

Titre: Étude et réalisation de réseaux d'antennes à fentes à polarisation circulaire à ondes progressives sur guides intégrés au substrat en bandes millimétriques
Title:

Auteur: Hoda Nematollahi
Author:

Date: 2009

Type: Mémoire ou thèse / Dissertation or Thesis

Référence: Nematollahi, H. (2009). Étude et réalisation de réseaux d'antennes à fentes à polarisation circulaire à ondes progressives sur guides intégrés au substrat en bandes millimétriques [Mémoire de maîtrise, École Polytechnique de Montréal]. PolyPublie. <https://publications.polymtl.ca/8309/>
Citation:

 **Document en libre accès dans PolyPublie**
Open Access document in PolyPublie

URL de PolyPublie: <https://publications.polymtl.ca/8309/>
PolyPublie URL:

Directeurs de recherche: Ke Wu
Advisors:

Programme: Non spécifié
Program:

UNIVERSITÉ DE MONTRÉAL

ÉTUDE ET RÉALISATION DE RÉSEAUX D'ANTENNES À FENTES À
POLARISATION CIRCULAIRE À ONDES PROGRESSIVES SUR GUIDES
INTÉGRÉS AU SUBSTRAT EN BANDES MILLIMÉTRIQUES

HODA NEMATOLLAHI

DÉPARTEMENT DE GÉNIE ÉLECTRIQUE
ÉCOLE POLYTECHNIQUE DE MONTRÉAL

MÉMOIRE PRÉSENTÉ EN VUE DE L'OBTENTION
DU DIPLÔME DE MAÎTRISE ÈS SCIENCES APPLIQUÉES
(GÉNIE ÉLECTRIQUE)
AVRIL 2009



Library and
Archives Canada

Bibliothèque et
Archives Canada

Published Heritage
Branch

Direction du
Patrimoine de l'édition

395 Wellington Street
Ottawa ON K1A 0N4
Canada

395, rue Wellington
Ottawa ON K1A 0N4
Canada

Your file Votre référence

ISBN: 978-0-494-49442-4

Our file Notre référence

ISBN: 978-0-494-49442-4

NOTICE:

The author has granted a non-exclusive license allowing Library and Archives Canada to reproduce, publish, archive, preserve, conserve, communicate to the public by telecommunication or on the Internet, loan, distribute and sell theses worldwide, for commercial or non-commercial purposes, in microform, paper, electronic and/or any other formats.

The author retains copyright ownership and moral rights in this thesis. Neither the thesis nor substantial extracts from it may be printed or otherwise reproduced without the author's permission.

AVIS:

L'auteur a accordé une licence non exclusive permettant à la Bibliothèque et Archives Canada de reproduire, publier, archiver, sauvegarder, conserver, transmettre au public par télécommunication ou par l'Internet, prêter, distribuer et vendre des thèses partout dans le monde, à des fins commerciales ou autres, sur support microforme, papier, électronique et/ou autres formats.

L'auteur conserve la propriété du droit d'auteur et des droits moraux qui protègent cette thèse. Ni la thèse ni des extraits substantiels de celle-ci ne doivent être imprimés ou autrement reproduits sans son autorisation.

In compliance with the Canadian Privacy Act some supporting forms may have been removed from this thesis.

Conformément à la loi canadienne sur la protection de la vie privée, quelques formulaires secondaires ont été enlevés de cette thèse.

While these forms may be included in the document page count, their removal does not represent any loss of content from the thesis.

Bien que ces formulaires aient inclus dans la pagination, il n'y aura aucun contenu manquant.

UNIVERSITÉ DE MONTRÉAL

ÉCOLE POLYTECHNIQUE DE MONTRÉAL

Ce mémoire intitulé:

ÉTUDE ET RÉALISATION DE RÉSEAUX D'ANTENNES À FENTES À
POLARISATION CIRCULAIRE À ONDES PROGRESSIVES SUR GUIDES
INTÉGRÉS AU SUBSTRAT EN BANDES MILLIMÉTRIQUES

présenté par: NEMATOLLAHI Hoda

en vue de l'obtention du diplôme de: Maîtrise ès sciences appliquées

a été dûment accepté par le jury d'examen constitué de:

M. LAURIN Jean-Jacques, Ph.D., président

M. WU Ke, Ph.D., membre et directeur de recherche

M. CALOZ Christophe, Ph.D., membre

À mon grand père et mes parents

À Mahdi

REMERCIEMENTS

Je voudrais premièrement remercier le *professeur Ke Wu*, mon directeur de recherche, qui m'a proposé ce sujet intéressant et qui m'a soutenu à tout point de vue au cours de cette maîtrise.

Je voudrais également remercier les *professeurs Jean-Jacques Laurin et Christophe Caloz* d'avoir accepté à juger mon mémoire et de participer à ma soutenance.

Un Grand merci au *Dr. Halim Boutayeb*, pour son aide inestimable. Je lui exprime ma sincère reconnaissance pour sa disponibilité, ses conseils avisés et ses encouragements.

Je tiens à remercier très particulièrement *M. Samer Abielmona*, qui a su être un ami, et pour le précieux appui qu'il m'a apporté. Ses encouragements et ses conseils se sont avérés efficaces et essentiels dans toutes les étapes de mon travail, autant sur le plan moral que professionnel.

Un merci également à tous mes ami(e)s et collègues de travail du centre de recherche Poly-GRAMES, en particulier Liang Han, Tarek Djerafi, Hoang van Nguyen, Yan Ding, Bassem Marrach, Erick Djoumessi, Sina Mortazy, Azin Mirfattah qui ont contribué à créer un environnement de travail harmonieux et plaisant et qui m'ont accordé leurs appuis et tout particulièrement David Dousset, dont l'aide précieuse m'est arrivée au moment le plus opportun.

Je remercie également l'ensemble du personnel du laboratoire: Ginette Desparois, Jules Gauthier, Steve Dubé, Traian Antonescu, Maxime Thibault et Jean-Sébastien Décarie pour leur disponibilité et l'habileté dont ils ont su faire preuve.

De tout mon cœur, je remercie ma famille, pour leur support, de proche ou de loin. Que mon père et ma mère trouvent dans mon travail le fruit de leur éducation, de leur dévouement et de leurs sacrifices. Et merci à mon époux, qui n'a cessé de m'encourager et de me soutenir, et qui a partagé avec moi toutes les émotions rattachés à la réalisation de ce travail.

RÉSUMÉ

La conception de réseaux d'antennes à fentes à polarisation circulaire à ondes progressives sur Guides Intégrés au Substrat en bandes millimétriques est présentée dans ce projet de maîtrise. Nous avons développé une méthode simple mais efficace qui nous permet de faire la synthèse de réseaux en bandes millimétriques, dans le but de façonner le faisceau et contrôler le niveau des lobes secondaires. Une antenne à double fentes inclinées a été caractérisée grâce à un nombre important de simulations et en suivant des critères d'optimisation bien définis (rapport axial inférieur à 3dB et réflexion inférieur à -10 dB) à la fréquence centrale de 60 GHz. Ensuite, une méthode de synthèse a été proposée et validée par la simulation (méthode des éléments finis). Nous avons comparé différentes antennes avec différentes distributions pour leurs largeurs de bande de fréquence d'adaptation ou de polarisation et les niveaux de lobes secondaires.

Enfin, des antennes à 30 GHz et 77 GHz ont été réalisées et mesurées, donnant des résultats expérimentaux relativement bons, laissant place à amélioration surtout au niveau des mesures et des connections. Finalement, ces résultats de mesure valident ce travail et montrent qu'une nouvelle expertise dans la recherche et le développement d'antennes fonctionnant en bande millimétrique a été développée.

ABSTRACT

Circularly-polarized traveling-wave antennas at 60 GHz using substrate integrated circuits (SICs) technology are presented and their performances are studied and demonstrated. By using the SIC technology, compact planar integrated waveguide antennas are designed with low-loss feeding structure and good design accuracy. An elementary antenna building block composed of two inclined slots etched on the waveguide surface is characterized by full-wave simulations. The parameters of the building blocks are optimized to satisfy conditions in connection with input matching ($S_{11} < -10\text{ dB}$) and axial ratio ($AR < 3\text{ dB}$). Then, a linear array is synthesized, which takes into account the radiation loss and the propagation constant of SIW (Substrate Integrated Waveguides). Different power distribution, namely, uniform, Tchebychev and Taylor are studied for comparison. Simulation results show that the proposed antennas exhibit good performances in terms of impedance matching, gain of 16dB, circular polarization and side lobe level (under -27dB). Due to measurement constraints at 60 GHz, we experimentally demonstrated the performances of the antennas at 30 GHz and 77 GHz. Full-wave simulations and experimental results are presented to validate this work. Results show that the proposed antennas are suitable for millimeter-wave radio and radar systems.

TABLE DES MATIÈRES

Remerciements.....	v
RÉSUMÉ	vii
ABSTRACT	viii
TABLE DES MATIÈRES	ix
LISTE DES TABLEAUX.....	xiii
LISTE DES FIGURES.....	xiv
LISTE DES SIGLES ET ABRÉVIATIONS	xx
INTRODUCTION	1
CHAPITRE 1. Généralités et définition du contexte de recherche	3
1.1 Introduction	3
1.2 Intérêts de l'intégration des émetteurs/récepteurs RF pour les systèmes de télécommunications, les radars et les capteurs.....	5
1.3 Recherche de l'antenne adéquate	7
1.3.1 Polarisation circulaire.....	7
1.3.2 Ondes progressives.....	9
1.3.3 Technologie des guides intégrés sur substrat	10
1.3.4 Rayonnement par fentes	11

1.4	État de l'art des antennes à polarisation circulaire fonctionnant à 60 GHz.....	14
1.5	Conclusion.....	20
CHAPITRE 2. Caractérisation d'antennes à double fentes inclinées		22
2.1	Introduction	22
2.2	Notions de base sur les fentes imprimées sur guides d'ondes.....	23
2.3	Condition de polarisation circulaire	27
2.4	Critère d'optimisation et procédé d'extraction.....	28
2.5	Tracé de courbes S_{21} et Phase S_{21}	33
2.6	Technique de calcul de la phase du champ électrique sur les fentes.....	36
2.7	Conclusion.....	38
CHAPITRE 3. Synthèse et conception d'antennes à ondes progressives		40
3.1	Introduction	40
3.2	Analyse de réseaux d'antennes.....	41
3.3	Synthèse.....	45
3.3.1	Distribution uniforme.....	46
3.3.2	Distribution binomiale	49
3.3.3	Distribution Dolph-Tchebychev	51
3.3.4	Distribution Taylor.....	56

3.4	Description de la méthode de conception pour les antennes à ondes progressives.....	59
3.5	Résultats de simulations (logiciel HFSS).....	74
3.6	Conclusion :.....	81
CHAPITRE 4. Réalisation et résultats expérimentaux		83
4.1	Introduction	83
4.2	Outils de mesure	84
4.2.1	Mesure des pertes de réflexion.....	84
4.2.2	Mesures en champ lointain	85
4.3	Réalisation d'antennes à 60 GHz	87
4.3.1	Conception du GIS	87
4.3.2	Transition à 60 GHz	88
4.4	Réalisation d'antenne à 30 GHz	90
4.4.1	Conception de GIS à 30 GHz.....	90
4.4.2	Transition à 30 GHz	92
4.4.3	Réalisation et résultats de mesure	93
4.5	Réalisation d'antenne à 77 GHz	101
4.5.1	Conception de GIS à 77 GHz.....	101
4.5.2	Réalisation et résultats de mesure	104

4.6 Conclusion :.....	108
Conclusion et travaux futurs	109
RÉFÉRENCES.....	111
Annexe A	115
Annexe B.....	118
Simulation des tolérances de fabrication et de matériaux.....	118
Permittivité relative ϵ_r :	118
Dimensions des fentes et du guide	119
Largeur du GIS (distribution Tchebychev) :.....	120
Longueur de la fente (distribution Taylor) :.....	121
Largeur de fentes (distribution uniforme) :.....	122
Annexe C.....	123

LISTE DES TABLEAUX

Tableau 2.1 Six types de fente, optimisés selon les critères de la figure 2.4	32
Tableau 2.2 Puissance rayonnée et rapport axial pour quelques exemples.....	33
Tableau 3.1 Distribution pour un réseau à 15 éléments	64
Tableau 3.2 Caractéristiques des différentes distributions.....	69
Tableau 3.3 Propagation de l'onde dans un réseau uniforme à 4 éléments	75

LISTE DES FIGURES

Figure 1.1 : Exemple de topologie pour un système émetteur/récepteur RF.....	6
Figure 1.2 Topologie d'une antenne à fentes sur guide d'onde (à ondes stationnaires) proposée par D. Deslandes [13]	13
Figure 1.3 Antennes à fente pouvant donner une polarisation circulaire.....	14
Figure 1.4 Antenne à quatre faisceaux permutables, proposée par Murakami et al. [18]	15
Figure 1.5 Antenne Ligne Radiale à Fente (Radial Line Slot Antenna, RLSA) [19].	16
Figure 1.6 Diagramme de rayonnement à 60 GHz de l'antenne RLSA [19].....	17
Figure 1.7 Antenne à polarisation circulaire fonctionnant à 60 GHz [21].....	19
Figure 2.1 Distributions du champ électrique et du courant dans un guide d'onde métallique. (a) magnitude de champ électrique dans un guide avec une fente, (b) courants de surfaces.	24
Figure 2.2 Exemples de dispositions de fentes dans un guide.	25
Figure 2.3 Double fentes inclinées dans un GIS.	28
Figure 2.4 Schéma utilisé pour la caractérisation de l'élément rayonnant.	31
Figure 2.5 : Amplitude de S_{21} en fonction de L pour différentes valeurs de w_s , x , et θ ..	34
Figure 2.6 : Phase de S_{21} en fonction de L pour différentes valeurs de w_s , x , et θ	34
Figure 2.7 Distance entre deux fentes S en fonction de L pour différentes valeurs de w_s , x , et θ	35
Figure 2.8 : Phase du champ électrique sur la première fente en fonction de L pour différentes valeurs de w_s , x , et θ	35

Figure 2.9 Antenne à double fentes inclinées modélisée sur HFSS.....	36
Figure 2.10 Exemple de calcul sur HFSS de la distribution du champ électrique sur une fente.....	37
Figure 2.11 Exemple de calcul sur HFSS de la phase du champ électrique sur une fente.	37
Figure 3.1 : Réseau aligné de n éléments régulièrement espacés (à phase progressive). 44	
Figure 3.2 : Évolution du diagramme de rayonnement du facteur de réseau uniforme en fonction du nombre d'éléments pour $d = \lambda/2$	47
Figure 3.3 Facteur de réseau pour une distribution uniforme à 15 éléments et $d=\lambda$ dans le plan de la distribution.....	48
Figure 3.4 : Triangle de Pascal.....	49
Figure 3.5 : Facteurs de réseau pour distribution binômiale avec 5 et 10 éléments	50
Figure 3.6 : Facteur de réseau de distribution binômiale à 15 éléments.	51
Figure 3.7 : Polynôme Tchebychev pour un nombre 3, 4, 5 et 6 éléments.....	53
Figure 3.8 : Distribution Tchebychev à 15 éléments et espacement λ	56
Figure 3.9 : Distribution Taylor à 17 éléments et $d=\lambda$	57
Figure 3.10 : Distribution Taylor à 15 éléments.	58
Figure 3.11 : Bilan de puissance après passage par un élément rayonnant: puissances incidente, transmise, et rayonnée.	60
Figure 3.12 : Bilan de distribution de puissance et coefficients de transmissions dans un réseau à 4 éléments.....	63
Figure 3.13 : Réseau optimisé de Tchebychev à 15 éléments et $d=\lambda$	66

Figure 3.14 : Dimensions et valeurs physiques des doubles fentes, définies par la synthèse.....	67
Figure 3.15 : Étapes de synthèse.....	68
Figure 3.16 : Facteur de réseau de distribution uniforme adaptée à la réalisabilité.....	70
Figure 3.17 : Facteur de réseau de distribution binomiale adaptée à la réalisabilité.	71
Figure 3.18 : Facteur de réseau de distribution Tchebychev adaptée à la réalisabilité....	71
Figure 3.19 : Facteur de réseau de distribution Taylor adaptée à la réalisabilité.....	72
Figure 3.20 : Facteur de réseau de distribution uniforme analysé par Matlab.....	73
Figure 3.21 : Coordonnées et plans utilisés pour les calculs des diagrammes de rayonnement.....	74
Figure 3.22 : Diagramme de rayonnement des réseaux uniforme, Tchebychev et Taylor équiphases à 15 éléments ($\varphi = 0^\circ$ et θ variable).	75
Figure 3.23 : Diagramme de rayonnement d'une unité rayonnante, composée de 2 fentes inclinaées ($\varphi = 0^\circ$ et θ variable).	76
Figure 3.24 : Diagramme de rayonnement d'une distribution uniforme analysée par Matlab (Facteur d'élément*Facteur de Réseau) et simulé par HFSS ($\varphi = 0^\circ$ et θ variable).....	77
Figure 3.25 : Diagramme de rayonnement d'une distribution uniforme analysée par Matlab (Facteur d'élément*Facteur de Réseau) et simulé par HFSS ($\varphi = 0^\circ$ et θ variable).....	77
Figure 3.26 : Adaptation à l'entrée des antennes à distribution uniforme, Tchebychev et Taylor.	78

Figure 3.27 : Rapport axial en fonction de la fréquence en polarisation circulaire droite des antennes à distributions uniforme, Tchebychev et Taylor ($\varphi = 0^\circ$ et $\theta = 0^\circ$).....	79
Figure 3.28 : Gain des antennes à distribution uniforme, Tchebychev et Taylor en fonction de fréquence ($\varphi = 0^\circ$ et $\theta = 0^\circ$).....	80
Figure 3.29 : Balayage fréquentiel du faisceau pour l'antenne à distribution Taylor.....	81
Figure 3.30 : Rapport axial de l'antenne à distribution Taylor, en fonction de fréquence au lobe principale.	81
Figure 4.1 : Schéma général du banc de mesure en base compacte.....	86
Figure 4.2 : Résultats calculés de la constante de propagation de GIS à 60 GHz.	88
Figure 4.3 : Schéma de transition GIS à WR15 à 60 GHz.....	89
Figure 4.4 : Coefficient de transmission pour deux transitions GIS à WR15 positionnées bout à bout.....	90
Figure 4.5 : GIS équivalent réalisé pour la fréquence centrale de 30 GHz.....	91
Figure 4.6 : Résultats calculés de la constante de propagation du GIS à 30 GHz.	91
Figure 4.7 : Topologie de la transition GIS à microruban.	92
Figure 4.8 : Pertes de réflexion à l'entrée de deux transitions microruban à GIS posées bout à bout.....	93
Figure 4.9 : Antenne à distribution Taylor à 30 GHz.	93
Figure 4.10 : Photographie de l'antenne à distribution Taylor à 30 GHz.	94
Figure 4.11 : Adaptation à l'entrée d'antenne à distribution uniforme à 30 GHz	95
Figure 4.12 : Adaptation à l'entrée d'antenne à distribution Tchebychev à 30 GHz.....	95
Figure 4.13 : Adaptation à l'entrée d'antenne à distribution Taylor à 30 GHz	96

Figure 4.14 : Rapport axial mesuré des antennes à distribution uniforme, Tchebychev et Taylor à 30 GHz, à $\theta = 0^\circ$	97
Figure 4.15 : Gain des antennes à distribution uniforme et Taylor en fonction de la fréquence à $\theta = 0^\circ$	98
Figure 4.16 : Diagramme de rayonnement d'antenne à distribution uniforme à 30 GHz, dans le plan $\varphi = 0^\circ$ et θ variable (simulation et mesure).....	99
Figure 4.17 : Diagramme de rayonnement d'antenne à distribution Tchebychev à 30 GHz, dans le plan $\varphi = 0^\circ$ et θ variable (simulation et mesure).	99
Figure 4.18 : Diagramme de rayonnement d'antenne à distribution Taylor à 30 GHz, dans le plan $\varphi = 0^\circ$ et θ variable (simulation et mesure).....	100
Figure 4.19 : Fentes et cylindres métallisées de GIS équivalent.....	102
4.20 : : Résultats calculés de la constante de propagation du GIS à 77 GHz.....	103
Figure 4.21 : (a) Schéma de l'antenne uniforme à 77GHz (b) Photographie de l'antenne fabriquée.....	104
Figure 4.22 : Perte de réflexion à l'entrée des antennes à distributions uniforme et Taylor à 77 GHz.	105
Figure 4.23 : Rapport axial mesuré des antennes à distribution uniforme et Taylor à 77 GHz, à $\theta = 0^\circ$	106
Figure 4.24 : Gain des antennes à distribution uniforme et Taylor en fonction de la fréquence à $\theta = 0^\circ$	106
Figure 4.25 : Diagramme de rayonnement d'antenne à distribution uniforme à 77 GHz, dans le plan $\varphi = 0^\circ$ et θ variable (simulation et mesure).....	107

Figure 4.26 : Diagramme de rayonnement d'antenne à distribution uniforme à 77 GHz,
dans le plan $\varphi = 0^\circ$ et θ variable (simulation et mesure).....107

LISTE DES SIGLES ET ABRÉVIATIONS

FR	Facteur Réseau
FE	Facteur d'Élément
GIS	Guide Intégré sur Substrat
Gbps	Giga bit par seconde
GRAMES	Groupe de Recherche Avancée en Micro-ondes et Électronique Spatiale
HFSS	High Frequency Structure Simulator
LNA	Low Noise Amplifier
LTCC	Low Temperature Co-fired Ceramic
PCD	Polarisation Circulaire Droite
PCG	Polarisation Circulaire Gauche
RA	Rapport Axial
SIW	Substrate Integrated Waveguide
TE	Transverse Electric
WLAN	Wireless Local Area Network
WPAN	Wireless Personal Area Network

INTRODUCTION

Depuis une dizaine d'années, les communications sans fils sont en croissance. Un grand nombre de services multimédia sont maintenant proposés aux utilisateurs. Il est clair que cette tendance va encore s'accroître dans l'avenir et l'on souhaitera disposer des services à haut débits sans fils, à tout moment et en tout lieu. De nouvelles bandes de fréquences millimétriques ont été allouées en Amérique du Nord et en Europe pour les applications de réseaux personnels sans fils. Ces réseaux doivent utiliser astucieusement leurs bandes de fréquences.

Dans tout système de communication sans fil, l'antenne joue un rôle primordial. L'utilisation d'antennes à polarisation circulaire permet d'atténuer l'effet des réflexions et de réduire les multi trajets. De plus, si l'antenne à polarisation circulaire est intégrée dans un système émetteur-récepteur, elle permet une utilisation dans n'importe quelle position et peut augmenter l'isolation entre les antennes de réception et d'émission du système.

Ce projet de maîtrise consiste à concevoir et fabriquer des réseaux d'antennes à polarisation circulaire, dans la bande de fréquence de 60 GHz sur les guides intégrés au substrat (GIS). Ce qui distingue notre travail de ceux de la littérature est le fait que nous avons développé une méthode simple mais efficace qui nous permet de faire la synthèse de réseaux en bandes millimétriques, dans le but de façonner le faisceau et contrôler le niveau des lobes secondaires.

Après avoir montré l'intérêt de concevoir des antennes directives à polarisation circulaires dans la bande millimétrique et une brève revue de l'état de l'art du sujet, nous effectuons une présentation des notions de bases sur les antennes à fentes.

