES D'INTERVENIR DANS LA MATRICE DE BUTLER 8X8**
- CONCEPTION ET SIMULATION D'UNE MATRICE DE BUTLER 8X8**
- CIRCUITS DE COMMUTATION RF POUR LES REPARTITEURS DE FAISCEAUX**
- CONCLUSION**

I- Introduction

Lors des deux chapitres précédents, des conceptions et des réalisations de systèmes à multiples faisceaux qui intégraient des matrices de Butler 4x4 ont été présentés.

La dernière matrice de Butler (*cf. chapitre IV*) offre un rendement de 50 % en technologie microruban au voisinage de 40 GHz, mais elle propose seulement quatre faisceaux. La possibilité d'obtenir des faisceaux supplémentaires est alors envisageable au moyen d'un multiplexeur. Ainsi la combinaison des voies 1L et 1R assure la production d'un faisceau dans l'axe (*cf. chapitre II*). Néanmoins cela n'est pas suffisant, l'objectif étant d'atteindre 8 faisceaux.

Durant ce chapitre est donc présenté un court état de l'art sur les matrices de Butler 8x8. Différentes technologies sont choisies suivant les applications. Un récapitulatif des principaux avantages et inconvénients de chacune des techniques permet d'opter pour la technologie la plus adaptée à la conception du circuit de la matrice.

Cette conception s'articule autour de composants susceptibles d'intervenir (coupleur à double face et croisement ligne/fente/ligne) et autour d'une architecture innovante minimisant les croisements.

Enfin, une étude sur les commutateurs RF dans le domaine millimétrique est menée car ces systèmes indispensables à tous les répartiteurs de faisceaux se retrouvent en amont de la matrice de Butler. Là aussi diverses technologies à base de MEMs, diodes PIN, transistors sont présentées et confrontées.

II- Etat de l'art des matrices de Butler 8x8

Dans de nombreuses applications, les matrices de Butler 8x8 augmentent de façon indéniable les performances des systèmes de communications en limitant les dégradations des signaux attribuables aux interférences et aux évanouissements dû à la propagation par trajet multiple et en accroissant la capacité cellulaire.

Durant cette partie des exemples sont donnés où la technologie employée et les performances sont discutées.

II-1 Emploi de la technologie guide d'onde

On a recours à cette technologie lorsque l'on souhaite de très faibles pertes de transmission. Cependant au cours de l'élaboration d'une matrice de Butler, la conception des croisements se révèle compliquée, bien que des configurations simples aient vu le jour [V-1].

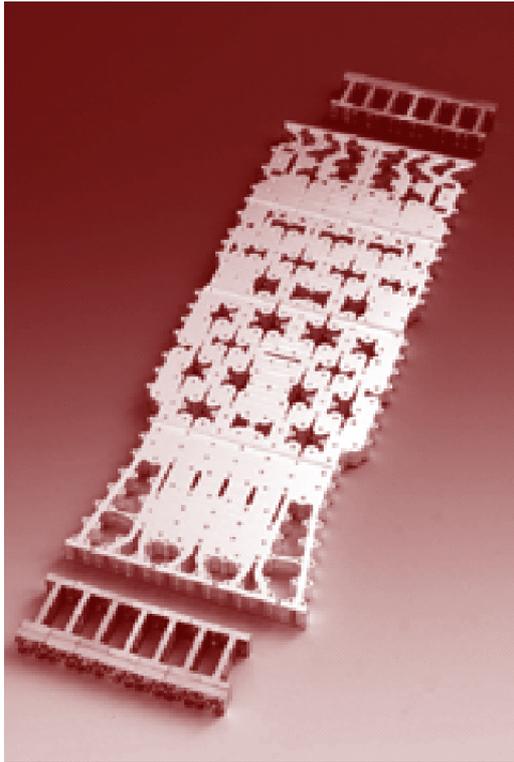
Ces matrices en guide d'onde complexes et onéreuses s'inscrivent dans de grands projets. Par exemple le projet *MULTIKARA (Multibeam Ka-band Receive Antenna for multimedia systems)* : antenne de réception multifaisceau en bande Ka pour systèmes multimédias) [V-2], est un projet de l'industrie spatiale européenne ambitieux visant à répondre à une demande croissante de services de télécommunications interactifs à hauts débits autour de 30 GHz.

Compte tenu des contraintes importantes d'encombrement et de coût des équipements sols, les antennes de réception de ce projet doivent présenter un rapport signal sur bruit élevé. Un système à multiples faisceaux a donc été mis au point.

Ce système opte comme répartiteur de faisceau pour une matrice de Butler 8x8 (*fig. V-1*) [V-3] car les avantages qu'elle présente par rapport au concept classique « une source par faisceau » sont :

- un nombre d'antennes bien inférieure (2 contre 6)
- une amélioration du découplage entre faisceaux réutilisant la même bande de fréquence de plus de 3 dB, ce qui permet d'augmenter la capacité de transmission et la qualité de service pour les systèmes « multimédia par satellite ».

Les performances de cette matrice 8x8 sont récapitulées dans le tableau V-1 [V-4]. Les pertes, uniquement métalliques, dépendent du matériau utilisé et restent sous le seuil des 1,2 dB dans le cas de l'aluminium.



paramètres	Calculés
Dimensions complètes (mm)	290 x 101,2 x 11
Poids (g)	< 300
Déséquilibre des amplitudes de sortie (dB)	0,2
Balance des phases de sortie (degré)	± 3,5
Pertes moyennes en amplitude (cas de l'aluminium en dB)	< 1,2
Pertes moyennes en amplitude (cas de l'argent plaqué en dB)	< 0,8
Variation d'amplitude en fonction de la fréquence (dB)	± 0,35
Adaptation (dB)	< -25
Isolation (dB)	< -25

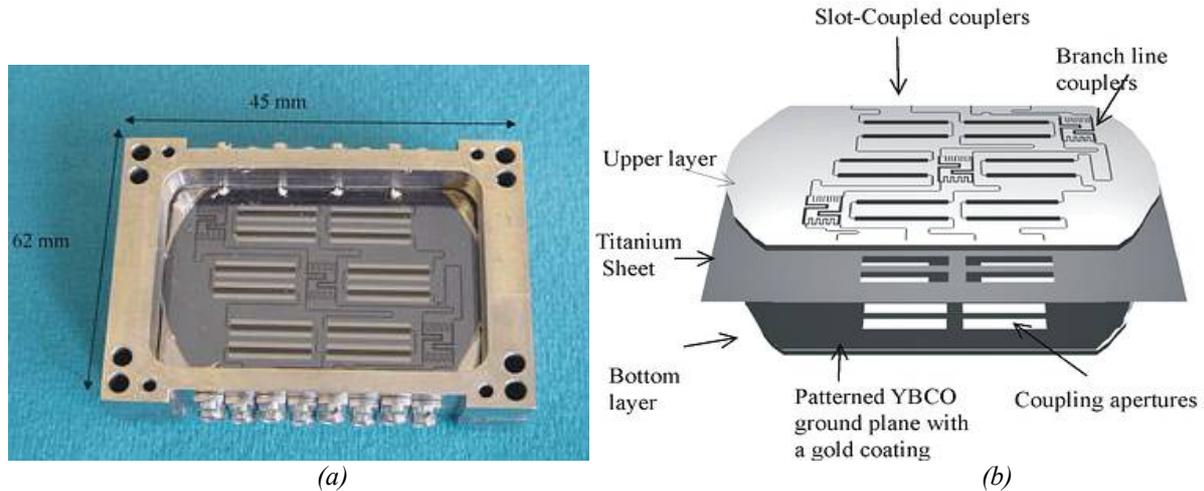
Figure V-1 – Prototype de la matrice de Butler 8x8 réalisé en guide d'onde à 30 GHz. Tableau V-1 – Performances de la matrice de Butler 8x8.

II-2 Emploi de la technologie des matériaux supraconducteurs

Aujourd'hui, les matériaux supraconducteurs sont utilisés jusque dans les systèmes antennaires. En effet la résistance de surface très faible du supraconducteur permet un certain nombre d'améliorations incluant la miniaturisation et de faibles pertes pour des répartiteurs de faisceaux, des antennes seules ou en réseaux.

Des applications dans ce sens ont été menées au centre de recherche EDT (*Emerging Device Technology*) à Birmingham [V-5]. Une matrice de Butler 8x8 (fig. V-2(a) et (b)) a été réalisée à partir de deux substrats du cristal LaAlO_3 ($\epsilon_r = 24$) avec le supraconducteur se situant des deux côtés. Ce dispositif a reçu un circuit imprimé de type microruban sur la face avant et arrière de chaque substrat, avec des ouvertures de couplage dans le plan de masse. La matrice fonctionnant à la fréquence centrale de 4,5 GHz est alors de taille très réduite.

Les expérimentations montrent pour un réseau de 16 éléments rayonnants une amélioration de 12,5 dB par rapport à une antenne similaire utilisant des conducteurs communs.



D'autres exemples ont déjà été cités dans le premier chapitre, notamment l'utilisation d'une matrice de Butler 8x8 en deux dimensions pouvant fournir jusqu'à 64 faisceaux à la fréquence centrale de 1,5 GHz [V-6]. La comparaison intéressante de deux technologies a pu d'ailleurs montrer l'écart qu'il pouvait y avoir au niveau des pertes (0,6 dB pour la technologie supraconductrice et 6 dB pour la technologie à multicouche).

II-3 Emploi de la technologie des circuits imprimés

D'après la littérature la technologie la plus employée pour réaliser une matrice de Butler 8x8 à moindre coût est sans contexte la technologie imprimée.

Par exemple les stations de base pour communications PCs à la fréquence centrale de 1,9 GHz utilisent des matrices de Butler 8x8 afin de réduire les interférences [V-7]. Dans ce cas un substrat duroïd R03006 ($\epsilon_r = 6,13$, $\tan \delta = 0,0025$ et $h = 1,27$ mm) est employé. La matrice entièrement planaire grâce aux coupleurs 0 dB est de dimension 61 x 32 cm. Elle présente jusqu'à 2,8 dB de pertes et offre une couverture globale de 130° avec ses huit faisceaux.

Pour la téléphonie mobile d'autres systèmes, tel que le WAP (Wireless Access Point), ont encore vu le jour et ont demandé l'usage de matrices de Butler 8x8, comme, toujours dans un souci d'augmenter la couverture cellulaire ou de diminuer la puissance d'entrée nécessaire

à couvertures égales [V-8]. Dans cet exemple la matrice couvre un secteur de 90° et fonctionne à 2,4 GHz.

Cependant un des problèmes de cette matrice est le niveau des lobes secondaires qui se situent à -13 dB pour les premiers lobes. Une pondération en amplitude des éléments rayonnants serait donc souhaitable. Récemment une technique offre une plus grande flexibilité dans le choix des coefficients d'excitation et élimine donc certains inconvénients des solutions conventionnelles. Celle-ci [V-9] repose sur des modifications à partir de la 3^{ème} ligne de coupleurs par l'ajout d'un circuit comprenant des coupleurs à différents couplages afin d'obtenir le profil d'excitation voulu. C'est en quelque sorte un mariage entre la matrice de Butler et de Blass. Dans cette publication un exemple est montré à la fréquence de 1,8 GHz pour une forme en cosinus carrée. En effet, cette forme garantie une symétrie des amplitudes, une diminution des lobes secondaires et assure une bonne directivité du réseau d'antennes. Un bémol est tout de même apporté à cause de la complexité et des pertes qui par ce procédé sont plus importantes.

Pour pallier au problème de pertes qui devient très préoccupant lors de la montée en fréquence des systèmes, des solutions innovantes ont été apportées. Ainsi pour un système de communications à hauts débits à 30 GHz une matrice bicouche contenant des coupleurs à double face a été conçue [V-10]. En effet cette matrice (fig. V-3) contourne le problème des croisements par l'utilisation ingénieuse de coupleurs à double face [V-11] qui font office à la fois de coupleur (3-dB, 90°) et de croisement (fig. V-4).

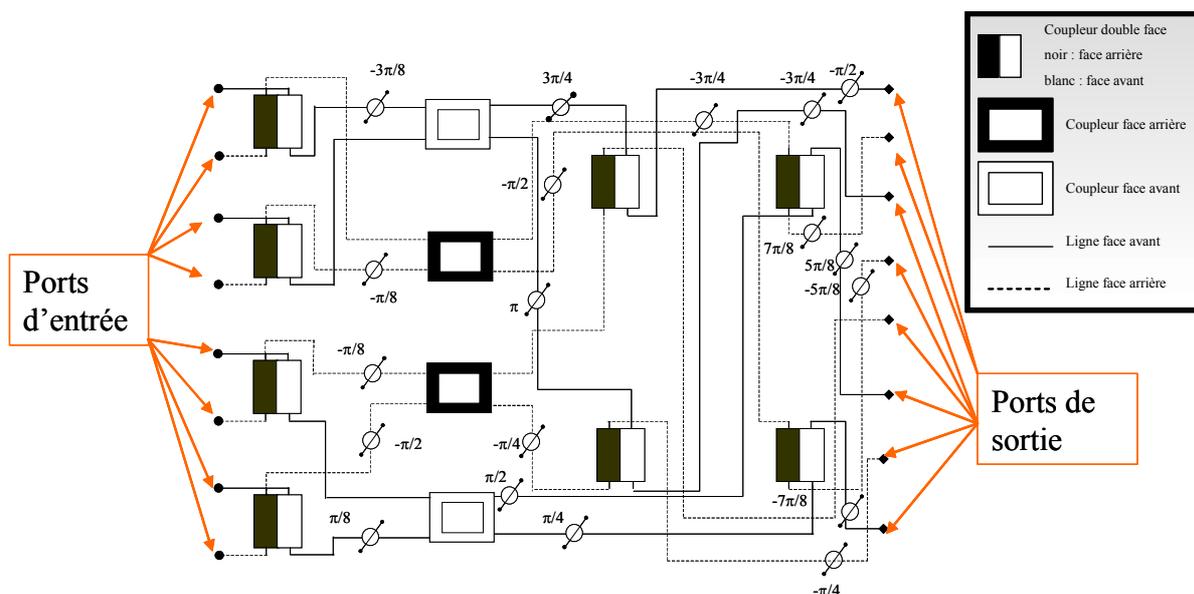


Figure V-3 – Schéma de la matrice de Butler 8x8 contenant des coupleurs à double face.

On retrouve donc dans cette architecture un nombre identique de coupleurs 3 dB par rapport à la version commune (12 coupleurs).

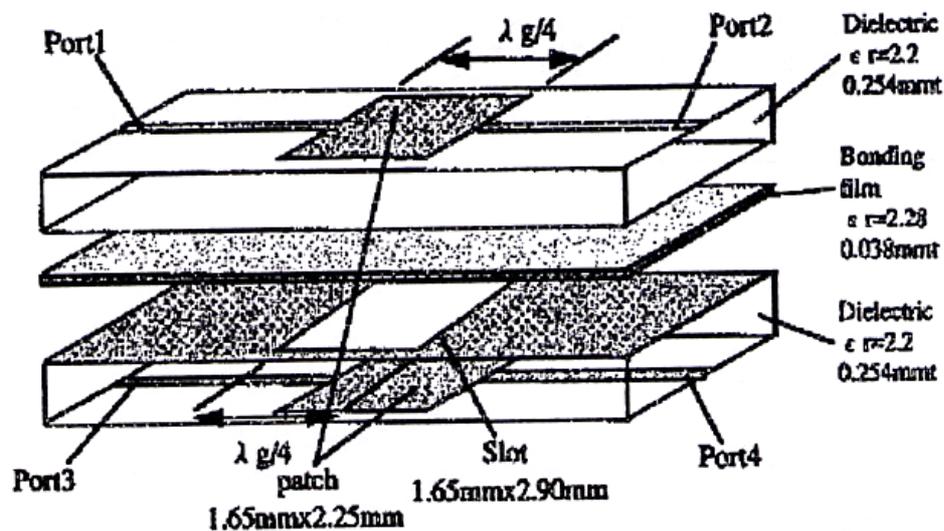


Figure V-4 – Vue éclatée du coupleur à double face.

Les performances de ce coupleur à partir des paramètres S sont données figure V-5 [V-10]. On notera qu'il y a un bon déphasage (90°) entre les deux voies de découplage, mais qu'en terme d'amplitude, on obtient une dynamique de 0,4 dB. On estime les pertes de ce coupleur au vu des paramètres S_{ij} à 1 dB.

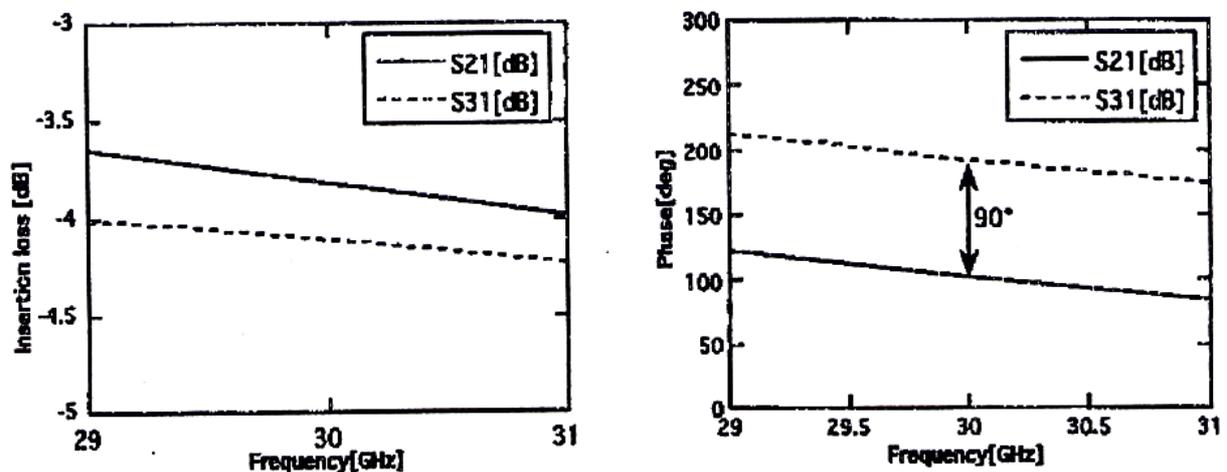


Figure V-5 – Paramètres S calculés des voies de découplage du coupleur à double face.

Cette matrice alimente un réseau plan de 64 éléments espacés d'un pas de $0,7 \lambda_0$. Les dépointages obtenus en mesures sont cohérents avec la simulation et offre une couverture de 70° . Par contre, les gains et par conséquent les pertes n'ont pas été fournis.

II-4 Conclusions sur les technologies examinées

Les différentes techniques pour concevoir une matrice de Butler 8x8 ont toutes des points forts et des points faibles (*tab. V-2*). Le choix de l'une par rapport aux autres dépendra donc du type d'application (domaine spatial, militaire ou civil), des performances et des coûts ; c'est-à-dire du cahier des charges du système.

Technologies employées	intégration	isolation des voies	évolution avec la fréquence	coût et complexité	pertes
Guide d'onde					
Supraconducteur					
Microruban					

Tableau V-2 – Comparatif des différentes techniques pour la réalisation d'une matrice de Butler 8x8.

Ainsi l'adoption de la technologie microruban pour la conception de la matrice de Butler 8x8 dans la suite de ce chapitre est plus appropriée (notamment du fait d'un coût et d'une complexité moindre). Néanmoins les pertes seront importantes (> 3 dB).

Par ailleurs, le nombre de croisements est élevé dans cette matrice (16 croisements). Le coupleur à double face sera donc étudié plus en détail ainsi que les transitions qui offrent la possibilité d'amener l'énergie d'une face à une autre du circuit. En effet, l'utilisation du coupleur 0 dB en tant que croisement en bande L ou S est intéressante, mais dans le domaine millimétrique on a vu que celui-ci présente près de 0,6 dB de pertes. Le signal peut traverser jusqu'à 7 croisements (soit environ 4,2 dB de pertes), 3 hybrides (1 dB de pertes) et des longueurs de lignes coudées, soit des pertes pouvant atteindre des sommets pour certains chemins. S'il est envisageable d'effectuer des croisements de ce type dans une matrice de Butler 4x4 (deux croisements seulement), cela ne l'est plus pour une matrice 8x8.

III- Etude des croisements susceptibles d'intervenir dans la matrice de Butler 8x8

Avant de concevoir ce répartiteur de faisceaux, il faut prévoir les composants aptes à remplacer le coupleur 0 dB en tant que croisement dans le domaine millimétrique. Deux types de solutions ont retenu notre attention à savoir : le coupleur à double face et les transitions d'une face à une autre du circuit. Ces deux techniques nécessitent néanmoins l'utilisation d'une structure bicouche.

III-1 Le coupleur à double face

Ce coupleur à double face est intéressant car il combine à la fois la fonctionnalité de coupleur (3dB, 90°) et de passage de l'énergie d'une face à une autre du circuit, c'est-à-dire celle de croisement.

a) Etude théorique du coupleur

Il se présente sous la forme d'une ligne avec un saut d'impédance quart d'onde sur la face avant, l'identique se trouvant sur la face arrière. Une fente rectangulaire d'une longueur L quart d'onde et d'une largeur G se situe dans le plan de masse entre les sauts d'impédance de la face avant et arrière (fig. V-6).

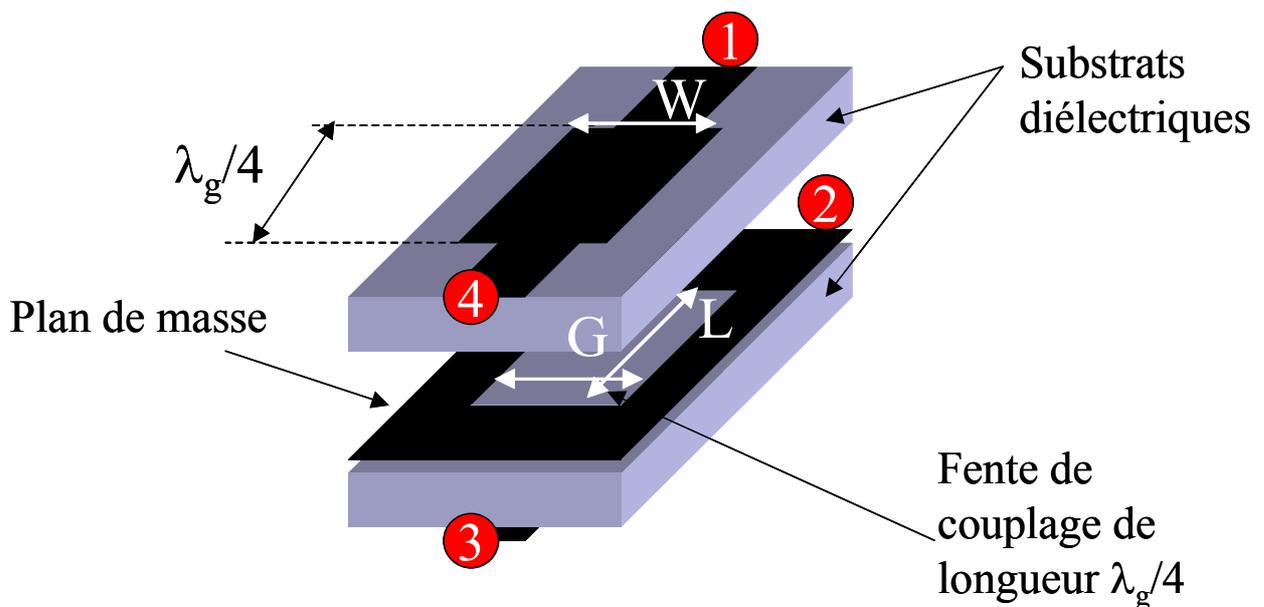


Figure V-6 – Vue éclatée du coupleur à double face.

L'optimisation du coupleur s'effectue par le biais des paramètres W , G et L de telle manière que l'alimentation de la voie 1 permette aux voies 2 et 4 d'être découplées et à la voie 3 d'être isolée [V-11].

Dans un premier temps, on évalue les caractéristiques du mode pair et impair dans la région de couplage. Cela revient en fait à déterminer les impédances caractéristiques des modes pairs Z_e et impairs Z_o à partir de l'impédance caractéristique de la ligne de transmission aux accès du coupleur Z_0 et du couplage C désiré, suivant les deux équations suivantes :

- $C(dB) = -20 \log_{10} \left(\frac{Z_e - Z_o}{Z_e + Z_o} \right)$
- $Z_0(\Omega) = \sqrt{Z_e Z_o}$

Ainsi pour une ligne d'accès 50Ω et un couplage désiré de 3 dB, on obtient une impédance caractéristique du mode pair de $120,5 \Omega$ et du mode impair de $20,7 \Omega$.

Dans un second temps, on détermine la largeur de la ligne de couplage W correspondant au mode impair Z_o et la largeur de la fente de couplage G correspondant au mode pair Z_e . Ces déterminations se font généralement via des abaques montrant les impédances caractéristiques des modes pairs et impairs pour une permittivité spécifique de substrat en fonction du rapport W/H , où H est la hauteur du substrat. On notera que le champ électromagnétique du mode impair correspond à celui d'une ligne microruban, il donc aisé de remonter à la valeur W .

Enfin, on détermine la longueur L de la fente de couplage, égale à la moyenne arithmétique des quarts de longueurs d'onde des modes pair et impair, suivant :

$$L = \frac{\lambda_{ge} + \lambda_{go}}{8}$$

b) Simulation du coupleur à double face (méthode FDTD)

Les propriétés géométriques du coupleur à double face sont maintenant connues. Elles vont être appliquées pour la suite dans le domaine millimétrique.

Dans un premier temps un coupleur à double face est conçu avec un plan de masse supposé sans épaisseur, puis dans un deuxième temps avec un plan de masse épais ($500 \mu\text{m}$).