Le premier chapitre est consacré à la caractérisation d'antennes à double fentes inclinées donnant une polarisation circulaire. Une étude paramétrique est entreprise pour les paramètres S et les caractéristiques en rayonnement d'un guide d'onde à deux ports avec deux fentes inclinées imprimées sur la face supérieure.

Par la suite, au chapitre 3, nous dévoilons les étapes suivies afin de concevoir des réseaux d'antennes avec différentes distributions. La démarche adoptée pour faire la synthèse de réseaux d'antennes à ondes progressives est présentée et des réseaux à distributions uniforme, Tchebychev et Taylor sont conçus. Les résultats de leurs simulations sont comparés.

Finalement, au chapitre 4, nous décrivons la réalisation et les résultats de mesures des antennes. Puisque les mesures des antennes à 60 GHz ne sont pas encore possibles dans la plupart des salles de mesures d'antennes, nous nous sommes intéressés aux fréquences 30 GHz et 77 GHz. La fréquence 30 GHz a de nombreuses applications dans les communications satellites et les radars. En particulier, la bande 24 GHz à 32 GHz peut être utilisée pour l'établissement de systèmes de communication sans fil local à multipoints et à fort débit, et la bande de fréquence à 77 GHz, avec des applications aux radars anti-collision.

CHAPITRE 1. GÉNÉRALITÉS ET DÉFINITION

DU CONTEXTE DE RECHERCHE

Dans ce chapitre, nous décrivons les raisons qui ont conduit à entreprendre ce travail et les objectifs que nous souhaitons atteindre. Nous montrons surtout l'intérêt de concevoir des antennes directives à polarisation circulaire dans la bande millimétrique, en utilisant la technologie des guides intégrés sur substrat. L'application principale de ces antennes est la réalisation d'émetteurs/récepteurs à bas coût et performants pour les télécommunications, les systèmes radars et les capteurs. Il est fait également une revue de l'état de l'art des antennes à polarisation circulaire à 60 GHz qui sont proposées dans la littérature. Enfin, pour conclure, nous présentons les impacts potentiels de ce travail de maîtrise.

1.1 Introduction

Les applications sans fil forment un marché florissant dans tous les pays du monde. Dans les années à venir, nous nous attendons à voir se développer le marché des réseaux locaux sans fil (WLAN) de façon considérable, en termes de nombre d'utilisateurs et de diversité de ses services. Bientôt, ils devraient occuper tout les objets de notre quotidien. A titre d'exemple, les applications pourraient être le transfert de vidéos entre une borne et un appareil mobile pour la location de vidéos, toutes les connexions à l'intérieur des bâtiments entre les appareils électroniques, pour remplacer les câbles reliant les ordinateurs et les imprimantes, les scanners, moniteurs ou une source vidéo et un écran

TV Haute-Définition; une station d'accueil sans fil pour ordinateur portable où l'ordinateur pourrait être connecté sans fil au réseau, à un écran ou à un disque externe. À cela s'ajoutent des applications destinées aux passagers d'avions, bateaux ou trains, les installations dans les hôpitaux pour la transmission sans fil des informations enregistrées sur chaque patient pendant les visites des médecins.

Ces applications nécessitent une grande quantité de données à envoyer et à recevoir. La capacité requise pour ces réseaux sans-fil serait 10-100 fois la capacité présente [2].

L'engouement pour les systèmes de télécommunications haut débit favorise l'émergence de systèmes fonctionnant en bandes millimétriques. En particulier, la bande à 60 GHz a une forte croissance dans les réseaux locaux sans fil (WLAN) en termes de nombre d'utilisateurs et de la diversité des services. Avec plusieurs gigahertz de largeur de bande (59-64 GHz), la bande à 60 GHz est idéale pour les réseaux personnels sans fils WPANs (IEEE 802.15.3c). D'une part, cette large portion du spectre de fréquence détient un potentiel pour des débits de 1 Gbps et plus [1]. D'autre part, l'atténuation de cette fréquence facilite la réutilisation des fréquences dans les applications à courtes distances et de télédétection. En effet, cette bande présente l'avantage de subir une atténuation supplémentaire de 15 dB/m pour cause d'absorption par l'oxygène de l'air, et une atténuation considérable dans le béton et d'autres matières de construction des murs. Par exemple, un mur d'une épaisseur de 15 cm peut introduire près de 36 dB d'atténuation [2], ce qui augmente la confidentialité des cellules devenues plus petites et diminue les risques de brouillages inter-canaux.

À 60 GHz, la longueur d'onde étant millimétrique, la dimension d'une antenne ne serait pas plus grande qu'une tête d'épingle, donc plusieurs antennes et émetteurs-récepteurs peuvent être intégrées sur la même puce et alimentés avec des phases adéquates pour pointer le faisceau vers une direction particulière. L'intégration de tous les éléments sur la puce, réduit le nombre de fils connecteurs et donc, les coûts d'encapsulation. D'autre part, n'ayant pas de connecteurs d'entrée et de sortie, la puce est moins vulnérable aux décharges électriques pendant la fabrication et l'encapsulation.

En sommaire, les liaisons radio à 60 GHz ont un fort potentiel pour l'avenir des services mobiles haut-débit. Elles présentent l'avantage d'être très large bande, avec un débit élevé.

1.2 Intérêts de l'intégration des émetteurs/récepteurs RF pour les systèmes de télécommunications, les radars et les capteurs

Pour réduire les coûts de fabrication des systèmes de communication, de radars ou de capteurs, une solution très prometteuse consiste à concevoir tous les composants passifs et à assembler tous les composants actifs sur un même support.

La figure 1.1 présente un exemple de topologie d'un système émetteur/récepteur RF. Ce système emploie des réseaux d'antennes, des réseaux à formation de faisceaux, un amplificateur distribué de puissance, un amplificateur faible bruit (LNA), un mélangeur, un oscillateur local (LO) et des filtres.

Dans le schéma de topologie proposé sur la figure 1.1, afin de minimiser les coûts de fabrication, il faudrait que tous les composants passifs (antennes, réseaux à formation de faisceaux, coupleurs) soient fabriqués dans le même support et que les composants actifs (amplificateurs, transistors, diodes) soient montés directement sur le même support.

L'intégration de tous les éléments passifs et actifs dans un même support et la miniaturisation de l'ensemble nécessitent l'utilisation de composants présentant un faible coefficient de couplage entre eux afin d'éviter des perturbations parasites. En particulier, les antennes d'émission et de réception doivent avoir une isolation importante pour maximiser les performances du système de télécommunication ou du radar.

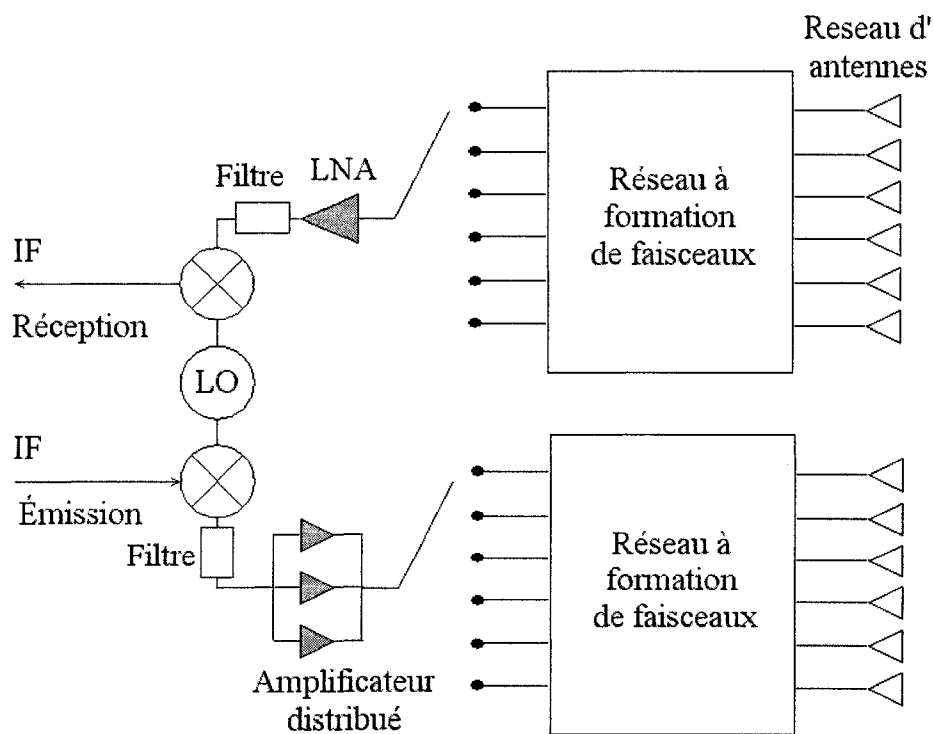


Figure 1.1 : Exemple de topologie pour un système émetteur/récepteur RF.

Dans la section qui suit, nous allons voir comment choisir le réseau d'antennes adéquat pour réaliser des émetteurs/récepteurs intégrés performants et à bas coût.

1.3 Recherche de l'antenne adéquate

Afin d'obtenir le bilan de liaison suffisant pour des transmissions en Gbps sur des distance de 10 mètres, il est souhaitable que les antennes possèdent un gain élevé ainsi que de faibles lobes secondaires pour limiter l'influence des trajets multiples. L'antenne devrait être compacte, compatible avec l'intégration de fonctions actives et économique pour une production à grande échelle [2].

1.3.1 Polarisation circulaire

Les antennes à polarisation circulaire sont très favorables pour les communications à courtes distances et à l'intérieur des bâtiments où l'on a de nombreuses réflexions.

L'onde à polarisation circulaire présente de nombreux avantages :

1. Sa structure est symétrique et ne possède aucun plan privilégié. Si le milieu traversé ou les surfaces réfléchissantes ont une structure défavorisante une des composants de l'onde -comme certains matériaux qui absorbent l'onde dans des plans différents- l'autre composante sera toujours reçue.
2. Une antenne émettant une onde tournante dans un certain sens, ne peut pas recevoir l'onde qui tourne dans le sens inverse, ce qui peut être mis à profit, pour réduire les erreurs de transmission. En effet, lorsque les ondes propagés par une

antenne sont réfléchies sur les obstacles qu'elles rencontrent, à la réception on reçoit en même temps l'onde directe et les ondes réfléchies. Cela provoque des annulations à certaines fréquences mais aussi un décalage de temps entre les différentes composantes reçues. La conséquence sur le système est néfaste et fait décroître les performances (erreurs de transmission). Pour réduire cet effet, on utilise des antennes à polarisation circulaire qui annulent assez bien les premières réflexions. En effet, l'onde réfléchie change de direction de polarisation et ne peut plus être reçue par l'antenne. Donc, un système de transmission utilisant des antennes à polarisation circulaire permettrait d'atténuer l'effet des réflexions, réduire les multi trajets et ainsi, améliorer le taux d'erreur binaire. De nombreux articles ont démontré la supériorité de la polarisation circulaire pour la suppression des effets des propagations multitrajet dans les canaux de transmissions à haute vitesse dans les communications à l'intérieur des bâtiments [3].

3. La polarisation circulaire a l'avantage de permettre l'utilisation d'un émetteur-récepteur dans n'importe quelle position [4], puisqu'elle reçoit dans toutes les directions de polarisation linéaire.
4. Enfin, la polarisation circulaire peut augmenter l'isolation entre les antennes de réception et d'émission des systèmes intégrés sur substrat. Les antennes peuvent être intégrées très proches l'une de l'autre, isolées par leurs polarisations circulaires différentes (polarisations droite et gauche).

Tout ceci explique notre choix de polarisation circulaire, qui est idéal pour les applications de réseaux personnel sans fil et des systèmes radars ou capteurs.

1.3.2 Ondes progressives

On distingue généralement deux types de réseaux d'antennes à fentes en fonction de la propagation à l'intérieur des guides :

- Le mode résonant
- Le mode non résonant

Pour le mode résonant, les fentes sont toutes distantes de $\lambda_g/2$ et le guide d'onde est en court circuit à $\lambda_g/4$ après la dernière fente : le guide fonctionne donc en onde stationnaire. La terminaison par court-circuit augmente l'efficacité de l'antenne, puisque la distance du court circuit pourrait être ajustée pour avoir une réflexion en phase avec l'onde incidente. L'antenne a un rayonnement transverse. Les champs sont répétitifs mais de signes opposés à chaque $\lambda/2$, et c'est en les plaçant alternativement des deux cotés opposés par rapport à l'axe central du guide d'onde, que les fentes sont alimentées avec une phase égale. Les fentes sont de dimensions résonantes et quelques pourcents de déviations de la fréquence centrale, cause une détérioration rapide du faisceau principal et des faisceaux secondaires. On aboutit à un fonctionnement à bande étroite de l'alignement, dans lequel toutes les fentes sont alimentées avec la même amplitude.

Le mode non-résonant, ou progressive, est plus souple. Le guide est fermé par une charge adaptée, à une distance quelconque de la dernière fente et travaille donc en ondes progressives. La distribution d'amplitude y est déterminée par les positions des fentes successives.

Les réseaux d'antennes ou à ondes progressives sont alimentés par une entrée du guide d'onde, et l'onde est rayonnée progressivement par les fentes. Dans les antennes à ondes progressives, le faisceau principal peut être dirigé vers des angles autres que la direction transverse. Cela permet de faire des balayages fréquentiels de faisceaux. Une partie de la puissance est rayonnée par le premier élément et le reste passe au second et ainsi de suite. Puisqu'il serait impossible au dernier élément de rayonner 100% de la puissance transmise, la distribution des réseaux est réalisée de telle manière que la puissance qui approche de la terminaison soit négligeable et rencontre une charge adaptée, afin d'être totalement absorbée, et empêche des réflexions qui peuvent créer des faisceaux dirigés dans des directions autres que celle du faisceau principal. Cependant, si l'onde est suffisamment affaiblie, c'est à dire avec une puissance inférieure à 10 % de la puissance transmise, un court circuit peut être placé comme terminaison et la réflexion serait alors négligeable.

1.3.3 Technologie des guides intégrés sur substrat

Les applications sans fil dans les réseaux personnels nécessitent des structures compactes, intégrables avec les autres dispositifs du circuit, et à faible coût. Les guides d'ondes intégrés au substrat (GIS) ont été proposés au centre de recherche Poly-

GRAMES [5]. Le GIS est une plateforme permettant de concevoir tous les composants passifs et d'assembler tous les composants actifs sur un même support. Ce guide, construit directement sur un substrat planaire, confine le champ électromagnétique à l'aide de deux rangées de cylindres métalliques. Ainsi, différents types de guides non planaires, de transitions entre GIS et circuit microrubans, d'antennes, de coupleurs et de filtres RF ont été développés et réalisés [5]-[10]. Aujourd'hui, la technique de GIS est largement étudiée et développée dans le monde pour l'intégration des systèmes dans différentes applications, des fréquences micro-ondes aux ondes millimétriques. Néanmoins, aucun des systèmes en GIS proposés dans la littérature ne regroupe les caractéristiques suivantes : un fonctionnement en bande millimétrique, un niveau des lobes secondaires inférieur à 15dB pour les antennes, une bonne isolation entre l'émission et la réception et une polarisation circulaire.

1.3.4 Rayonnement par fentes

Les antennes à fentes sont facilement intégrables aux guides d'ondes. Il suffit de graver des fentes sur le dessus d'un guide d'onde pour concevoir une antenne.

Les premières études sur les antennes à fentes remontent à 1947 (Stevenson, Université de Toronto). R.S Elliot a ensuite apporté une grande contribution à la conception des antennes à fentes sur guides d'ondes [14].

Les antennes à fentes furent l'une des premières composantes à profiter des avantages des GIS [7]. Des réseaux d'antennes ont ensuite été réalisés en GIS [12], [13] (figure 1.2).

Généralement, les fentes ont été utilisées pour leurs polarisations linéaires [14]. Les fentes inclinées ont aussi été utilisées comme éléments rayonnants [15], ou essentiellement pour le couplage d'un guide d'onde à l'autre, dans le réseau d'alimentation des antennes [16].

La figure 1.3 montre trois types d'antennes à fentes permettant d'obtenir un rayonnement à polarisation circulaire. Dans ce travail, nous privilégions l'utilisation de la dernière configuration (figure 1.3 (c)), car elle ne comporte qu'un seul guide contrairement à la première configuration, ce qui simplifie la fabrication. De plus, la dernière configuration ajoute un degré de liberté supplémentaire par rapport à la seconde configuration (la distance entre les fentes).

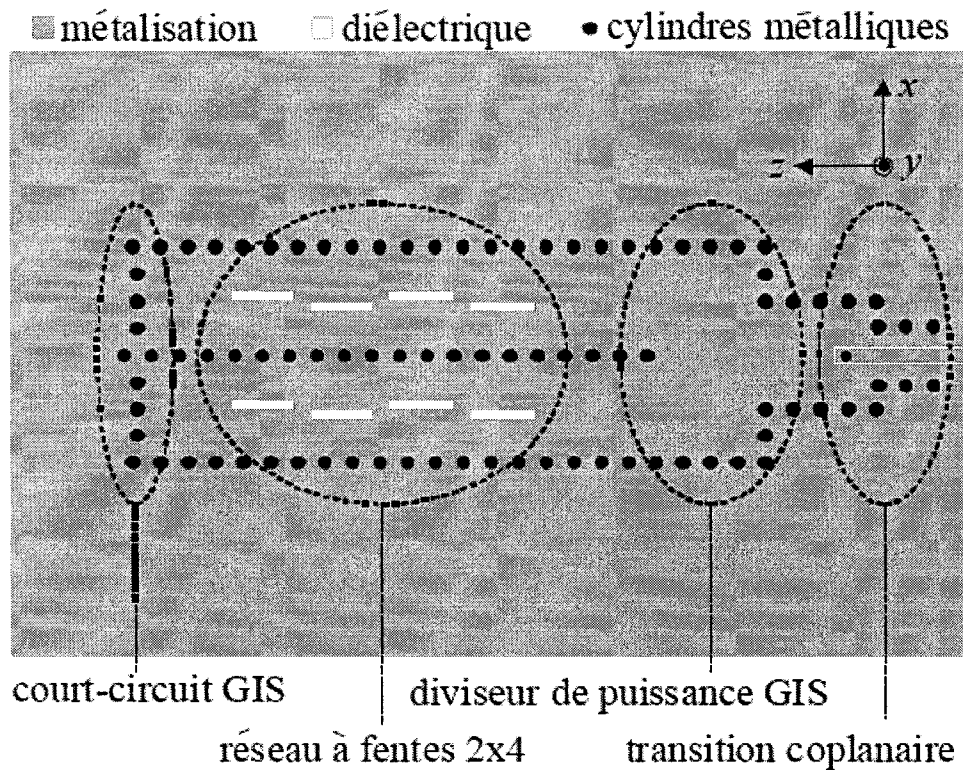


Figure 1.2 Topologie d'une antenne à fentes sur guide d'onde (à ondes stationnaires) proposée par D. Deslandes [13]

Ce type d'élément a déjà été utilisé pour réaliser un réseau d'antennes à polarisation circulaire à plus basse fréquence, en utilisant des guides d'ondes classiques [17]. À la fréquence d'opération où nous souhaitons travailler, il faudra prendre en compte les erreurs liées à la fabrication et la tolérance sur la valeur de la permittivité du substrat. De plus, dans notre travail, nous utiliserons la technique du GIS pour réaliser le guide d'onde, ce qui complexifie la conception. Pour une largeur et une épaisseur de guide d'onde données, les paramètres à optimiser pour un élément d'antenne à fente, tel que montré sur la Fig. 1-3 (c), sont l'angle d'inclinaison des fentes, la distance entre les deux fentes, la largeur et la longueur des fentes. Ces différents paramètres permettent

d'ajuster les coefficients de transmission et de réflexion du guide et les caractéristiques du diagramme de rayonnement (gain et rapport axial ou taux d'ellipticité).

Ce bloc constitué d'une double fente rayonnante est considéré comme l'élément d'antenne utilisé pour réaliser des réseaux à ondes progressives.

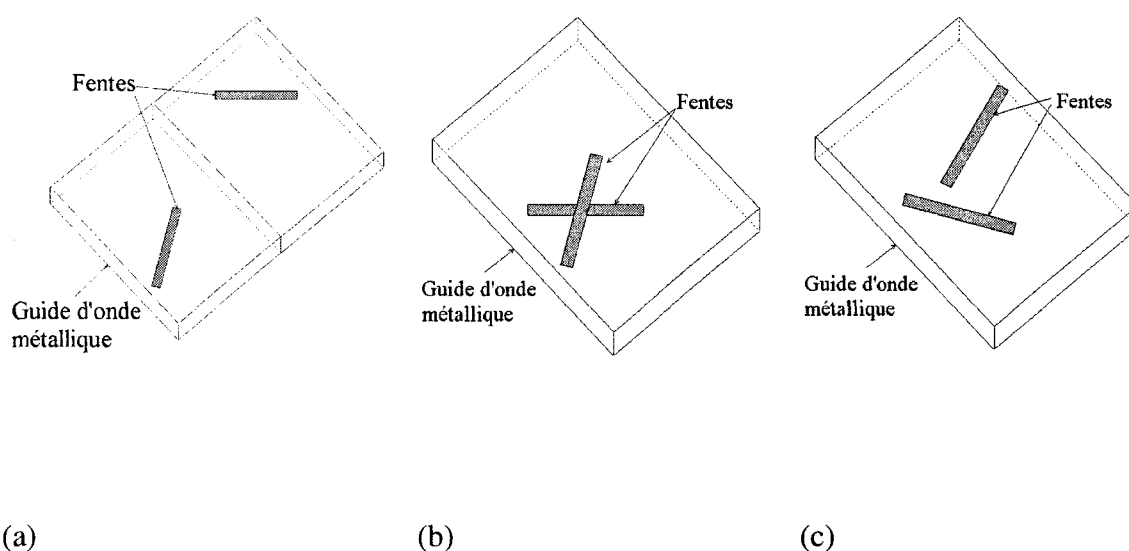


Figure 1.3 Antennes à fente pouvant donner une polarisation circulaire.

(a) couple de fentes inclinées sur deux guides juxtaposés (b) fente en forme de croix (c) couple de fentes inclinées sur un même guide

1.4 État de l'art des antennes à polarisation circulaire fonctionnant à 60 GHz

Suite à l'attribution de la bande de fréquence à 60 GHz aux réseaux locaux sans fils, les antennes à fort gain et à polarisation circulaire sont importantes pour obtenir une bonne fiabilité de la transmission et une bonne efficacité des liaisons. Néanmoins, à notre connaissance, les antennes conçues pour ces applications sont peu nombreuses.

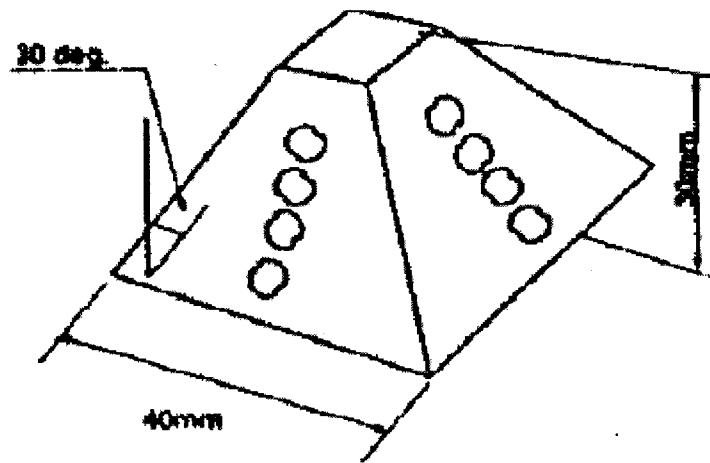


Figure 1.4 Antenne à quatre faisceaux permutables, proposée par Murakami et al. [18]

Murakami et al. ont proposé une structure à quatre faisceaux permutables, constituée d'antennes patch [18] (figure 1.5). Cette antenne a une bonne performance en termes de pertes de retours et de patron de rayonnement, mais le taux d'ellipticité n'est pas très bon. De plus, ces antennes sont volumineuses et n'ont d'applications que dans les stations de bases et les terminaux. Enfin, elles ne sont pas pratiques pour les réseaux personnels sans fils, où le but serait de rendre les équipements de plus en plus compacts et intégrables.