(i) Sans semelle épaisse de cuivre en guise de plan de masse

Ce coupleur a été conçu pour fonctionner à la fréquence centrale de 41,5 GHz sur substrat duroïd 6002 ($\epsilon_r = 2,94$, $\tan\delta = 0,0034$ et $h = 254 \mu\text{m}$). La ligne de transmission aux ports d'accès du coupleur a une impédance caractéristique de 50Ω . Les paramètres optimisés à la fréquence centrale par la méthode *FDTD* sont les suivants :

- largeur de la ligne, $W = 1,48 \text{ mm}$,
- largeur de la fente de couplage, $G = 2,14 \text{ mm}$,
- longueur de la fente de couplage, $L = 1,18 \text{ mm}$.

Les paramètres S en amplitude (fig. V-7(a)) sont tout juste satisfaisants car l'isolation et l'adaptation sont moyennes et légèrement en dessous de la barre des -10 dB. Pour les voies de découplages 2 et 4, on obtient une quasi égalité des amplitudes aux alentours des -4 dB avec un déséquilibre maximal de 0,23 dB sur la bande de fréquence (40 – 43 GHz).

Les paramètres S en phase pour les voies de découplage (fig. V-7(b)) offre une quasi quadrature (94°) avec une balance de seulement $\pm 0,2^\circ$ sur la bande de travail.

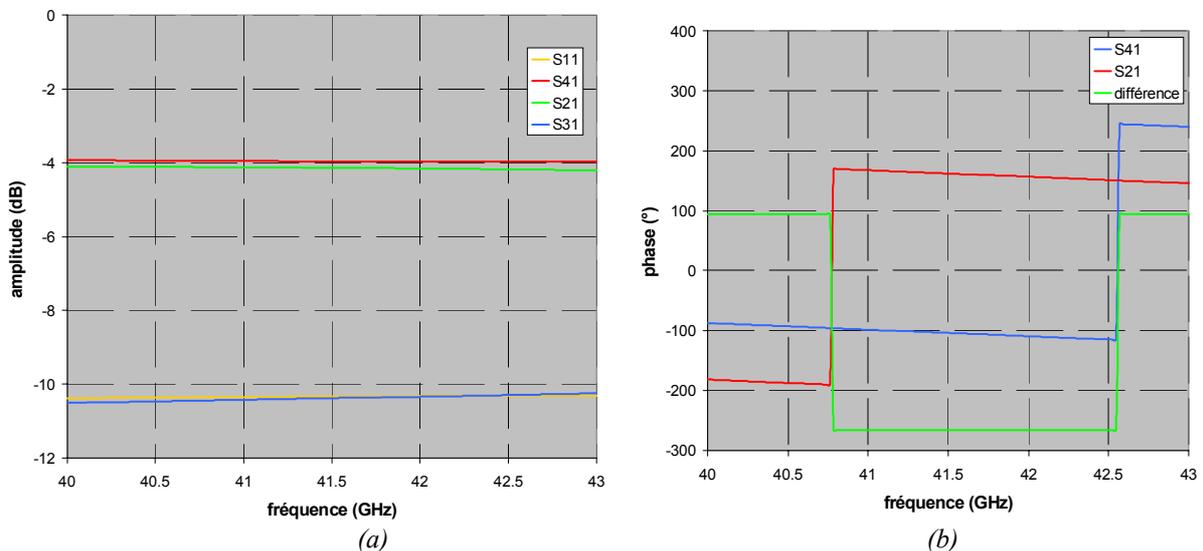


Figure V-7 – Paramètres S du coupleur à double face optimisé, (a) en amplitude, (b) en phase.

Il est possible encore d'affiner les résultats afin de faire tendre la différence des voies de découplage vers 90° et d'avoir une parfaite égalité en amplitude. Cependant les niveaux d'isolation et d'adaptation passerait alors la barre critique des -10 dB. Ceci est encore plus vrai lorsque l'on utilise une semelle épaisse de cuivre.

(ii) Avec une semelle épaisse de cuivre (500 μm) en guise de plan de masse

Pour une réalisation de la matrice de Butler 8x8, il sera indispensable de rigidifier l'ensemble par un plan de masse épais étant donné que la taille du circuit sera alors bien plus conséquente. On suppose pour ce cas précis que la fente épaisse de couplage est remplie de diélectrique et qu'elle possède une hauteur de 500 μm .

Les paramètres optimisés pour 41,5 GHz sont les suivants :

$$W = 2.69 \text{ mm}, \quad G = 3.15 \text{ mm}, \quad L = 0.98 \text{ mm}.$$

Les résultats trouvés (fig. V-8(a)) ne sont pas satisfaisants car le fait de tenir une équi-amplitude sur les voies de découplage s'effectue au détriment des voies d'isolation et d'adaptation. De ce fait, les 4 ports se situent tous en amplitude au même niveau (autour de -6, -7 dB).

En effet, l'ajout d'un plan de masse épais augmente en hauteur la région de couplage. Par conséquent, pour le mode impair, équivalent à une ligne microruban, on a une hauteur de substrat multiplié par deux et donc une largeur de ligne W quasiment deux fois plus importante pour une même impédance caractéristique. De ce fait, pour maintenir la condition du coefficient de couplage, la largeur de la fente de couplage G doit augmenter en conséquence. L'adaptation et l'isolation du coupleur sont alors fortement pénalisées.

En ce qui concerne l'écart de phase des voies de découplage (fig. V-8(b)), il est égal à 88° ; c'est-à-dire à une quasi quadrature de phase.

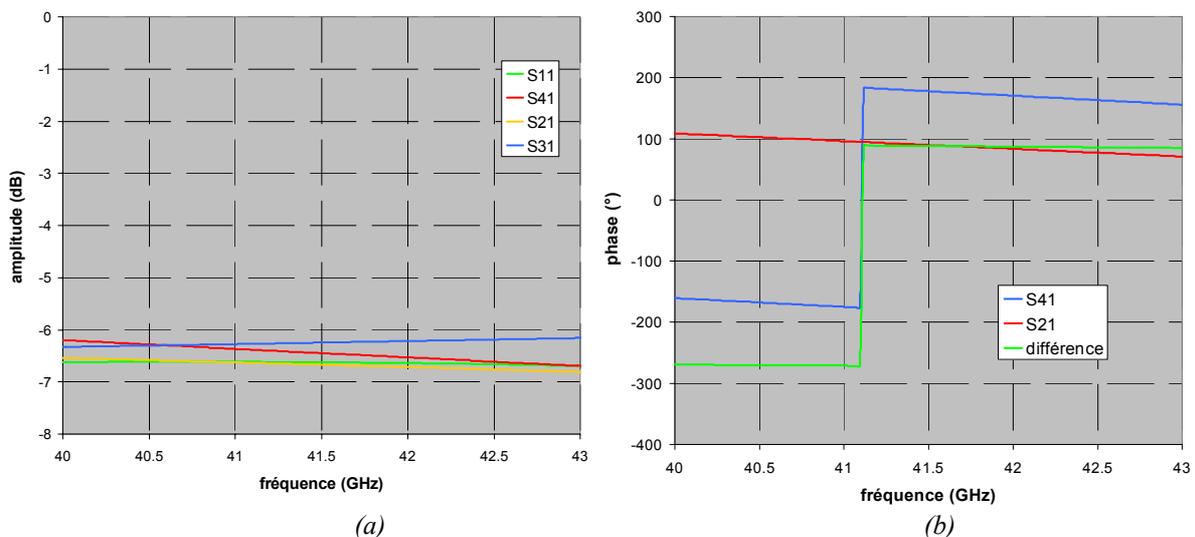


Figure V-8 - Paramètres S du coupleur à double face optimisé, (a) en amplitude, (b) en phase.

La semelle de cuivre épaisse dégrade donc considérablement les performances du coupleur à double face. Il ne pourra pas être employé dans notre matrice de Butler 8x8 si l'on veut rigidifier l'ensemble de la structure par un plan de masse épais.

Cependant une matrice utilisant des substrats plus rigides tels que les substrats céramiques ne nécessitera pas d'une semelle épaisse, ce type de coupleur aura alors toute sa place dans les composants entrant dans la conception d'une matrice de Butler.

L'étude suivante se concentrera donc sur un autre type de croisement : les transitions ligne/fente/ligne qui permettront le passage d'une face à une autre du circuit. La réalisation d'un croisement par l'adjonction de deux transitions de ce type sera alors possible.

III-2 Les transitions ligne/fente/ligne

Les transitions d'une face à une autre du circuit peuvent s'effectuer soit par des vias (appelées encore transition ligne/coaxial/ligne), soit par des fentes de couplage (appelées transitions ligne/fente/ligne). Des études et des réalisations à ce sujet ont déjà été menées à l'université de Rennes à 40 GHz [V-12]. Les résultats obtenus étaient très encourageants en terme de pertes ($< 0,5$ dB).

Cependant, il était apparu que la réalisation des dimensions de la ligne coaxiale pour une transition par des vias étaient des paramètres assez critiques, notamment au niveau du perçage dont le diamètre minimal se situe à 0,3 mm [V-13]. Pour des résultats équivalents, la transition ligne/fente/ligne possède donc l'avantage d'éviter l'étape technologique délicate qu'est le trou métallisé.

Par conséquent notre étude porte exclusivement sur les transitions ligne/fente/ligne, où l'épaisseur du plan de masse, les dimensions de la fente, la colle employée et le biseau apporté par la gravure chimique sont examinés.

a) Simulation d'une transition ligne/fente/ligne : cas idéal

Cette transition consiste à coupler par l'intermédiaire d'une fente rectangulaire (avec ou sans épaisseur) gravée dans le plan de masse deux lignes microruban qui ne sont pas situées sur la même face du circuit imprimée (fig. V-9).

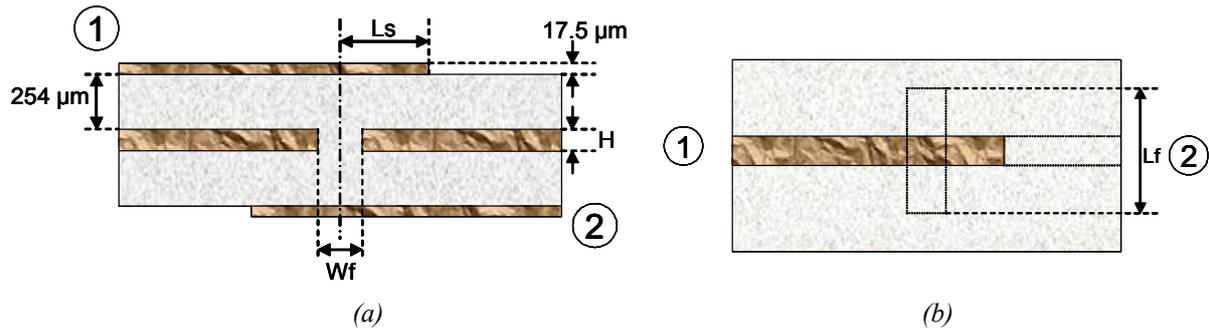


Figure V-9 – Vues de la transition ligne/fente/ligne simulée, (a) en coupe, (b) de dessus.

Cette étude a été conduite avec du substrat duroïd 6002 ($\epsilon_r = 2,94$, $\tan\delta = 0,0034$ à 40 GHz et $h = 254 \mu\text{m}$) et l'optimisation (méthode *FDTD*) a été menée sur 4 paramètres, à savoir :

- Lf : longueur de la fente
- Wf : largeur de la fente
- H : hauteur de la fente
- Ls : longueur du stub

On suppose pour notre cas idéal que la fente épaisse est remplie de diélectrique et qu'elle ne possède pas de biseau. Les lignes microrubans ont toutes une impédance caractéristique de 50Ω .

Les dimensions ont été optimisées pour 3 hauteurs de fentes différentes :

- $H = 0 \mu\text{m}$: Lf = 3,23 mm, Wf = 200 μm et Ls = 1,13 mm
- $H = 200 \mu\text{m}$: Lf = 2,98 mm, Wf = 200 μm et Ls = 1,13 mm
- $H = 500 \mu\text{m}$: Lf = 2,57 mm, Wf = 200 μm et Ls = 1,19 mm

Les résultats (fig. V-10) présentés sur la bande 30 – 50 GHz montrent que cette transition est très large bande. En outre, cette augmentation de bande va de pair avec celle de la hauteur du plan de masse.

On notera aussi qu'un plan de masse plus conséquent améliore la transmission. En effet, lorsque la hauteur du plan de masse se trouve augmentée, la longueur de la fente Lf diminue, son rayonnement est alors réduit. C'est ce que l'on peut constater en analysant les pertes à partir des paramètres S en amplitude.

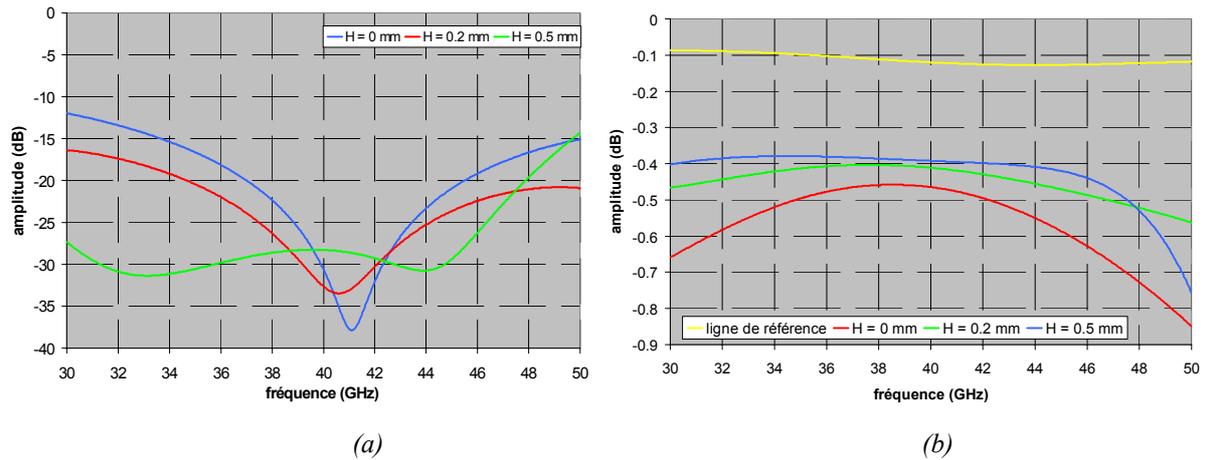


Figure V-10 – Paramètres S de simulation d'une transition ligne/fente/ligne idéale pour différentes hauteurs de plan de masse, (a) adaptation, (b) transmission.

Ces résultats nous donnent une bonne idée de ce que l'on peut obtenir. Cependant pour la réalisation de ces transitions, il faudra coller cette semelle de cuivre avec les deux substrats duroïd. Le Speedboard C (fournisseur : « Gore ») semble le plus approprié car ses caractéristiques sont proches du duroïd 6002 ($\epsilon_r = 2.7$, $\tan\delta = 0.004$ à 10 GHz et $h = 40 \mu\text{m}$) et il possède une très bonne tenue mécanique. C'est un film de colle qui devient peu fluide lors de son montage à chaud et cela implique l'apparition de bulles d'air à l'intérieur même des fentes.

De plus, il faut réfléchir au choix du type de gravure à employer pour la réalisation des fentes. Une gravure par électro-érosion [V-14] serait le meilleur choix, mais c'est un procédé d'usinage essentiellement utilisé pour produire des matrices, des moules et certaines pièces métalliques ; il est donc plus cher qu'une gravure classique (chimique). C'est donc une gravure classique qui a été retenue. Il faut s'attendre ainsi à une fente en biseau et respecter l'inégalité : $W_f > H$ si l'on ne veut pas obtenir une fente obstruée.

b) Influence sur la largeur de la fente de couplage W_f

Le fait d'utiliser un procédé par gravure chimique oblige à revoir à la hausse la largeur des fentes. Pour une hauteur de plan de masse supérieur à $200 \mu\text{m}$, on prendra des largeurs W_f soient égales à la hauteur de la semelle additionnée de $100 \mu\text{m}$ arbitraire.

De nouvelles optimisations ont donc été conduites pour les différents cas de hauteurs de semelles :

- cas $H = 200 \mu\text{m}$:

$W_f = 300 \mu\text{m}$, $L_f = 3,61 \text{ mm}$ et $L_s = 1,15 \text{ mm}$ (fig. V-12 et V-13, cas idéal)

- cas $H = 500 \mu\text{m}$:

$W_f = 600 \mu\text{m}$, les pertes sont alors trop importantes (0,7 dB en transmission contre 0,5 dB pour $H = 200 \mu\text{m}$ à 41.5 GHz)

Ce dernier cas n'a pas été retenu pour une réalisation, d'une part à cause de ses pertes plus importantes et d'autre part à cause de la bulle d'air beaucoup plus volumineuse qui se retrouvera à l'intérieur des fentes.

L'influence de la colle (Speedboard C), de la bulle d'air et du biseau se fera donc uniquement pour une hauteur de semelle de cuivre : $H = 200 \mu\text{m}$.

c) Influence de la colle et/ou de la bulle d'air

Les figures V-11(a), (b) et (c) montrent les différents schémas de transitions simulées par la méthode *FDTD*. On suppose que la bulle d'air remplit entièrement la fente épaisse de couplage et que la colle (Speedboard C) est composée de deux feuilles de $40 \mu\text{m}$ d'épaisseur, situées de part et d'autre du plan de masse. Plusieurs possibilités ont été simulées, la plus réaliste restant celle pour la figure V-11(c).

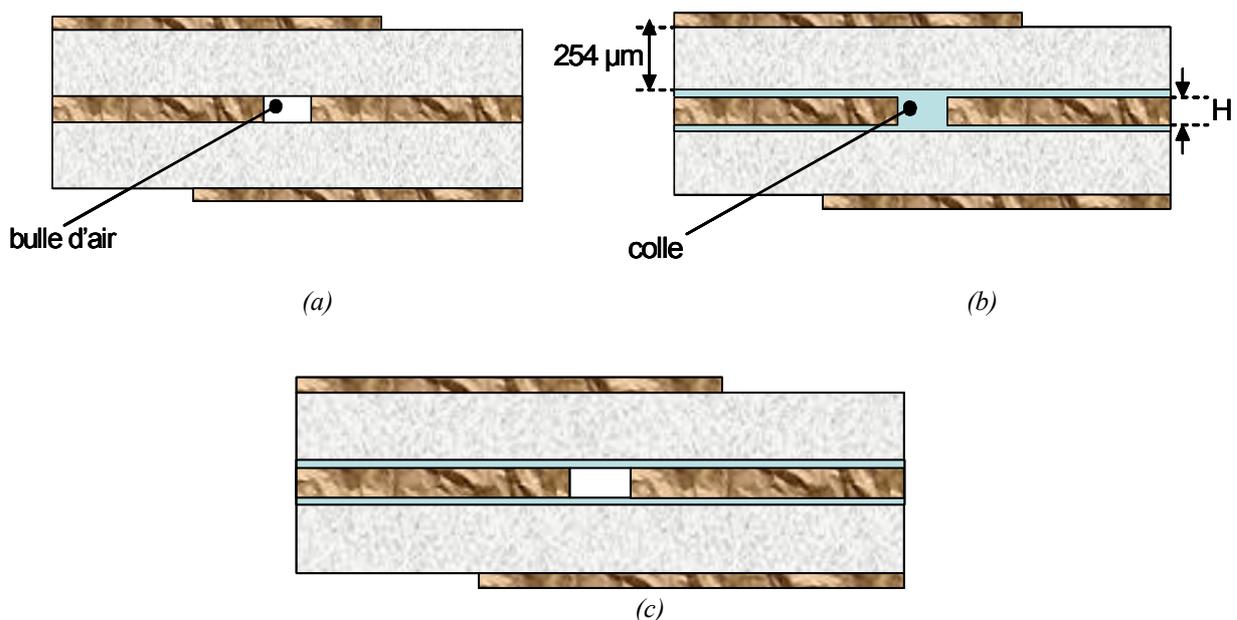


Figure V-11 – Vues en coupe des transitions simulées avec une fente remplie, (a) d'une bulle d'air sans colle de part et d'autre du plan de masse, (b) de colle ainsi que de part et d'autre du plan de masse, (c) d'une bulle d'air avec de la colle de part et d'autre du plan de masse.

Les résultats permettent d'observer une influence majeure de la bulle d'air dans la fente.

Au niveau de l'adaptation (*fig. V-12*), on reste toujours adapté sur la bande de fréquence de travail (40 – 43 GHz), néanmoins la bande passante a diminué et elle a subi un décalage fréquentiel important de l'ordre de 7 GHz vers les basses fréquences. Ce décalage est légèrement atténué par la mise en place de la colle.

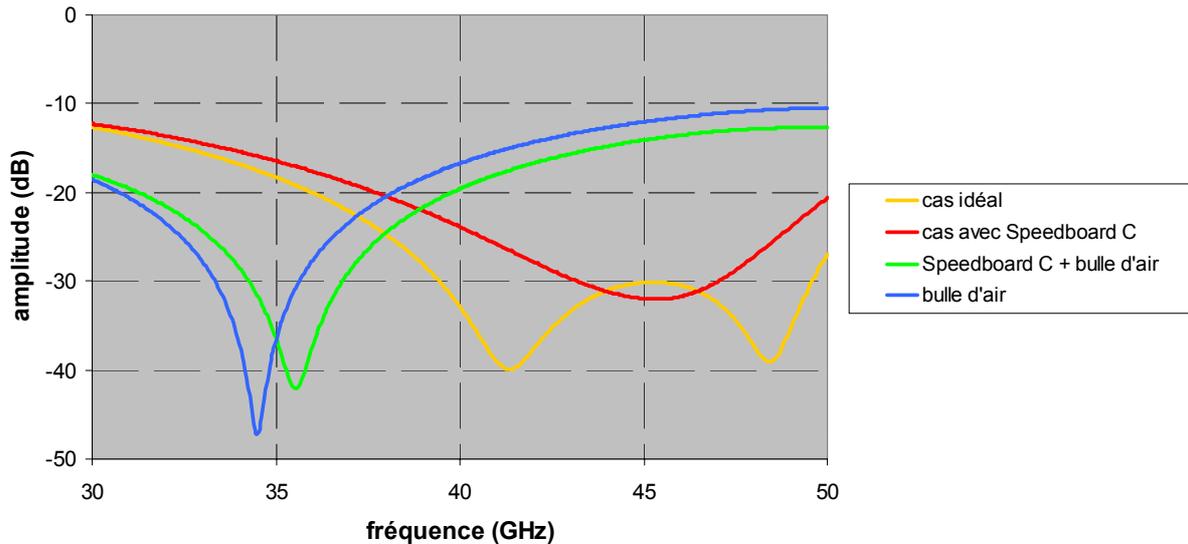


Figure V-12 – Comparaisons des paramètres S (adaptation) pour diverses possibilités de transitions.

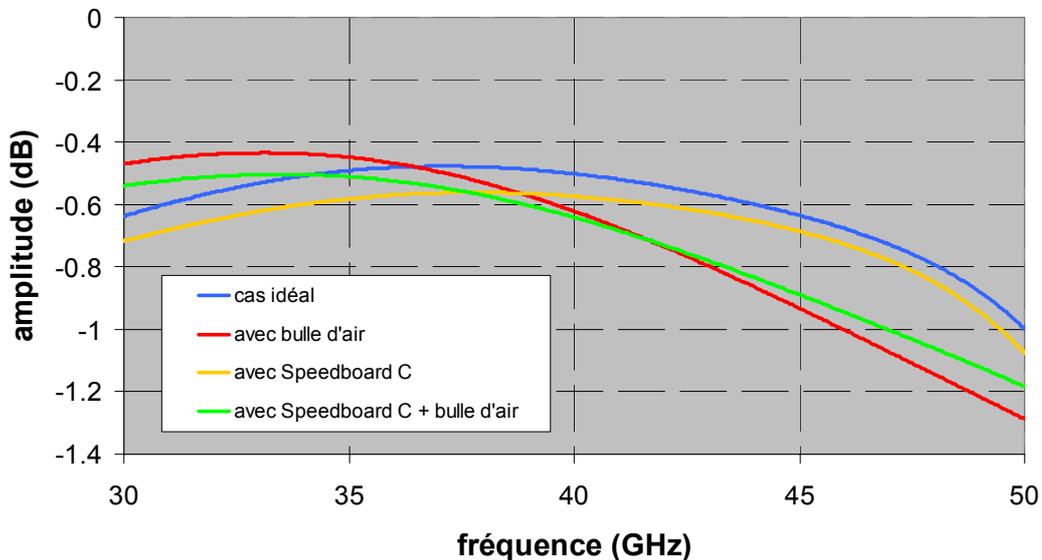


Figure V-13 - Comparaisons des paramètres S (transmission) pour diverses possibilités de transitions.

Au niveau des paramètres S en amplitude en transmission (*fig. V-13*), on remarque que la transmission est moindre avec la bulle d'air à la fréquence de 41,5 GHz, mais cela provient juste du décalage fréquentiel induit et donc d'une adaptation moyenne.

Les pertes simulées sont donc inférieures à 0,3 dB sur la bande de fréquence de travail pour une transition avec une épaisseur de plan de masse nulle et de l'ordre de 0,4 dB pour un plan de masse épais de 200 μm (les pertes de la ligne microruban équivalente de même longueur étant retranchées à ces résultats).

d) Influence du biseau créé par la gravure chimique

Afin de tenir compte des biseaux pratiqués par la gravure chimique pour obtenir les fentes, deux cas différents ont été simulé par la méthode *FDTD* ; un cas où la fente est remplie de diélectrique et un cas plus réel, tenant compte de la colle et de la bulle d'air (*fig. V-14*). Ces biseaux sont de l'ordre d'une demi hauteur de semelles de cuivre (soit ici, pour $H = 200 \mu\text{m}$, 100 μm).

Les résultats (*fig. V-15*) montrent une relative influence du biseau, le cas le plus réel fonctionnant le mieux et se rapprochant le plus du cas idéal, c'est à dire sans tenir compte de la colle et de la bulle d'air. Les biseaux ont donc supprimés ce décalage fréquentiel important observé plus haut.

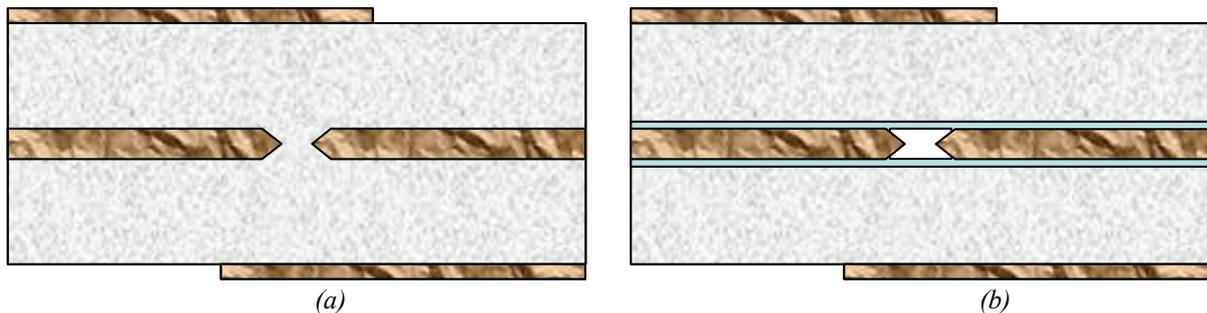


Figure V-14 – Vues en coupe des transitions avec biseaux, (a) cas sans bulle d'air et sans colle, (b) cas réel.

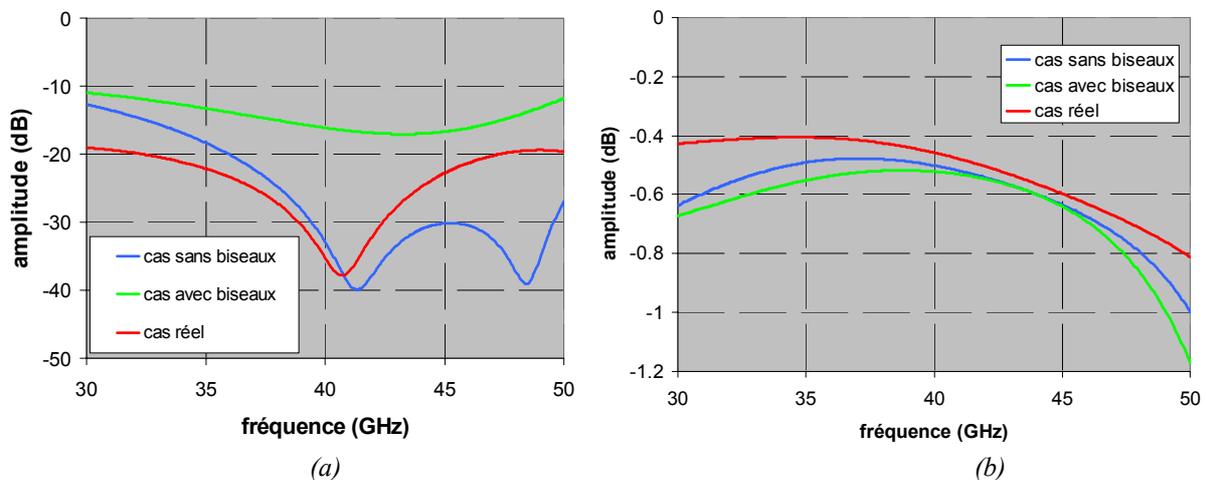


Figure V-15 – Comparaison de paramètres *S* pour une transition, (a) en adaptation, (b) en transmission.

En conclusion, l'utilisation d'une semelle de cuivre en tant que plan de masse afin de rigidifier l'ensemble de la structure est primordiale car les dimensions du dispositif étant plus imposantes, des enroulements sur les bords du circuit apparaîtraient. Le choix d'une hauteur de plan de masse de 200 μm a donc été justifié.

L'utilisation du Speedboard C comme film de colle a été choisie avec le concours du fabricant de circuits imprimés pour le maintien de la structure bicouche et pour ses performances mécaniques. Néanmoins le fabricant a affirmé l'existence de bulles d'air à l'intérieur des fentes des transitions avec l'utilisation de ce film de colle peu fluide.

Nous avons vu l'influence importante que cela pouvait avoir sur le bon fonctionnement de la transition avec l'apparition d'un décalage fréquentiel élevé. Cependant, comme la gravure des fentes est faite chimiquement, il y aura introduction de biseaux qui amélioreront les performances de la transition, les résultats du cas simulé (le plus proche de la réalité) convergeant vers ceux du cas idéal (sans biseaux, sans colle et sans bulle d'air).

Par la suite, les croisements (deux transitions) seront étudiés, puis mesurés.

III-3 Les croisements ligne/fente/ligne/fente/ligne

Au cours de ce paragraphe, la simulation et les mesures de croisements sont présentées. Les pertes des connectiques sont aussi abordées.

a) Simulation du croisement

Le croisement n'est en fait que la juxtaposition de deux transitions identiques ligne/fente/ligne calculées précédemment avec une semelle épaisse de 200 μm . La distance L séparant ces deux transitions a été fixée à 1,05 mm (*fig. V-16*). Cette distance a été optimisée dans le but qu'une ligne microruban d'impédance caractéristique 50 Ω (d'une largeur de 674 μm) puisse s'intercaler entre les deux transitions, tout en étant bien isolée (< -20 dB) et qu'un croisement soit isolé de cette ligne.

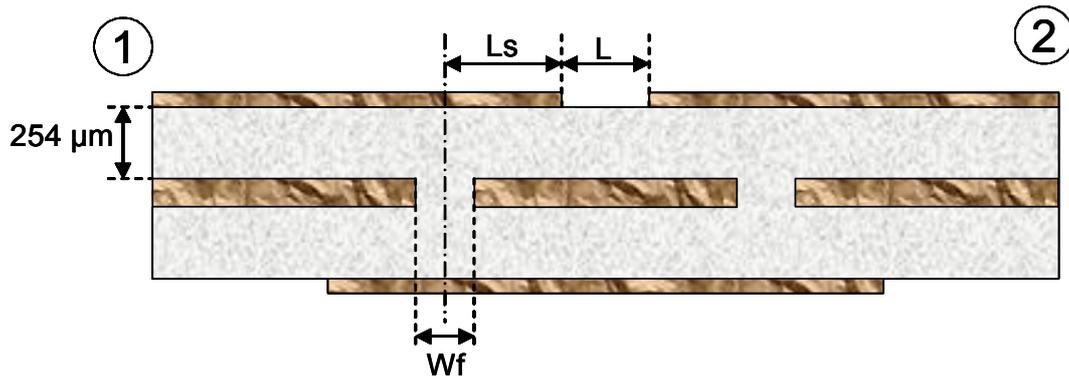


Figure V-16 – Vue en coupe du croisement ligne/fente/ligne/fente/ligne.

Les résultats de simulation (fig. V-17), toujours avec la méthode *FDTD*, montrent une très bonne adaptation large bande (> 20 GHz) et des pertes de 0,7 dB.

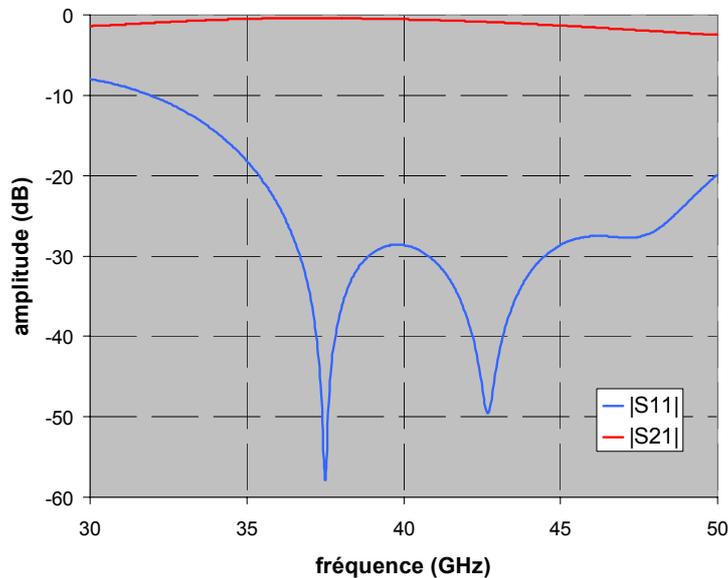


Figure V-17 – Paramètres *S* en amplitude du croisement simulé.

b) Pertes du connecteur et mesures du croisement

Le croisement a été réalisé par la société *LITHOS* [V-15] et les mesures ont été effectuées dans la base de mesures du *CREAPE* sur l'analyseur de réseau vectoriel (produit AB MILLIMETER version MVNA8-350).

Pour cela, une ligne microruban d'impédance caractéristique 50Ω d'une longueur égale au croisement a été réalisée afin de s'affranchir des pertes de la ligne et des connecteurs. De plus cette ligne témoin fournira des indications intéressantes sur les pertes dues aux connecteurs.

(i) Evaluation des pertes des connecteurs employés

Les pertes des connecteurs de 2,92 mm (connecteurs appelés aussi K) utilisés pour les montages sur boîtiers sont données à 0,25 dB par le constructeur (Southwest Microwave Inc.) pour un test en vis en vis des connecteurs où la transition s’effectue via une pinoche de 300 μm de diamètre.

Or ces pertes ne correspondent pas à celles d’une transition entre le connecteur et une ligne microruban. Celles-ci ont donc été mesurées (*fig. V-18*) à l’aide d’une ligne de transmission d’impédance caractéristique 50 Ω de longueur 8,5 mm et de largeur 674 μm . Les pertes intrinsèques à la ligne étant connues, il est alors facile de remonter à celle d’un connecteur.

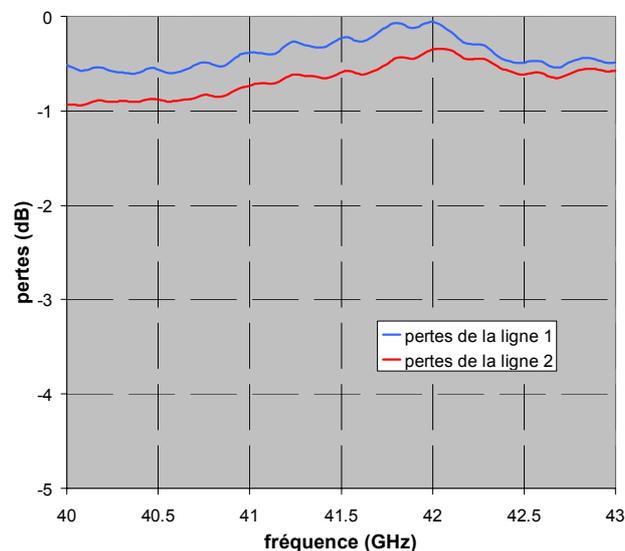


Figure V-18 – Pertes des connecteurs mesurées pour différents circuits de lignes microrubans 50 Ω .

Les circuits des lignes microruban ont été réalisés en double exemplaire afin d’observer la répétitivité des mesures. Ces pertes oscillent sur la bande de fréquence de travail pour un connecteur entre 0,9 et 0,1 dB. Il est donc difficile d’avancer un chiffre, d’autant plus que les mesures d’un circuit à un autre ne correspondent pas exactement. On peut juste affirmer que les pertes du connecteur sont de 0,5 dB \pm 0,4 dB sur la bande 40 – 43 GHz.

Cependant on pourra noter une forme équivalente des allures des courbes de pertes (*fig. V-18*), mais avec un écart de niveau pouvant atteindre 0,4 dB. Ceci laisse suggérer plutôt un problème sur les mesures ou sur le montage des connecteurs.

Par la suite pour les mesures du croisement la moyenne de ces deux courbes sera prise en compte.

(ii) Mesures du croisement

De même que pour les lignes microrubans témoins, les circuits des croisements ont été réalisés en double exemplaire.

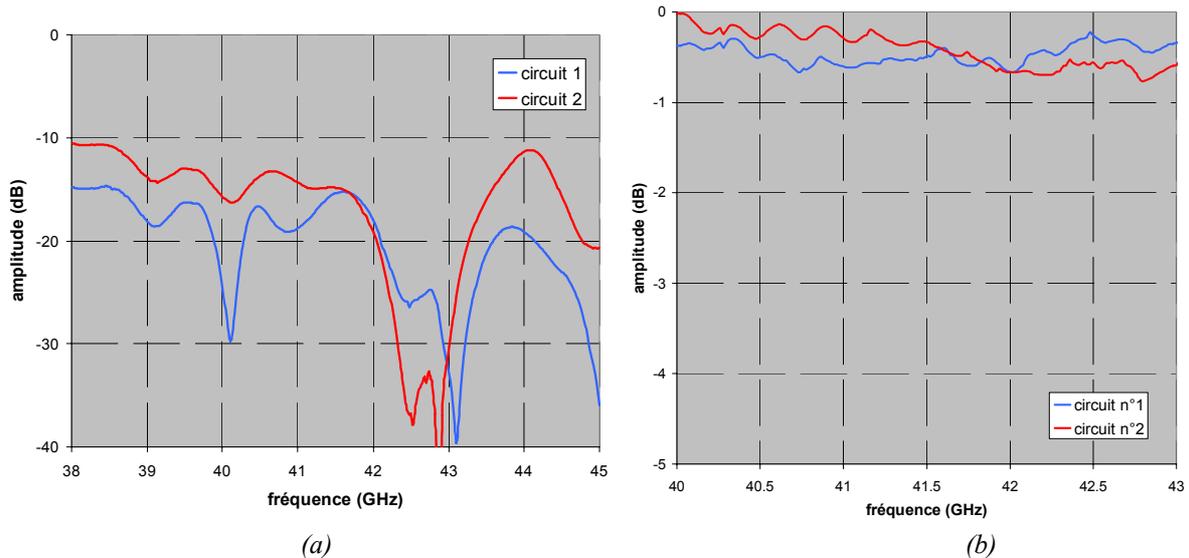


Figure V-19 – Paramètres S mesurés, (a) adaptation du croisement, (b) pertes de la transition.

L'adaptation (fig. V-19 (a)) reste sous le seuil des -10 dB sur la bande de fréquence considérée pour les deux circuits.

Les pertes de la transition (fig. V-19(b)) ont été obtenues en divisant par deux celles du croisement. Une moyenne de 0,4 dB a pu être notée pour cette transition. On notera cependant le manque de répétitivité des mesures pour des circuits identiques. En effet, les allures et les niveaux des courbes de pertes des connectiques diffèrent d'une mesure à l'autre, la moyenne ayant été prise en compte.

III-4 Conclusions

L'analyse des croisements susceptibles d'intervenir dans la matrice de Butler 8x8 a abouti à des résultats intéressants sur la bande de fréquence 40 - 43 GHz.

Le coupleur à double face présente l'intérêt d'être à la fois un coupleur (3-dB, 90°) et un croisement. Malheureusement celui-ci avec des fentes épaisses n'est pas envisageable car la division à puissance égale dégrade considérablement l'adaptation et l'isolation du coupleur.

Les croisements, faits de deux transitions ligne/fente/ligne, proposent des pertes moyennes de 0,8 dB sur semelle épaisse de cuivre de 200 μm et sont très large bande. Toutefois les mesures ont été délicates, notamment à cause du manque de reproductibilité des niveaux de pertes des connecteurs. Ceci peut être dû au montage et/ou à la fabrication des connecteurs. C'est-à-dire que les caractéristiques d'un connecteur à un autre ne sont pas identiques. Pour remédier à ce problème un banc de mesures devrait être mis au point où l'on utiliserait à chaque mesure le même connecteur.

Ce dernier type de croisements est donc choisi pour la conception de la matrice de Butler 8x8.

IV- Conception et simulation d'une matrice de Butler 8x8

Maintenant que les transitions ligne/fente/ligne ont été choisies pour réaliser les croisements dans la conception d'une matrice de Butler 8x8 en technologie imprimée faible coût, une architecture peut être envisagée. Elle devra notamment tenir compte des ressources informatiques mis à notre disposition.

IV-1 Proposition d'une architecture innovante

Afin de proposer et de déterminer une topologie valable de matrice de Butler 8x8, il faut examiner les points durs que l'on rencontrera.

a) Problèmes rencontrés

Au cours du chapitre II, nous avons vu qu'une matrice de Butler 8x8 standard (*fig. V-20*) pouvait piloter huit faisceaux. Afin d'obtenir des lobes de réseaux de niveaux inférieurs à ceux des lobes secondaires (excepté pour les faisceaux extrêmes 4R et 4L), le pas du réseau d'antennes est fixé à $0,6 \lambda_0$. On peut ainsi couvrir une zone de 105° (*tab. V-3*).

Cette matrice pourrait être conçue de façon entièrement planaire grâce à l'utilisation de coupleurs 0 dB en tant que croisements. Cependant elle nécessite seize croisements et en outre, certains chemins parcourus par les signaux n'en utilisent aucun (exemple : port 1R à antenne A) et d'autres jusqu'à sept (exemple : port 1R à antenne D). Ceci veut dire qu'on doit s'attendre à une forte pondération en amplitude aux sorties de la matrice.

En effet, les coupleurs 0 dB employés présentent près de 0,6 dB de pertes, soit une différence entre les ports de sorties pouvant atteindre les 4,2 dB. Les pertes totales de la matrice atteindraient plus de 3 dB pour les chemins les plus courts et plus de 7 dB pour les chemins les plus longs. C’est pourquoi nous avons recherché une nouvelle architecture de matrice s’affranchissant de ce problème.

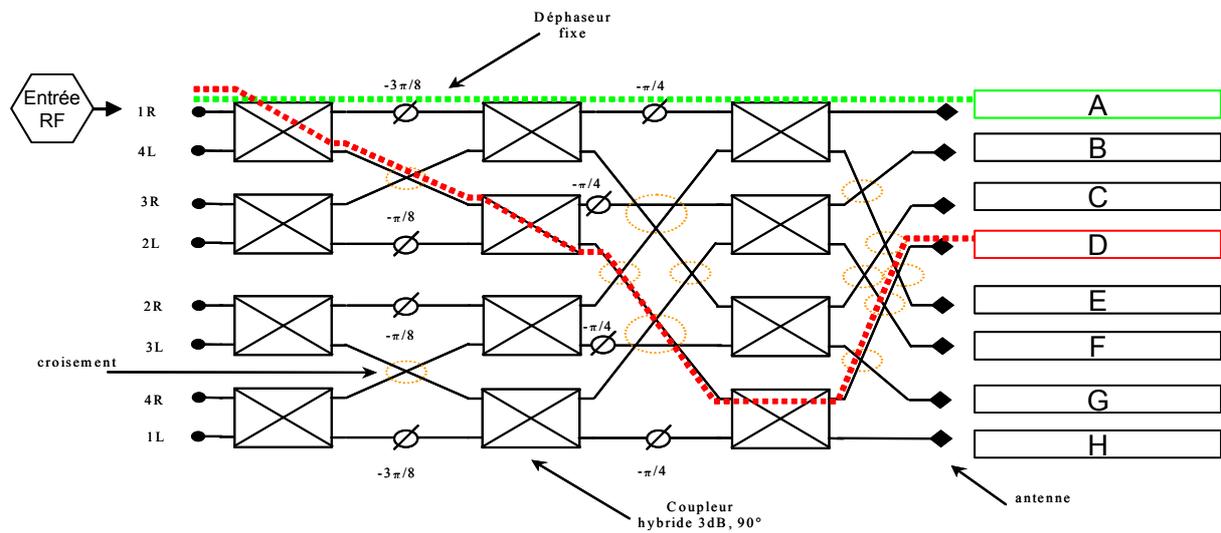


Figure V-20 – Schématisation de la matrice de Butler 8x8 standard (exemples de chemins parcourus par le signal du port d’entrée 1R jusqu’aux antennes A et D).

ports d’entrée	gradient de phase	dépointage pour $d = 0,6 \lambda_0$	ouverture à mi-puissance pour $d = 0,6 \lambda_0$	directivité pour $d = 0,6 \lambda_0$
4L	-157,5°	-45,0°	14,5°	13,3 dB
3L	-112,5°	-30,6°	12,2°	14,3 dB
2L	-67,5°	-17,9°	11,1°	14,5 dB
1L	-22,5°	-5,9°	10,6°	14,6 dB
1R	+22,5°	+5,9°	10,6°	14,6 dB
2R	+67,5°	+17,9°	11,1°	14,5 dB
3R	+112,5°	+30,6°	12,2°	14,3 dB
4R	+157,5°	+45,0°	14,5°	13,3 dB

Tableau V-3 – Performances de la matrice de Butler 8x8.

Un deuxième problème se pose. Le coupleur à trois branches employé dans le chapitre IV nécessite des ports d’accès 70,7 Ω et des lignes microrubans extrêmement fines (jusqu’à 70 μm de largeur).

Or, si nous voulons limiter les pertes en supprimant les sauts d’impédances pour l’adaptation des ports d’entrée, le coupleur (3-dB, 90°) devra présenter des ports d’accès 50 Ω.

Par ailleurs, lors des simulations un maillage plus lâche devra être adopté à cause des ressources informatiques plus gourmandes demandées. En effet, la taille de la maille est définie par rapport à la plus fine des lignes microrubans qui se trouve être dans le coupleur (3-dB, 90°). Celui-ci devra donc présenter pour la plus fine de ses lignes, une largeur plus importante que la précédente ($> 70 \mu\text{m}$).

b) Topologie originale d'une matrice de Butler 8x8

Une nouvelle topologie doit être conçue. Celle-ci doit posséder des chemins quasi identiques de chaque port d'entrée vers une antenne et chaque signal doit donc traverser un même nombre d'éléments (coupleurs, déphaseurs et croisements).

L'architecture choisie est un circuit à deux couches utilisant seize transitions ligne/fente/ligne permettant l'accès d'une couche à une autre (*fig. V-21 et 22*), c'est-à-dire une utilisation de 8 croisements contre 16 précédemment cités.

Ce circuit ne contient pas d'autres types de croisements, donc aucun coupleur 0 dB. Chaque signal, empruntant un port d'accès, rencontrera seulement trois coupleurs (3-dB, 90°) et un croisement en parcourant la matrice. Ceci impliquera des pertes moindres dues aux croisements sur la matrice et des variations de pondérations en amplitude faibles sur les éléments rayonnants.

Il est vrai aussi que le nombre de déphaseurs rencontrés par un signal varie de 0 à 2. Ces déphaseurs sont réalisés par des longueurs de lignes de transmission et perturberont peu le fonctionnement de l'ensemble du dispositif.

On ajoutera aussi le fait que cette matrice possède une intégration beaucoup plus importante car elle est multicouche.

Enfin, les seuls désavantages apparents sont :

- le rayonnement parasite sur la face avant d'une partie de la matrice avec le réseau d'antennes, notamment la partie (en fait une matrice de Butler 4x4) qui sera alimentée sur un des côtés,
- la connaissance de la taille des antennes avant de concevoir la matrice, ce qui implique que la taille de la matrice et donc ses pertes dépendent de la taille du réseau d'antennes.

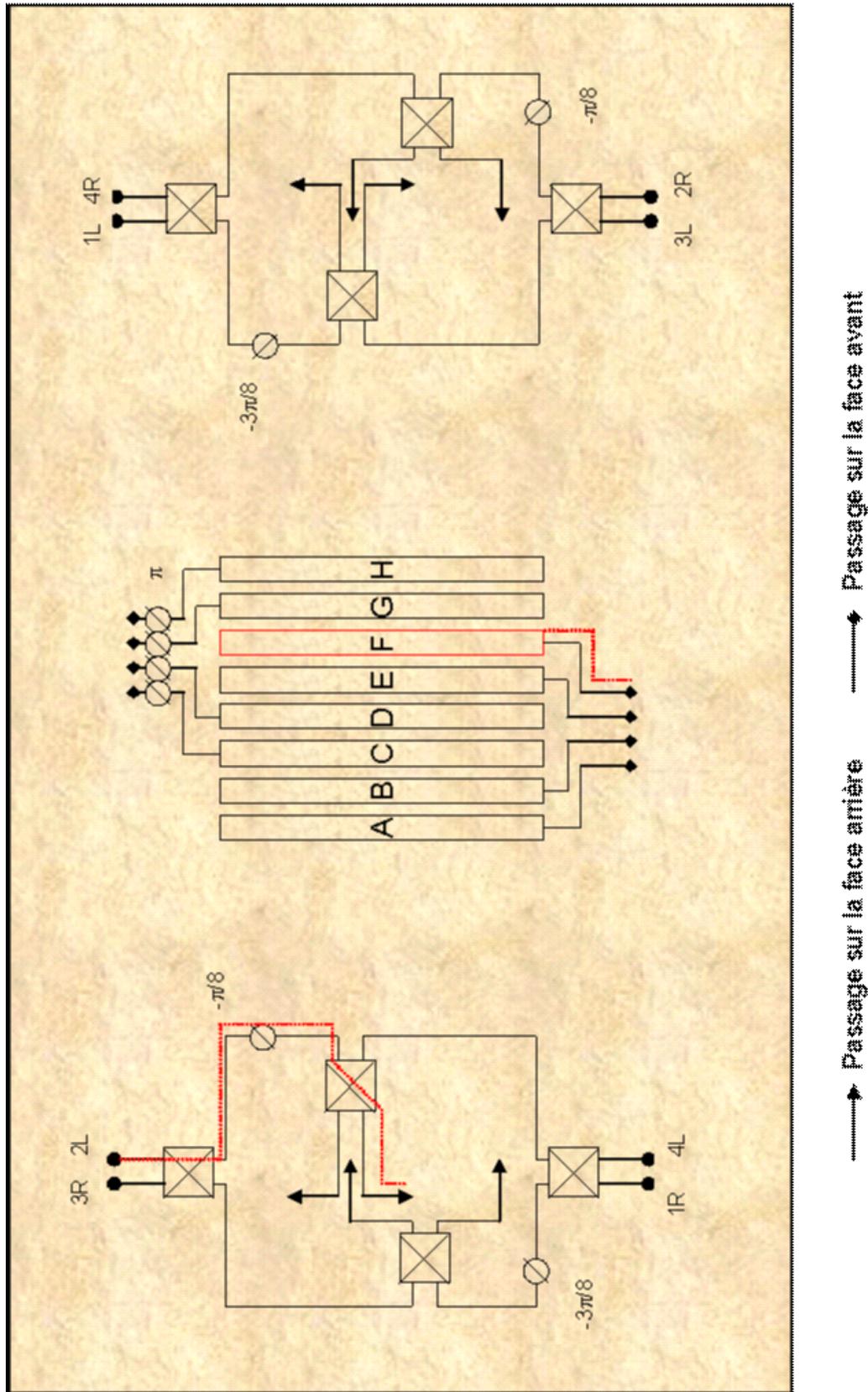


Figure V-21 - Schéma de la nouvelle matrice de Butler 8x8, face avant (exemple de trajet de la voie 2L à l'antenne F).