Yamamoto *et al.* ont étendu le concept des antennes lignes radiales à fentes (Radial Line Slot antenna RLSA) à la fréquence de 60 GHz [19] (figure 1.5). L'antenne à ondes progressives proposée est alimentée par le centre à l'aide d'un câble coaxial, ou une cavité résonante. On peut distinguer deux types de configuration :

1. Dans la première configuration, l'antenne est composée de deux plaques métalliques, séparés par une couche de mousse de polyéthylène. Les éléments

rayonnants sont des fentes inclinées perpendiculaires coupées sur la plaque supérieure.

2. Dans la seconde configuration, une plaque de substrat métallisé est utilisée.

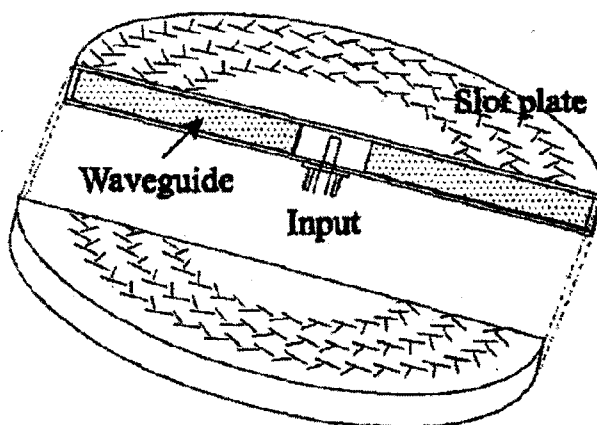
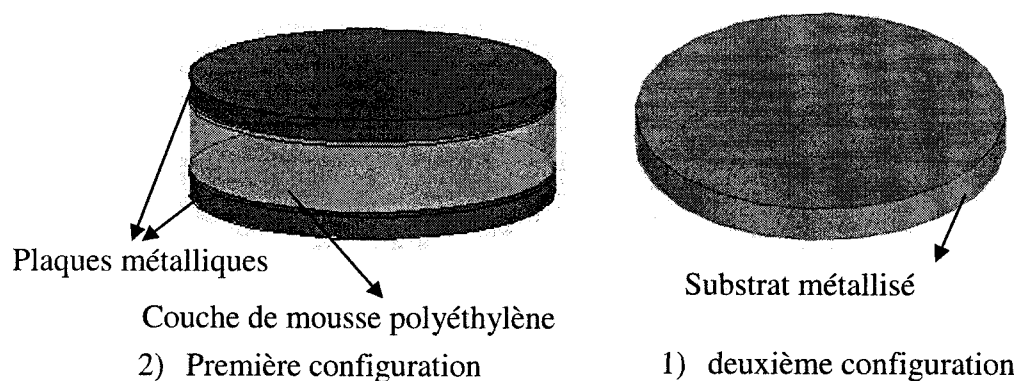


Figure 1.5 Antenne Ligne Radiale à Fente (Radial Line Slot Antenna, RLSA) [19].

La distribution étant uniforme, la longueur de chaque fente (qui est un facteur essentiel pour déterminer l'amplitude de rayonnement) est fonction de sa distance par rapport au centre de l'antenne. Dans ces structures à ondes progressives, un élément d'adaptation est placé à la terminaison de la structure afin d'absorber toute puissance résiduelle atteignant la terminaison.

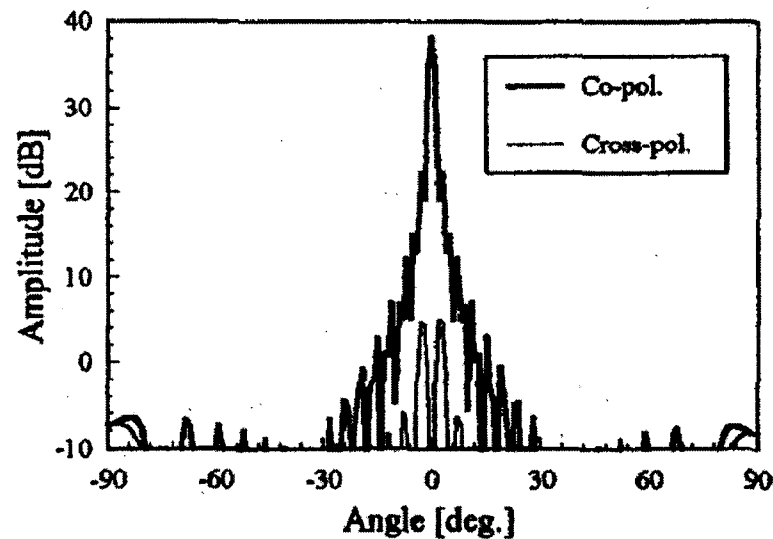


Figure 1.6 Diagramme de rayonnement à 60 GHz de l'antenne RLSA [19].

Il est important de noter que, dans les guides d'ondes TEM, la dispersion ou la réflexion de l'onde au niveau des fentes cause la propagation de modes d'ordre supérieur, qui doivent être pris en compte dans la conception ce qui réduit la flexibilité de conception.

Les antennes radiales à fentes ont peu de pertes. N'ayant pas de murs transversaux, les pertes dans les conducteurs sont réduites. Elles sont simple et peu coûteuses au niveau matériel, et atteignent des gains élevés, de l'ordre de 35 dBi (figure 1.6) avec une antenne de 10 cm de diamètre et 1900 fentes.

Ces antennes ont de petites dimensions et montrant une bonne performance de taux d'ellipticité, mais elles posent des problèmes pour une production en masse, à cause de la sensibilité de la fabrication.

Dans le premier type de configuration décrit précédemment, le contact électrique entre les deux plaques métalliques et l'alignement des 3 couches doit être parfait pour les

applications à hautes fréquences. Sinon, la polarisation circulaire est affaiblie et le diagramme de rayonnement devient asymétrique.

Dans la seconde configuration, un mauvais alignement de l'alimentation crée une excitation non-désirée des champs asymétriques qui dégradent considérablement le diagramme de rayonnement, et les pertes de réflexions.

De plus, l'antenne proposée dans [19] n'a pas une capacité d'intégration comparable aux antennes GIS, tant que son alimentation par ligne coaxiale n'est pas remplacée par un circuit d'alimentation planaire.

D'autres auteurs ont proposés des structures planaires, des patchs sur des substrats en polymère cristal liquide [20], des micro rubans à doubles anneaux [21] (figure 1.8), où les lignes micro rubans présentent de larges pertes dans la bande de fréquence 60GHz, et des pertes dues aux ondes de surfaces (atténuées par des trous dans le substrat), ou des antennes composées de résonateurs circulaires sur du LTCC. Ces dernières, ont un taux d'ellipticité et des gains acceptables dans une large bande de fréquence, mais le niveau des lobes secondaire est juste au-dessous de -13 dB dans la bande d'opération.

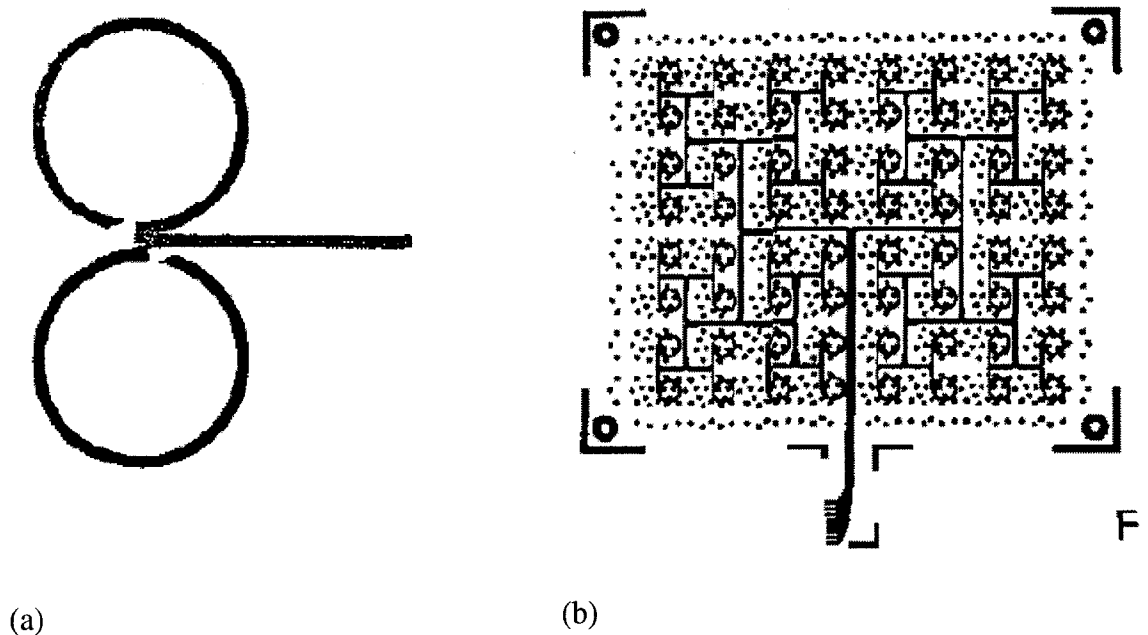


Figure 1.7 Antenne à polarisation circulaire fonctionnant à 60 GHz [21]
(a) élément d'antenne composé de deux anneaux disposés sur chaque face du substrat
(b) layout du réseau complet (des trous sont créés sur le substrat pour réduire les ondes de surface).

D'autres structures planaires utilisant des antennes à fentes en forme d'anneaux ont également été proposées. Dans [22], les auteurs ont proposé un circuit d'alimentation original utilisant des coupleurs hybride 3dB afin d'augmenter la largeur de bande du taux d'ellipticité qui est habituellement assez étroite. Cependant, cette solution ne semble pas permettre de contrôler le niveau des lobes secondaires du diagramme de rayonnement.

Il est important de noter que, dans la plupart des structures proposées dans la littérature, les distributions sont uniformes, et qu'il n'y a pas de possibilité de contrôler le niveau des lobes secondaires.

D'autre part, plusieurs de ces antennes sont limitées en termes d'intégration, à cause de la technique d'excitation utilisée. Par contre, une antenne utilisant la technologie des GIS pourrait être directement intégrée sur le même substrat où tous les autres éléments actifs et passifs du circuit se trouvent. Il est aussi possible d'utiliser des transitions entre des lignes GIS et des lignes de d'autres types (guide d'onde standard, ligne micro-ruban, lignes coplanaires avec sonde de tension, lignes coplanaires avec sonde de courant...) [23]. Ceci rend la technologie des GIS très flexible.

1.5 Conclusion

D'après notre étude bibliographique, nous sommes arrivés à la conclusion qu'il est nécessaire de développer de nouvelles antennes directives à ondes progressives et à polarisation circulaire pour répondre aux exigences des nouveaux systèmes de télécommunications et pour améliorer les performances (précision et distance d'application) des radars et des capteurs.

La réalisation de ce travail de recherche devrait produire plusieurs impacts. Premièrement, une nouvelle expertise dans la recherche et le développement d'antennes fonctionnant en bande millimétrique, et à 60GHz en particulier pourrait être accomplie. Les méthodes pour la simulation, la fabrication et la caractérisation développées dans ce mémoire devraient permettre d'améliorer et de réduire les coûts des systèmes de télécommunications sans fil des radars et des capteurs.

Deuxièmement, ce travail apportera un progrès certain dans la conception d'antennes intégrées à fentes. La paramétrisation des fentes rayonnantes sur un GIS, nous permettra de connaître la tension sur chaque élément du réseau (en phase et en amplitude), pour former le faisceau de l'antenne, en utilisant la synthèse de réseaux.

Finalement, l'antenne à fente à polarisation circulaire devrait offrir une meilleure isolation entre les antennes de réception et d'émission des systèmes intégrés sur substrat que les antennes à fente avec une polarisation linéaire (appelées également antennes jumelles).

CHAPITRE 2. CARACTÉRISATION D'ANTENNES À DOUBLE FENTES INCLINÉES

Ce chapitre est consacré à la caractérisation d'antennes à double fentes inclinées donnant une polarisation circulaire. Dans un premier temps, nous effectuons une brève présentation des notions de base sur les antennes à fentes sur guide d'onde linéaire. Ensuite, une étude paramétrique est entreprise pour les paramètres S et les caractéristiques en rayonnement d'un guide d'onde à deux ports avec deux fentes inclinées imprimées sur la face supérieure.

2.1 Introduction

Notre premier pas pour la conception d'une antenne à fente est de modéliser l'élément rayonnant de l'antenne, qui est constitué de deux fentes, ainsi que l'imposent les conditions de polarisation (Section 2.3). Ce type de fente a déjà été utilisé pour réaliser un réseau d'antennes à polarisation circulaire à plus basse fréquence en utilisant des guides d'ondes classiques [17].

Dans le cas général des fentes, le calcul de l'interaction de la fente avec le guide doit être mené numériquement, car tous les éléments dépendent de la fréquence et réagissent les uns sur les autres. Le calcul exact ou la mesure fine de la fente débouche sur une matrice $[S]$, qui peut être exprimée en forme d'éléments physiques π ou T . L'antenne à fente décentrée et inclinée sur le grand bord d'un guide a été analysée dans [24], mais ne peut être appliqué au cas de nos fentes, premièrement parce que l'espace occupé par

les fentes dans la direction de longueur du guide d'onde chevauchent, et les fentes interagissent dans leurs champs proche, et deuxièmement parce que l'épaisseur du guide est réduite (les GIS sont utilisés) le comportement des fentes change.

L'analyse de cet élément à double fentes inclinées étant très complexe, nous avons choisi d'utiliser une méthode à "full wave", pour extraire les paramètres nécessaires à la conception, dont le coefficient de transmission de chaque élément.

La première partie de ce chapitre expose les notions de bases sur les fentes, ensuite nous suivrons les étapes de caractérisation d'une antenne à double fentes inclinées, ayant une polarisation circulaire, à la fréquence centrale de 60 GHz.

Afin de simplifier le modèle simulé, nous avons remplacé le GIS par son guide rectangulaire équivalent.

2.2 Notions de base sur les fentes imprimées sur guides d'ondes

Lorsqu'un guide est attaqué par une onde, les conditions aux limites imposées par les équations de Maxwell font qu'au voisinage immédiat de la fente, les vecteurs de champ électrique sont perpendiculaires à la surface du métal, et un courant de surface J_s , proportionnel au champ magnétique local circule sur le conducteur (figure 2.1).

La fente, créée sur le grand côté du guide, ou la surface supérieur du GIS, coupe ces lignes de courant, et cause une accumulation de charges électriques positives et

négatives sur les deux bords de la fente qui oscillent sinusoïdalement à mesure que les lignes de courants se propagent le long du guide. La fente, qui est une discontinuité, prélève une partie de la puissance propagée à l'intérieur du guide pour la rayonner à la fois dans l'espace et dans le guide. Vue de l'intérieur, la fente est un élément de circuit dissipatif, mais vue de l'extérieur, c'est un élément rayonnant. L'énergie prélevée et l'interaction de la fente avec le champ du guide dépendent de la position de la fente, son orientation et de sa longueur. Physiquement, ce comportement dépend de l'intensité et du signe des lignes de courants coupés par la fente.

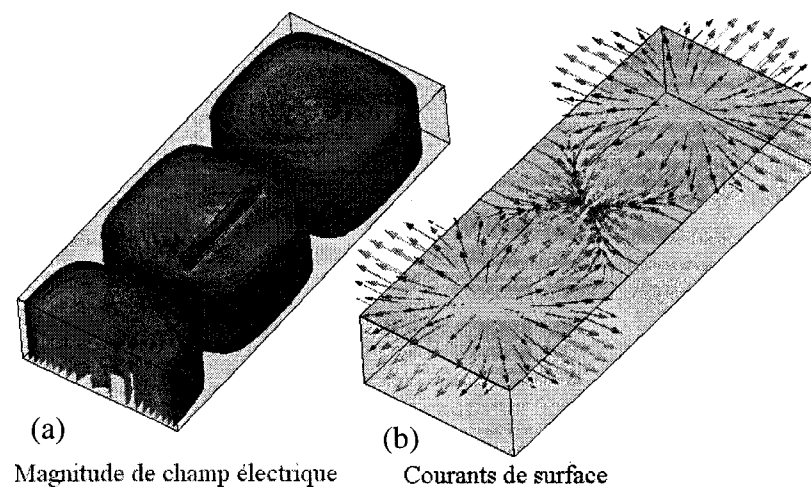


Figure 2.1 Distributions du champ électrique et du courant dans un guide d'onde métallique. (a) magnitude de champ électrique dans un guide avec une fente, (b) courants de surfaces.

On voit dans la figure 2.1, que les courants se groupent en deux nappes :

- Une nappe de courants longitudinaux, allant de l'entrée à la sortie du guide, concentrée surtout autour de la ligne centrale du guide.

- Des nappes transversales de courant, se refermant sur les grands côtés du guide, à travers les petits côtés.

Quelques exemples de fentes coupées sur des guides d'ondes sont montrés dans la figure 2.2.

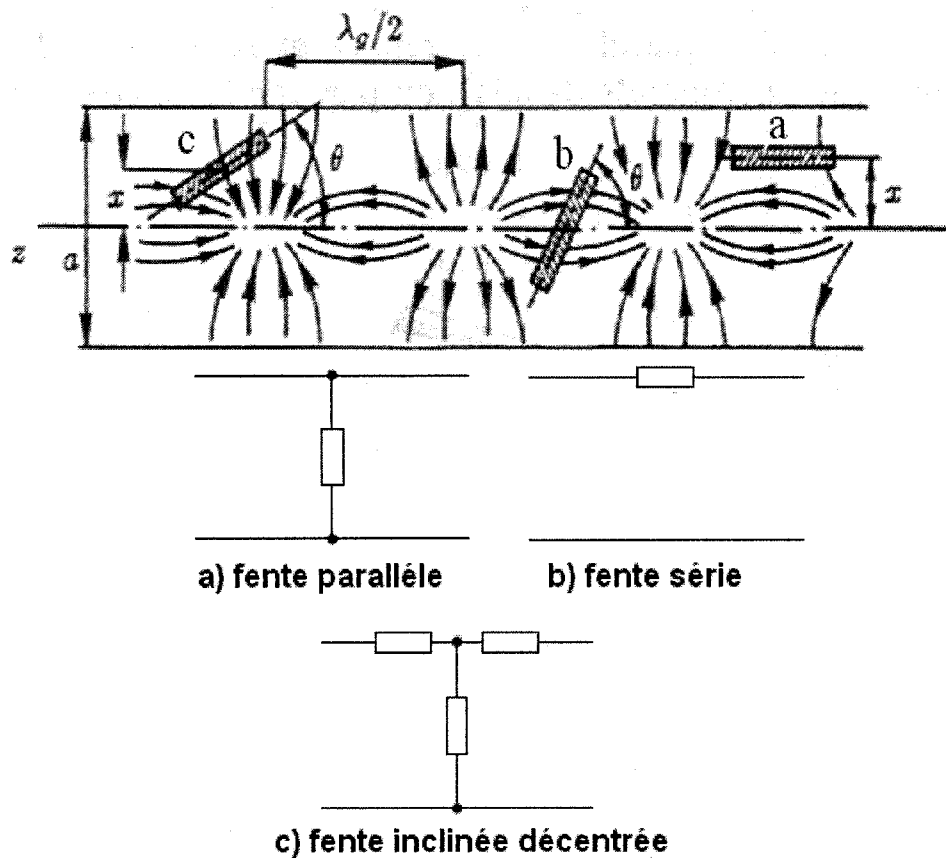


Figure 2.2 Exemples de dispositions de fentes dans un guide.

Tout obstacle s'opposant au courant des nappes transversales reliant les grands côtés sera en parallèle sur le guide. Les fentes de type *a* (figure 2.2-a), interceptent presque exclusivement des courants transversaux; elles présentent donc une impédance pour ces courants et sont équivalent à des admittances en parallèle.

Tout obstacle s'opposant à la circulation du courant dans la nappe longitudinale sera en série entre l'entrée et la sortie du guide. Les fentes de type b (figure 2.2-b) interceptent presque exclusivement des courants longitudinaux et présentent des impédances en série avec le guide.

Pour la fente inclinée avec décalage, type c, l'amplitude du champ sur la fente dépend du décalage et de l'inclinaison de la fente. Une fente inclinée disposée sur la ligne centrale du grand côté d'un guide d'onde est considérée comme série, mais quand elle se trouve décalée par rapport à l'axe du guide, la représentation en parallèle s'impose. Donc, elle est représentée par le circuit en T (figure 2.2-c).

La magnitude du champ électrique sur la fente est un paramètre très important pour la conception des réseaux, puisqu'elle indique le coefficient d'excitation. La distribution du champ électrique sur la fente est très proche d'une distribution sinusoïdal. Cependant, quand le décalage augmente, et surtout dans le cas de guides à épaisseurs réduites, comme dans le cas des GIS, cette distribution est déformée.

Il existe une relation entre le champ électrique, sur la fente, et la puissance rayonnée. D'abords, le champ E sur la fente est remplacé par la tension V . Cette substitution provient de l'intégration de l'éclairement sur la fente. V est donc le coefficient d'excitation spécifique de la fente n et est calculé en fonction des grandeurs électriques de la fente, de l'orientation de la fente, ainsi que du couplage des fentes voisines. D'autre part, la puissance rayonnée P_r dépend de la tension au carrée :

$$P_r = \frac{1}{2} |V|^2 g \quad (1.1)$$

g étant l'admittance parallèle équivalente de la fente.

2.3 Condition de polarisation circulaire

La figure 2.3 montre l'élément rayonnant que nous souhaitons analyser et caractériser. Il se compose de deux fentes inclinées disposées sur un guide intégré sur substrat (GIS).

Afin d'avoir une polarisation circulaire, deux conditions doivent être vérifiées en même temps :

1. Avoir deux excitations perpendiculaires à polarisation linéaire
2. Une différence de phase de 90° entre les deux excitations.

Dans cette structure, les deux fentes, qui forment un angle de 90° , ont une distance de $\lambda g/4$ à la fréquence centrale d'opération, qui produit 90° de différence de phase.

Donc, entre les quatre paramètres de conception (longueurs de fente, angle, décalage et distance), le rapport axial (taux d'ellipticité) est très sensible à la distance entre deux fentes (S).

Cette antenne excitée par l'entrée 1, indiquée sur la figure 2.3, donne une polarisation circulaire droite, optimisée pour un rapport axial inférieur à 1dB. Excitée par l'entrée 2, elle génère une polarisation circulaire gauche. En conséquence, nous avons une antenne agile en polarisation.

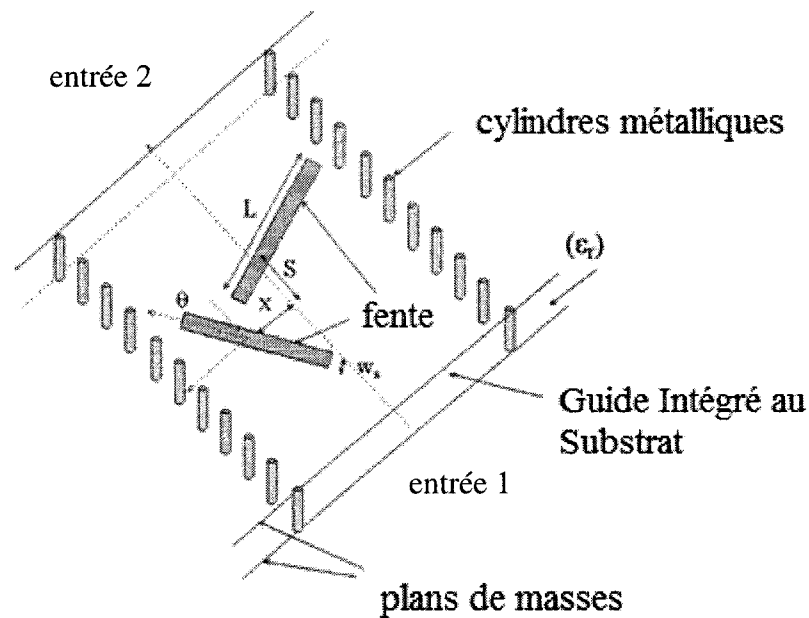


Figure 2.3 Double fentes inclinées dans un GIS.

2.4 Critère d'optimisation et procédé d'extraction

Pour mener à bien l'analyse de l'antenne, il est nécessaire de disposer de la matrice $[S]$ de l'élément isolé, valable pour toute la bande de fréquence de l'antenne.

Cette étude paramétrique a deux applications :

- Pour la synthèse d'un réseau d'antenne à ondes progressives à la fréquence centrale. On définit un ensemble de tensions d'excitations sur les fentes, qu'on doit relier aux paramètres géométriques des éléments, soit la longueur, le décalage, l'angle et la distance entre les doubles fentes.

- Dans la phase d'analyse, il faut pouvoir calculer les tensions sur les éléments, de façon à calculer les grandeurs mesurables telles que le diagramme de rayonnement.

Un simulateur électromagnétique tridimensionnel basé sur les éléments finis est à notre disposition pour la caractérisation de structures rayonnantes 3D (Ansoft HFSS). Cette façon de procéder présente plusieurs avantages :

- La distribution du champ sur la fente n'est pas approximée par une fonction cosinusoidale et le champ électrique est mesurable sur les fentes.
- La méthode prend en compte tous les modes et le couplage mutuel entre les fentes.
- Le réseau d'alimentation peut être inclus dans la simulation et l'adaptation à l'entrée peut être optimisée.

A l'aide du simulateur HFSS, une série de simulations a été effectuée sur l'élément rayonnant de la figure 2.3. Cette structure rayonnante a cinq paramètres, dont les effets peuvent être regroupés de la manière suivante :

- La longueur L de la fente, contrôle l'excitation et donc l'amplitude de rayonnement des fentes.
- La distance s contrôle la polarisation de l'élément.
- L'angle θ , le décalage par rapport au centre du guide d'onde x et la largeur des fentes permettent d'ajuster l'adaptation des fentes.

Donc, pour la caractérisation des doubles fentes inclinés, il suffirait de fixer d'abord L pour le niveau d'excitation désiré, ensuite ajuster le taux d'ellipticité en optimisant la distance s , et finalement, adapter l'antenne en optimisant l'angle θ et le décalage x .

De plus l'élément rayonnant doit vérifier des critères d'adaptation et de rayonnement. Nous fixons les critères suivant : chaque élément doit avoir un rapport axial (RA) inférieur à 0.8 dB (compromis entre rapport axial acceptable pour une polarisation circulaire et le temps d'optimisation), et une très bonne adaptation à l'entrée ($S_{11} < -15\text{dB}$).

Cette procédure est décrite dans la figure 2.4. En choisissant une valeur initiale pour la longueur L , et l'augmentant jusqu'à la limite des parois du guide, on obtient les courbes reliant les paramètres de la matrice $[S]$ ou le champ électrique sur les fentes aux paramètres géométriques de la fente.

Nous verrons dans le 4^{ième} chapitre que les distributions d'excitations des éléments du réseau sont faites en fonction des coefficients de transmission de chaque élément, et c'est pour obtenir la plus grande portée de valeurs disponibles que nous procédons à cette variation de longueur de fente, et la définition de différents types de fentes (en fonction de leur déplacement, leur angle et largeur) que nous pouvons voir dans le tableau 2.1.

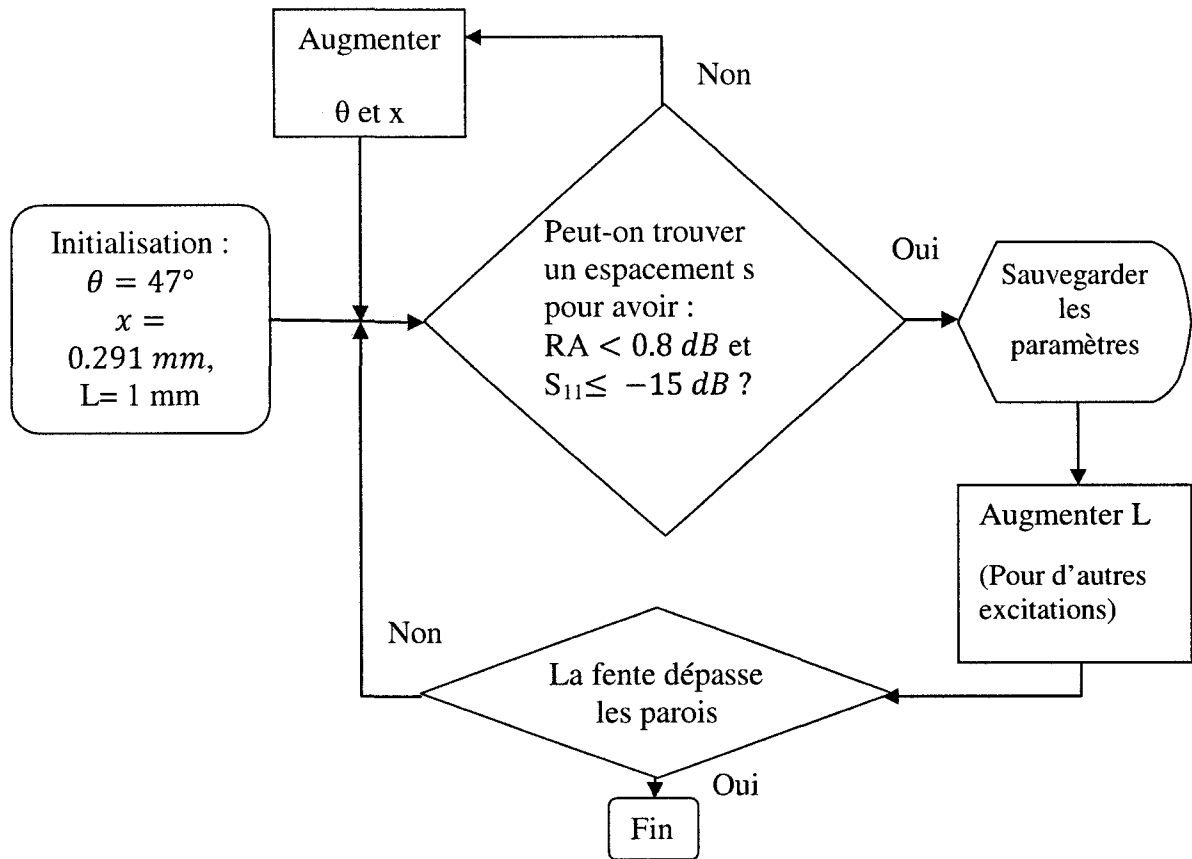


Figure 2.4 Schéma utilisé pour la caractérisation de l'élément rayonnant.

Dans le cas des guides d'ondes réguliers, le choix des dimensions des guides se fait selon les standards disponibles. Pour les Guides Intégrées sur Substrats, la largeur du guide d'onde et son épaisseur sont choisis selon les substrats disponibles, l'application, et la bande exacte d'opération.

Utilisant le substrat Rogers RT/Duroid=6002, nous avons choisi l'épaisseur de 0.762 mm (30 mil) pour le substrat de permittivité $\epsilon_r = 2.94$.

Il est à noter que le choix initial de l'épaisseur du substrat était 0.508 mm (20mil). Néanmoins, l'amplitude de rayonnement d'une fente étant liée à sa longueur, elle est limitée par les dimensions du GIS. Donc, des niveaux de rayonnement suffisants ne

pouvaient être atteints lorsqu'on utilisait un substrat d'épaisseur 20 mil. L'excitation d'une fente étant plus élevée dans un substrat plus épais, le choix d'épaisseur de 30 mil élargi un peu la portée des niveaux de rayonnement accessibles.

Tableau 2.1

Types de fentes	Largeur de fente W_s (mils)	Décalage x (mm)	Angle θ (Degré)	Longueur L (mm)
1	8	0.291	54	1.05 – 1.16
2	8	0.316	56	1.3 – 1.36
3	8	0.358	59	1.4 – 1.412
4	12	0.358	59	1.416 – 1.422
5	12	0.358	61	1.424 – 1.52
6	12	0.4	63.5	1.512 – 1.636

La bande de fréquence assignée à 60 GHz étant de 59-64 GHz aux États Unis et au Canada, et de 59-66 GHz au Japon et en Europe, nous avons choisi 68 GHz -pour avoir une marge de sécurité- comme fréquence supérieure de la bande d'intérêt, et la largeur du GIS est calculé tel que

$$f_c = 1.9f_{\text{sup}TE10} \quad (2.1)$$

$$\text{Donc } f_{cTE10} = \frac{c_0}{2a\sqrt{\epsilon_r}} = 36 \text{ Ghz et donc } a = 2.43 \text{ mm}$$

Tout en adaptant l'angle θ et la réflexion à l'entrée au fur et à mesure, nous avons obtenus six types de fente, optimisés selon les critères de la figure 2.4 (Tableau 2.1).

2.5 Tracé de courbes S_{21} et Phase S_{21}

Les figures 2.5-2.8 montrent les résultats de paramétrisation des doubles fentes inclinées. Pour le tracé de ces courbes, 120 points optimisés ont été nécessaires. Les valeurs de S_{21} nous permettent de calculer la puissance rayonnée par l'élément d'antenne. Le Tableau 2.2 donne la puissance rayonnée et le taux d'ellipticité pour quelques exemples obtenus après optimisation.

Tableau 2.2

Longueur L (mm)	Espacement s (mm)	Puissance rayonnée normalisée. $1 - S_{11}^2 - S_{21}^2$	AR [dB]
1.05	0.98	0.02	0.45
1.4	0.85	0.12	0.73
1.434	0.79	0.2	0.83
1.52	0.72	0.36	0.58
1.636	0.66	0.6	0.89

Le minimum de transmission (donc maximum de rayonnement), qu'il a été possible d'obtenir est 0.6. Les fentes ne peuvent pas être allongées, dépassant les parois latérales.

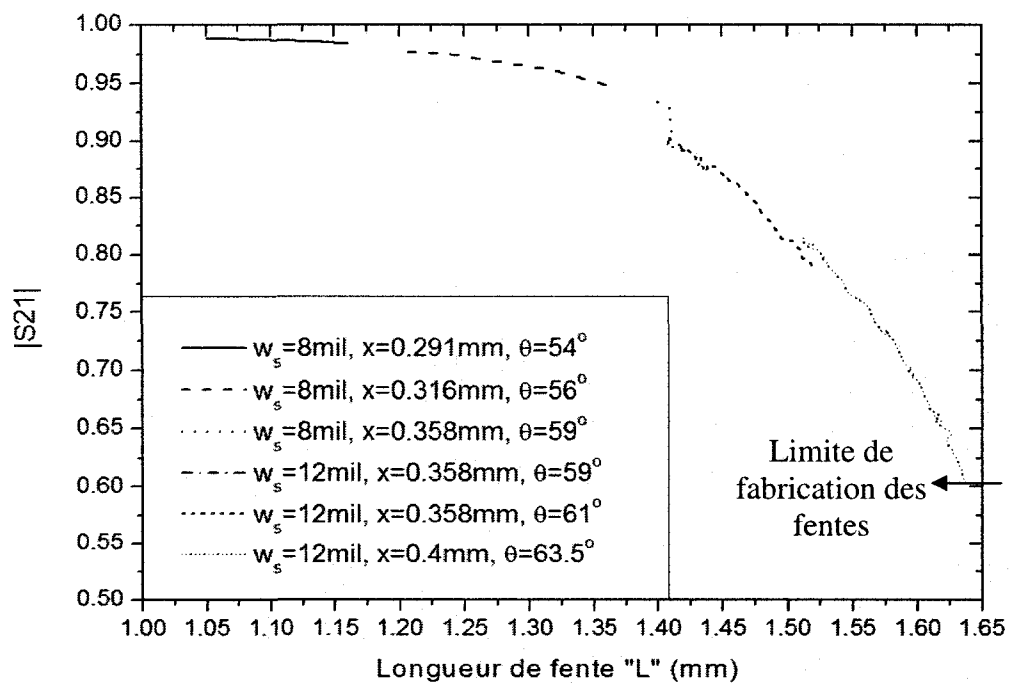


Figure 2.5 : Amplitude de S_{21} en fonction de L pour différentes valeurs de w_s , x , et θ .

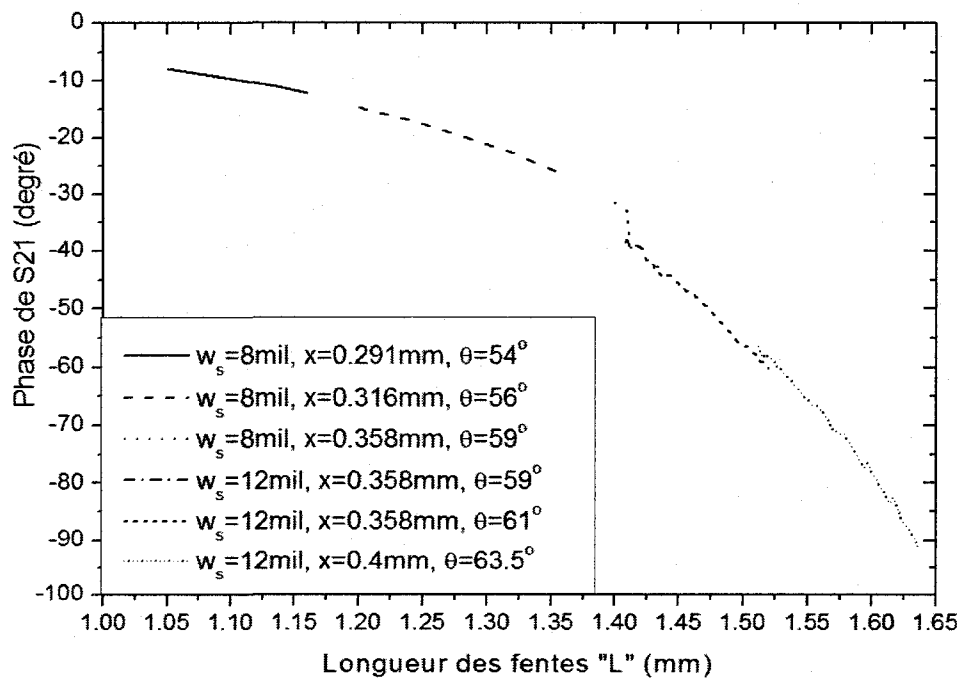


Figure 2.6 : Phase de S_{21} en fonction de L pour différentes valeurs de w_s , x , et θ .

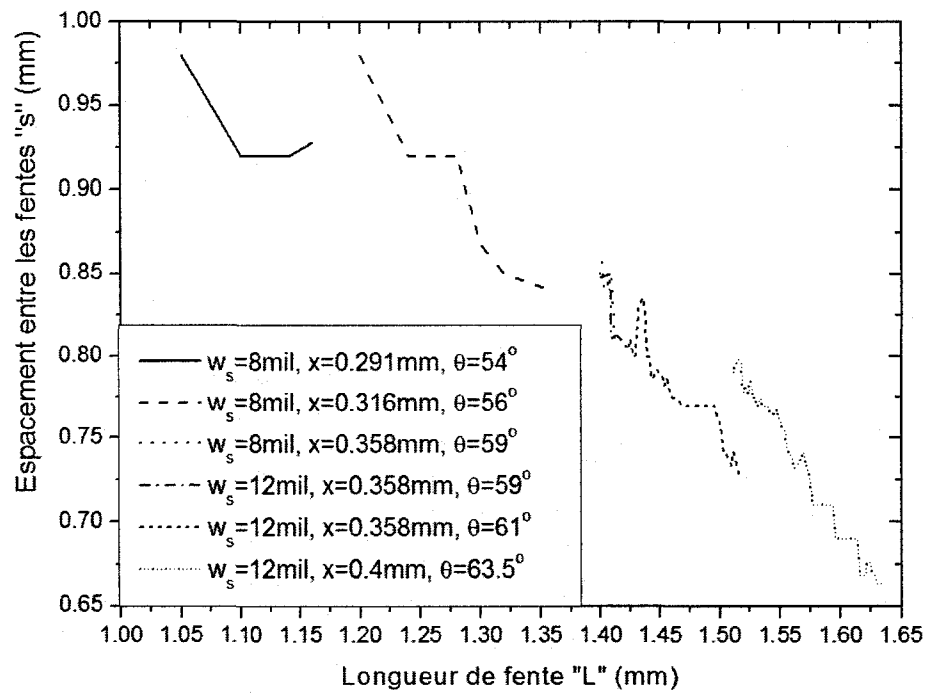


Figure 2.7 Distance entre deux fentes S en fonction de L pour différentes valeurs de w_s , x , et θ .

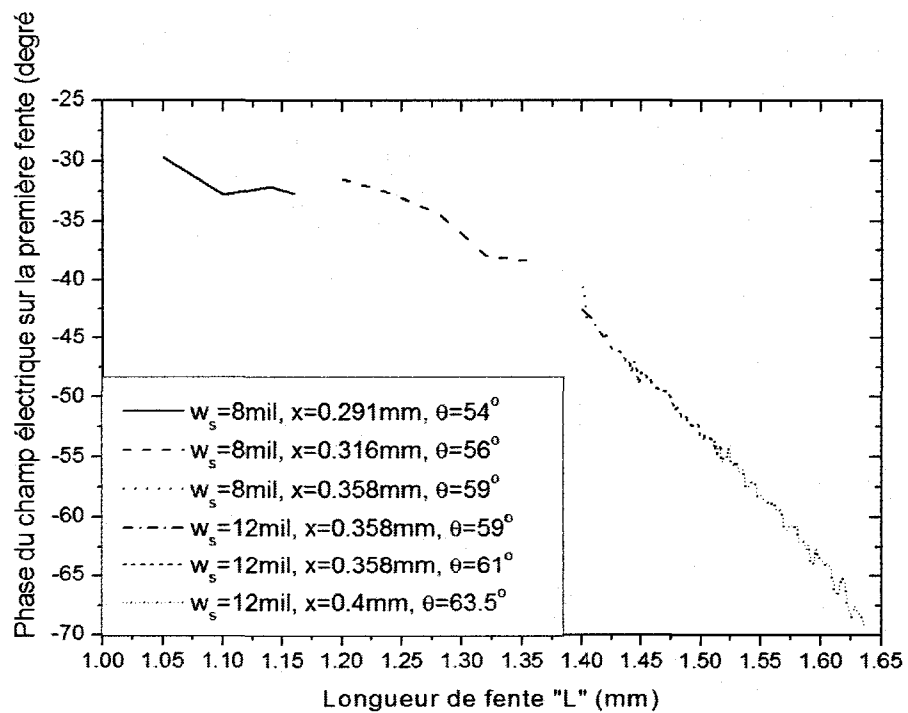


Figure 2.8 : Phase du champ électrique sur la première fente en fonction de L pour différentes valeurs de w_s , x , et θ .

2.6 Technique de calcul de la phase du champ électrique sur les fentes

La phase du champ électrique sur les fentes doit être prise en compte pour la réalisation d'un réseau linéaire. Par exemple, pour un réseau constitué de deux double fentes inclinées, sur un même guide, la différence entre les phases des champs rayonnés par les antennes est contrôlée par trois éléments :

1. La progression de l'onde à l'intérieur du guide, pour aller d'une unité rayonnante à l'autre
2. L'effet des fentes sur la phase de l'onde à l'intérieur du guide
3. Le champ électrique excité sur la fente qui dépend de la dimension, l'angle et le décalage de la fente.

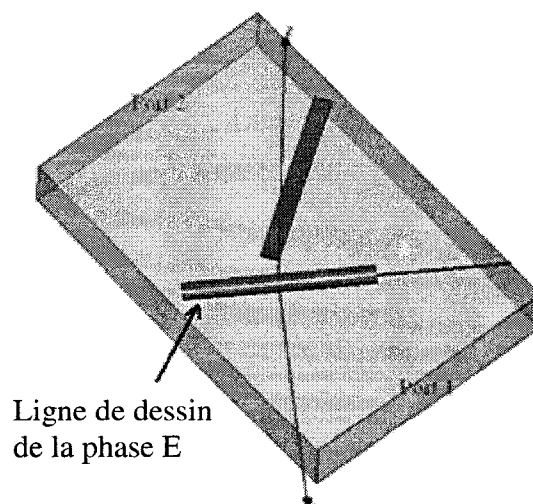


Figure 2.9 Antenne à double fentes inclinées modélisée sur HFSS.

Voila pourquoi, dans la caractérisation des doubles fentes, il est important de mesurer la phase du champ électrique sur les fentes.

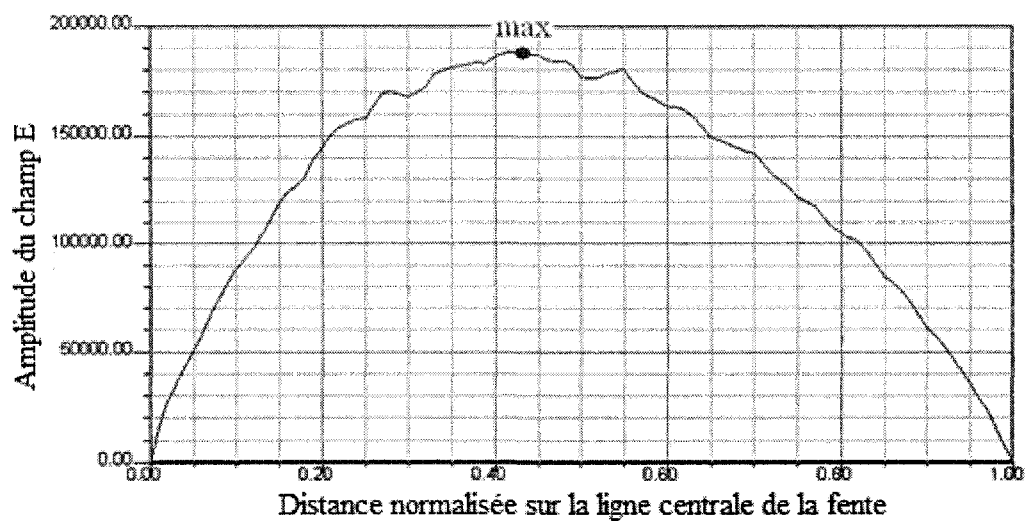


Figure 2.10 Exemple de calcul sur HFSS de la distribution du champ électrique sur une fente.