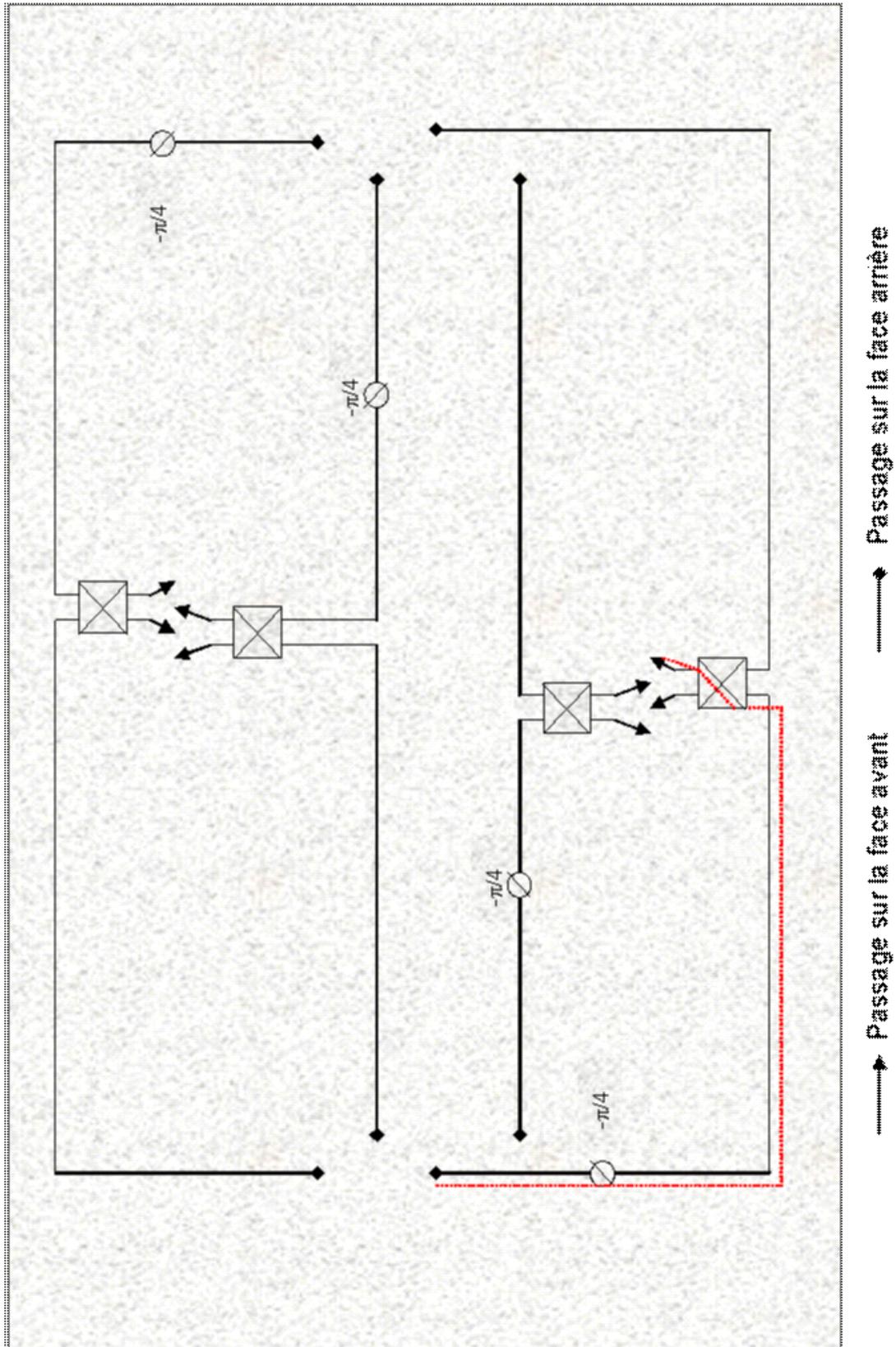


Figure V-22 – Schéma de la nouvelle matrice de Butler 8x8, face avant (exemple de trajet de la voie 2L à l'antenne F).

IV-2 Simulation de la matrice de Butler 8x8

La simulation de cette nouvelle matrice passera donc en premier lieu par la conception d'un nouveau coupleur à trois branches avec des ports d'accès 50 Ω , puis d'une matrice de Butler 4x4 intégrée au dispositif et enfin de l'ensemble de la matrice 8x8 avec son réseau d'antennes.

a) Simulation du coupleur à trois branches à accès 50 Ω

L'objectif de ce nouveau coupleur (3 dB, 90°) qui intégrera la matrice de Butler 8x8, est qu'il possède des ports d'accès 50 Ω et des lignes de largeurs plus importantes (> 140 μm).

Les dimensions de ce coupleur optimisé sont données figure V-23. Le substrat utilisé est le même que précédemment. On remarquera cependant que la largeur de ligne la plus fine est de 114 μm . C'est un peu moins que ce qui était désiré. Par contre les ports d'accès sont bien à 50 Ω .

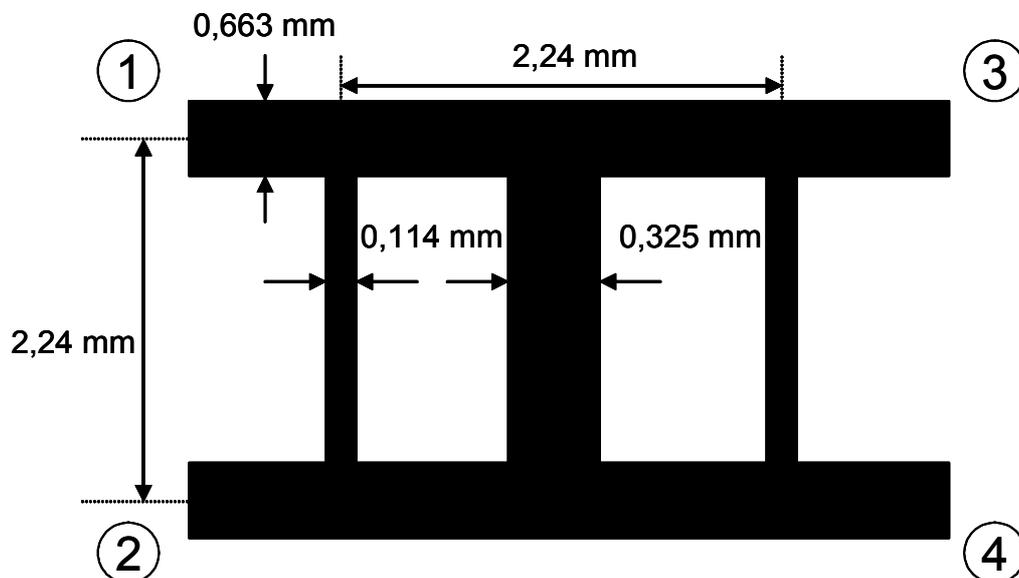


Figure V-23 – Dimensions du nouveau coupleur à 3 branches.

Les simulations par la méthode *FDTD* (fig. V-24) présentent des résultats de paramètres S très satisfaisants.

L'adaptation et l'isolation restent sous le seuil des -25 dB sur la bande de fréquence de travail.

Les niveaux des voies de découplage offrent en bas de bande un déséquilibre de 1 dB. La balance est donc plus importante que pour les coupleurs précédemment définis (fig. V-24(a)).

Quant à l'écart de phase, il est de 90° , on se retrouve donc dans un schéma de quadrature de phase (fig. V-24(b)).

Enfin, les pertes calculées sont de 0,34 dB, soit du même ordre que pour le coupleur à 3 branches du chapitre IV.

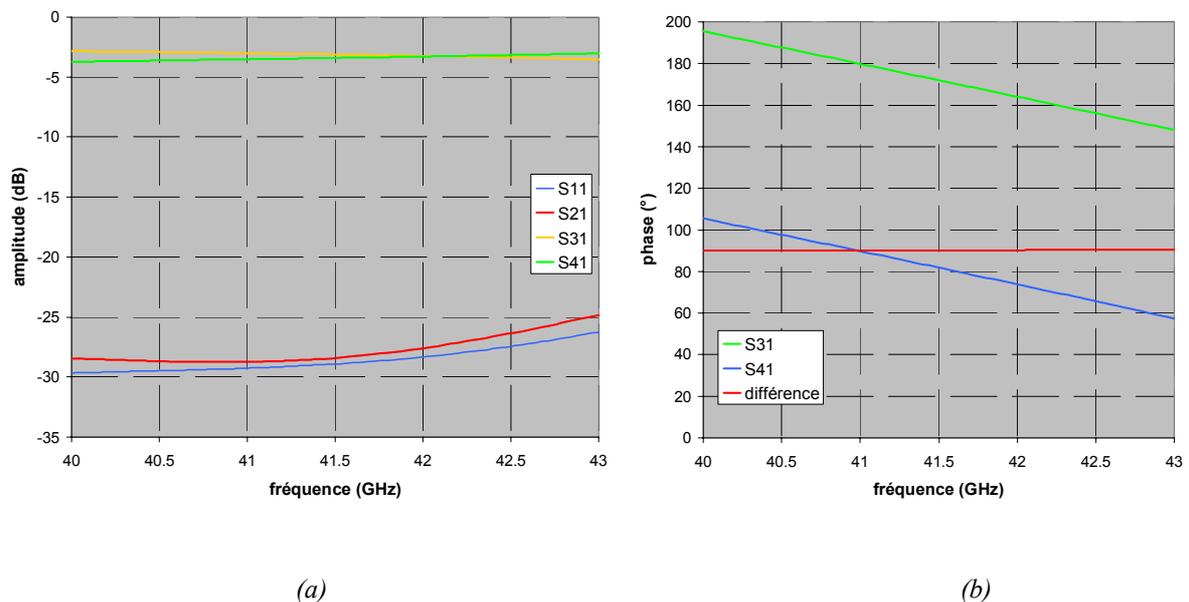


Figure V-24 – Paramètres S du nouveau coupleur à 3 branches, (a) en amplitude, (b) en phase.

b) Exemple de simulation d'un premier étage de la matrice 8x8

La simulation globale de la matrice ne peut pas s'effectuer en une seule fois. Il faut découper la matrice en plusieurs morceaux, vérifier que chacun de ses blocs fonctionne correctement et par la suite effectuer une simulation globale. C'est ce qui a été mis en œuvre au moyen de la méthode *FDTD*.

Une toute première partie a été l'optimisation du coupleur à 3 branches, la suivante a été le premier niveau de la matrice de Butler 8x8.

Le premier étage sur la face avant de la matrice est composé en fait de deux matrices de Butler 4x4 modifiées entourant le réseau d'antennes. Ces deux matrices correspondent dans la forme à celles que l'on peut retrouver dans le chapitre III.

Ceci étant, les résultats d’une première matrice de Butler 4x4 (fig. V-25) pour la voie 3R sont présentés, d’une part, parce que la seconde matrice découle de la première (la forme ainsi que les déphaseurs sont identiques) et d’autre part afin de ne pas alourdir le manuscrit.

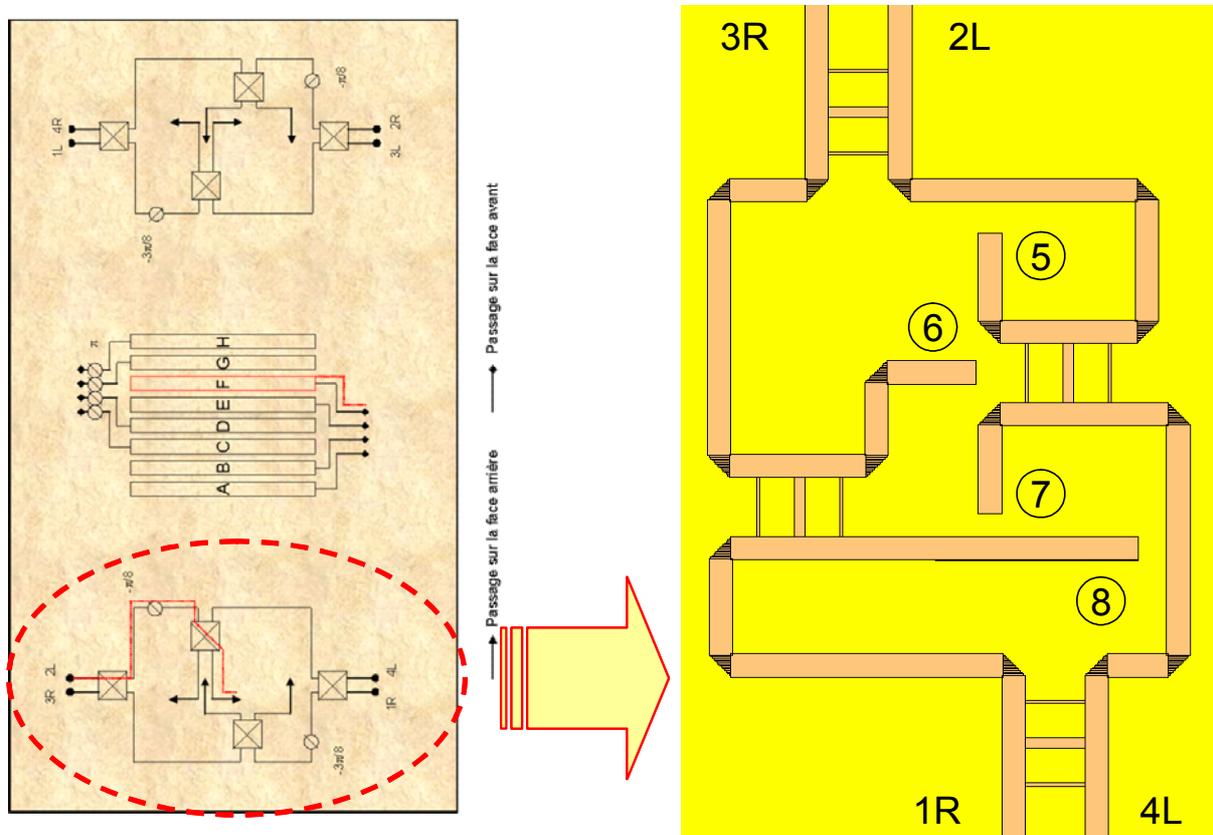


Figure V-25 – Simulation d’un premier étage de la matrice 8x8 : une matrice modifiée 4x4.

Les résultats de simulation (méthode *FDTD*) lorsque la voie 3R est alimentée (fig. V-24), sont en adéquation avec l’analyse à la fréquence centrale (tab. V-4).

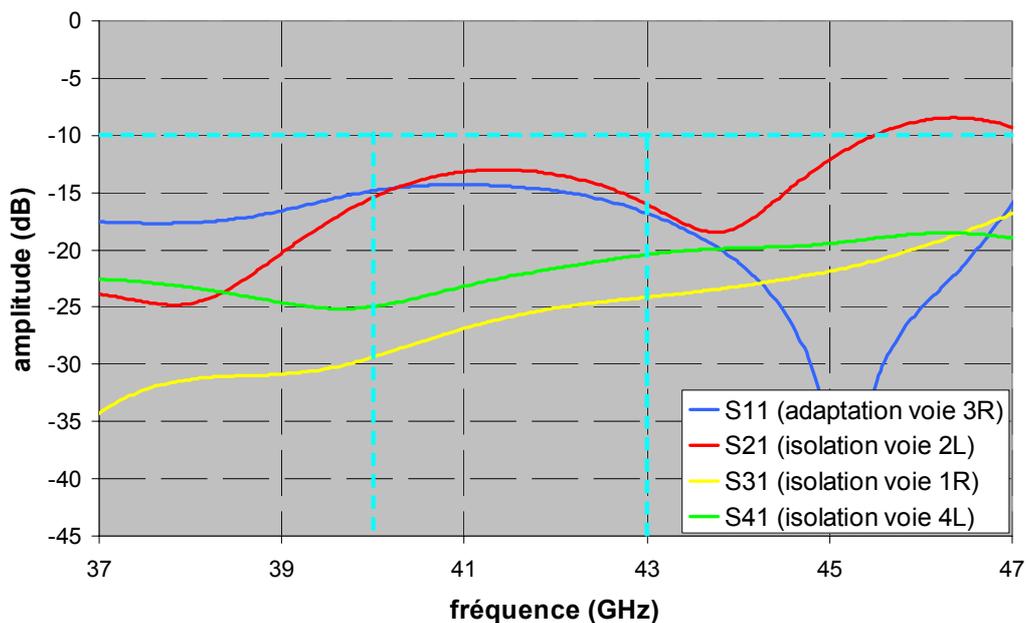
Sur la bande de fréquences 40- 43 GHz (fig. V-26 (a)), on reste toujours adapté (< -13 dB) et l’ isolation par rapport aux autres voies d’alimentation est correcte (< -14,5 dB).

Pour ce qui est des différences d’amplitude des voies de sortie en simulation (fig. V-26 (b)), elles s’expliquent par :

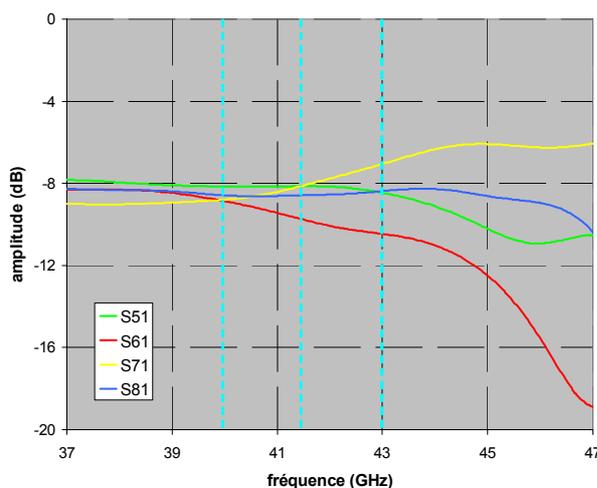
- les longueurs différentes de chemins parcourus par le signal dues aux déphaseurs (lignes de transmission à retard),
- par le nombre de coudes rencontrés dans un chemin,

- par le fait que le coupleur ne découple pas de manière parfaitement symétrique la puissance (un écart de 0,3 dB a été constaté à 41,5 GHz). De ce fait des écarts pouvant aller jusqu'à 1,7 dB sont à noter entre les différentes sorties à la fréquence centrale.

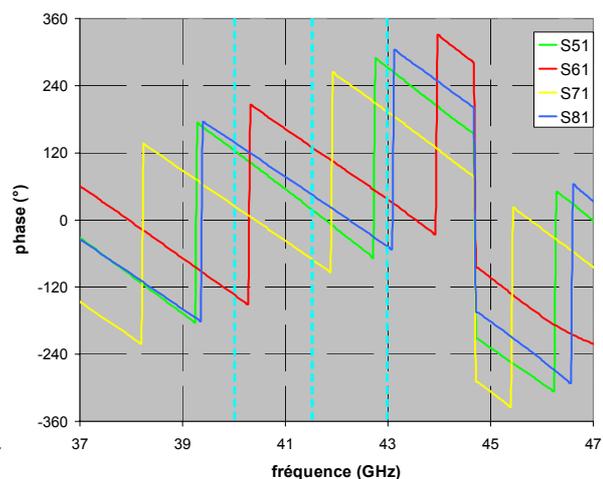
Les gradients de phase (fig. V-26 (c)) entre l'analyse et la simulation présentent une différence maximale de près de 3° à 41,5 GHz. Ceci s'explique par la taille de la maille employée qui est de 42 μm. Une variation d'une maille sur la longueur de ligne microruban d'impédance caractéristique 50 Ω entraîne une modification de sa phase entre 3 et 4°.



(a)



(b)



(c)

Figure V-26 - Paramètres S simulés de la voie 3R (a) réflexion + isolation en amplitude, (b) transmission en amplitude, (c) transmission en phase.

	gradient de phase (°)			amplitude (dB)			
	(5 – 6)	(6 – 7)	(7 – 8)	5	6	7	8
analyse	-112,5	+202,5	-112,5	-6	-6	-6	-6
simulation	-111,0	+200,1	-115,3	-8,1	-9,8	-8,1	-8,6

Tableau V-4 – Comparaison entre l’analyse et la simulation des amplitudes et des gradients de phase des ports de sortie de la matrice 4x4 modifiée à 41,5 GHz pour la voie 3R.

c) Simulation de l’ensemble de la matrice

Afin de pouvoir simuler le dispositif total (matrice de Butler + réseau d’antennes), un réseau plan d’antennes 8x4 a été choisi. Ce réseau plan dispose d’un pas de $0,6 \lambda_0$ suivant le plan de formation des faisceaux pour obtenir des niveaux de lobes de réseaux inférieurs aux niveaux de lobes secondaires (sauf pour les voies 4R et 4L), et d’un pas de réseau de $0,65 \lambda_0$ dans l’autre plan.

(i) Dimensionnement et caractéristiques de la matrice

Les antennes employées sont identiques aux précédentes (carrées et fonctionnant sur le premier mode). Les faisceaux se forment quant à eux dans le plan H, comme pour le cas de la matrice de Butler 4x4 décrite au chapitre III.

Une fois les dimensions du réseau plan connues, la matrice de Butler a été conçue autour. Les dimensions du dispositif global sont données dans l’**annexe 7**. Ce dispositif intégré est donc constitué d’une structure bicouche employant un plan de masse épais de 200 μm pris en étau par deux substrats duroïd 6002 identiques (*fig. V-27*). Les dimensions totales du système sont alors de 72x57,5 mm pour une hauteur de 0,7 mm.

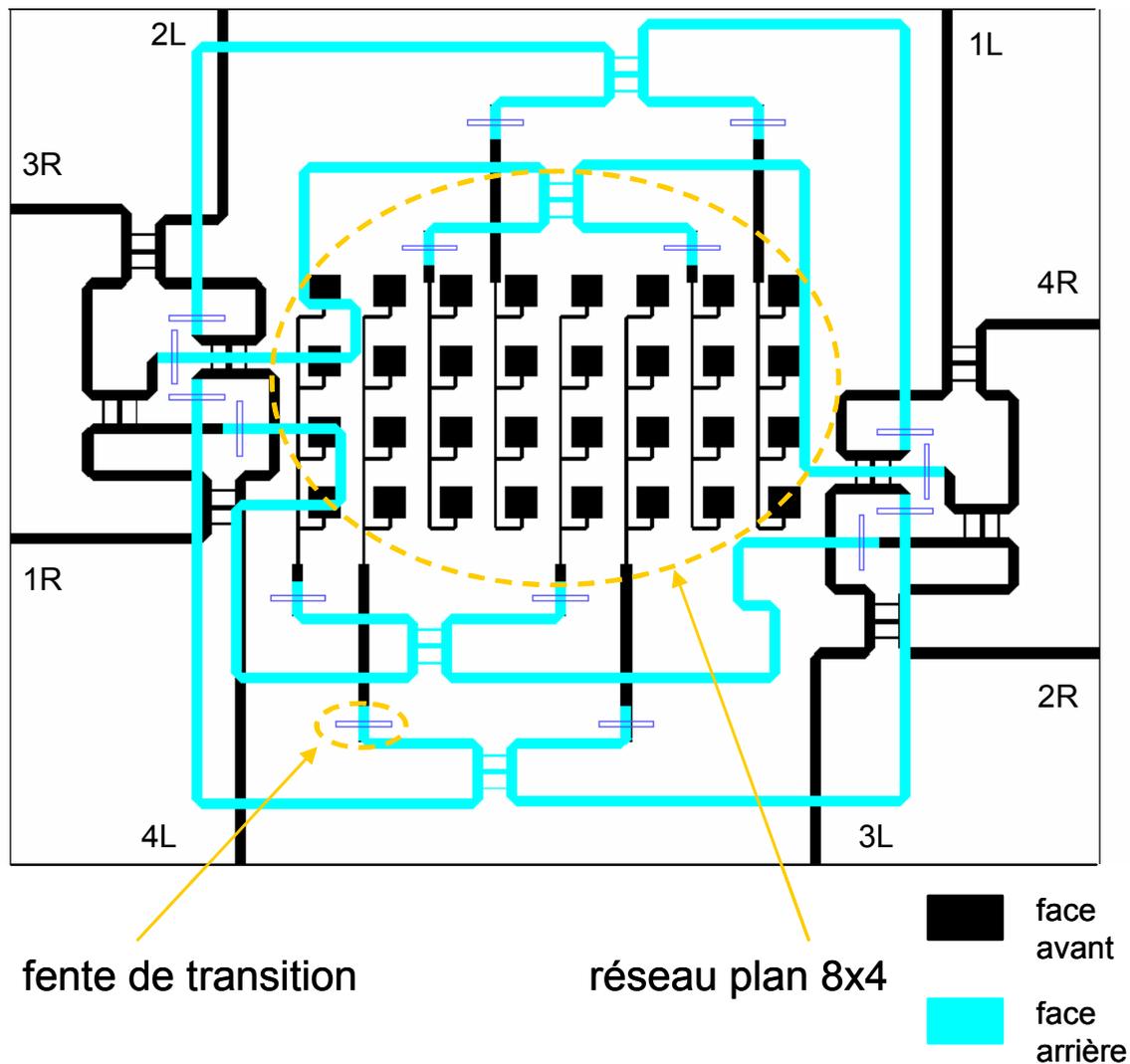


Figure V-27 – Dessin du système intégré (matrice de Butler 8x8 + réseau plan d’antennes).