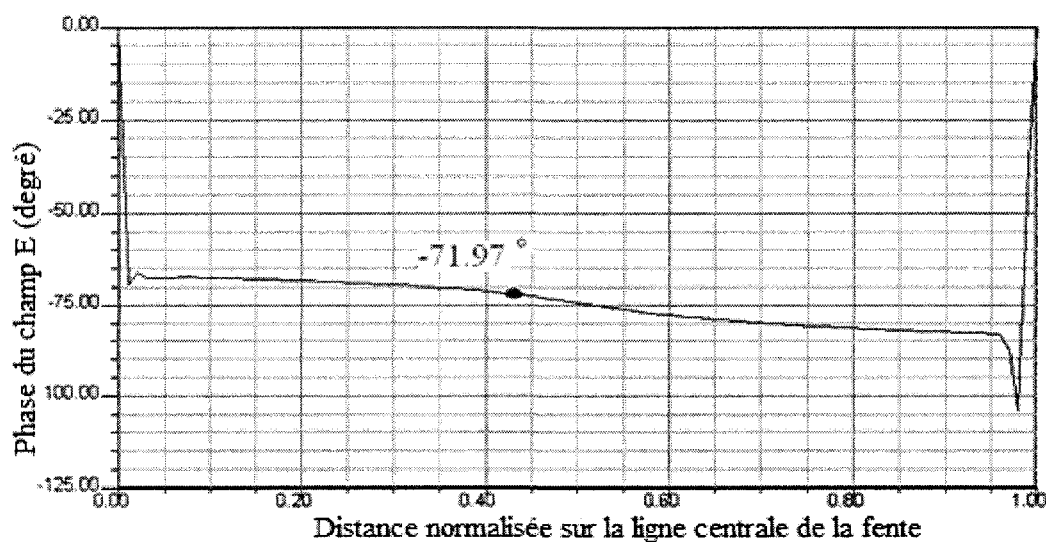


Figure 2.11 Exemple de calcul sur HFSS de la phase du champ électrique sur une fente.

Normalement, le logiciel HFSS calcule les matrices de dispersion $[S]$, et d'après cette matrice, les matrices $[Y]$ et $[Z]$. Dans l'option du dessin des champs électriques et magnétiques, les champs sont dessinés sur les surfaces ou dans les volumes mais il n'est pas possible d'obtenir directement l'amplitude ou la phase d'une composante de champ à un point exact. L'outil "Field Calculator" de HFSS permet d'effectuer cette tâche. Il permet d'effectuer n'importe quelle opération mathématique sur le champ électromagnétique et d'obtenir la distribution du champ sur une surface ou un segment donné.

Afin d'avoir les phases d'excitation du champ électrique sur les fentes, un segment de ligne est défini sur l'axe de la fente, et le champ électrique est dessiné, en amplitude et en phase (figure 2.10 et 2.11). Comme attendu, la forme de la distribution du champ est quasi-cosinusoidale, en tenant compte de l'inclinaison de la fente. La phase du champ électrique est mesurée au point où l'amplitude atteint son maximum. Ce calcul peut être fait soit sur la première fente, soit sur la seconde, puisque les fentes combinent une polarisation circulaire, la variation de leurs phases d'une structure à l'autre sera la même.

2.7 Conclusion

Un élément d'antenne à polarisation circulaire, à double fentes inclinées a été caractérisé. Plus de 120 optimisations ont été faites pour obtenir des courbes nécessaires dont nous verrons l'application dans le troisième chapitre. Bien que cette technique soit

longue, elle donne les outils nécessaires à la synthèse de réseaux d'antennes à ondes progressives.

Il est important de noter également que, dans les simulations par HFSS, le maillage doit être bien imposé par l'utilisateur. Nous avons remarqué que si le maillage est effectué correctement, la boîte de rayonnement (surfaces de Huygens) peut être prise très proche de l'antenne simulée (de l'ordre de $\lambda/8$) sans détériorer les résultats. Ceci permet de simuler des antennes avec des dimensions plus grandes que les limites habituelles obtenues pour des boîtes de rayonnement plus grandes.

CHAPITRE 3. SYNTHÈSE ET CONCEPTION D'ANTENNES À ONDES PROGRESSIVES

L'objectif de ce chapitre est de décrire la démarche adoptée pour faire la synthèse de réseaux d'antennes à ondes progressives. En premier, l'analyse des réseaux d'antennes est présentée pour les distributions uniforme, binomiale, Tchebychev et Taylor. Ensuite, nous verrons la méthode de synthèse qui permettra la conception de réseaux à partir des caractérisations faites au chapitre précédent. Finalement, des réseaux à distributions uniforme, Tchebychev et Taylor sont conçus et les résultats de leurs simulations sont comparés.

3.1 Introduction

La caractérisation des éléments rayonnants ouvre la possibilité de réaliser des réseaux avec différentes distributions. Cette synthèse peut se faire en fonction du diagramme de rayonnement souhaité, en termes de niveau de lobes secondaires, de largeur de faisceau principale et de l'angle de son orientation.

Il est rare qu'une unité rayonnante puisse à elle seule permettre d'obtenir la forme de diagramme de rayonnement désirée. Par contre, En associant convenablement plusieurs unités dans un réseau, on peut s'approcher du diagramme désiré.

L'étude des réseaux peut être divisée en deux parties: l'analyse du réseau, et la synthèse.

Dans ce chapitre, nous décrivons d'abord brièvement l'analyse des réseaux à partir des valeurs d'amplitudes et de phases des excitations des éléments.

Ensuite, nous présentons la synthèse des réseaux, avec des distributions de types uniforme, Tchebychev, Taylor et binomiale. De plus, selon les valeurs d'amplitude et de phase des excitations obtenues pour les unités rayonnantes, nous calculerons la matrice $[S]$ requise par chacune des unités. Dans cette partie de l'étude, nous tenons compte de la nature progressive de la propagation de l'onde dans ces types d'antennes que nous souhaitons réaliser.

Enfin, les matrices $[S]$ des unités rayonnantes sont reliées aux paramètres géométriques des fentes (angles, décalages, longueurs, espacements) grâce aux courbes de caractérisation (voir Chap. 2).

Dans cette étape, il est important de prendre en compte les limites imposées par les dimensions des éléments et les imprécisions de fabrication.

Finalement, des simulations utilisant une méthode à ondes complètes sont présentées pour les antennes aux distributions uniforme, Tchebychev, Taylor et binômiale.

3.2 Analyse de réseaux d'antennes

En assemblant plusieurs éléments rayonnants de faible directivité, et en tirant profit des interférences entre les rayonnements des unités rayonnantes, on peut obtenir de grandes directivités. En choisissant convenablement l'espacement entre les éléments et leurs

phases d'excitation, on peut modifier la directivité du réseau grâce à l'interférence constructive dans certaines directions et à l'interférence destructive dans d'autres.

L'analyse du réseau consiste à déterminer le diagramme de rayonnement obtenu lorsqu'on connaît l'amplitude et la phase de l'onde appliquée sur chaque antenne, ou unité rayonnante, puisque dans notre cas, l'élément rayonnant est composé de deux fentes inclinées.

L'analyse nous permet de connaître l'influence des principaux paramètres physiques du réseau sur le diagramme de rayonnement.

Dans le cas général, une antenne située à l'origine, rayonne au point R, un champ électrique que l'on peut modéliser par la relation :

$$E(\vec{R}) = I f(\theta, \varphi) \frac{e^{-j\beta R}}{R}, \quad (3.1)$$

dans laquelle I est l'excitation de l'antenne, R la distance du point de vue jusqu'à l'antenne, et $F(\theta, \varphi)$, est le patron de rayonnement d'un seul élément.

Pour un nombre n d'antennes, et si on suppose que le rayonnement d'un élément n'est pas affecté par la présence d'autres éléments rayonnants à proximité (couplage entre les antennes), on peut considérer le champ total rayonné comme l'addition des champs rayonnés individuellement, c'est-à-dire :

$$E = \sum_i^n I_i F_i(\theta, \varphi) \frac{e^{-j\beta R_i}}{R_i} \quad (3.2)$$

Si les éléments sont identiques, ils ont le même patron de rayonnement et $F_i(\theta, \varphi) = f(\theta, \varphi)$ et donc :

$$E = f(\theta, \varphi) \sum_i^n I_i \frac{e^{-j\beta R_i}}{R_i}, \quad (3.3)$$

où $f(\theta, \varphi)$ est le diagramme de rayonnement de chaque élément, nommé facteur d'élément (FE), et $FR = \sum_i^n I_i \frac{e^{-j\beta R_i}}{R_i}$ est le facteur de réseau (FR).

Donc, si nous désirons obtenir le diagramme de rayonnement réel d'un réseau, nous devons multiplier le facteur de réseau par le diagramme de rayonnement d'un élément du réseau.

Le facteur de réseau, qui traduit la modification apportée au diagramme de rayonnement d'un seul élément rayonnant lorsqu'il est mis en réseau avec d'autres éléments, devient de plus en plus directif au fur et à mesure que le nombre d'éléments augmente. Dès que le nombre n d'éléments devient important, (c.à.d. supérieur à dix), le diagramme de rayonnement global dépend essentiellement du facteur de réseau.

Dans le cas des doubles fentes inclinées sur le guide, le réseau est considéré linéaire, à n éléments, régulièrement espacés, donc à phase progressive, et à excitation non uniforme.

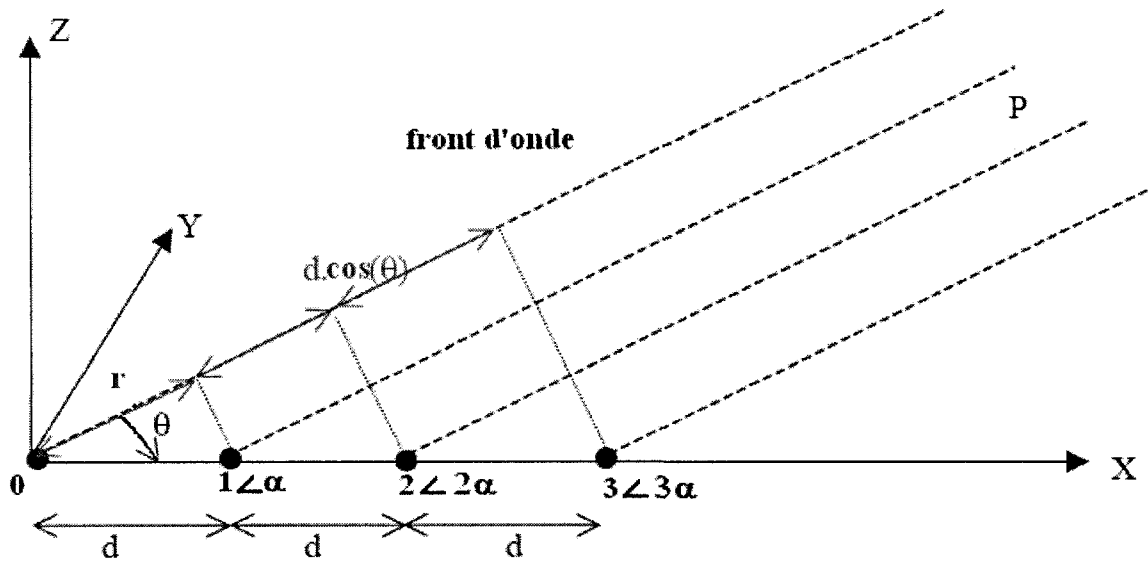


Figure 3.1 : Réseau aligné de n éléments régulièrement espacés (à phase progressive).

Le diagramme de rayonnement est calculé dans le champ lointain de l'antenne, en conséquence, les distances R_i du dénominateur du facteur de réseau sont considérées égales ($\frac{1}{R_i} \approx \frac{1}{R}$).

$$E = f(\theta, \varphi) \sum_i^n I_i \frac{e^{-j\beta R_i}}{R_i} = \frac{f(\theta, \varphi)}{R} \sum_i^n I_i e^{-j\beta R_i} \quad (3.4)$$

$$FR = \sum_0^n I_i e^{-j\beta R_i} = I_0 + I_1 e^{-j\beta R_1} + \dots I_i e^{-j\beta R_i} + \dots + I_n e^{-j\beta R_n} \quad (3.5)$$

Selon la figure 3.1, l'élément à l'origine étant pris comme référence, les distances R peuvent être remplacées :

$$FR =$$

$$I_0 e^{-j\beta r} + I_1 e^{-j\beta(r-d\cos\theta)+j\alpha} + \dots + I_i e^{-j\beta(r-id\cos\theta)+jia} + \dots + I_n e^{-j\beta(r-nd\cos\theta)+jna}$$

La phase étant propagée progressivement dans le guide, la phase d'excitation α des éléments est définie par la distance d entre les éléments.

Dans le cas d'un diagramme de rayonnement dont le maximum de rayonnement se situe sur l'axe normal au réseau, la longueur de guide entre les éléments doit permettre que les éléments soient alimentés avec la même phase à la fréquence centrale, soit :

$$\alpha = -\beta_g d = -2\pi \Rightarrow d = \lambda_g$$

Cela impose une distance entre les éléments égale à $\lambda_{guidée}$.

$$\beta = \frac{2\pi}{\lambda} \text{ donc:}$$

$$FR = e^{-j\beta r} (I_0 + I_1 e^{j\beta d \cos \theta} + \dots + I_i e^{j\beta i d \cos \theta} + \dots) \quad (3.6)$$

Pour obtenir un maximum dans une autre direction, il est nécessaire d'avoir des déphasages entre les excitations des éléments successifs.

L'amplitude d'excitation I et les phases α , sont les paramètres qui permettent de façonner le diagramme de rayonnement d'une antenne et seront étudiés dans la section suivante.

3.3 Synthèse

La synthèse est l'étape qui permet de transformer la description de l'antenne en termes du diagramme de rayonnement, en une description au niveau des amplitudes et phases

d'excitation de chaque unité rayonnante du réseau, et finalement de la géométrie et les dimensions des fentes.

Elle nous permet de former le faisceau, c'est-à-dire, pointer le lobe principal du réseau vers la direction choisie en fonction de phases d'excitations des éléments. Il peut également s'agir de contrôler d'autres propriétés du diagramme, comme la position des zéros, l'intensité des lobes secondaires, et la largeur du faisceau principal.

Les distributions uniforme, Tchebychev, Taylor et binomiale sont considérés, et leurs performances comparées.

3.3.1 Distribution uniforme

Une distribution où les éléments sont tous alimentés avec une amplitude identique et une phase progressive, est nommée uniforme.

En général, la distribution uniforme donne le maximum de directivité possible à un réseau d'antennes. Un réseau donnant une meilleure directivité qu'un réseau de même taille à distribution uniforme est appelé réseau superdirectif.

Si le point de référence est pris au centre du réseau linéaire, le facteur de réseau s'écrit :

$$FR = \left[\frac{\sin\left(\frac{N}{2}\psi\right)}{\sin\left(\frac{\psi}{2}\right)} \right] \quad (3.7)$$

Où $\psi = \beta d \cos \theta + \alpha$ et N est le nombre d'éléments.

Le nombre de nuls est une fonction de la séparation entre les éléments et des phases d'excitation α . Le faisceau principal est maximum à $\psi = 0, \pm 2\pi$, donc

$$\theta_m = \cos^{-1} \left(\frac{2n\pi - \alpha}{\beta d} \right) \quad (3.8)$$

Le maximum du premier lobe latéral, pour un nombre élevé d'éléments, est approximativement 13.46 dB plus basse que le faisceau principal.

L'augmentation de l'espacement des éléments d rend le faisceau principal plus mince, et fait augmenter le nombre de lobes secondaires. L'augmentation du nombre d'éléments réduit la largeur de faisceau principal (figure 3.2).

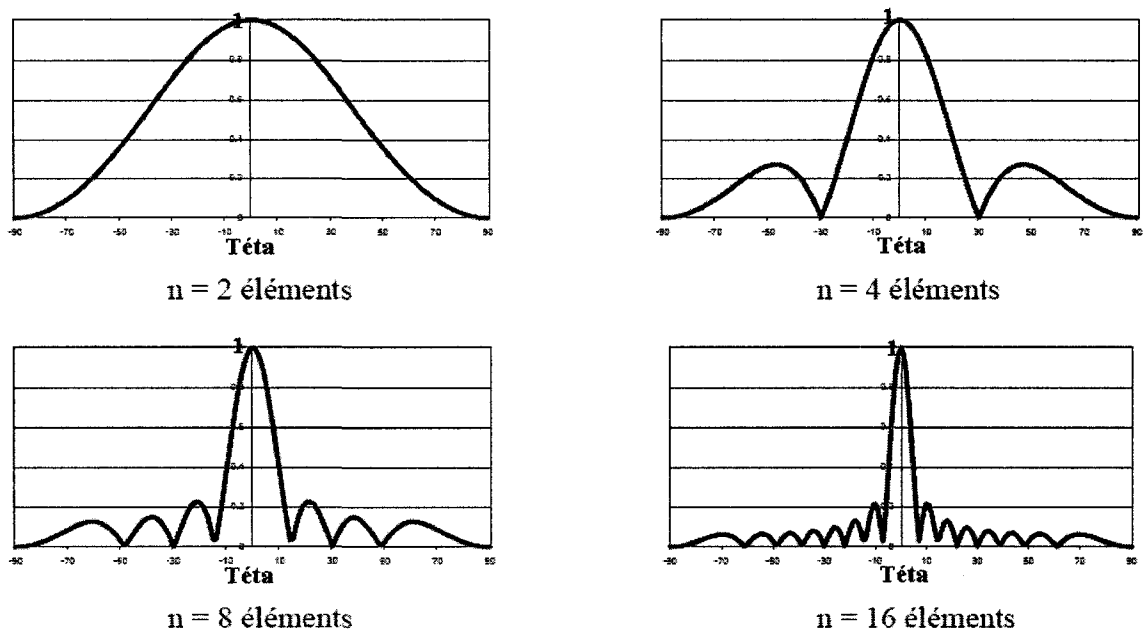


Figure 3.2 : Évolution du diagramme de rayonnement du facteur de réseau uniforme en fonction du nombre d'éléments pour $d = \lambda/2$.

Pour notre application, nous avons choisis 15 éléments. Dans une distribution uniforme, les éléments doivent tous avoir une excitation égale à $\frac{1}{15}$ et les éléments ont un espacement égal à λ_g . Le facteur de réseau est dessiné par le logiciel Matlab dans la figure 3.3., ou on aperçoit que le maximum du premier lobe latéral est bien 13.13dB plus bas que le maximum du faisceau principal. Comme l'espacement des éléments est λ (pour avoir un lobe principal transverse), on voit un lobe arrière, de la même valeur que le faisceau principal. En réalité, puisqu'un plan de masse existe, nous n'avons pas de rayonnement aussi important. La largeur à mi-puissance du faisceau principal est de 6.72 degrés.

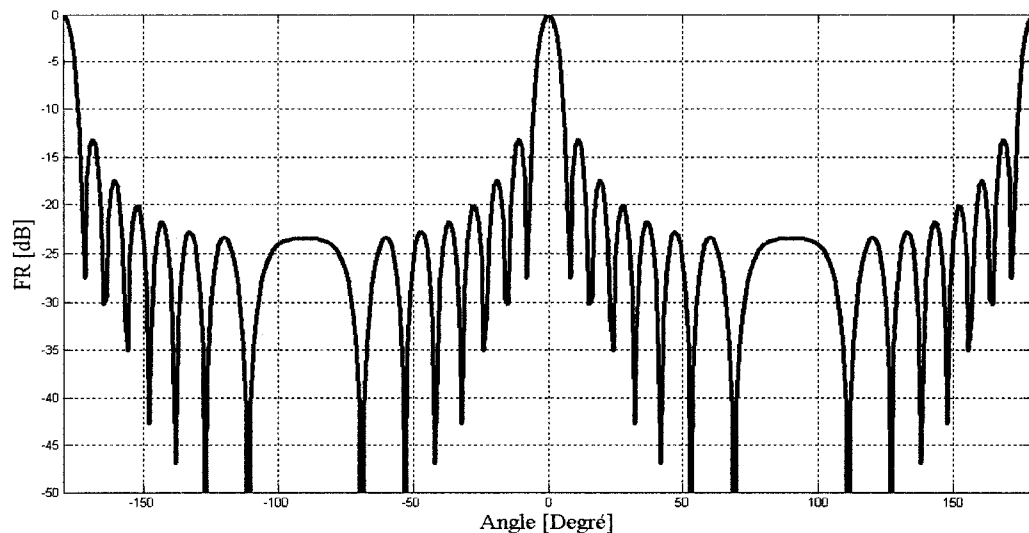


Figure 3.3 Facteur de réseau pour une distribution uniforme à 15 éléments et $d=\lambda$ dans le plan de la distribution

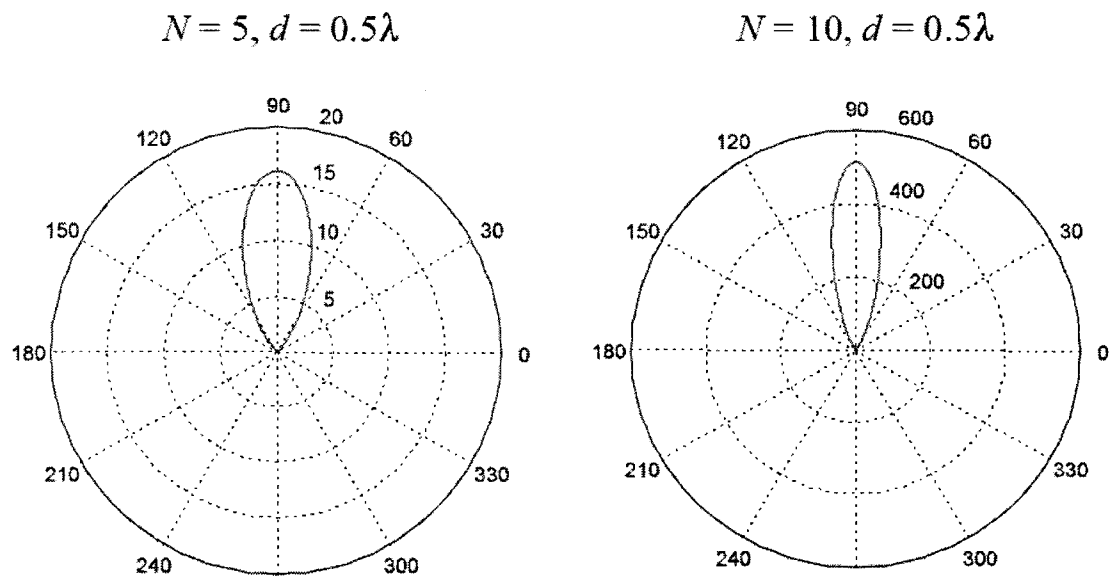


Figure 3.5 : Facteurs de réseau pour distribution binômiale avec 5 et 10 éléments

Pour avoir une distribution binomiale, selon le nombre d'éléments désirés, il suffit d'imposer une ligne du triangle de Pascal à l'amplitude d'excitation des éléments rayonnantes du réseau.

Dans la distribution binomiale, le niveau des lobes secondaires est très bas. Cependant, le faisceau principal est plus large que pour d'autres distributions.

Un problème que cause l'application de cette distribution, est le saut de niveaux d'excitation. Par exemple, dans un réseau avec 10 éléments (figure 3.5), les éléments aux bouts ont une excitation de 1, comparé à 126, pour celle du milieu. Il serait pratiquement impossible de réaliser de telles variations dans l'antenne.

Pour une distribution binomiale à 15 éléments, les éléments sont :

[1 15 105 455 1365 3003 5005 6435 6435 5005 3003 1365 455
105 15 1]

Où les sauts d'amplitudes sont évidents et demandent la réalisation d'antennes avec des excitations de 1 à 6435.

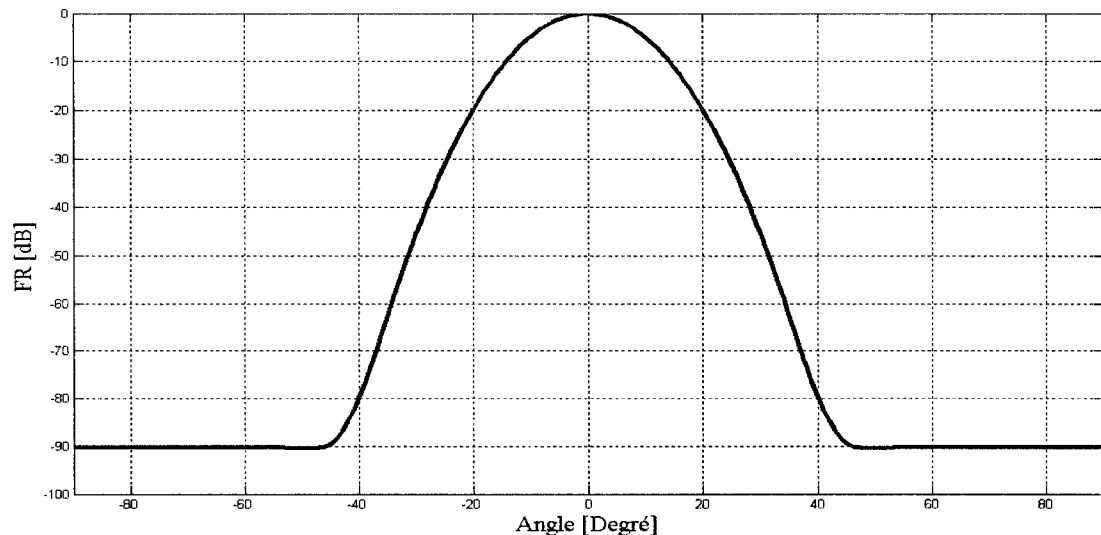


Figure 3.6 : Facteur de réseau de distribution binômiale à 15 éléments.

Comme prévu, il n'y a pas de lobes secondaires. La largeur mi-puissance du faisceau principal est 15.8 degrés, qui, comparé à la distribution uniforme, est très large.

3.3.3 Distribution Dolph-Tchebychev

La distribution utilisée le plus souvent, est la distribution de Dolph-Tchebychev. C'est en effet un compromis entre les distributions uniforme et binomiale. Comme indiqué par son nom, c'est une méthode basée sur les propriétés des polynômes de Tchebychev, qui permet d'obtenir le maximum de gain pour un niveau de lobes secondaires imposé. Une distribution Dolph-Tchebychev avec des lobes latéraux à $-\infty$ est en effet une distribution binomiale et les coefficients d'excitation sont identiques.

Cette méthode utilise le fait que la répartition optimale des amplitudes des sources est celle que donnent les polynômes de Tchebychev de degré (N-1). Ce polynôme présente toujours un maximum de niveau important qui correspond au maximum du lobe principal de rayonnement, et une succession de maxima et de minima, d'amplitudes égales, qui correspondent ici aux lobes secondaires. En effet, pour un niveau de lobe secondaire spécifique, le faisceau principal a une largeur minimum, ou bien le niveau de lobe secondaire minimum, pour une largeur de faisceau spécifiée.

Dans un réseau à distribution Tchebychev, tous les lobes secondaires ont le même niveau [25].

Pour obtenir les équations nécessaires à la synthèse de réseaux à distribution Tchebychev, on calcule d'abord le facteur de réseau pour un nombre pair et impair d'éléments, mais symétrique par rapport au centre du réseau.

$$\circ \circ \circ \quad \bullet \quad \bullet \quad \bullet \quad \bullet \quad \bullet \quad \circ \circ \circ$$

$$A_2 \angle -\alpha \quad A_1 \angle -2\alpha \quad A_0 \quad A_1 \angle \alpha \quad A_2 \angle 2\alpha$$

$$FR = A_0 + A_1(e^{+j\psi} + e^{-j\psi}) + A_2(e^{+j2\psi} + e^{-j2\psi}) + \dots$$

$$= A_0 + 2A_1 \cos(\psi) + 2A_2 \cos(2\psi) + \dots + 2A_m \cos(m\psi) \quad (3.10)$$

Et de même pour un nombre pair d'éléments.

$$FR_{\text{impair}} = A_0 + 2 \sum_{i=1}^m A_i \cos\left(\frac{i\psi}{2}\right) \quad (3.11)$$

$$FR_{\text{pair}} = 2 \sum_{i=1}^m A_i \cos\left(\frac{2i+1}{2} \psi\right) \quad (3.12)$$

Ainsi, on peut exprimer le facteur de réseau d'un réseau symétrique en fonctions de cosinus.

On peut démontrer que :

$$\cos\left(\frac{2i+1}{2}\psi\right) = T_{2i+1}\left(\cos\frac{\psi}{2}\right) \quad (3.13)$$

Où $T_N(x)$ représente le polynôme de Tchebychev d'ordre N de variable x, défini par :

$$T_m(z) = 2zT_{m-1}(z) - T_{m-2}(z) \quad (3.14)$$

$$T_N(x) = \begin{cases} (-1)^N \cosh(N \cos^{-1}|x|) & x < -1 \\ \cos(N \cos^{-1} x) & |x| \leq 1 \\ \cosh(N \cos^{-1} x) & x > 1 \end{cases} \quad (3.15)$$

La figure 3.7 représente le polynôme de Tchebychev pour les ordres 3, 4, 5 et 6.

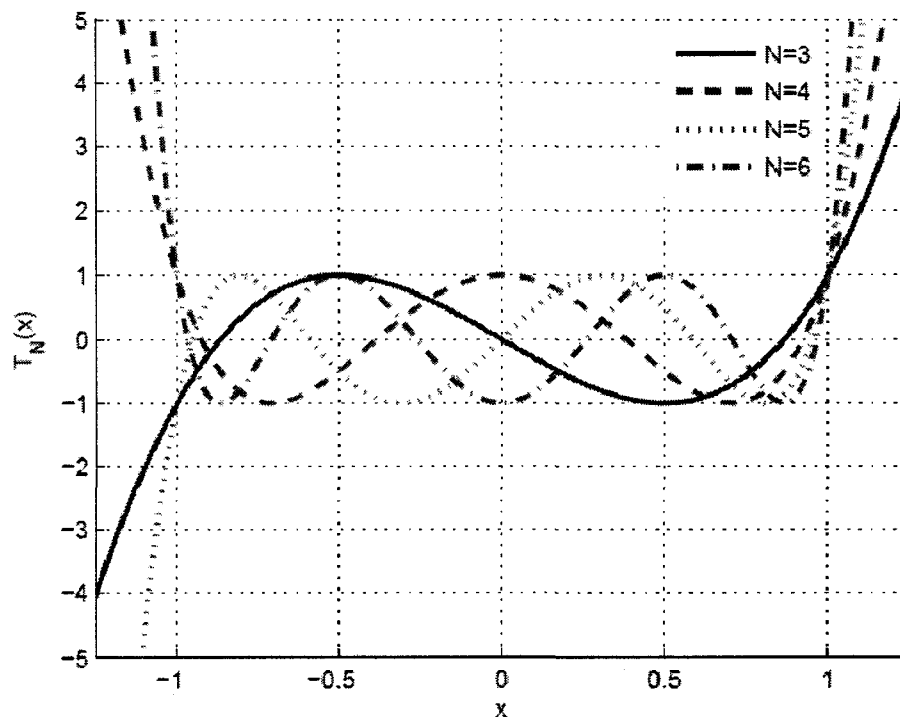


Figure 3.7 : Polynôme Tchebychev pour un nombre 3, 4, 5 et 6 éléments

L'expression du diagramme de rayonnement est composé d'un polynômes Tchebychev. La méthode de synthèse est tel qu'il faudrait calculer les amplitudes d'excitation des éléments tel que le rapport R entre l'amplitude du faisceau principal et celle des lobes secondaires soit constant.

Pour cela, il faut évaluer $T_N(x)$ à R , et résoudre le système d'équations algébrique, ayant comme inconnues les amplitudes, soit le changement de variable :

$$x = x_0 \cos\left(\frac{\psi}{2}\right) \quad (3.16)$$

où x_0 est la racine du polynôme Tchebychev.

Pour calculer x_0 :

$T_n(x_0) = R$, mais comme $T_n(\cosh \theta) = \cosh n\theta$, on remplace $x_0 = \cosh \theta_0$

$$\theta_0 = \frac{1}{n} \cosh^{-1}(T_n(\cosh \theta)) \quad (3.17)$$

$$\text{Donc : } x_0 = \cosh \theta_0 = \cosh\left(\frac{\cosh^{-1} R}{N}\right) \quad (3.18)$$

Pour trouver les coefficients d'excitation du courant, il suffit de trouver x_0 à partir du niveau de lobe secondaire spécifié pour le problème de synthèse, écrire le polynôme de Tchebychev d'ordre inférieur au nombre d'antennes, et y remplacer les x par $x_0 \cos\left(\frac{\psi}{2}\right)$.

Ensuite, il faut les identifier dans l'équation (3.10).

Par résolution des équations et identification des coefficients ayant le même rang, les amplitudes A_0 à A_n sont calculés.

Avec une distribution de Tchebychev, pour un niveau de lobe secondaire précis, la directivité augmente avec le nombre d'antennes. Mais, pour une longueur de réseau précis, la directivité ne monte pas nécessairement quand le niveau des lobes secondaires diminue.

Pour une distribution Tchebychev, avec un niveau de lobe secondaire imposé de -20dB, les coefficients du polynôme ont été calculés, et le facteur de réseau dessiné dans la figure 3.8.

Pour notre application, nous avons choisi une distribution de Tchebychev modifiée. En effet, comme expliqué précédemment, quand le nombre d'éléments du réseau augmente, la directivité n'augmente plus et est saturée [26].

$I = [1 \quad 0.6209 \quad 0.7724 \quad 0.9146 \quad 1.0378 \quad 1.1330 \quad 1.1932 \quad 1.2138 \quad 1.1932 \quad 1.1330$
 $1.0378 \quad 0.9146 \quad 0.7724 \quad 0.6209 \quad 1]$

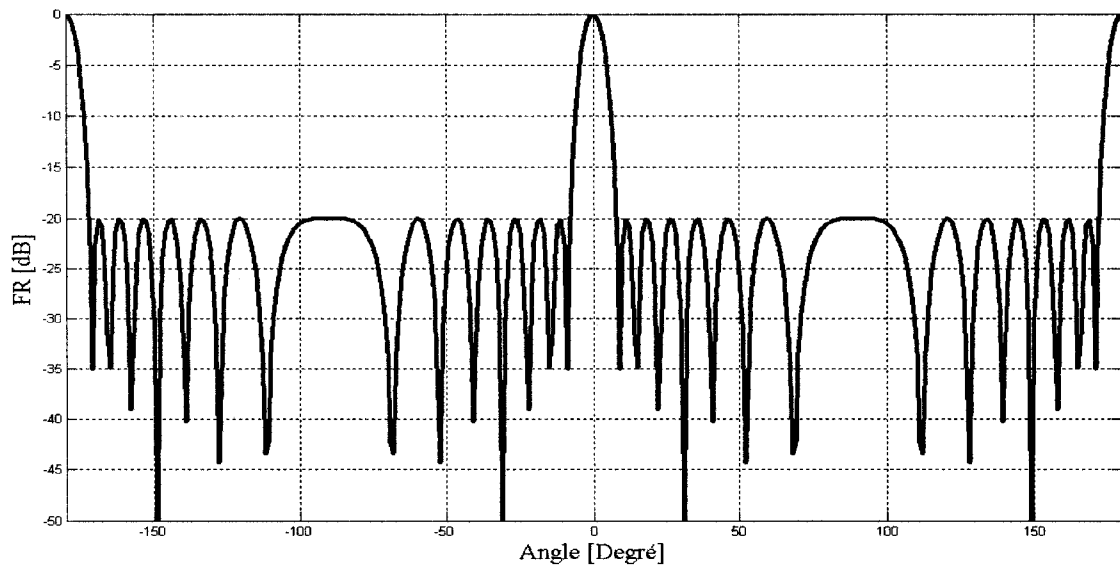


Figure 3.8 : Distribution Tchebychev à 15 éléments et espacement λ .

Comme présenté dans la figure 3.8, la largeur du faisceau principal est de 7.2 degrés.

3.3.4 Distribution Taylor

La distribution Taylor est un compromis entre la largeur mi-puissance du faisceau principale, et le niveau de lobes secondaires. Dans une conception idéale, toutes les lobes secondaires seront maintenus à un niveau spécifique. Mais comme les lobes secondaires vont jusqu'à l'infini, cela voudrait dire une puissance infinie. La technique introduite par Taylor, garde les quelques premiers lobes à un niveau fixe, et tout en s'éloignant du faisceau principal, le niveau des lobes décline progressivement. En réalité, le niveau des lobes secondaires les plus proches du faisceau principal aussi est réduite d'une à l'autre.

Pour avoir les coefficients d'excitation des éléments du réseau, il faut d'abords trouver le constant B qui est déterminé à partir du niveau de lobe secondaire désiré.

$$R_0 = 4.603 \frac{\sinh(\pi B)}{\pi B} \quad (3.19)$$

Ou R_0 est le niveau de lobe secondaire désiré.

Ensuite, le facteur d'espacement est calculé :

$$SF(\theta) = \begin{cases} 1 \frac{\sinh[\sqrt{(\pi B)^2 - u^2}]}{\sqrt{(\pi B)^2 - u^2}}, & u^2 < (\pi B)^2 \\ 1 \frac{\sin[\sqrt{u^2 - (\pi B)^2}]}{\sqrt{u^2 - (\pi B)^2}}, & u^2 > (\pi B)^2 \end{cases} \quad (3.20)$$

Et l'amplitude d'excitation des éléments est :

$$I_n(z') = \begin{cases} j\pi B \sqrt{1 - \left(\frac{2z'}{1}\right)^2} & -1/2 \leq z' \leq +1/2 \\ 0, & \text{autre} \end{cases} \quad (3.21)$$

Plus le nombre d'éléments est élevé, plus le nombre de lobes secondaires diminue. Un bon exemple est une distribution à 17 éléments, comparé à celle à 15.

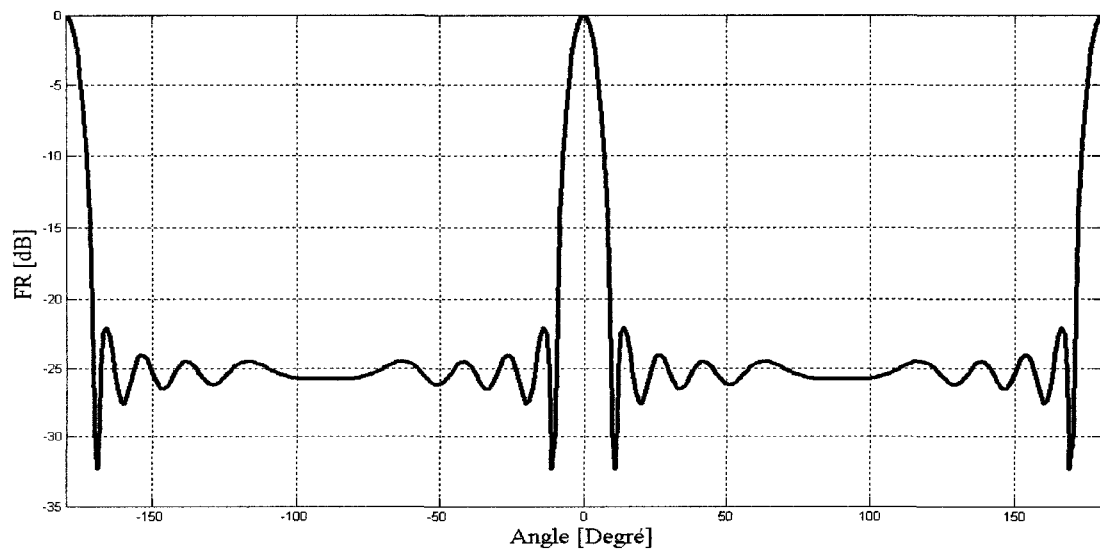


Figure 3.9 : Distribution Taylor à 17 éléments et $d=\lambda$.

La largeur mi-puissance du faisceau principale est de 8.22 degrés.

Pour une distribution à 15 éléments la distribution des courants est la suivante:

[0.1262 0.1821 0.2409 0.2892 0.3284 0.3545 0.3618 0.3545 0.3289
0.2914 0.2430 0.1902 0.1371 0.0913 0.0513]

Le diagramme de rayonnement pour cette distribution est donné sur la Fig. 3.10.

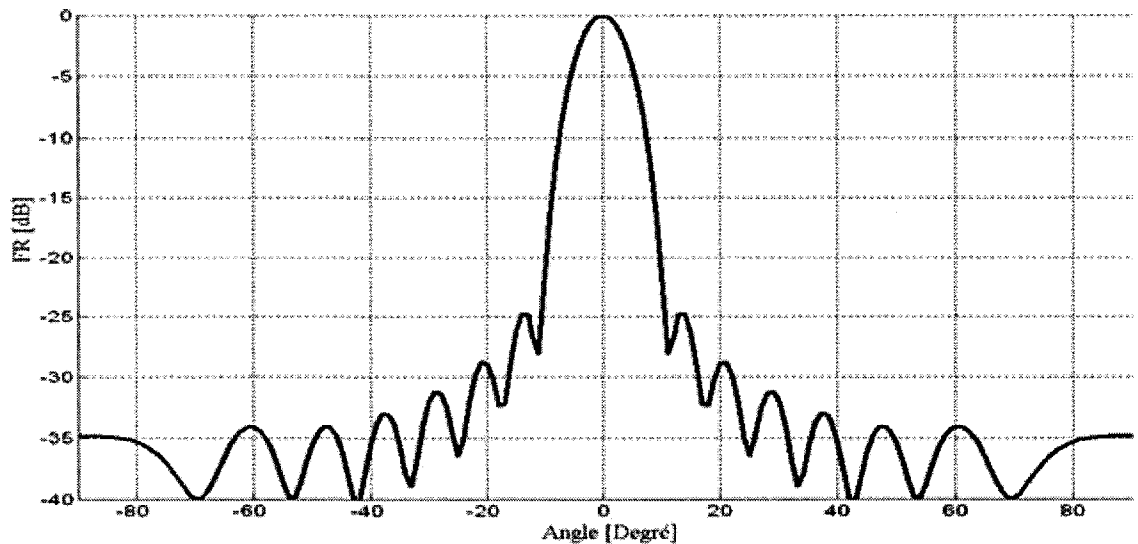


Figure 3.10 : Distribution Taylor à 15 éléments.

Où la largeur mi-puissance du faisceau principal est de 7 degrés.

En somme, comme on peut l'observer dans les distributions étudiées, la distribution uniforme donne le faisceau principal le plus mince, mais par contre, est limité à 13 dB de niveau de lobes secondaires. D'autre part, la distribution binomiale qui est la meilleure pour obtenir le plus faible niveau de lobes secondaires donne la largeur de faisceau à mi-puissance la plus élevée.

Le choix pour la synthèse serait d'avoir un compromis entre la largeur de faisceau principal et le niveau de lobes secondaires, donc une distribution Tchebychev ou Taylor. Il faut aussi prendre en compte les limitations de fabrication. Ces distributions seront étudiées et comparées dans les sections suivantes.

3.4 Description de la méthode de conception pour les antennes à ondes progressives

La synthèse des différentes distributions dans la section précédente, indique les valeurs d'excitations des 15 éléments (Nombre choisi pour la conception et comparaison des réseaux) d'un réseau pour avoir les diagrammes de rayonnement désirés.

Il faut maintenant relier cette représentation en courants d'excitation aux matrices de transmissions de chaque élément, afin d'obtenir finalement les caractéristiques physiques des doubles fentes rayonnantes caractérisées dans le Chapitre 2.

Dans une antenne à ondes progressives, la puissance à l'entrée est rayonnée par les fentes, au fur et à mesure qu'elle est propagée dans le guide. Ainsi, lorsque l'onde passe par la première fente, une fraction de la puissance est rayonnée, et l'onde qui atteint la deuxième fente, aura une amplitude moins élevée. Ceci, finalement, jusqu'au dernier élément, après lequel la puissance transmise devrait être négligeable.

Par exemple, pour concevoir un réseau à distribution uniforme de puissances, les éléments rayonnants ne peuvent être identiques, puisque chaque élément reçoit moins de puissance que la précédente, et devrait avoir un coefficient de transmission moins élevé

pour chaque élément, afin de rayonner une plus grande partie de la puissance à son entrée.

De même, il faut prendre en compte l'atténuation dans le guide, car elle affaiblit l'onde propagée, d'un élément à l'autre.

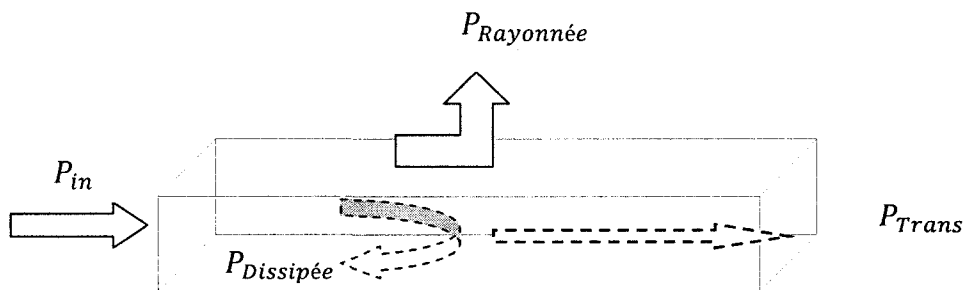


Figure 3.11 : Bilan de puissance après passage par un élément rayonnant: puissances incidente, transmise, et rayonnée.

Lors de la caractérisation des éléments, les pertes de réflexion sont considérées dans un premier temps comme négligeables. De plus, le coefficient de réflexion est considéré très faible. Ces hypothèses permettent de simplifier la synthèse de l'antenne.

Ainsi on a :

$$P_{in} = P_{trans} + P_{Rayonnée} \quad (3.22)$$

La puissance rayonnée normalisée par un élément $P_{Rayonnée}^n$ est en relation avec l'amplitude d'excitation de cet élément, calculé par la synthèse (paragraphe 2.1):

$$P_{Rayonnée}^n = |C_n|^2 \quad (3.23)$$

La phase de l'excitation est déterminée par la phase de l'onde progressive à l'intérieur du guide, et la phase du champ électrique sur la fente E^n .

Si le couplage mutuel entre les éléments est ignoré, ainsi que les pertes dans le GIS, pour chaque élément isolé, on a :

$$P_{tran} = |S_{21}|^2 \quad (3.24)$$

C'est dans cette étape que les pertes devraient être considérées. Il y a trois mécanismes de pertes dans les GIS, dont deux sont communs avec les guides d'ondes ordinaires : les pertes ohmiques dues à la conductivité limitée des murs métalliques et du placage des trous, et les pertes dues au diélectrique. Dans le cas des GIS, s'ajoute les pertes par rayonnement, causées par les espaces entre les trous remplaçant les murs latéraux.