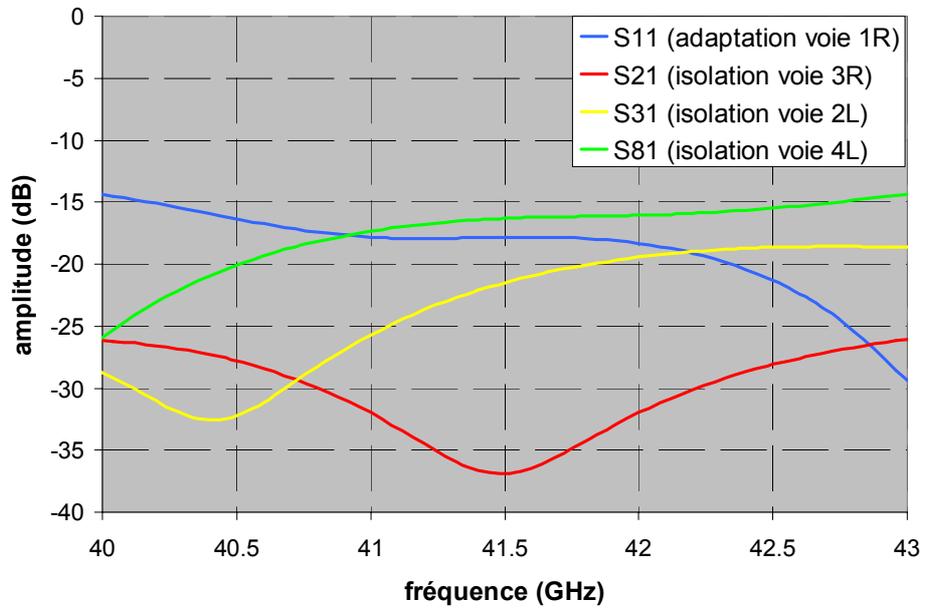
(ii) Paramètres S_{ij} de la matrice

Les paramètres S sont montrés (fig. V-28) uniquement lorsque la voie 1R est alimentée afin de ne pas alourdir le manuscrit. Les autres résultats présentent en effet les mêmes similitudes (sur la bande d’analyse 40 – 43 GHz, les paramètres S en amplitude d’adaptation et d’isolation restent sous le seuil des -10 dB).

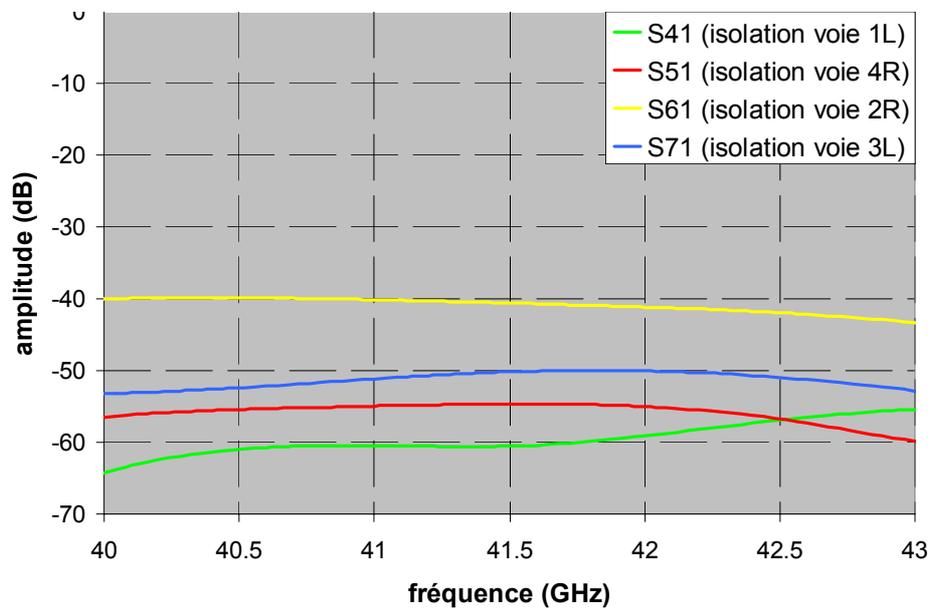
Ces résultats ont été découpés en deux parties :

- Les premiers (fig. V-28 (a)) montrent ceux correspondant à la sous matrice d’entrée 4x4 située dans la partie gauche du dispositif (voies 4L, 1R, 3R et 2L). Pour ses entrées une bonne adaptation et isolation sur la bande de travail est atteint (< -15 dB).

- Les seconds (fig. V-28 (b)) montrent ceux correspondant à la sous matrice d'entrée 4x4 située dans la partie droite du dispositif (voies 1L, 4R, 2R et 3L). On constate pour ses entrées une très bonne isolation sur la bande de travail (< -40 dB) car les chemins parcourus par le signal sont beaucoup plus longs et doivent traverser un croisement.



(a)



(b)

Figure V-28 – Paramètres S en amplitude d'adaptation et d'isolation du dispositif lorsque la voie 1R est alimentée, (a) voies pour la matrice 4x4 côté gauche, (b) voies pour la matrice 4x4 côté droit.

(iii) Diagrammes de rayonnement du dispositif

Les diagrammes de rayonnement (fig. V-29) sont présentés pour une moitié (faisceaux 1R, 2L, 3R et 4L), les autres se retrouvant par « symétrie ». Ces diagrammes sont comparés avec ceux trouvés en analyse (méthode utilisant le logiciel SARA), c'est-à-dire avec ceux ne prenant pas en compte le circuit d'alimentation (matrice de Butler) du réseau plan d'antennes.

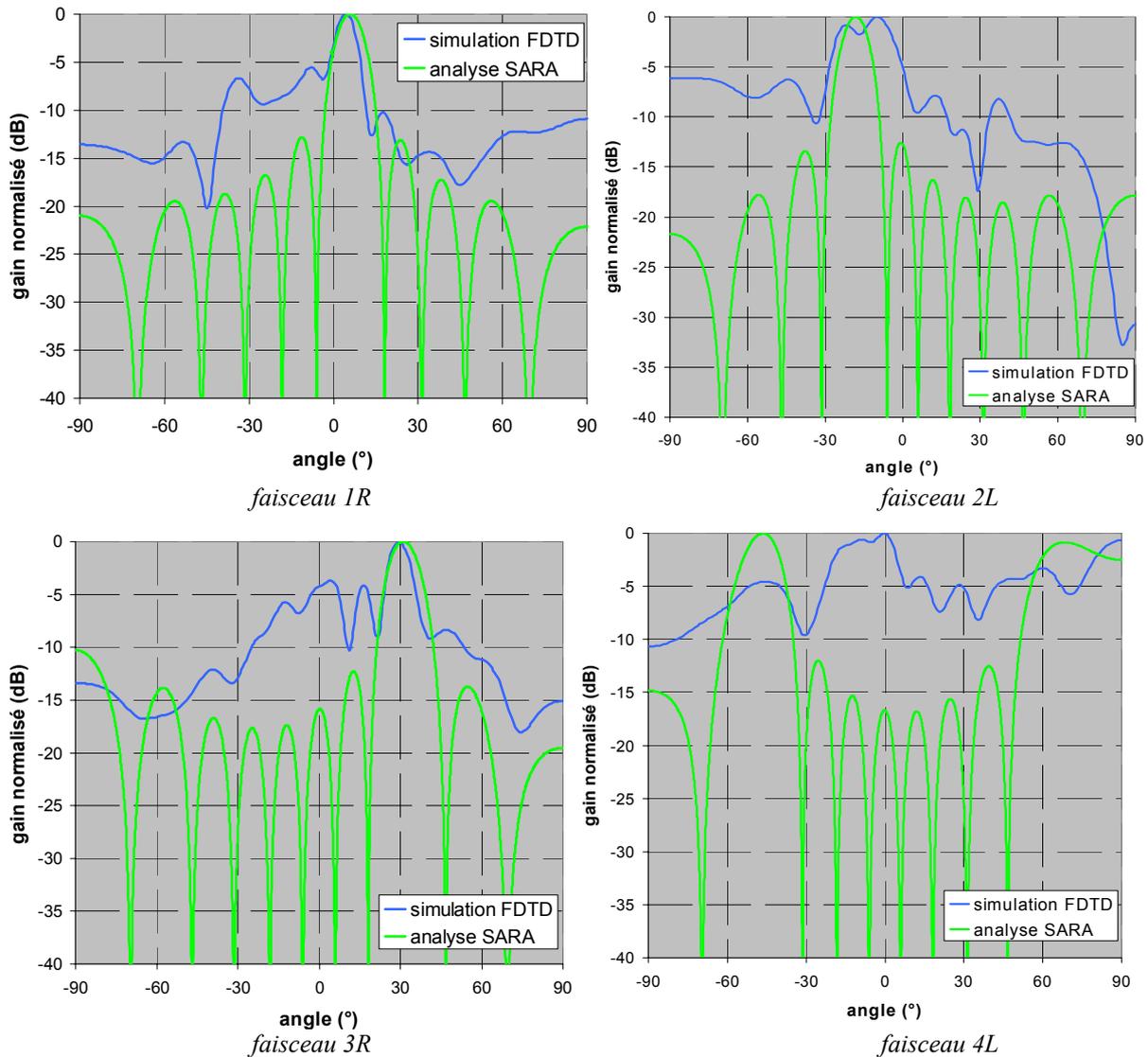


Figure V-29 – Diagrammes de rayonnement plan H du dispositif intégré à 41,5 GHz.

Si les faisceaux 1R et 3R sont aisément reconnaissables, ce n'est plus tellement le cas pour les faisceaux 2L et 4L. Lors de la simulation les lobes principaux s'avèrent plus étroits et les lobes secondaires donnent des niveaux plus élevés. L'écart très important entre l'analyse et la simulation est donc à justifier.

En effet, la différence entre l'analyse et la simulation provient principalement de la prise en compte du répartiteur de faisceaux. Donc soit la matrice de Butler est défectueuse, c'est-à-dire que les pondérations par rapport à celles attendues présentent des écarts considérables, soit le rayonnement parasite de la face avant de la matrice est tel qu'il perturbe considérablement le rayonnement du réseau plan d'antennes.

(iv) Remise en cause de la conception de la matrice de Butler 8x8 ?

Pour la première supposition, des relevés de paramètres S en sortie de la matrice 8x8 ont été pratiqués lors de la simulation du dispositif intégré. Les valeurs en amplitude et en phase correspondent aux pondérations appliquées au réseau d'antennes. Par conséquent, elles ont été réinjectées dans le logiciel d'analyse SARA afin d'observer l'écart avec la théorie.

Les résultats (simulation + analyse) montrent (fig. V-30) une très bonne adéquation en terme de directions de pointage et de d'ouverture à mi-puissance avec les résultats théoriques d'analyse (attendu).

On pourra noter que les groupes de faisceaux (2L, 2R) et (4R, 4L) sont les moins cohérents avec ceux attendus. Ils semblent correspondre aux rayonnement parasites de la sous matrice 4x4 la plus active.

En conclusion, le fonctionnement de la matrice de Butler n'est pas en cause.

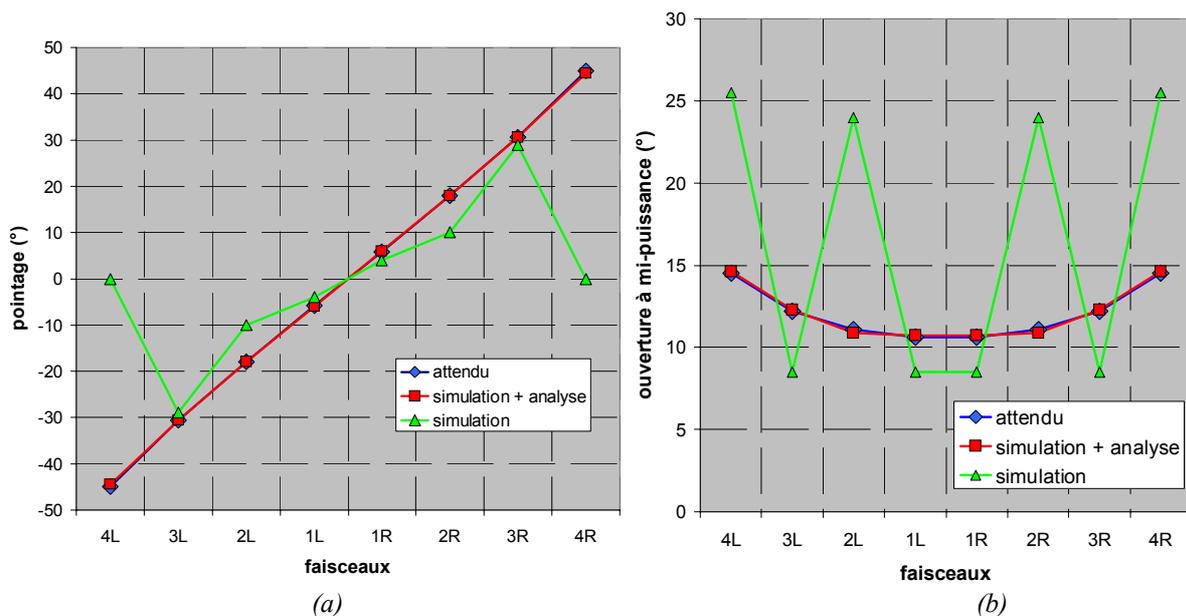


Figure V-30 – Comparaison des performances du système au niveau, (a) de la direction de pointage, (b) de l'ouverture à -3 dB.

(v) Remise en cause du rayonnement parasite ?

Au sujet de la seconde suggestion, on peut avancer que c'est effectivement le rayonnement parasite important de la face avant de la matrice qui entraîne les déformations considérables des diagrammes de rayonnement.

En effet, si l'on considère les diagrammes de rayonnement des simulations (*fig. V-29*), on remarquera que ce rayonnement parasite intervient surtout entre -30° et 0° . Or justement c'est la matrice modifiée 4x4 située à gauche qui est alimentée par les ports d'accès 1R, 2L, 3R et 4L. Par conséquent, le rayonnement parasite de cette matrice modifiée sera très important par rapport à celui du réseau d'antennes.

Un deuxième point qui contribue à cette hypothèse, est le fait que tous les faisceaux du côté droit de l'axe principal (faisceaux 1R et 3R) sont parfaitement observables et correspondent à ceux attendus (*fig. V-29*), alors qu'il n'en est pas de même pour le côté à gauche de l'axe principal (faisceaux 2L et 4L). Le faisceau 2L est noyé dans le rayonnement parasite et on distingue à peine le faisceau 4L.

Ce problème pourrait être limité par l'utilisation de 3 couches de substrats. Le circuit serait identique mais disposerait sur la face avant d'une couche de substrat supplémentaire. Les éléments rayonnants seraient alors au-dessus du troisième substrat et ils seraient couplés électro-dynamiquement par leurs lignes d'alimentation [V-16]. Cependant les pertes (qui ont été estimées pour cette matrice à 6,6 dB, soit un rendement de 22 %) seraient encore plus élevées !

IV-3 Conclusions sur la matrice de Butler 8x8

Une architecture innovante d'une matrice de Butler 8x8 composée d'un nouveau coupleur à trois branches à ports d'accès 50Ω a été proposée. Celle-ci possède de nombreux avantages qui sont d'une part sa compacité grâce à l'utilisation d'une structure bicouche, un nombre de croisements deux fois moindre, et une certaine symétrie de la matrice.

Cette matrice seule fonctionne bien comme on a pu le découvrir en terme de pointage et d'ouverture à mi-puissance. Elle offre un rendement de 22 % dont la principale source de pertes provient du rayonnement des coudes comme nous avons pu le constater dans les chapitres précédents (pour certains chemins jusqu'à treize coudes peuvent être traversés ce qui représente 4,4 dB de pertes).

Néanmoins le fait est qu'une partie de la matrice se retrouve sur la face avant dans le même plan que le réseau d'antennes entraîne un rayonnement parasite conséquent sur les diagrammes de rayonnement finaux. De ce fait, la matrice devrait être totalement isolée de son réseau d'antennes. Pour limiter ces rayonnements parasites une structure tricouche pourrait être étudiée, mais le dispositif atteindrait des pertes plus élevées et serait beaucoup plus complexe et onéreux.

Par ailleurs un répartiteur de faisceaux seul ne sert à rien s'il n'est pas accompagné en amont d'un système de commutation afin de le piloter et d'opter pour l'activité de tel ou tel faisceau. En bref, sans un système de commutation des voies d'entrée du dispositif (répartiteur de faisceaux + réseau d'antennes), il ne peut pas y avoir de pointage électronique.

C'est pourquoi la partie suivante dressera un tableau non exhaustif des diverses technologies existantes. Les performances et les limitations de ses techniques seront par la suite confrontées.

V- Circuits de commutation RF pour répartiteurs de faisceaux

Il n'existe pas à l'heure actuelle de commutateur universel. Selon le type d'application, la gamme de fréquence employée ou encore la rapidité de commutation demandée, un modèle de commutateur pourra être employé. En effet les avantages et les inconvénients des divers commutateurs ont tendance à convenir à une utilisation bien particulière.

C'est pourquoi, dans cette section quatre types de commutateurs RF matures généralement disponibles pouvant fonctionner dans le domaine millimétrique seront brièvement examinés, puis une indication générale de leurs performances sera présentée. Ainsi ces informations de base aideront à la sélection du commutateur le plus approprié pour une application donnée.

Ces quatre types de familles de commutation RF sont les technologies électromécaniques, à transistors, à diodes et micromécaniques (MEMs). Chaque technologie peut être une nouvelle fois classée, par exemple, par gamme de fréquence, par interface de transmission (guide d'ondes, coaxial, stripline), par capacité de puissance à traiter, etc.

V-1 Les commutateurs électromécaniques

Ces types de commutateurs ont été les premiers à être commercialisés. De bonnes factures, ce sont des systèmes robustes et aguerris. Rotatif ou à ailettes, en guide d'ondes ou coaxial, à contact ou en technologie stripline, le nombre de possibilité est important.

Il en existe donc de plusieurs catégories, mais ceux employés en guides d'ondes peuvent monter à des fréquences supérieures à 100 GHz [V-17]. Ils possèdent en général une très bonne isolation (de l'ordre de -50 dB) et des pertes d'insertion minimales (0,4 typiquement dans le domaine millimétrique). En outre ils peuvent commuter des niveaux de puissance importants de l'ordre de plusieurs dizaines de watts.

Néanmoins il y a le revers de la médaille. Ces commutateurs sont bien plus imposants et donc plus difficilement intégrables dans des systèmes que leurs homologues, bien que dans le domaine millimétrique les dimensions soient abaissées. Ce sont des systèmes très coûteux (plusieurs milliers d'euros dans le domaine millimétrique). Leurs temps de commutation sont parmi les plus longs (plusieurs dizaines de millisecondes) et leurs consommations d'énergie sont élevées (jus qu'à plusieurs watts) [V-18].

C'est donc un système certes efficace mais qui ne pourra pas être employé en amont du répartiteur de faisceaux du fait de sa faible intégration, de son coût et de sa rapidité réduite de commutation.

V-2 Les commutateurs à base de transistors

La technologie de commutation monolithique à base de transistors fait des progrès considérables en ce qui concerne la bande passante et la vitesse de commutation. A partir de composants Silicium avec les technologies CMOS, notamment sur matériau SOI (Silicon On Insulator) qui est particulièrement prometteur [V-19], on atteint des fréquences de 5 GHz des pertes d'insertion faibles (0,7 dB) et des isolations appréciables (- 50 dB).

Cette technologie est la plus appropriée pour les méthodes de construction MIC. Toutefois dans le domaine millimétrique, ce n'est pas la filière Silicium qu'il faut envisager, mais sa complémentaire pour les applications de télécommunications à hauts débits que sont les transistors HEMT sur GaAs ou PHEMT sur InP. Leurs performances en terme de linéarité,

faible bruit, dynamique et rendement en puissance ajoutée les rendent indispensables pour compléter cette technologie Silicium [V-20].

On peut donc trouver dans le commerce des commutateurs HEMT montant jusqu'à des fréquences de plus de 60 GHz [V-21]. Avec des pertes d'insertion de 1,5 dB et une isolation de -30 dB, les temps de commutation sont de l'ordre de quelques dizaines de nanosecondes. La taille du commutateur est en général de quelques mm^2 , cette puce est donc facilement intégrable.

Cependant la puissance d'entrée doit être faible et diminue avec une fréquence de plus en plus élevée (un maximum de 27 dBm pour un commutateur fonctionnant à 20 GHz [V-22], 15 dBm à 60 GHz [V-21]).

Cette technologie est donc très intéressante dans le cadre d'un système tout intégré, mais elle possède les pertes d'insertion les plus élevées. En outre, il est encore très difficile de trouver ce type de commutation dans le commerce dans la bande Q (33 – 50 GHz) et encore plus d'en trouver un à une voie vers N (familièrement appelé fonction *SPNT*), où N est un nombre strictement supérieur à deux. Généralement, il est aisé d'en acquérir pour des fonctionnements jusqu'à 20 GHz.

V-3 Les commutateurs à diode PIN

Les commutateurs à diodes sont les commutateurs les plus répandus. Commercialisés depuis la fin des années 1950, la diode est capable de temps de commutation très bref, du même ordre que ceux des transistors (quelques dizaines de nanosecondes). Extrêmement compacte, les diodes peuvent être employées pour des interfaces guide d'ondes, coaxiaux [V-23], ou encore montées sur puce (GaAs) [V-24].

Ces diodes peuvent commuter des niveaux puissances faibles (quelques milliwatts), ainsi que des niveaux de puissances élevés jusqu'à plus d'1 KW à des fréquences beaucoup plus basses. De plus, ces commutateurs sont disponibles dans plusieurs configurations *SPNT* (des fonctions *SP10T* ont déjà été fabriquées).

Les commutateurs à diodes emploient en principe un dispositif semi-conducteur appelé une diode *PIN* (Positif - Intrinsic - Négatif) comme élément actif du circuit. En effet

cette diode a la particularité de pouvoir jouer le rôle d'interrupteur grâce à deux propriétés de sa structure : en polarisation inverse le signal passe, en polarisation directe il est réfléchi.

Dans le domaine millimétrique, de nouvelles diodes *PIN* dites verticales ont été mises au point [V-25]. Ce procédé permet notamment de commuter des puissances plus importantes et de posséder une fréquence de coupure beaucoup plus élevée. Une puce *SPDT* reposant sur ce principe est par ailleurs disponible chez *TriQuint Semiconductor* [V-26] en début de bande Q (24 – 43 GHz) pour une taille d'environ 2 mm². Pour ce commutateur, les pertes d'insertion sont alors inférieures à – 2 dB et l'isolation reste en dessous du seuil des – 30 dB.

Ces commutateurs à diodes *PIN* sont donc plus communs, possèdent une haute capacité d'intégration, des performances exemplaires en terme d'isolation et de temps de commutation. Cependant les pertes d'insertion deviennent vite considérables en comparaison des autres technologies. Ce même constat a été effectué pour les commutateurs à base de transistors.

V-4 Les commutateurs MEMs (Micro-Electromechanical Machine System)

Si les performances des commutateurs RF en semi conducteur (transistors et diodes *PIN*) apparaissent adéquats dans les bandes de fréquence de communications inférieures à 10 GHz, pour des fréquences plus grandes, le changement d'impédance entre un court-circuit et un circuit ouvert l'est beaucoup moins et entraîne des pertes d'insertion plus importantes.

Récemment l'activité dans la conception et la fabrication de commutateurs RF micro électromécanique (MEMs) a été considérable [V-27 et 28]. Cette technologie compte sur les techniques de fabrication précédemment réservées pour l'industrie d'électronique de semi-conducteur (la photolithographie par exemple) afin d'obtenir le MEMs idéal, c'est-à-dire des pertes d'insertions faibles lors du court-circuit et une isolation considérable lors du circuit ouvert.

A l'heure actuelle deux grandes familles coexistent [V-29] : les commutateurs capacitifs et les commutateurs ohmiques. Les structures de bases sont de type pont d'air ou cantilever série activées principalement par une charge électrostatique (la force mécanique peut aussi être obtenue par l'effet magnétostatique, nommé *MagLatch*, ou piézoélectrique).

Ce commutateur est de très petite taille et permet d'opérer jusqu'à des fréquences de 40 GHz actuellement [V-30]. Dernièrement, un micro-commutateur ohmique se présentant sous la forme d'un cantilever série a été réalisé à l'IRCOM [V-31]. Il offre une plage de fonctionnement très étendue (DC-20 GHz), avec à la fréquence de 20 GHz une isolation voisine de -20 dB et 0,7 dB de pertes d'insertion. Dans un environnement sec et sous une puissance de 15 dBm des temps de commutation inférieurs à 7 μ s ont été obtenus en appliquant des tensions de 90V. Des tests de cyclage ont aussi été menés ; 10^9 cycles ont été observés sans défaillances de la structure.