La puissance propagée dans la direction z , subit une décroissance en fonction de α qui représente le constant d'atténuation.

$$P(z) = P(0)e^{-2\alpha z} \quad , \quad \alpha = \alpha_r + \alpha_c + \alpha_d \quad (3.25)$$

Où α_r est le constant d'atténuation des pertes de rayonnement, α_c est le constant d'atténuation dû à la conductivité limitée dans les métaux, et α_d , le constant d'atténuation causé par les pertes dans le diélectrique.

Le constant d'atténuation totale α peut être déterminé à partir de la matrice $[S]$ d'une longueur d de Guide Intégré au Substrat:

$$\alpha = -\frac{1}{d} 10 \log_{10} \left(\frac{|S_{21}|^2}{1 - |S_{11}|^2} \right) [dB] \quad (3.26)$$

Dans la caractérisation des éléments, nous avons utilisé des guides d'ondes classiques remplis de diélectrique, pour simplifier et rendre plus rapide l'extraction des paramètres. Cependant, les pertes dans les GIS étant différentes, α_{GIS} pour un GIS et α_{GR} pour un guide rectangulaire classique sont calculé selon (3.26) et leur différence est appliquée dans la conception. La puissance transmise dans le guide du réseau en prenant en compte les pertes devient :

$$P_{\text{tran}} = |S_{21}|^2 e^{-2\alpha z} \quad (3.27)$$

Un autre aspect dont il faudrait prendre compte dans la conception d'antennes sur GIS, est la constante de propagation différente au guide d'onde classique du GIS. Pour avoir la constante de propagation d'un GIS, il suffit de simuler deux longueurs différentes de L_1 et de L_2 GIS avec un logiciel commercial (ici HFSS), et de calculer :

$$\beta_{GIS} = \frac{\angle S_{21}^{L_2} - \angle S_{21}^{L_1}}{L_1 - L_2} \quad (3.28)$$

Où le résultat est indépendant des valeurs de L_1 et de L_2 , dans le cas où les pertes de réflexions sont nuls.

De la même façon, la constante de propagation dans le guide d'onde classique rempli de diélectrique est calculée, et la différence des coefficients est utilisée dans les dernières étapes de la synthèse.

Finalement, les résultats de la synthèse et de la caractérisation des doubles fentes sont reliés. Les amplitudes d'excitations des éléments rayonnants sont exprimées par les

coefficients de transmission de chaque élément (S_{21}). Ces derniers donnent les valeurs physiques des décalages, angles, espacements et longueurs des doubles fentes rayonnantes (en utilisant les figures 2.5 à 2.7).

Pour illustrer cette technique de synthèse, l'exemple d'un réseau uniforme à 4 éléments équi-phase est présenté ci-dessous.

La distribution étant uniforme, les courants d'excitations C^n sont égaux $C^1=C^2=C^3=C^4$, et donc $P_R^1 = P_R^2 = P_R^3 = P_R^4 = 0.25$.

Le substrat utilisé est le Rogers RT/Duroid 6002, avec une tangente de perte de 0.0012.

Les pertes calculées pour le choix de dimensions du SIW sont de $\alpha = 19.09 \text{ dB/m}$ qui fait une différence de 5.07 dB/m, avec les pertes calculées pour le guide d'onde classique. Donc un facteur de $e^{-2\alpha z} = 0.96$, où z est égal à une longueur d'onde guidée, ce qui est approximativement la distance entre les éléments rayonnants.

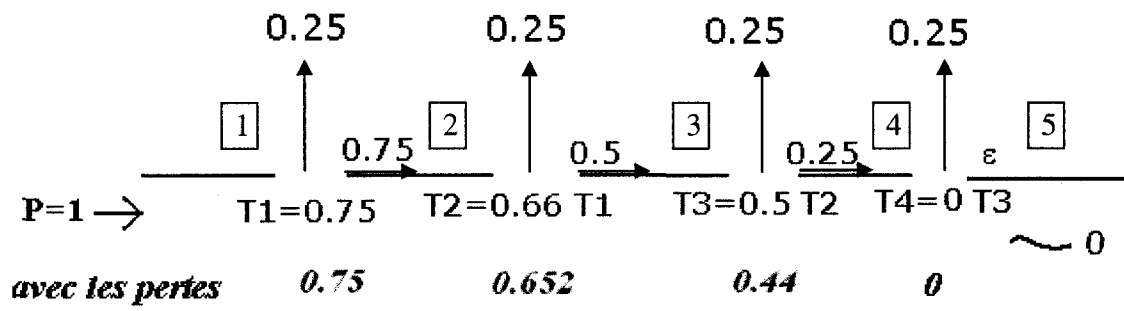


Figure 3.12 : Bilan de distribution de puissance et coefficients de transmissions dans un réseau à 4 éléments.

Pour une puissance entrant de 1 W, pour avoir 0.25 W de rayonnement, 0.75 W devrait être transmis, qui donne une $S_{21} = \sqrt{P_T} = \sqrt{0.75} = 0.866$. Les coefficients de transmission pour ce réseau sont montrés dans le tableau 3.1.

Tableau 3.1

	$S_{21} = \sqrt{T_1}$	$S_{32} = \sqrt{T_2/T_1}$	$S_{43} = \sqrt{T_3/T_2}$	$S_{54} = \sqrt{T_4/T_3}$
Sans pertes	0.866	0.8165	0.7071	0
Avec pertes	0.866	0.807	0.663	0

L'onde, dont une fraction a été rayonnée par le premier couple de fentes, doit voir un second élément avec un coefficient de transmission plus faible, et donc plus de rayonnement, afin de rayonner la même puissance que le premier couple de fentes. Plus l'onde progresse dans le guide, plus le coefficient de transmission diminue. Ceci est le cas, même dans une distribution non-uniforme, comme binomiale, où le dernier couple de fentes, bien que nécessitant un rayonnement plus faible que les éléments centraux, doit avoir un très faible coefficient de transmission, et donc des fentes plus longues, comparé aux premiers éléments du réseau, puisque la puissance qu'elles rayonnent, relatif à leurs puissance d'entrée, est très large. La figure 3.13, un réseau Tchebychev, montre l'allongement progressif des fentes dans la direction de la progression de l'onde.

Ainsi, les coefficients de transmission des unités rayonnantes sont mises en relation avec l'éclairage donné par la synthèse.

Il nous reste à définir les phases d'excitation des éléments.

Les éléments rayonnants doivent tous être alimentés en phase, puisque le diagramme de rayonnement choisi pour la synthèse, doit avoir le faisceau principal pointé perpendiculairement au plan contenant les fentes.

Comme nous l'avons vu dans la section 2.6, la phase de l'excitation des fentes dépend de trois paramètres :

1. La distance entre les couples de fentes d_n (progression de la phase de l'onde dans le guide)
2. le déphasage causé par les éléments rayonnants, mesuré dans le guide ($\angle S_{21}$) (figure 2.6).
3. la phase du champ électrique induit sur la fente E_n , et qui dépend de son orientation, longueur, et décalage (figure 2.8).

Pour que les éléments soient en phases, il faudrait qu'ils aient une distance λ_g (longueur d'onde guidée), tout en prenant compte des déphasages causés par les fentes.

Donc, pour calculer l'espacement d_n entre les doubles fentes n et $n+1$, un facteur de correction du déphasage causé par les fentes est ajouté à la longueur d'onde guidée λ_g . Ce facteur prend en compte la différence de phase du champ électrique sur la première fente de l'élément n et la phase du champ électrique sur la première fente de l'élément $n+1$, ainsi que la phase du coefficient de transmission $\angle S_{21}^n$.

$$d_n = \lambda_g + \left(\frac{\angle S_{21}^n}{2\pi} + \frac{\angle E_{n+1} - \angle E_n}{2\pi} \right) \lambda_g \quad (3.29)$$

C'est dans cette étape qu'il faudra prendre compte de la différence entre la constante de propagation du modèle caractérisé, et des GIS utilisés dans la réalisation.

$$\lambda_g = \frac{2\pi}{\beta_g} \text{ pour le guide classique et } \lambda_g^{GIS} = \frac{2\pi}{\beta_{GIS}} \text{ pour un GIS.}$$

Connaissant la relation entre β_g et β_{GIS} par la simulation des guides, il suffit de corriger la longueur d'onde guidée dans l'équation (3.26) par le facteur $\frac{\beta_g}{\beta_{GIS}}$.

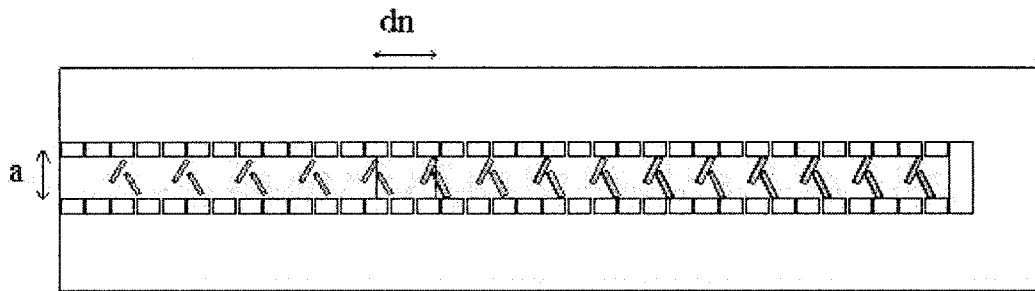


Figure 3.13 : Réseau optimisé de Tchebychev à 15 éléments et $d=\lambda$.

Toutes les données nécessaires pour la conception des réseaux sont ainsi calculées. À partir de la synthèse, les coefficients de transmission des éléments sont indiqués. Sur la courbe de la figure 2.5, les longueurs de fentes pour avoir ces coefficients sont trouvées. Ensuite, la figure 2.7 donne l'espacement s entre les éléments, l'inclinaison et le décalage, ainsi que la largeur de la fente. Finalement, les figures 2.6 et 2.8 indiquent les phases $\angle S_{21}^n$ et $\angle E_n$ adéquates à partir desquelles les espacements sont calculés.

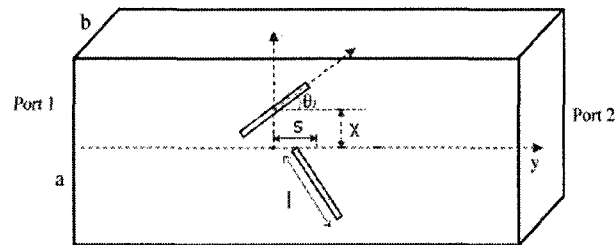


Figure 3.14 : Dimensions et valeurs physiques des doubles fentes, définies par la synthèse.

Les étapes de la conception sont montrées dans le schéma suivant, et le tableau 3.2, donne les distributions et les coefficients de transmission équivalents pour un réseau à 15 éléments.

Dans ce tableau, les valeurs de coefficients de transmission soulignées, sont les valeurs qui ne peuvent pas être réalisées avec les doubles fentes, le minimum de S_{21} réalisable étant 0.6 (limites de fabrication).

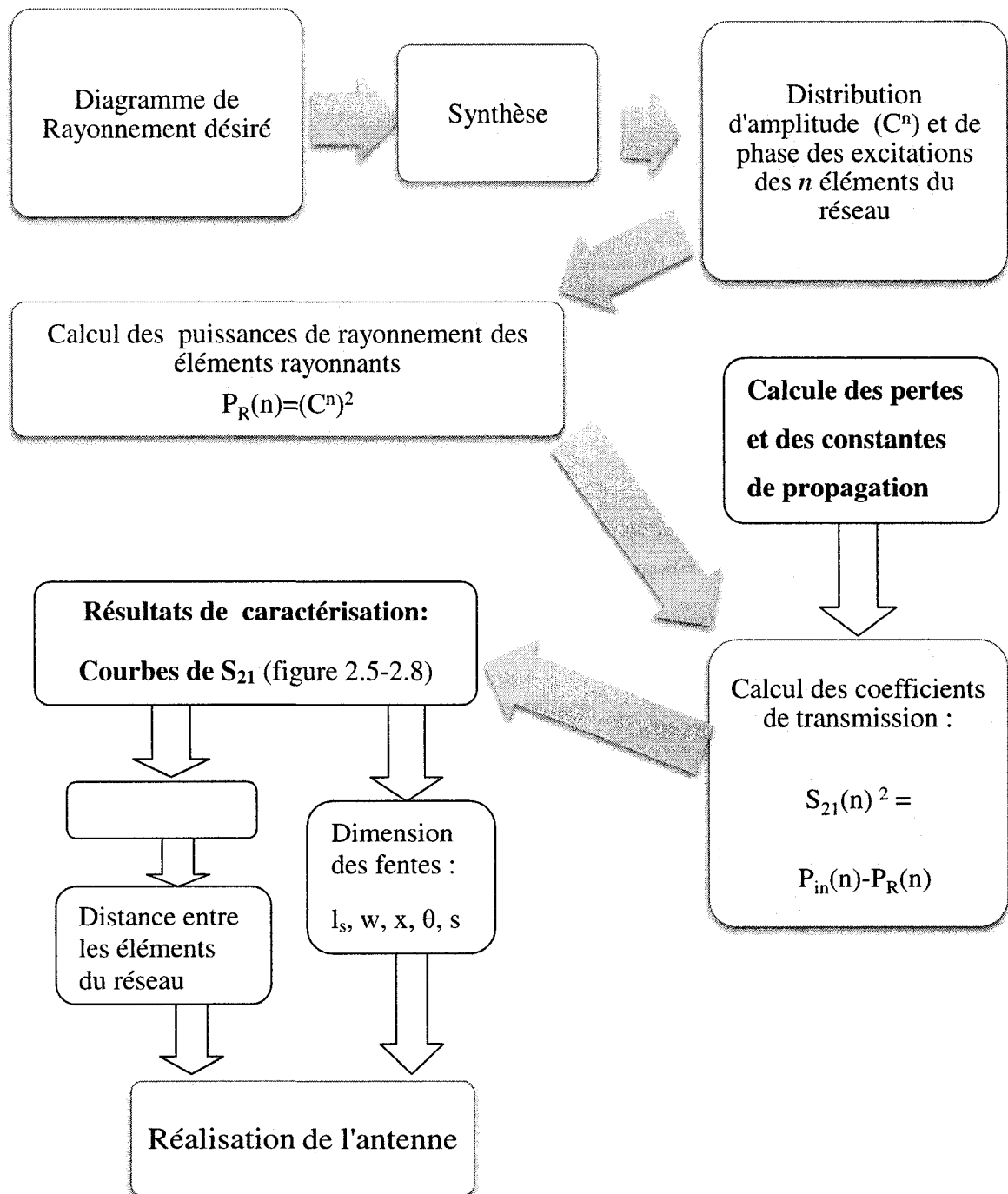


Figure 3.15 : Étapes de synthèse.

Tableau 3.2

Élément	Distributions											
	Uniforme			Binomiale			Tchebychev			Taylor		
	C	S ₁₂	$\frac{d}{\lambda_g}$	C	S ₁₂	$\frac{d}{\lambda_g}$	C	S ₁₂	$\frac{d}{\lambda_g}$	C	S ₁₂	$\frac{d}{\lambda_g}$
1	1	0.937	0.95	1	0.999	0.98	1	0.998	0.96	0.016	0.992	0.97
2	1	0.933	0.95	15	0.999	0.98	0.621	0.988	0.96	0.033	0.983	0.97
3	1	0.928	0.95	105	0.995	0.98	0.772	0.967	0.93	0.058	0.969	0.94
4	1	0.923	0.95	455	0.981	0.96	0.914	0.934	0.9	0.083	0.952	0.92
5	1	0.916	0.87	1365	0.951	0.92	1.038	0.904	0.87	0.108	0.931	0.91
6	1	0.909	0.85	3003	0.898	0.92	1.133	0.877	0.85	0.125	0.906	0.91
7	1	0.9	0.87	5005	0.822	0.87	1.193	0.853	0.83	0.131	0.879	0.91
8	1	0.888	0.84	6435	0.729	0.83	0.213	0.825	0.81	0.125	0.847	0.86
9	1	0.875	0.82	6435	0.629	0.79	1.193	0.788	0.78	0.108	0.813	0.84
10	1	0.857	0.78	5005	<u>0.528</u>	0.75	1.133	0.736	0.75	0.084	0.773	0.82
11	1	0.833	0.78	3003	<u>0.431</u>	0.75	1.038	0.659	0.74	0.059	0.729	0.79
12	1	0.80	0.78	1365	<u>0.342</u>	0.75	0.914	<u>0.554</u>	0.74	0.036	0.678	0.77
13	1	0.75	0.78	455	<u>0.259</u>	0.75	0.772	<u>0.427</u>	0.74	0.018	0.624	0.76
14	1	0.66	0.78	105	<u>0.184</u>	0.75	0.621	<u>0.287</u>	0.74	0.008	<u>0.552</u>	0.76
15	1	<u>0.5</u>	0.78	15	<u>0.117</u>	0.75	1	<u>0.142</u>	0.74	0.002	<u>0.529</u>	0.76

Nous remarquons que la distribution binômiale comporte le plus grand nombre de valeurs irréalisables. Ensuite vient la distribution Tchebychev, Taylor, et finalement la distribution uniforme.

À cause de cette limite, le seul choix serait de placer l'élément au rayonnement maximum ($S_{21} = 0.6$) obtenu dans la caractérisation à la place des éléments non-disponibles. Cependant, nous éviterons la réalisation de la distribution binomiale, à cause du trop grands nombre d'éléments répétitifs.

En effet, la répétition des éléments à la fin, dérange quelque peu la distribution, et affecte la symétrie du diagramme de rayonnement. Les figures suivantes, montrent le changement dans les diagrammes de rayonnement du facteur de réseau.

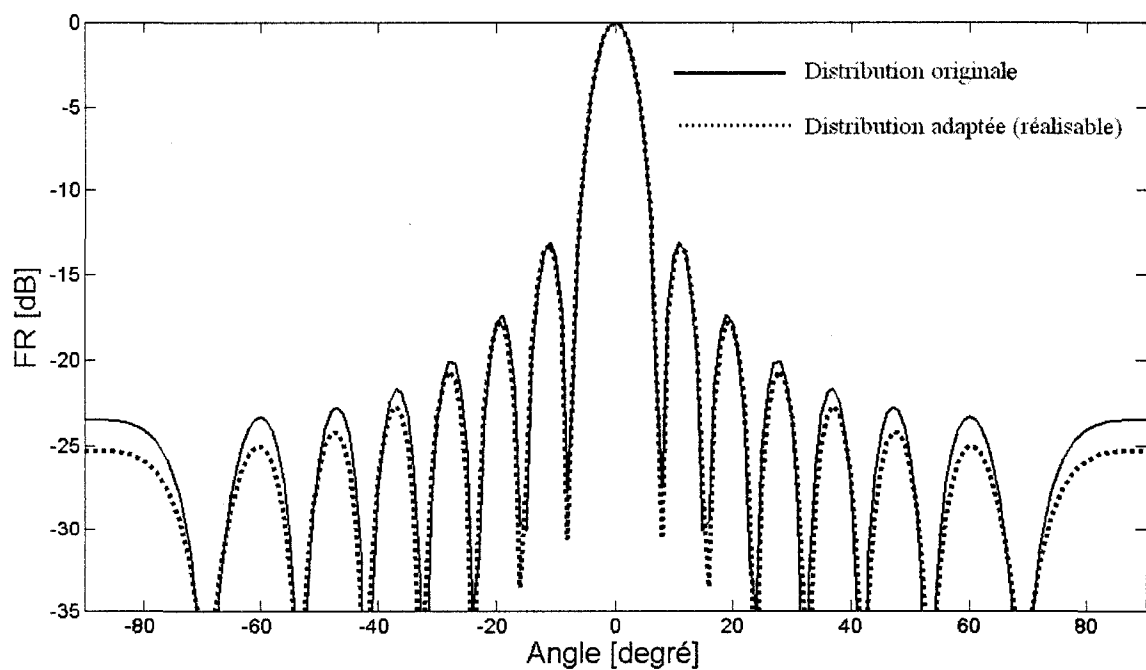


Figure 3.16 : Facteur de réseau de distribution uniforme adaptée à la réalisabilité.

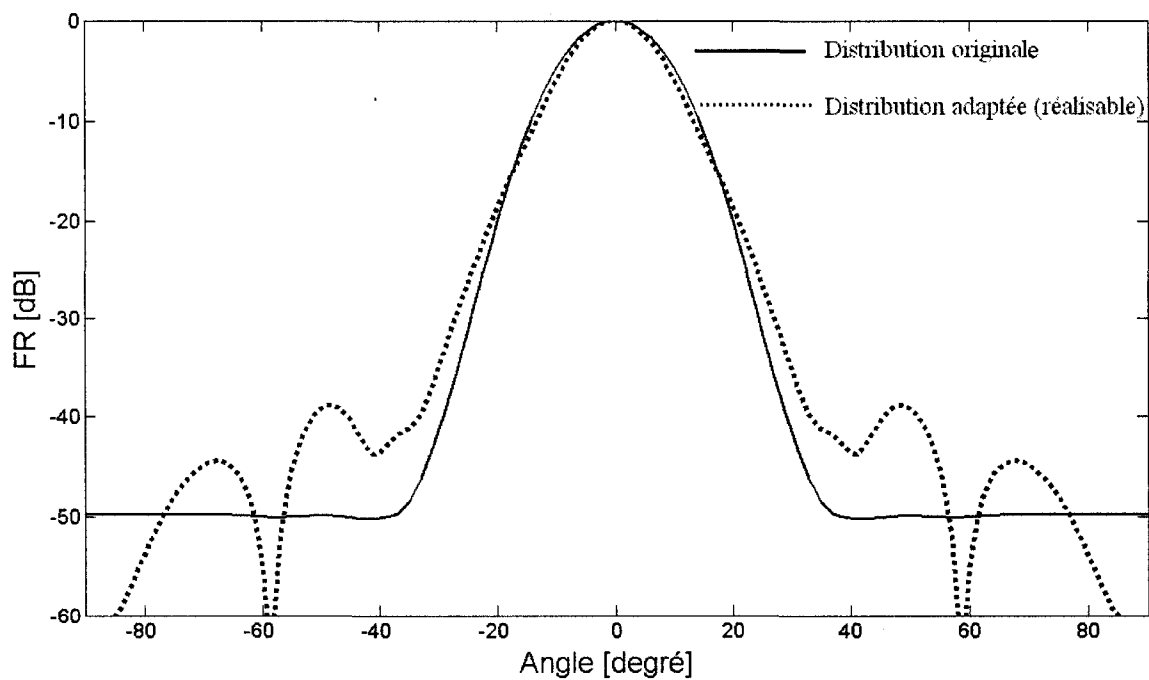


Figure 3.17 : Facteur de réseau de distribution binomiale adaptée à la réalisabilité.