Cette technologie est toutefois très récente et beaucoup de travail reste à faire en ce qui concerne la durée de vie et la fiabilité de ces dispositifs.

V-5 Comparatif des différentes techniques de commutation

On est généralement tenté de penser qu'un commutateur RF est un dispositif à deux états (ON/OFF). En réalité, l'image que l'on s'en fait n'est pas aussi simpliste, particulièrement à de hautes fréquences, car à l'état ON, les impédances ou résistances du système causeront des pertes d'insertion et une diminution de l'adaptation. De même à l'état OFF n'importe quelle capacité dégradera l'isolement.

Pour cela, les relais électromécaniques (EMR) fournissent toujours les meilleures performances RF car ils sont très proches du commutateur idéal et sont disponibles jusqu'à des fréquences millimétriques (40 GHz). Le problème principal avec ces relais RF conventionnels est qu'ils sont de grande taille, ont une durée de fonctionnement mécanique limitée, avec un temps de commutation lent et peuvent être chers. Ces composants sont donc les meilleurs convenus pour des systèmes où la taille et le coût sont des considérations secondaires.

D'autre part, les commutateurs employant une technologie basée sur les semi conducteur (diodes *PIN* ou transistors), sont très petits, faciles à intégrer en tant que puce, ont un temps de commutation très rapide, un nombre de cycles quasi infini et peuvent être très peu coûteux en comparaison des autres types de commutation. L'inconvénient avec ces types de commutateurs est que dans le domaine millimétrique leurs performances RF sont limitées. Même quand ils sont conçus à des fréquences plus basses, leurs performances RF (pertes d'insertion et d'isolement) sont inférieures aux commutateurs électromécaniques.

Ces différences de performances sont récapitulées dans le tableau V-5 pour un commutateur une voie vers deux (*SPDT*) dans le **domaine millimétrique**. On notera que ce tableau donne des exemples de comparaisons de ce que l'on peut trouver sur le marché aujourd'hui. En ce qui concerne les MEMs, aux alentours des 40 GHz, on en est toujours au stade de la recherche. On peut cependant en trouver à de plus basses fréquences (< 10 GHz) dans le commerce [V-36].

caractéristiques	MEMs [V-32]	Diode PIN [V-33]	Transistor (MESFET) [V-34]	EMR [V-35]
Taille	Très petite	Très petite (2,64 mm ²)	Très petite (1 mm ²)	Moyenne
Capacité d'intégration	Très bonne	Très bonne	Très bonne	Pauvre
Puissance commandée	faible	0,2 W	0,5 W	10 W à 40 GHz
Puissance consommée	faible	50 mW	faible	> 1W
Bande de fréquence	DC - 40 GHz	50 MHz - 70 GHz	DC – 20 GHz	26,5 – 40 GHz
Pertes d'insertion	< 0,1 dB	< 0,7 dB	< 2,2 dB	< 0,8 dB
Isolation	> 22 dB	> 33 dB	> 40 dB	> 50 dB
Tension de commande	15-20V	5V	-5/0V	28V
Rapidité	25 µs	20 ns	6 ns	15 ms
Durée de vie (nombre de cycles)	3x10 ⁸	billion	billion	> 10 ⁶

Tableau V-5 – Comparatif de différentes technologies de commutation aux hautes fréquences.

Par conséquent, il apparaît que de très bonnes performances RF doivent être sacrifiées à la taille, au coût et à la vitesse de commutation. Les commutateurs MEMs fournissent une solution qui combine les performances des relais électromécaniques avec des dimensions et un coût de dispositifs microélectroniques. Ces micro-commutateurs pourraient donc remplacer à l'avenir la plupart des types de commutateurs RF utilisés aujourd'hui et permettre de nouvelles applications toutes intégrées à faible coût demandant des techniques de commutations.

VI- Conclusion

L'état de l'art sur les matrices de Butler 8x8 a confirmé que pour une complexité moindre et un faible coût l'usage de la technologie imprimée était le meilleur choix. Ainsi pour la conception de cette matrice le substrat employé dans les chapitres précédents a été conservé (duroïd 6002).

En outre, la matrice de Butler 8x8 possède à l'origine de nombreux croisements (seize). Aussi, après l'évaluation de plusieurs types de croisements, les transitions ligne/fente/ligne se sont présentées comme étant le meilleur choix en terme de complexité, de réalisation et de performances RF (pertes de 0,4 dB en mesures). Ainsi une architecture innovante a vu le jour employant une structure bicouche, limitant le nombre de croisements à huit tout en ayant une meilleure symétrie des chemins d'un port d'accès à une antenne et possédant une capacité d'intégration élevée.

Par ailleurs, afin de pouvoir simuler entièrement la structure, il a fallu revoir la conception du coupleur à trois branches avec des impédances de ports d'accès 50 Ω . Cette valeur a été choisie pour s'affranchir des sauts d'impédance d'adaptation aux ports d'accès de la matrice et pour obtenir des lignes microrubans plus larges dans le but de disposer d'un maillage plus lâche.

La simulation de la matrice seule présente de très bons résultats, seulement l'intégration du réseau d'antennes a montré un fort rayonnement parasite de la matrice ce qui implique un changement de stratégie. Faut-il encore augmenter la complexité du circuit au risque d'obtenir un coût et des pertes plus importants ? Ou alors faut-il changer de technologie (guide d'ondes par exemple) ?

Enfin, une étude sur les commutateurs RF susceptibles d'intervenir en amont de la matrice indique à l'heure actuelle le recours à l'utilisation d'une puce à base de diodes PIN.

BIBLIOGRAPHIE

- [V-1] J. HIROKAWA, M. FURUKAWA, K. TSUNEKAWA, N. GOTO, "Double-layer structure of rectangular-waveguides for Butler matrix", European Microwave Conference 2002, 24-26 September, Milan, Italy
- [V-2] http://atr.alcatel.de/hefte/01i_4/fr/pdf_fr/11cailfr.pdf
- [V-3] http://www.telecomitalialab.com/libri/@tilab/1_02.pdf
- [V-4] <http://www.arttic.com/multikara/Presentation/default13.html>
- [V-5] <http://www.edt.bham.ac.uk/supercondant.htm>
- [V-6] S.F. PEIK, B. JOLLEY and R.R. MANSOUR, "High temperature superconductive Butler matrix beam former for satellite applications", Microwave Symposium Digest, 1999 IEEE MTT-S International, Vol. 4, 1999, pp. 1543-1546
- [V-7] T.A. DENIDNI and T.E. LIBAR, "Experimental investigation of a microstrip planar feeding network for a switched-beam antenna array", Antennas and Propagation Society International Symposium, 2002. IEEE, 16-21 June, Vol. 1, pp. 130-133
- [V-8] F.Jr. CALDWELL, J.S. KENNEY and I.A. INGRAM "Design and Implementation of a switched-beam smart antenna for an 802.11b wireless access point", Radio and Wireless Conference, 2002. RAWCON 2002. IEEE, 11-14 August, pp. 55-58
- [V-9] A. FRAGOLA, M. OREFICE, M. PIROLA, - "A modified Butler matrix for tapered excitation of scanned arrays.", IEEE Antennas and Propagation Society Int. Symposium Digest, vol.4, pp.784-787, Boston
- [V-10] T. SEKI, K. UEHARA, and K. KAGOSHIMA, NTT Wireless Systems Laboratories, "30 GHz Multibeam antenna using bi-layer Butler Matrix circuits", Proceedings of ISAP '96, CHIBA, Japan, pp 165 - 168
- [V-11] T. TANAKA, K. TSUNODA and M. AIKAWA, "Slot – coupled directionnal couplers between double – sided substrate Microstrip lines and their applications", IEEE Trans. Microwave Theory Tech, vol. 36, n°12, december 1988, pp 1752 – 1757
- [V-12] MOUNA EL HAJ SLEIMEN, "Etude de réseaux d'antennes imprimées en millimétrique", Thèse de l'Université de Rennes 1, soutenue le 02 Mars 1999
- [V-13] <http://www.lithos.fr/fr/standard.html#perpage>
- [V-14] http://www.charmilles.com/fr/edm_prin.shtml
- [V-15] <http://www.lithos.fr/>
- [V-16] S. F. PEIK and J. HEINSTADT, "Multiple beam microstrip array fed by Rotman lens," Antennas and Propagation, 1995., Ninth International Conference on (Conf. Publ. N° 407), 1995, pp. 348 –351, Vol.1
- [V-17] <http://www.sectormicrowave.com/waveguide3.html>

- [V-18] http://www.quinstar.com/qwz_electromechanical_waveguide_switches.html
- [V-19] C. TINELLA and al, "A 0.7dB Insertion Loss CMOS-SOI Antenna Switch with more than 50dB Isolation over the 2.5 to 5GHz Band", ESSCIRC 2002
- [V-20] M. ROCCHI, "Avancées récentes des filières III/V dans le domaine des télécommunications mobiles et à haut débit sur fibre optique", XIII^e JNM, 20 – 23 mai 2003, Lille, p. 156-161
- [V-21] <http://www.velocium.com/clientImages/22211/WirelessDatasheets/sdh126rev01.02.pdf>
- [V-22] http://www.hittite.com/product_info/product_specs/switches/hmc347.pdf
- [V-23] <http://www.herley.com/index.cfm?act=product&prd=133>
- [V-24] http://www.triquint.com/company/divisions/millimeter_wave/docs/TGS2304/2304.pdf
- [V-25] <http://www.triquint.com/prodserv/divisions/foundry/docs/vpin.pdf>
- [V-26] http://www.triquint.com/company/divisions/millimeter_wave/docs/TGS4301/4301.pdf
- [V-27] E. R. BROWN, "RF-MEMS switches for reconfigurable integrated circuits," IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques, Vol. 46, November 1998, pp. 1868-1880
- [V-28] C. L. GOLDSMITH, Z. YAO, S. ESHELMAN, and D. DENNISTON, "Performance of low-loss RF MEMs capacitive switches," IEEE Trans. Microwave and Guided Wave Letters, Vol. 22, No 8, August 1998, pp. 269-271
- [V-29] G. M. REBEIZ, J. B. MULDAVIN, "RF-MEMS switches and switch circuits," IEEE Microwave Magazine, December 2001, p. 59-71
- [V-30] S. MELLE, B. DUCAROUGE, D. DUBUC, T. PAILLOT et L. RABBIA, "Conception d'un Single Pole Double Throw à base de commutateurs MEM," XIII^e JNM, 20 – 23 mai 2003, Lille, p. 166-167
- [V-31] A. POTHIER, P. BLONDY, S. VERDEYME, C. CHAMPEAUX et A. CATHERINOT, "Performances et fiabilité de micro commutateurs MEMs à contact ohmique pour des applications RF," XIII^e JNM, 20 – 23 mai 2003, Lille, p. 294-295
- [V-32] <http://www.gaasmantech.org/digest/2002/PDF/03e.pdf>
- [V-33] <http://www.macom.com/data/datasheet/MA4AGSW2.pdf>
- [V-34] http://www.hittite.com/product_info/product_specs/switches/hmc347.pdf
- [V-35] <http://www.jldmt.com/index.asp>
- [V-36] <http://www2.dowkey.com/dk/products/408.html?part=408LD-711>

**CONCLUSION GENERALE ET
PERSPECTIVES**

* * * * *

Au cours de cette thèse, nous avons tenté de répondre aux différents objectifs fixés par l'industriel *THALES COMMUNICATIONS*.

Une analyse des différentes techniques de faisceaux commutables a été menée. Cette étude a permis de faire ressortir trois types de répartiteurs de faisceaux susceptibles d'être employés par la suite dans une technologie imprimée, car celle-ci est à très faible coût en comparaison d'une technologie en guide d'ondes ou à base de supraconducteurs et peut facilement être intégrable à son réseau d'antennes. Ces trois types sont les lentilles de Rotman, les matrices de Blass et les matrices de Butler.

Dans un premier temps les matrices de Blass ont été mises de côté car celles-ci fournissent des pertes supplémentaires, en plus de leurs pertes inhérentes, qui sont très pénalisantes dans le domaine millimétrique, mais aussi parce qu'elles sont conçues lorsque le nombre de faisceaux requis est petit (≤ 3). Il en a été de même pour la lentille de Rotman. Malgré son énorme avantage de pouvoir effectuer des opérations très large bande, celle-ci n'a pas été retenue du fait des pertes plus importantes, notamment à causes des multiples réflexions dans la cavité de la lentille. Toutefois le nombre de faisceaux commutables est important (> 8).

Ainsi le premier objectif a été atteint. Le choix du type de répartiteur de faisceaux pris en compte en technologie imprimée est la matrice de Butler. Ce système, comme nous l'avons vu, possède de nombreux avantages (peu de composants, faisceaux orthogonaux, ...). Cependant des obstacles sérieux ont du être levés comme les croisements à l'intérieur même de la matrice dans le domaine millimétrique.

Le deuxième objectif avait donc pour but d'établir la faisabilité des différents composants constituant la matrice (coupleur 3 dB, déphaseurs, croisement) en technologie microruban dans le domaine millimétrique, de définir le matériau diélectrique à employer (Duroïd 6002 : $\epsilon_r = 2,94 \pm 0,04$ et $\tan \delta = 0,0012$ à 10 GHz et 23°C) et d'étudier les mécanismes des différentes topologies de la matrice de Butler.

Cette étude a permis de faire ressortir qu'il existait deux grandes familles de matrices de Butler qui permettait d'obtenir ou pas un faisceau dans l'axe principal suivant que l'on utilisait des coupleurs (3-dB, 180°) ou des coupleurs (3-dB, 90°). Or comme nous l'avons vu

le seul coupleur exploitable dans le domaine millimétrique en technologie imprimée est le coupleur en échelle à 90°, celui à 180° étant contra-directif.

De plus l'étude de ces matrices a montré combien leurs circuits devenaient compliqués, le nombre de composants augmentant rapidement avec l'accroissement de l'ordre de la matrice. Les conceptions ont donc été menées jusqu'à l'ordre 8 (commutation de 8 faisceaux).

Le troisième objectif a donc été la conception et la réalisation d'une matrice de Butler 4x4 (la version générique d'ordre 2 étant le coupleur en échelle à 90°). Cette conception a pu être mise en œuvre grâce aux logiciels basés sur une méthode des moments 2D^{1/2} (*MOMENTUM*) et sur la méthode des différences finies 3D dans le domaine temporel développée au sein de l'équipe « *CREAPE* » de l'*IRCOM*.

L'architecture de la première version (sans croisement) a par la suite été améliorée, car si elle offrait l'avantage de proposer une architecture planaire, monocouche, intégrable avec son réseau d'antennes et donc aisément réalisable, nous nous sommes vite heurtés à des rayonnements parasites importants, provenant notamment du rayonnement des coudes dans la matrice et à des problèmes d'assemblage du circuit avec son boîtier et ses connecteurs. Cette première version a donc été rendue plus performante grâce à l'utilisation d'une structure bicouche isolant la matrice du réseau d'antennes par des fentes rectangulaires percées dans le plan de masse. Ce second dispositif a donné des résultats très satisfaisants sur la qualité des faisceaux en terme de dépointage et d'ouvertures à mi-puissance sur la bande de fréquence 40 - 43 GHz.

Cependant les gains mesurés sont faibles et le rendement du système offre à peine 30 % contre plus de 70 % annoncé en simulation. C'est pourquoi, l'objectif suivant a été une amélioration du gain à l'aide d'un réseau d'antennes plan.

Une démarche différente a donc été adoptée, permettant de cibler les points durs du système et d'examiner point par point la conception du système intégré à la fois en simulation et en expérimentation. En commençant tout d'abord par les éléments entrant dans la composition de la matrice, à savoir le coupleur à 3 branches, puis le coupleur 0 dB à 6 branches faisant office de croisement, nous avons pu aboutir à la réalisation de la matrice seule dont le rendement a été estimé en mesures à 50 %.

Ensuite, l'intégration de cette matrice avec son réseau plan de 16 sources élémentaires a été simulée dans sa totalité. Les diagrammes de rayonnement mesurés se sont montrés alors cohérents avec ceux de simulation. Le rendement escompté n'a pas été atteint, ce dispositif offre cependant des gains supérieurs à 10 dB, ce qui n'était pas le cas de la première version.

Enfin, l'objectif final concernait l'étude de la faisabilité d'une matrice de Butler d'ordre 8 faible coût en technologie imprimée. Pour ce faire, l'introduction de transitions ligne/fente/ligne, en guise de croisement, s'est présentée comme étant le meilleur choix en terme de complexité, de réalisation et de performances RF (pertes de 0,4 dB en mesures). Ainsi une architecture innovante a vu le jour employant une structure bicouche, limitant le nombre de croisements tout en ayant une meilleure symétrie des chemins d'un port d'accès à une antenne et possédant une capacité d'intégration élevée. La simulation de la matrice seule donne de très bons résultats. L'intégration avec le réseau d'antennes a montré un fort rayonnement parasite d'une partie de la matrice perturbant les diagrammes de rayonnement. Ceci implique par la suite un changement de géométrie.

Ainsi l'ensemble des objectifs fixés a été mené à bien. Des prototypes de matrices de Butler d'ordre 4 de topologies différentes ont été réalisés présentant chacune leur performance et leur efficacité.

Les perspectives sont donc nombreuses. Nous avons vu que les rendements étaient faibles (50% pour une matrice de Butler 4x4), des développements portant sur des antennes actives et/ou sur des applications *BIP* (*Bande Interdite Photonique*) sont alors envisageables.

D'autre part si l'on veut un rendement plus élevé sans avoir recours à de l'actif, le changement de technologie est très indiquée. Des recherches récentes (septembre 2002) sur des matrices de Butler compactes à faibles pertes à basses fréquences ont montré que l'utilisation d'une technologie stripline pouvait s'avérer très prometteuse [1]. A une fréquence de 920 MHz une matrice 4x4 offre seulement 0,3 dB de pertes, alors qu'en technologie microruban ces pertes peuvent atteindre 1 dB [2].

[1] M. BONA, L. MANHOLM, J.P. STARSKI and B. SVENSSON, "Low-loss compact Butler matrix for a microstrip antenna", IEEE Trans.on Microwave Theory and Techniques, September 2002, Vol. 50, n° 9, pp. 2069-2075

[2] R. COMITANGELO, D. MINERVINI and B. PIOVANO, "Beam forming networks of optimum size and compactness for multibeam antennas at 900 MHz", Antennas and Propagation Society International Symposium, 1997. IEEE, Vol. 4, 13-18 Jul 1997, pp. 2127-2130

ANNEXES

* * * * *

ANNEXE 1

DEFINITIONS DE LA DIRECTIVITE ET DU GAIN D'UNE ANTENNE

Directivité d'une antenne

La directivité maximale d'une ouverture rayonnante est donnée par : $D_t = 4\pi S / \lambda^2$,

S étant la surface de l'ouverture. Ce paramètre est obtenu pour une illumination de l'ouverture uniforme ; il donne la directivité théorique maximale que l'on pourrait obtenir.

Dans la réalité, la distribution de champ dans l'ouverture de l'antenne présente une forme apodisée (répartition non uniforme). Un rendement d'apodisation est donc introduit dans la valeur de D_t . La directivité associée à la géométrie d'une antenne quelconque peut

aussi s'exprimer par :

$$D = \frac{\Delta P_\Omega}{P_r / 4\pi R^2},$$

P_r étant la puissance totale rayonnée par l'antenne et ΔP_Ω la densité stérique de puissance rayonnée à une distance R .

Dans le cas d'un fonctionnement en zone lointaine, où l'onde présente une forme sphérique, la définition devient :

$$D = \frac{\Delta P_r}{P_r / 4\pi R^2}, \quad \text{où } \Delta P_r \text{ représente une}$$

densité surfacique de puissance.

Gain d'une antenne

Il existe deux types de gain. Le gain intrinsèque à l'antenne G_i , en remplaçant P_r par P_a , puissance acceptée par l'antenne. Ce gain prend en compte les pertes dans l'élément rayonnant.

Pour finir, nous parlerons du gain réalisé G_r , qui prend en compte l'adaptation. Dans ce cas, nous utilisons P_f qui représente la puissance fournie par le générateur. Ce paramètre

s'écrit ainsi :

$$G_r = \frac{G_i}{1 - |S_{11}|^2}$$

ANNEXE 2

DETERMINATION DES PARAMETRES S D'UN COUPLEUR EN ECHELLE A DEUX BRANCHES

Le coupleur en échelle est constitué dans sa version générique de deux branches (*fig. AI-1*). Il est composé de deux lignes parallèles, d'impédance caractéristique Z_2 , distantes d'une longueur quart d'ondes, reliées par deux tronçons de lignes, distant d'une longueur quart d'onde aussi, d'impédance Z_1 . Les lignes aboutissant aux accès 1, 2, 3 et 4 ont une impédance caractéristique Z_0 qui sera prise comme référence pour les impédances réduites

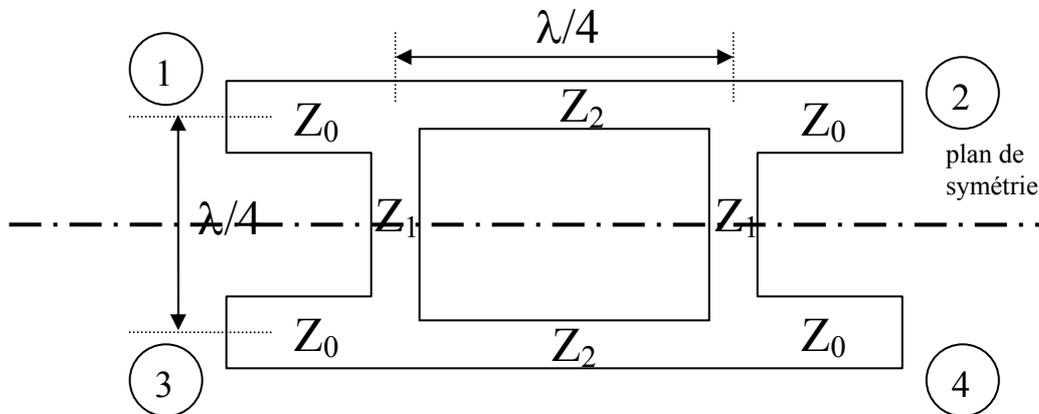


Figure AI-1 – Coupleur à deux branches.

Cet octopôle permet un plan de symétrie le partageant géométriquement en deux quadripôles identiques. L'application de la technique des modes pairs et impairs peut s'effectuer. La matrice chaîne de ces quadripôles s'écrit :

$$(C) = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ y_m & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 & jz_2 \\ jy_2 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ y_m & 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} jy_m z_2 & jz_2 \\ j(y_2 + y_m^2 z_2) & jy_m z_2 \end{bmatrix}$$

avec $z_2 = Z_2/Z_0 = 1/y_2$

et y_m est l'admittance d'entrée des lignes en $\lambda/8$:

- pour le cas pair, le plan de symétrie géométrique se comporte comme un circuit ouvert ($Z = \infty$) : $y_m = jY_1/Y_0 = jy_1$, les coefficients de réflexion \underline{r}_p et de transmission \underline{t}_p sont donc les suivants :

$$\underline{r}_p = \frac{z_2(1+y_1^2)-y_2}{z_2(1+jy_1)^2+y_2} \text{ et } \underline{t}_p = \frac{-2j}{z_2(1+jy_1)^2+y_2}$$

- pour le cas impair, le plan de symétrie géométrique se comporte comme un court-circuit ($Z = 0$) : $y_s = -jY_1 / Y_0 = -jy_1$, les coefficients de réflexion \underline{r}_i et de transmission \underline{t}_i sont donc les suivants :

$$\underline{r}_i = \frac{z_2(1+y_1^2)-y_2}{z_2(1-jy_1)^2+y_2} \text{ et } \underline{t}_i = \frac{-2j}{z_2(1-jy_1)^2+y_2}$$

En superposant les ondes sortantes de l'octopôle (pair et impair), on obtient les ondes sortantes de l'octopôle excité par une onde unité dans la voie 1 ; d'où les paramètres S suivants :

- $\underline{S}_{11} = \frac{\underline{r}_p + \underline{r}_i}{2} = \frac{1 - (y_1^2 - y_2^2)^2}{(1 + y_1^2)^2 + y_2^2(2 + y_2^2)}$
- $\underline{S}_{21} = \frac{\underline{t}_p + \underline{t}_i}{2} = \frac{-2jy_2(1 - y_1^2 + y_2^2)}{1 + y_1^2(2 + y_1^2) + y_2^2(2(1 - y_1^2) + y_2^2)}$
- $\underline{S}_{31} = \frac{\underline{r}_p - \underline{r}_i}{2} = \frac{2y_1^2(1 + y_1^2 - y_2^2)}{(1 + y_1^2)^2 + y_2^2(2 + y_2^2)}$
- $\underline{S}_{41} = \frac{\underline{t}_p - \underline{t}_i}{2} = \frac{-4y_1y_2}{(1 + y_1^2)^2 + y_2^2(2(1 - y_1^2) + y_2^2)}$

Ainsi pour être adapté on doit avoir : $\underline{S}_{11} = 0$, donc : $y_2^2 = 1 + y_1^2$.

Il en découle alors : $\underline{S}_{21} = -j \frac{Z_2}{Z_0}$, $\underline{S}_{31} = 0$ et $\underline{S}_{41} = -\frac{Z_2}{Z_1}$.

Les sorties 2 et 4 sont en quadrature de phase et pour un couplage de 3 dB, c'est-à-dire si l'on veut une puissance identique en amplitude sur les sorties, alors : $Z_1 = Z_0$ et puisque l'on aura une demi puissance sur les sorties par rapport à l'entrée : $Z_2 = \frac{Z_0}{\sqrt{2}}$.

Finalement la matrice S du coupleur (3 dB, 90°) s'écrit :

$$(S) = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} 0 & -j & 0 & 1 \\ -j & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & -j \\ 1 & 0 & -j & 0 \end{pmatrix}$$

remarque : on utilise plus souvent l'expression matricielle de la fonction de transfert du coupleur.

$$\begin{pmatrix} S_1 \\ S_2 \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} 1 & -j \\ -j & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} E_1 \\ E_2 \end{pmatrix}$$

où les S_i sont les sorties du coupleurs et les E_i ses entrées.

ANNEXE 3

COMBINAISONS DE SIGNAUX A L'ENTREE DE LA MATRICE DE BUTLER STANDARD 4X4

Ces combinaisons d'entrée peuvent être obtenues à l'aide d'un multiplexeur 1 voie vers 4 en amont de la matrice de Butler 4x4 ou en modifiant l'architecture de la matrice de Butler avec des ponts de Wilkinson par exemple. Les signaux quant à eux doivent être de même nature et de même amplitude.

Les résultats (*tab. III-1*) sont donnés à la fois pour une matrice standard et non-standard (les combinaisons symétriques par contre ne le sont pas). On dénombre donc :

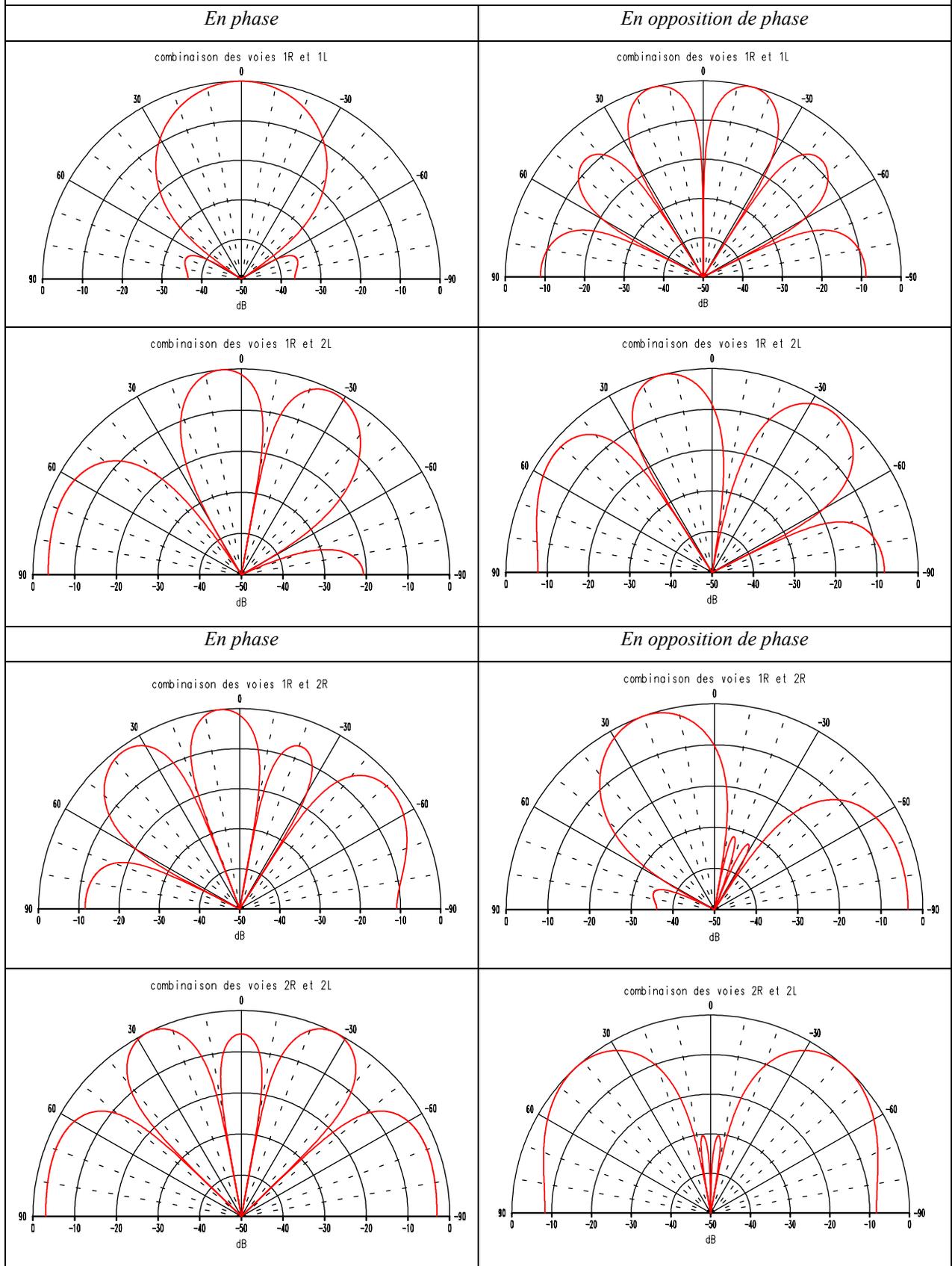
- 6 combinaisons de deux voies d'entrée
- 4 combinaisons de trois voies d'entrée
- 1 combinaison des quatre voies d'entrée

On notera que pour les combinaisons à deux voies les signaux sont à la fois en phase et en opposition de phase car leurs combinaisons offrent des particularités intéressantes à exploiter.

Ces résultats sont donnés pour un réseau d'antennes linéaire de 4 pastilles imprimées carrées fonctionnant à 41,5 GHz espacées de $0,7 \lambda_0$. Ils sont analysés plus en détail dans le chapitre II.

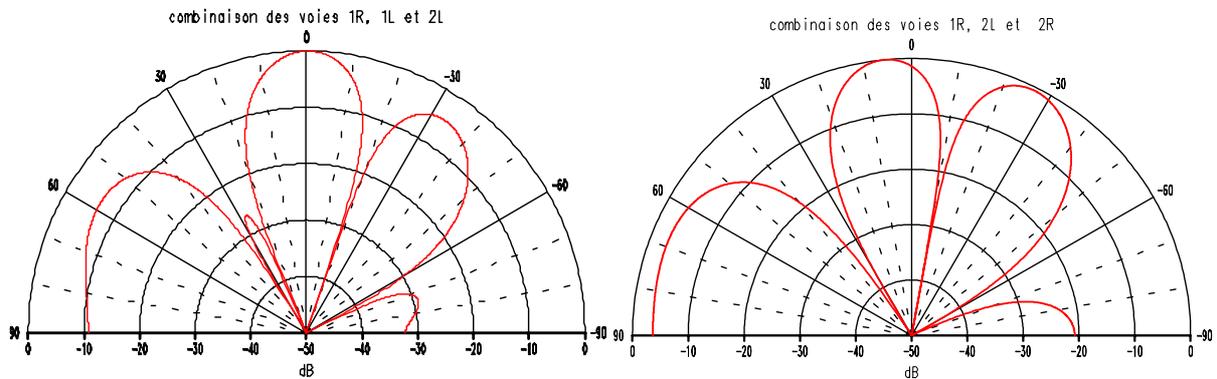
Combinaisons de signaux à l'entrée de la matrice de Butler standard 4x4

Combinaisons de deux voies d'entrée

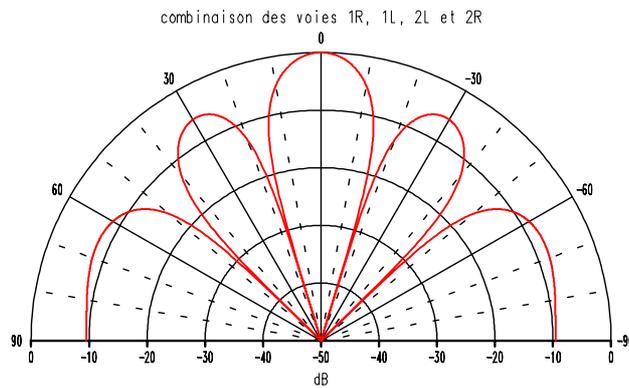


Combinaisons de signaux à l'entrée de la matrice de Butler standard 4x4

Combinaisons de trois voies d'entrée en phase



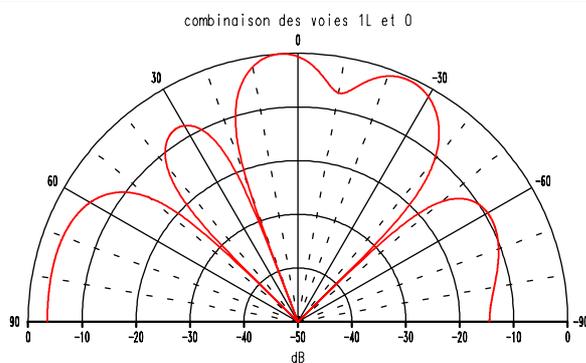
Combinaisons des quatre voies d'entrée en phase



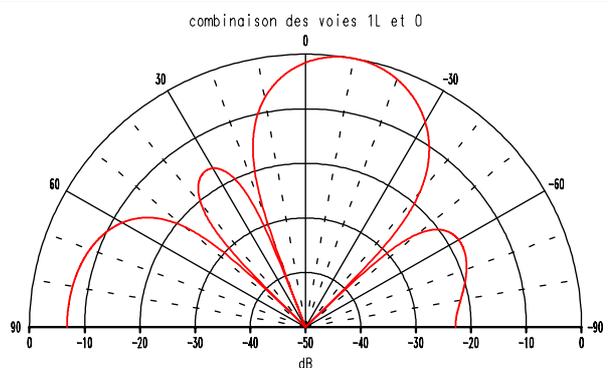
Combinaisons de signaux à l'entrée de la matrice de Butler non standard 4x4

Combinaisons de deux voies d'entrée

En phase



En opposition de phase

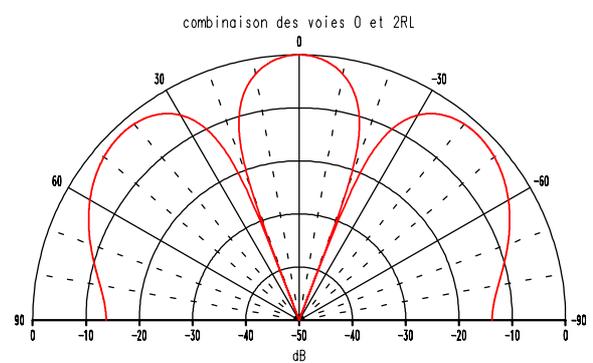
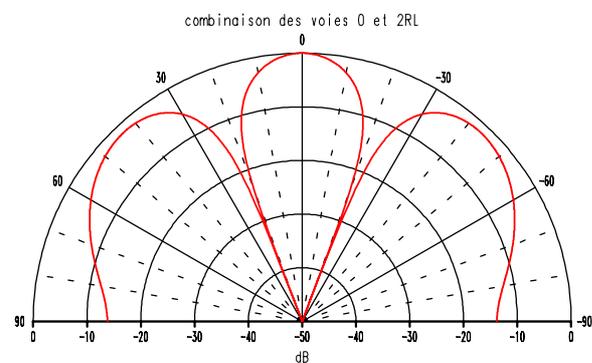
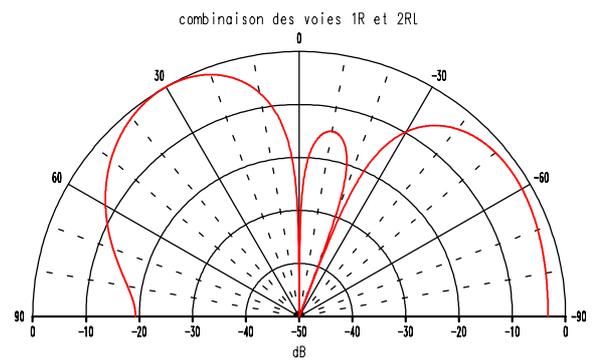
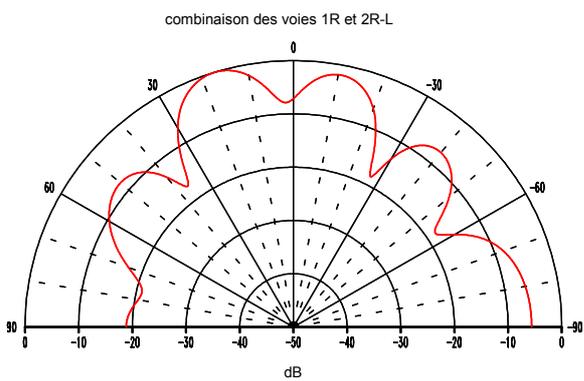
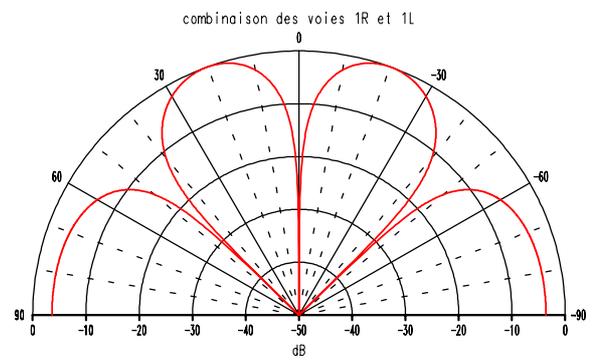
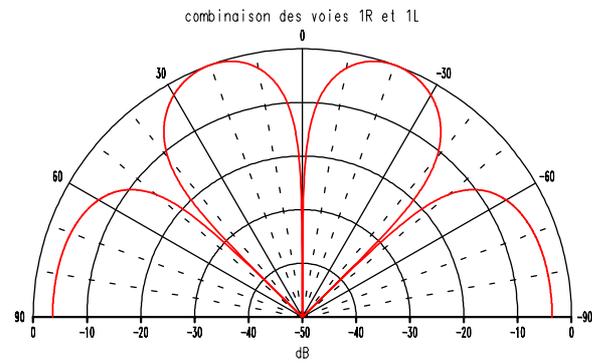


Combinaisons de signaux à l'entrée de la matrice de Butler non standard 4x4

Combinaisons de deux voies d'entrée

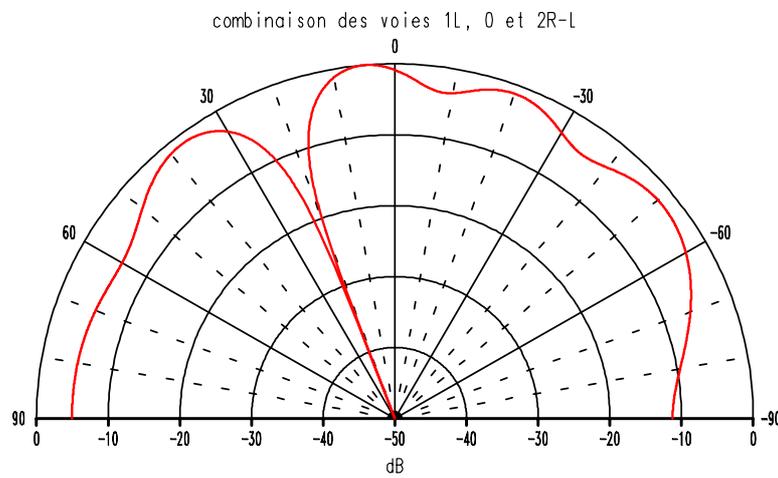
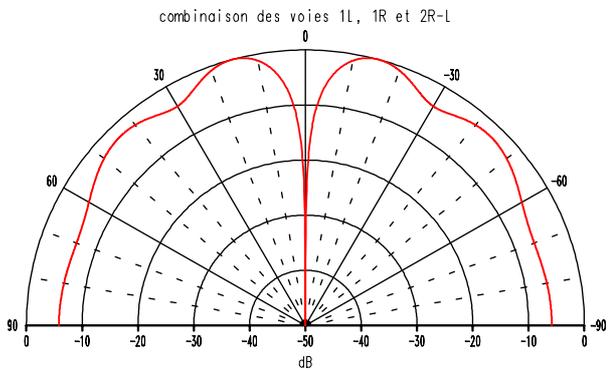
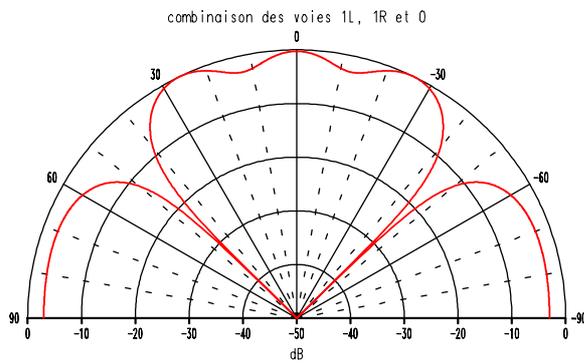
En phase

En opposition de phase



Combinaisons de signaux à l'entrée de la matrice de Butler non standard 4x4

Combinaisons de trois voies d'entrée



Combinaisons des quatre voies d'entrée

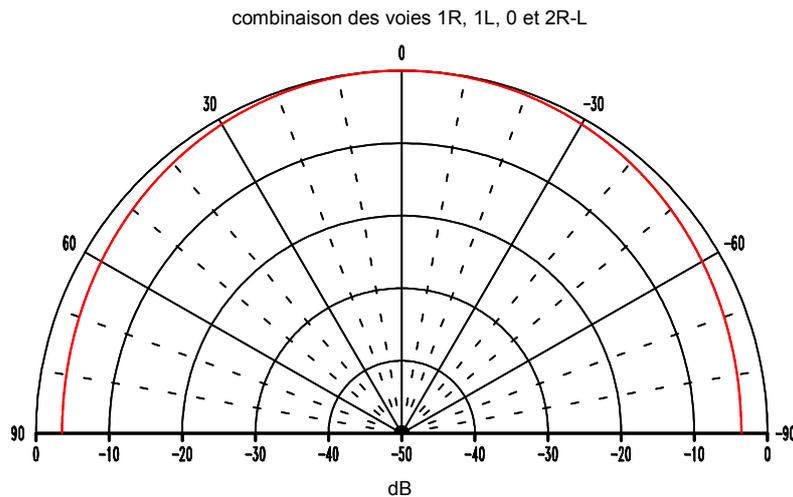


Tableau III-1 – Diagrammes de rayonnement résultants des combinaisons des ports d'entrée pour une matrice standard et non-standard.

ANNEXE 4

LISTE DES MATERIAUX DIELECTRIQUES

(SOURCE LABTECH - <http://www.labtechcircuits.com>)

ANNEXE 5

PRESENTATION DU LOGICIEL MOMENTUM

MOMENTUM (HP – EEsof) est un simulateur électromagnétique 2D^{1/2} qui permet à la fois une analyse de circuit et une analyse électromagnétique. En effet, il prend en compte les vraies géométries dessinées par les concepteurs pour simuler le couplage et les effets parasites.

MOMENTUM peut alors être utilisé lorsque les modèles de circuit n'existent pas ou dont les modèles ne sont plus valables (ce qui est souvent le cas dans le domaine du millimétrique).

Cependant, quelques conditions sont nécessaires pour utiliser ce type de logiciel :

- les substrats doivent être homogènes et isotropes et de dimensions **transversales infinies**
- plan de masse de dimensions infinies

Principe de fonctionnement et de simulation.

Technique de maillage

Ce logiciel est basé sur une méthode électromagnétique numérique appelée Méthode des Moments. Par cette technique, les conducteurs sont "maillés", divisés en éléments simples triangles ou rectangles. La taille des éléments simples n'est pas constante ce qui lui permet d'adapter les cellules à la géométrie de l'objet. Ainsi, en présence de discontinuités, les dimensions de la structure à étudier sont respectées.

Les courants surfaciques induits sur le conducteur sont décomposés dans une base de fonction sur chacune des cellules élémentaires. Ces coefficients sont les inconnus du problème.

Si le courant est fortement localisé, comme par exemple sur une ligne microruban où il se propage principalement sur les bords, un maillage plus fin et plus dense peut alors être utilisé (fonction *Edge Mesh* du logiciel) (*fig. AV-1*), pour représenter de façon plus précise le courant, tout en minimisant le temps de calcul grâce à un algorithme d'échantillonnage efficace.

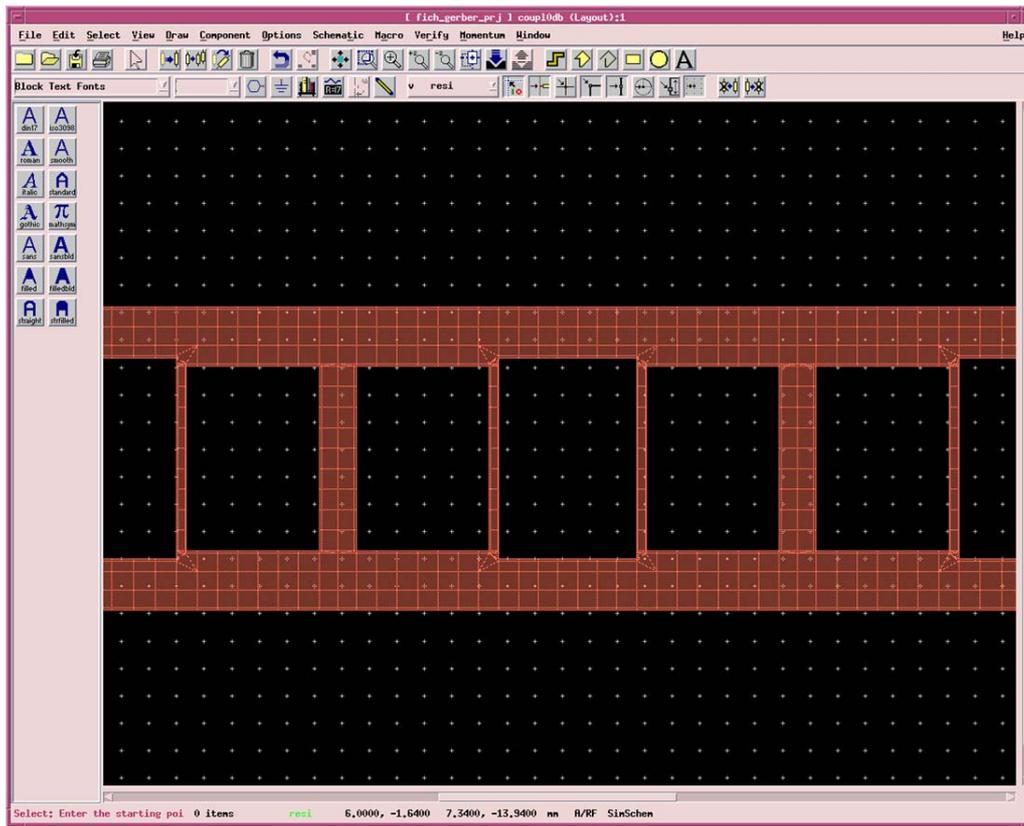


Figure AV-1 Exemple de maillage généré par MOMENTUM et de la fonction "Edge Mesh" pour un coupleur 0 dB à 6 branches.

De plus, les nouvelles versions de *MOMENTUM* génèrent maintenant automatiquement le maillage des arcs et des cercles.

Principe de superposition des couches

Bien qu'il ne soit pas un logiciel 3D, *MOMENTUM* permet cependant de simuler des structures volumiques, si les conditions énoncées au début de ce paragraphe sont respectées.

Les éléments (**Strip** ou **hole**) sont alors superposés et les différentes couches peuvent être reliées entre elles par des **vias**. On définit l'ordre des couches c'est à dire leur positionnement par rapport aux substrats mis en jeu.

Il est donc important de noter ici que ce logiciel n'est pas adapté lorsque l'on cherche à étudier une **antenne alimentée par sonde coaxiale**. Pour simuler un tel dispositif, il faut insérer une ligne microruban sous le plan de masse et relier l'élément rayonnant à la ligne par un via, ce qui souvent s'éloigne de la structure initialement souhaitée.

Par contre, lors d'une **excitation par fente** dans le plan de masse, *MOMENTUM* convient parfaitement. En effet la ligne microruban sous le plan de masse et l'antenne sont définies en tant que *STRIP* et l'ouverture dans le plan de masse en tant que *HOLE*. Ainsi, la fente, souvent de très petites dimensions par rapport à celle de l'antenne, peut être correctement maillée, sans pour autant augmenter ni le volume ni le temps de calcul, ce qui est souvent le cas avec un logiciel 3D.

Compilation des substrats et génération du maillage

Une fois que les éléments sont dessinés et que le positionnement des différentes couches est effectué, on réalise une compilation des substrats dans la bande de fréquence utile, qui par l'intermédiaire des fonctions de Green va déterminer les caractéristiques sur tout le volume (soit à l'infini). Ces données pourront être sauvegardées et être ainsi réutilisées chaque fois que l'on se trouve dans les mêmes conditions d'utilisation.

La dernière étape avant la compilation est donc la génération automatique du maillage de la structure, généralement calculé à la plus haute fréquence.

Caractérisation de l'élément étudié

MOMENTUM utilise une méthode fréquentielle. Un calcul est nécessaire pour chaque fréquence désirée dans la bande à déterminer. Ceci peut donc demander un temps de calcul si le pas fréquentiel est constant. Ainsi, une fonction appelée **Adaptative Frequency Sampling**, est un algorithme d'interpolation qui sélectionne automatiquement des fréquences et interpole les données. Des détails sur d'importants circuits sont modélisés en échantillonnant plus souvent la réponse quand les paramètres S évoluent rapidement, tout en minimisant le nombre total d'échantillons. Ceci permet donc des résultats précis à des coûts de calcul moindres.

Une fois la simulation terminée, de nombreuses sorties de résultats sont autorisées. Pour des lignes microruban, les ports d'accès permettent de déterminer tous les paramètres S_{ij} en module et phase.

Dans le cas d'antennes imprimées, en plus des paramètres S , des visualisations de courant animées, un abaque de Smith (ou un tracé séparé des impédances), ainsi que les diagrammes de rayonnement peuvent être obtenus. *MOMENTUM* simule les circuits conçus avec des conditions aux limites ouvertes ou fermées. Ces accès sont générés automatiquement

et ne demandent pas de temps de calculs supplémentaires ou une augmentation en place mémoire.

ANNEXE 6

PRESENTATION DU LOGICIEL BASE SUR LA METHODE FDTD

Le volume de calcul utilisé par la méthode des différences finies comprend le maillage de l'obstacle diffractant étudié mais également celui de l'espace qui l'entoure. La discrétisation de l'espace libre est délicate et le volume de calcul doit être fini. Des couches absorbantes dites P.M.L. (*Perfectly Matched Layers*), permettent de créer un milieu non physique, dont le coefficient de réflexion est indépendant de l'angle d'incidence de l'onde à absorber. Les caractéristiques des couches P.M.L. sont calculées en fonction des paramètres suivants :

- la précision voulue qui fixe l'épaisseur des couches,
- le coefficient de réflexion sous incidence normale,
- la position des couches P.M.L., par rapport à la zone neutre comprenant les éléments métalliques et d'une surface fictive nécessaire au calcul du diagramme de rayonnement.

Techniques de modélisation.

Chaque élément est divisé en cellules parallélépipédiques. Ainsi, l'objet de plus petite dimension fixe la taille du maillage. Dans le cas des réseaux d'antennes, la disparité des éléments (notamment entre les lignes et le patch, ou lors d'une excitation à fente) fait que les volumes de calcul croissent très rapidement.

Les **surfaces métalliques** sont obtenues en annulant les composantes tangentielles du champ électrique (condition de court circuit parfait), la conductivité de ces plaques étant considérée comme infinie. Cette annulation sur les contours de la plaque métallique soulève une ambiguïté quant à ses limites exactes. Une étude paramétrique a montré qu'une plaque de longueur L modélisée par n cellules élémentaires de dimension Δ sera égale à $L = (n+0.75)\Delta$.

La difficulté associée à ce maillage non adaptatif est la représentation des dimensions réelles de chaque élément.

Les **interfaces diélectriques** séparant deux milieux linéaires, homogènes et isotropes posent problème lors de la discrétisation des équations de Maxwell. Mais on montre aisément que les composantes tangentielles du champ \vec{E} à l'interface du diélectrique sont considérées dans un milieu équivalent de permittivité relative correspondant à la moyenne des permittivités relatives des matériaux situés à l'interface.

Choix de l'excitation

Un élément rayonnant imprimé peut être alimenté directement par sonde coaxiale, ou par l'intermédiaire d'une ligne microruban. Cette sonde, généralement de très petite taille devant l'antenne ou la ligne, imposerait une augmentation considérable du volume de calcul si elle devait être maillée. Aussi, la méthode des fils minces basée sur le principe de Holland a été implantée dans le logiciel. Ce concept repose sur la détermination, en plus des composantes électromagnétiques, des deux grandeurs supplémentaires que sont le courant I et la charge linéique Q induits sur le fil, obtenus à partir des équations de Maxwell en rotationnel exprimées dans un repère en coordonnées polaires.

Un deuxième type d'excitation, particulièrement utilisée pour caractériser des lignes microrubans, consiste à imposer un champ électrique vertical uniforme sur toute la largeur de la ligne (*fig. AVI-1*).

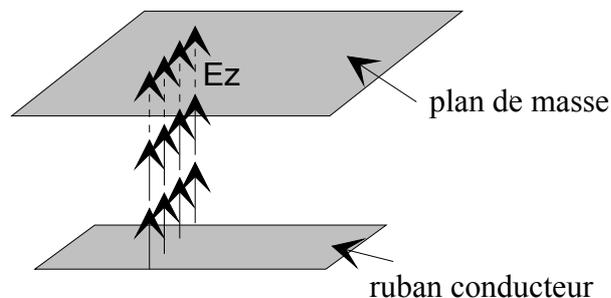


Figure AVI-1 - Excitation de la ligne microruban.

Quelques précautions sont nécessaires afin d'obtenir une bonne propagation sur la structure de transmission :

- une discrétisation suffisamment fine suivant la direction transversale ($\Delta < \frac{\lambda_g \min}{40}$)

- une distance environ égale à $\frac{\lambda_g \min}{2}$ entre le plan d'excitation et le premier plan d'observation.

Caractérisation de l'élément étudié

Pour une antenne imprimée alimentée par sonde coaxiale, la détermination des caractéristiques fréquentielles de l'antenne est obtenue à partir des courant et tension d'excitation.

L'impédance d'entrée $Z_e(f)$, dont le plan de référence est choisi au niveau du plan de masse, est obtenue par :

$$Z_e(f) = \frac{\text{TF}[e_g(t)]}{\text{TF}[i_e(t)]} - Z_g$$

où Z_g est l'impédance du générateur, $e_g(t)$ la tension temporelle d'excitation imposée (généralement de forme gaussienne ou de sinusoïde modulée), et $i_e(t)$ le courant temporel relevé sur le fil. Le grand avantage de cette méthode temporelle est qu'elle permet, par simple transformée de FOURIER, d'obtenir les caractéristiques désirées sur un large spectre de fréquences.

Avec le principe de HOLLAND, la sonde simulée n'est pas de dimension réelle. Elle modifie alors la valeur de la réactance. Cette partie selfique peut être déterminée, voire corrigée pour être adaptée à des diamètres réels de coaxiaux, au moyen de la formule de Bailey :

$$X_{\text{sonde}} = 60k_0 h \ln \left(\frac{2}{k_0 d \sqrt{\epsilon_r}} \right)$$

avec d : diamètre de la sonde

$$k_0 = 2\pi f/c$$

ϵ_r , h : permittivité relative et hauteur du substrat.

Le coefficient de réflexion se déduit par :

$$S_{11}(f) = \frac{Z_e(f) - Z_0}{Z_e(f) + Z_0}$$

où Z_0 est l'impédance de normalisation.

Lors d'une excitation par un champ électrique, la détermination des paramètres est un peu plus longue car elle demande deux cas de calcul. Cependant cette méthode est très souvent employée, notamment pour les caractérisations de ligne. Le coefficient de réflexion de l'antenne, excitée au travers d'une ligne microruban de longueur infinie, peut être déterminé en utilisant le principe de superposition des courants (ou des tensions).

La connaissance du courant incident sur la structure à étudier et du courant réfléchi par celle-ci est nécessaire (fig. AVI-2) :

- le courant calculé dans le plan d'entrée, $I_{\text{entrée}}(t)$, représente la superposition, dans le domaine temporel, de l'onde incidente et de l'onde réfléchie ;
- le courant incident, $I_{\text{incident}}(t)$, est obtenu sur une ligne de propagation identique à celle présentée en entrée de la structure, supposée infinie, dans les mêmes conditions d'excitation et de discrétisation, et dans le même plan de calcul ;
- le courant réfléchi correspond alors à la soustraction de ces deux quantités :

$$I_{\text{réfléchi}}(t) = I_{\text{entrée}}(t) - I_{\text{incident}}(t)$$

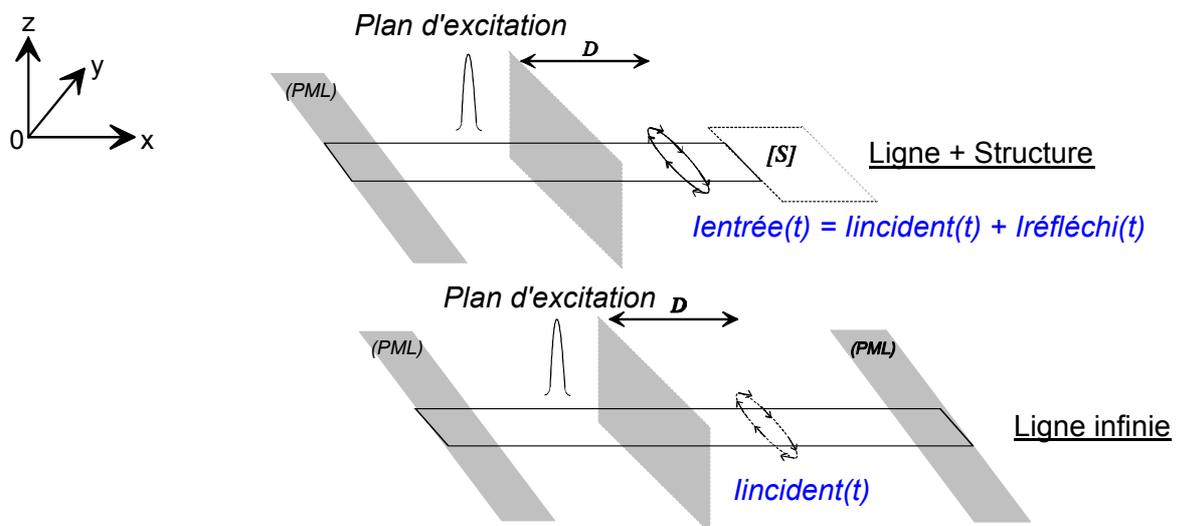


Figure AVI-2 - Calculs des courants $I_{\text{entrée}}(t)$ et $I_{\text{incident}}(t)$ dans les mêmes conditions d'excitation et de discrétisation.

Le coefficient de réflexion s'exprime comme le rapport des transformés de Fourier du signal réfléchi sur le signal incident :

$$S_{11}(f) = \left[\frac{-\text{TF}[I_{\text{réfléchi}}(t)]}{\text{TF}[I_{\text{incident}}(t)]} \right]$$

Le coefficient de transmission s'exprime par le rapport des transformés de Fourier du signal transmis par la structure à étudier sur le signal incident :

$$S_{21}(f) = \left[\frac{\text{TF}[I_{\text{transmis}}(t)]}{\text{TF}[I_{\text{incident}}(t)]} \right] \text{ avec } |S_{ij}(f)|_{\text{dB}} = 20 \log |S_{ij}(f)|$$

Du coefficient de réflexion on en déduit l'impédance d'entrée de la structure :

$$Z_e(f) = Z_c(f) \left[\frac{S_{11}(f) + 1}{S_{11}(f) - 1} \right]$$

avec $Z_c(f)$: impédance caractéristique de la ligne microruban.

En ce qui concerne la détermination des caractéristiques en rayonnement, une méthode harmonique a été introduite dans le logiciel des différences finies pour calculer les champs lointains en fréquentiel. Cette méthode repose sur le principe d'Huygens et permet de calculer ces champs à partir des sources électromagnétiques équivalentes (courant électriques $\vec{J} = \vec{n} \wedge \vec{H}$ et courants magnétiques $\vec{M} = -\vec{n} \wedge \vec{E}$) disposées sur une surface fermée fictive (*fig. AVI-3*) qui entoure toutes les sources de rayonnement. Les champs à distance sont alors déduits par les intégrales de rayonnement.

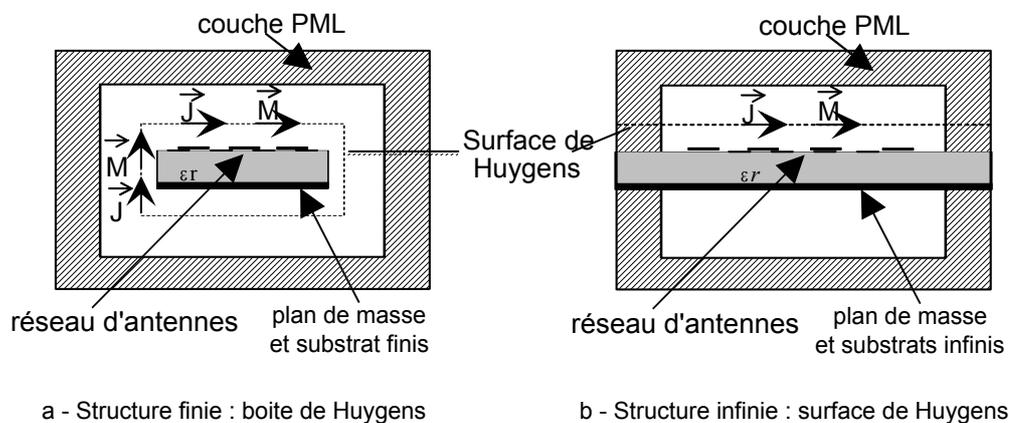
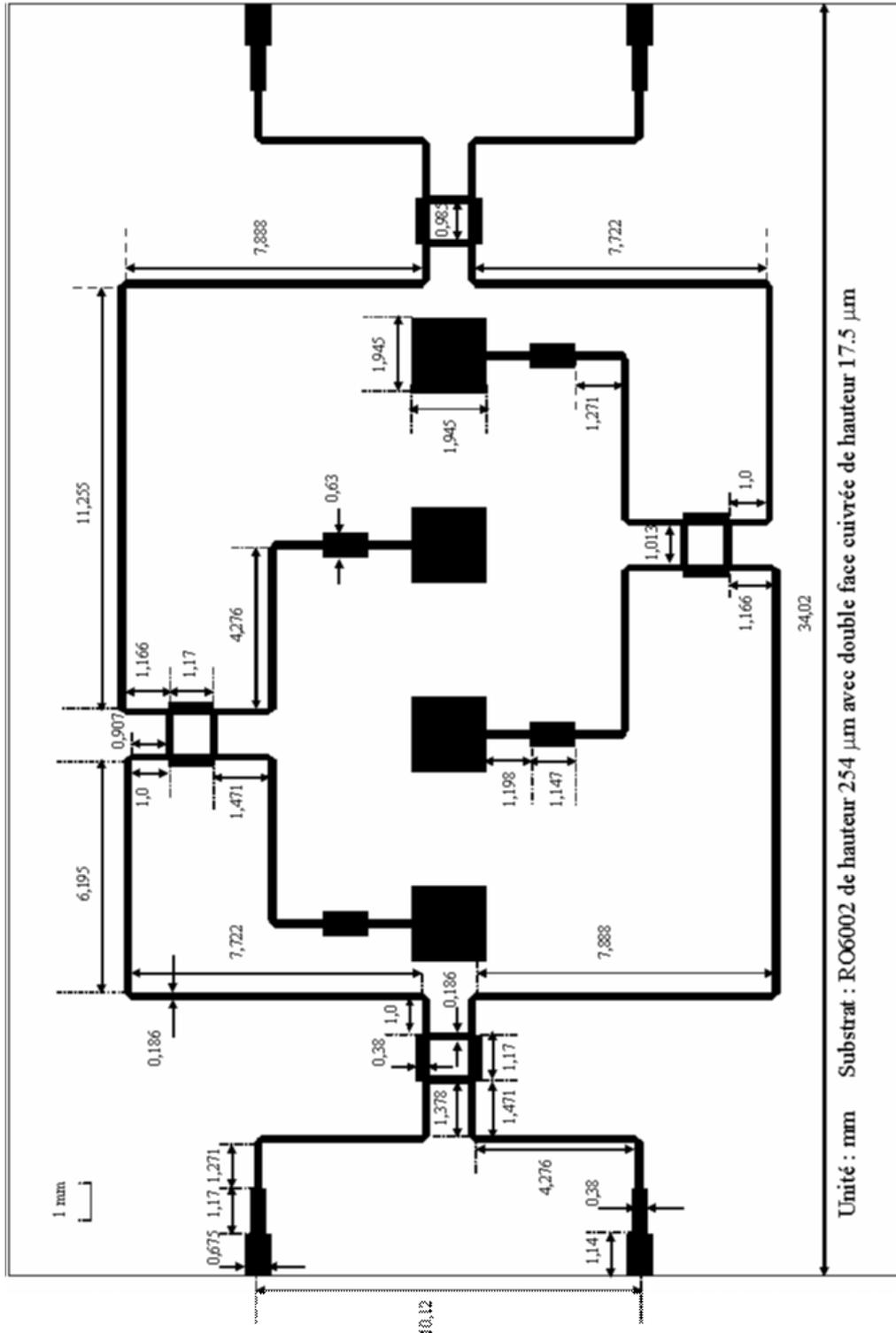


Figure AVI-3 - Surface de Huygens.

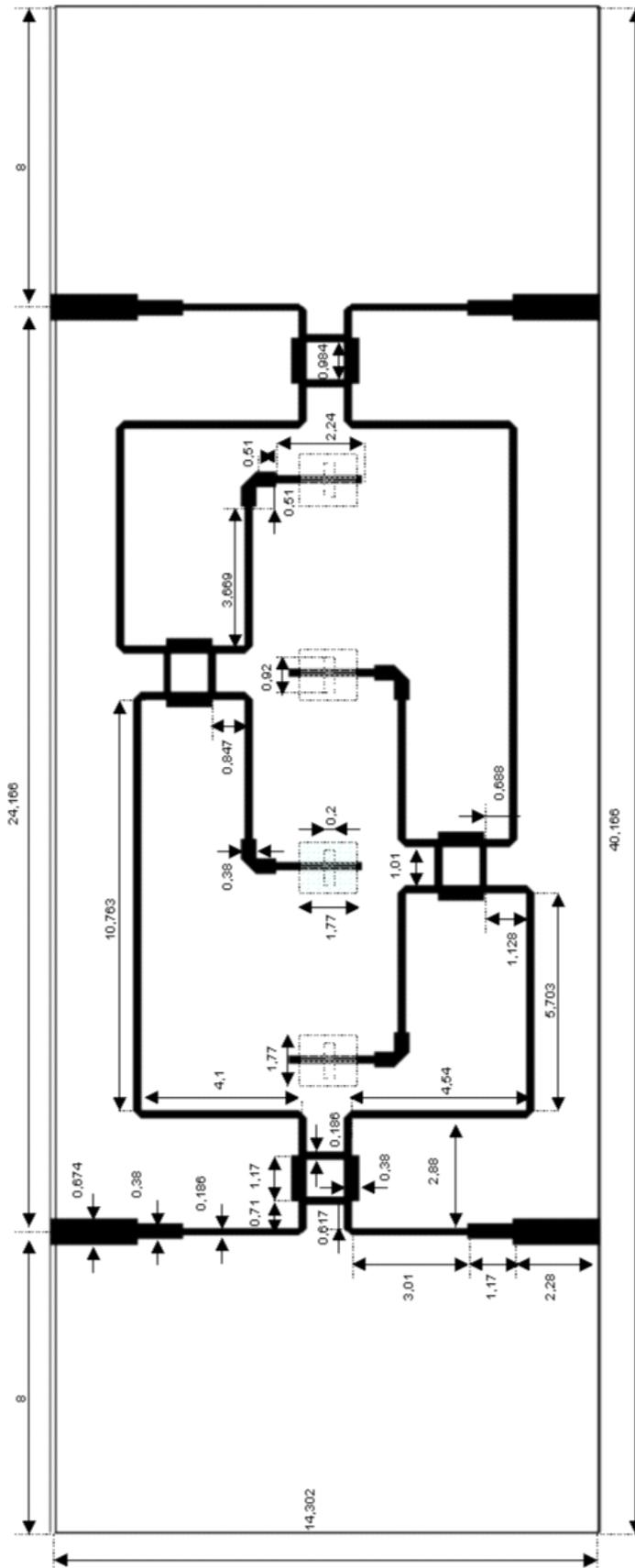
ANNEXE 7

DIMENSIONS DES MATRICES DE BUTLER REALISEES

Côtes de la première matrice de Butler 4x4 alimentant un réseau d'antennes linéaire de 4 éléments rayonnants monocouche :



Côtes de la seconde matrice 4x4 alimentant un réseau d'antennes linéaire de 4 éléments rayonnants

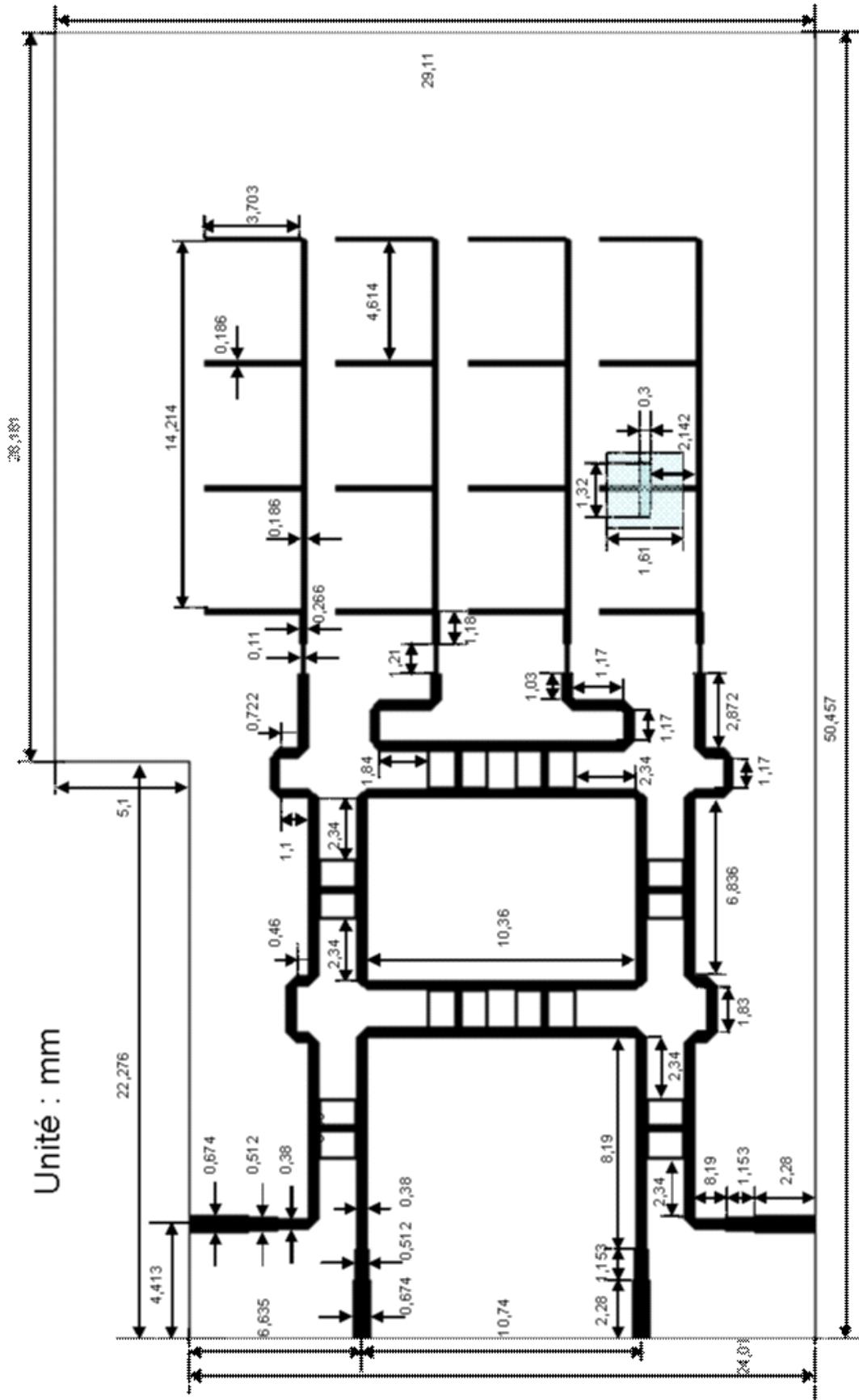


Unité : mm

Substrat : RO6002 de hauteur 254 μm

Circuit bicouche avec plan de masse intégré entre les deux substrats d'épaisseur 17,5 μm

Côtes de la matrice de Butler 4x4 alimentant un réseau d'antennes plan de 16 éléments rayonnants



Substrat : RO6002 de hauteur 254 µm / Colle employée : film Speedboard C (Gore)
Circuit bicouche avec plan de masse intégré entre les deux substrats d'épaisseur 200 µm

LISTE DES ARTICLES DURANT LA THESE

Communication nationale

C. DALL'OMO – T. MONEDIERE – B. JECKO

“Comparaison de différentes technologies pour la réalisation d’une matrice de Butler dans le domaine millimétrique.”

2C2-3 - 13^{ème} Journées Nationales Microondes – 21-22-23 mai 2003 – Lille

Communications internationales

C. DALL'OMO - T. MONEDIERE - B. JECKO - F. LAMOUR - Y. WOLK - M. ELKAEL

"Butler matrices in millimeter-wave frequency band : two different designs"

12^{ème} Journées Internationales de Nice sur les Antennes - NICE - 12-14 Novembre 2002

G. VILLEMAUD - C. DALL'OMO - T. MONEDIERE - B. JECKO

"Multi-Band Antennas for an Emergency Rescue System Based on Cellular Phones Localisation"

ICECOM 2003 – 17TH International Conference on Applied Electromagnetics and Communications – 1 – 3 October 2003 – Dubrovnik – CROATIA

Publications internationales

C. DALL'OMO – T. MONEDIERE – B. JECKO – F. LAMOUR – I. WOLK and M. ELKAEL

“Design and Realization of a 4x4 Microstrip Butler Matrix Without Any Crossing in millimeter Waves”.

Microwave and Optical Technology Letters – Volume 38 / Number 6 – September 20 2003 – pp 462-465

M. KOUBEISSI - C. DALL'OMO - N. FADLALLAH - T. MONEDIERE - B. JECKO

“Design procedure for Butler matrices incorporating only 90° hybrids and producing a broadside beam”.

Microwave and Optical Technology Letters – soumise en octobre 2003

G. VILLEMAUD – C. DECROZE - C. DALL'OMO – T. MONEDIERE – B. JECKO

“Dual-band printed dipole antenna array for an Emergency Rescue System based on Cellular Phones Localisation”.

Microwave and Optical Technology Letters – soumise en décembre 2003