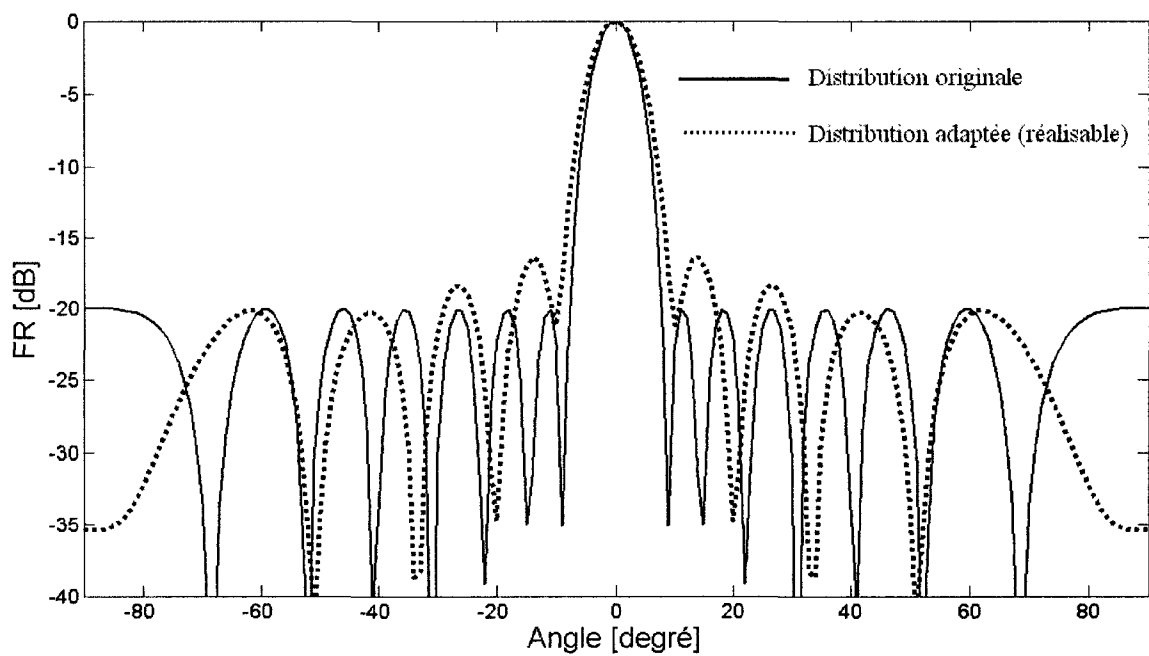


Figure 3.18 : Facteur de réseau de distribution Tchebychev adaptée à la réalisabilité.

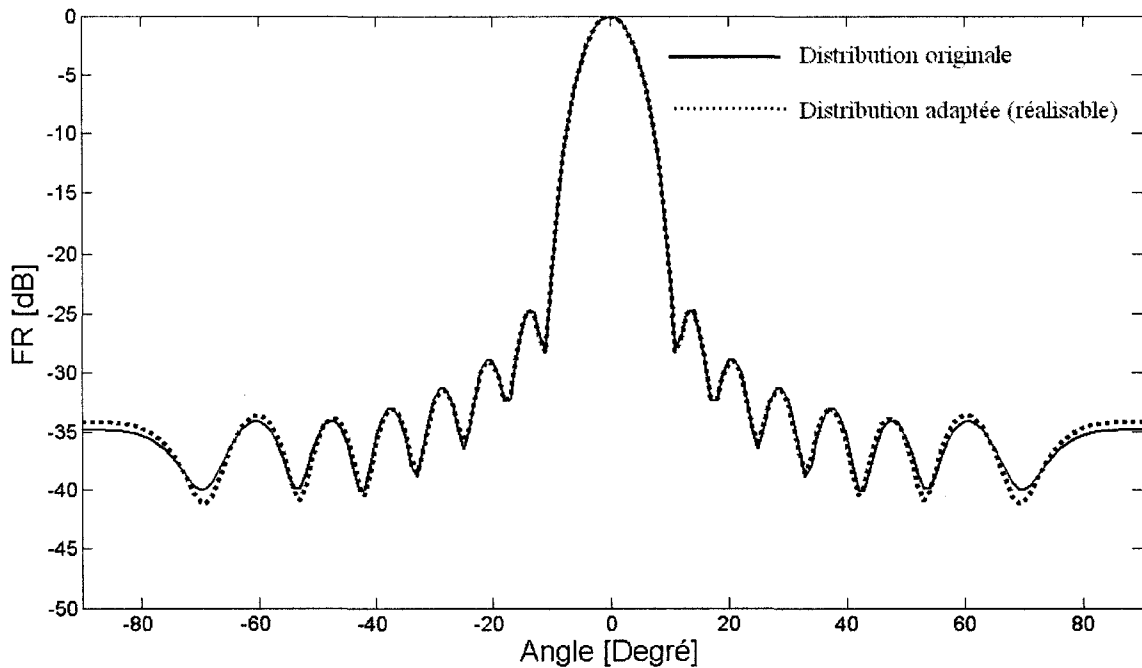


Figure 3.19 : Facteur de réseau de distribution Taylor adaptée à la réalisabilité.

Comme nous l'observons dans les figures, cette perturbation du diagramme peut être ignorée dans les distributions uniforme et Taylor. En effet, le nombre d'éléments remplacés dans ces distributions est petit. La distribution Taylor est moins affectée que l'uniforme, bien qu'ayant deux éléments de remplacés, puisque dans cette distribution, les éléments au début et à la fin du réseau rayonnent moins que celles du milieu, et donc leurs petite variation affecte moins le diagramme de rayonnement, alors que dans la distribution uniforme, tous les éléments ont une part égale dans la formation des faisceaux. Dans la distribution binomiale, vu le grand écart entre les valeurs des excitations, le changement du coefficient de transmission occasionne une grande variation de l'excitation imposée à l'élément rayonnant, et donc un grand dérangement pour le diagramme de rayonnement, et une augmentation de plus de 10 dB du niveau des lobes secondaires.

Un autre paramètre qui affecte le diagramme de rayonnement de l'antenne est la distance entre les éléments. Ces distances qui auraient du être égales à λ_g , ne le sont plus après les corrections de déphasages, comme le montre la figure 3.20.

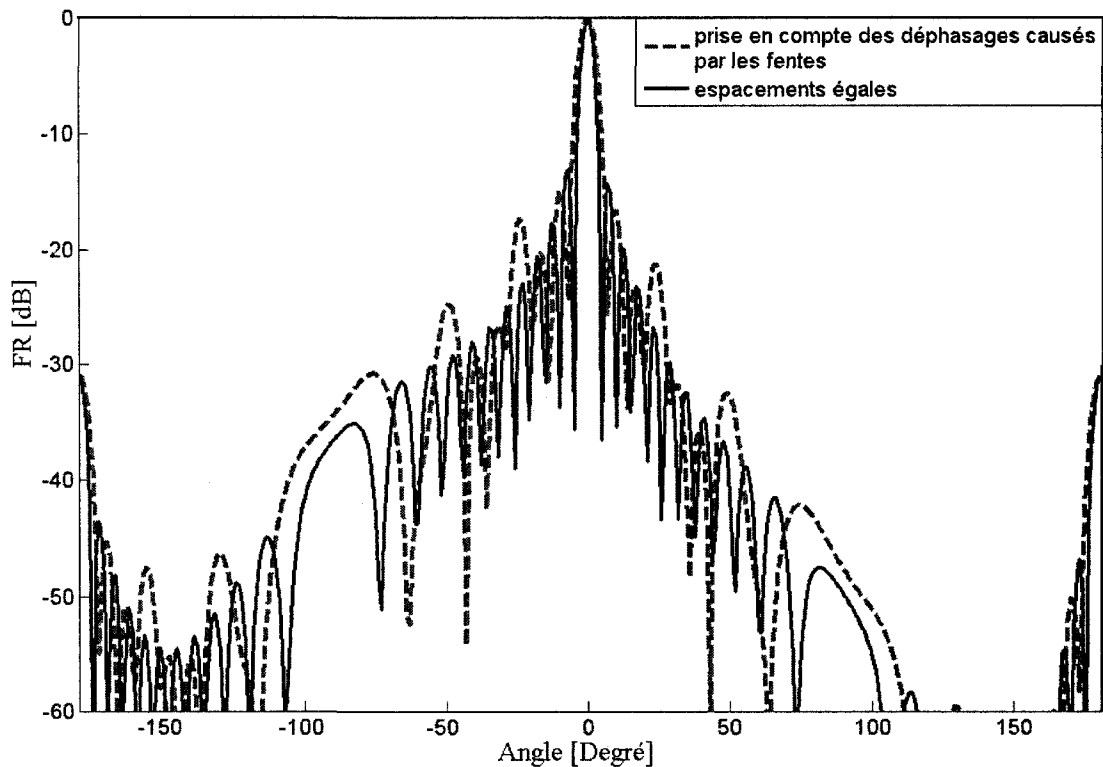


Figure 3.20 : Facteur de réseau de distribution uniforme analysé par Matlab

D'après les coefficients de transmission et les figures 2.5 à 2.8, les valeurs des décalages, angle d'inclinaison, longueur, largeur et phases du coefficient de transmission et du champ électriques ont été choisies (Annexe 2), et les antennes ont été simulées avec le logiciel utilisant la méthode des éléments finis, HFSS11.

3.5 Résultats de simulations (logiciel HFSS)

Les angles θ et φ auxquels on fera souvent référence sont indiqués sur la figure (3.20), où $\theta = 0^\circ$ indique la direction de l'axe z . La figure (3.22) présente les diagrammes de rayonnement des antennes pour les trois distributions tels que conçues dans la section précédente (dans le plan xy , cf. Fig. 3.21).

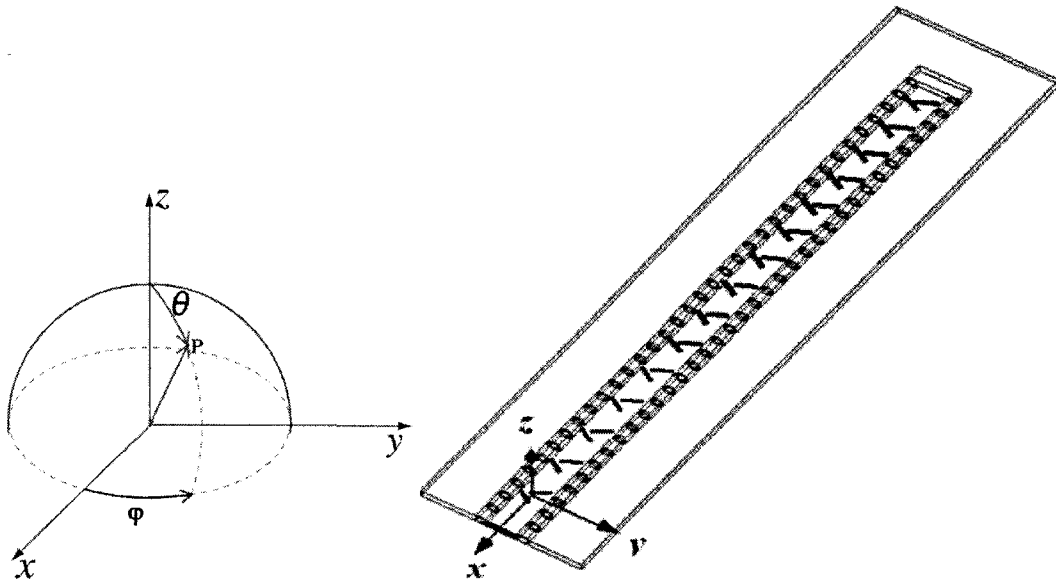


Figure 3.21 : Coordonnées et plans utilisés pour les calculs des diagrammes de rayonnement

Le réseau linéaire est sur l'axe x du plan $\varphi = 0^\circ$, c'est pourquoi, dans tous les dessins de diagrammes de rayonnement, c'est le plan $\varphi = 0^\circ$ et θ variable qui va être dessiné.

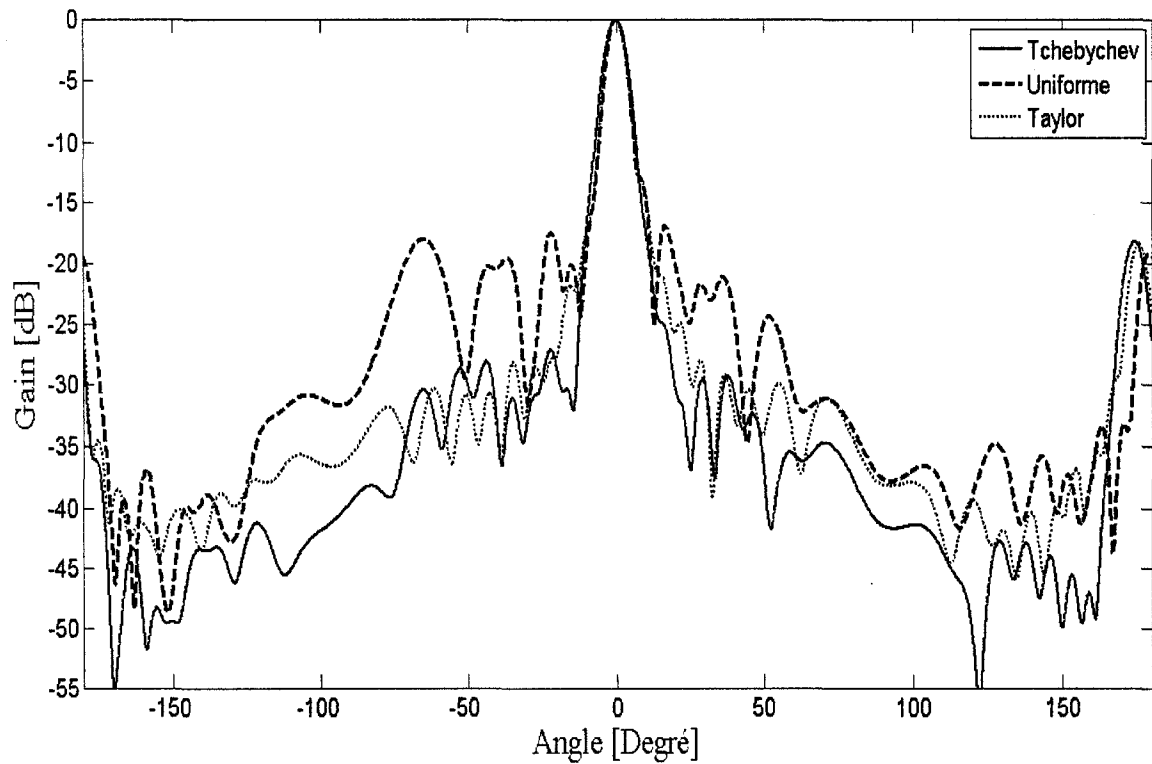


Figure 3.22 : Diagramme de rayonnement des réseaux uniforme, Tchebychev et Taylor équi-phases à 15 éléments ($\varphi = 0^\circ$ et θ variable).

Le tableau 3.3 résume les caractéristiques les plus importantes des diagrammes où les meilleures performances sont soulignées.

Tableau 3.3

Performances	Distribution		
	Uniforme	Tchebychev	Taylor
Gain (dB)	<u>16.73</u>	16.23	16.47
Largeur de faisceau (degré)	<u>6.4</u>	7.2	6.7
RA (dB)	1.06	1.53	<u>0.06</u>
S11	<u>-15.2</u>	-13.5	-13.5
SLL (dB)	-17	<u>-27</u>	-20

Comme prévu, la distribution uniforme a le gain le plus élevé, et le niveau de lobes secondaires le moins bon. La largeur du faisceau est 6.4 degrés, qui est assez proche de la valeur donnée par l'analyse (6.72 degré). D'autre part, la distribution Tchebychev a un excellent niveau de lobes secondaires, mais une largeur de faisceau mi-puissance de 7.2 degré, qui est la valeur exacte selon l'analyse. La distribution Taylor semble être un bon compromis en termes de gain et niveau de lobes secondaires.

On remarque que les diagrammes de rayonnement ne sont pas symétriques par rapport à l'axe z . Ceci est expliqué par le diagramme de rayonnement de l'unité rayonnante qui, dû à sa structure, est asymétrique (figure 3.23), et aussi, par les distances entre les éléments rayonnants, qui ne sont pas constants.

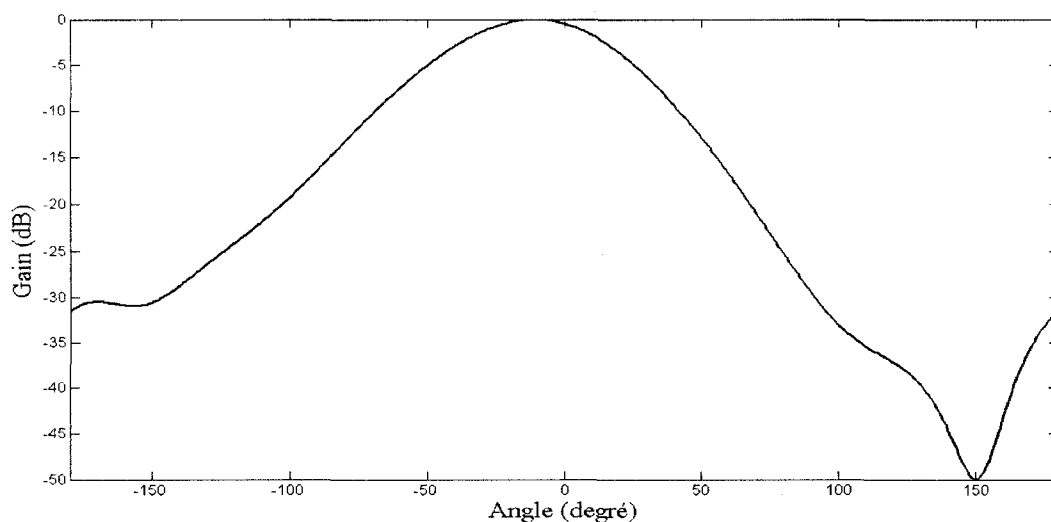


Figure 3.23 : Diagramme de rayonnement d'une unité rayonnante, composée de 2 fentes inclinées ($\varphi = 0^\circ$ et θ variable).

Les figures 3.24 et 3.25 montrent l'effet de l'asymétrie du facteur d'élément (FE), sur la multiplication des diagrammes, simulé par HFSS, et démontré par analyse sur Matlab.

On remarque que les courbes de simulation suivent les courbes de l'analyse des réseaux.

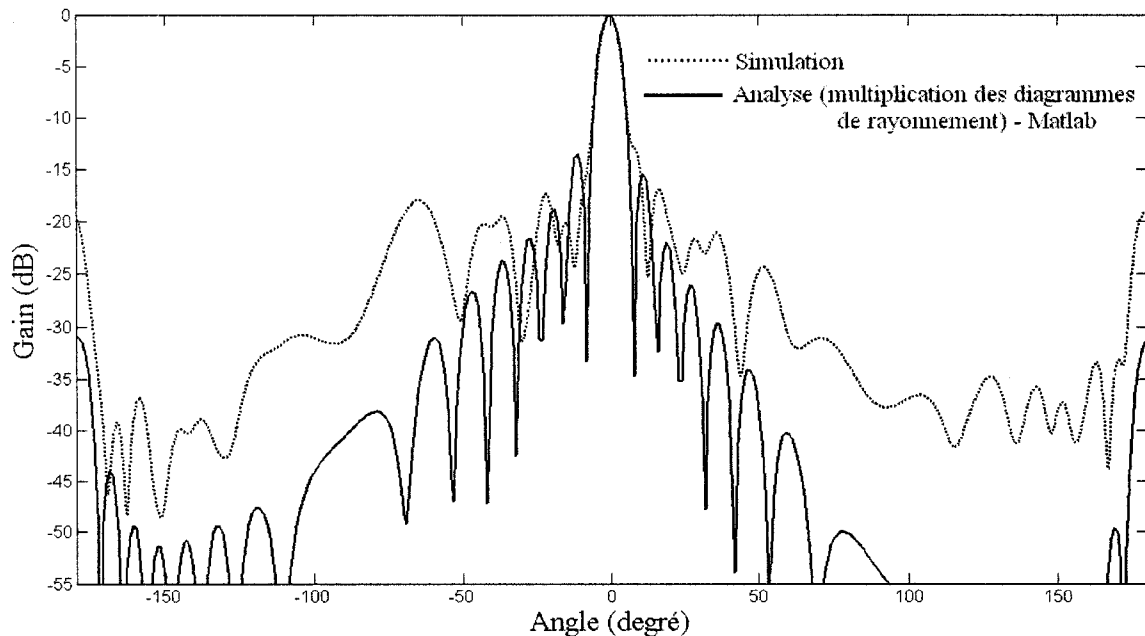


Figure 3.24 : Diagramme de rayonnement d'une distribution uniforme analysée par Matlab (Facteur d'élément*Facteur de Réseau) et simulé par HFSS ($\varphi = 0^\circ$ et θ variable).

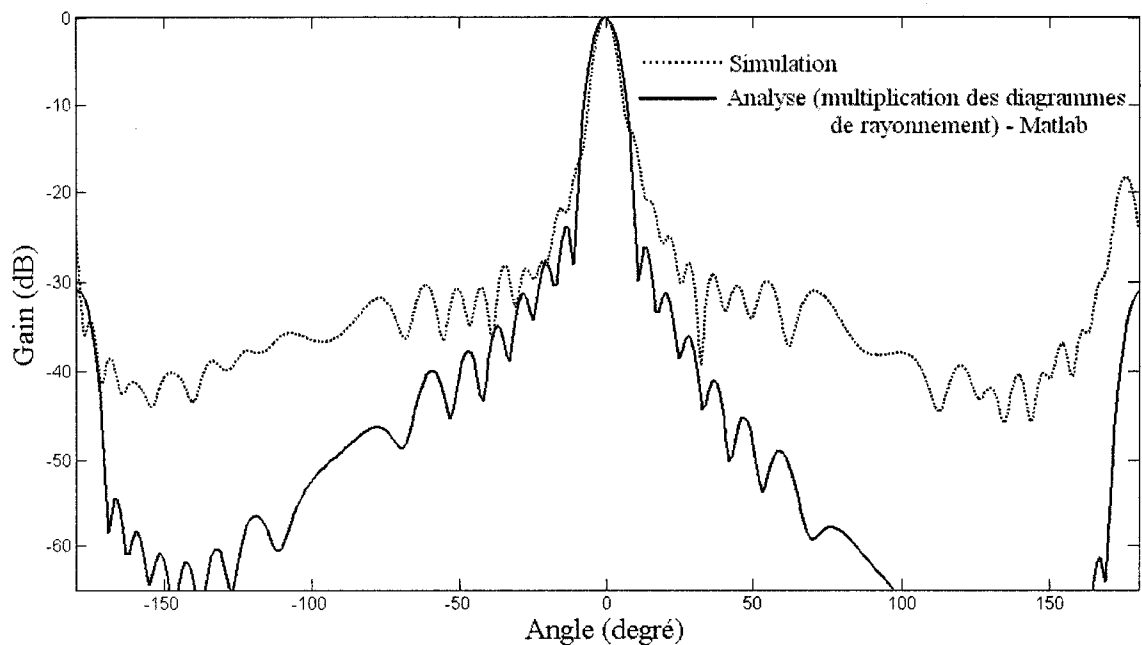


Figure 3.25 : Diagramme de rayonnement d'une distribution uniforme analysée par Matlab (Facteur d'élément*Facteur de Réseau) et simulé par HFSS ($\varphi = 0^\circ$ et θ variable).

La figure 3.26 nous montre le coefficient de réflexion à l'entrée des antennes, lorsque le port 2 demeure en court circuit. En effet, la puissance qui atteint le deuxième port étant inférieure à 10%, l'emplacement du court circuit est optimisé de telle manière à ce que la réflexion causée par le court-circuit, ne dérange pas le diagramme de rayonnement.

À la fréquence centrale de 60 GHz, toutes les antennes sont adaptées, et l'antenne à distribution uniforme est très bien adaptée pour toute la bande de fréquence allant de 58 GHz à 64 GHz.

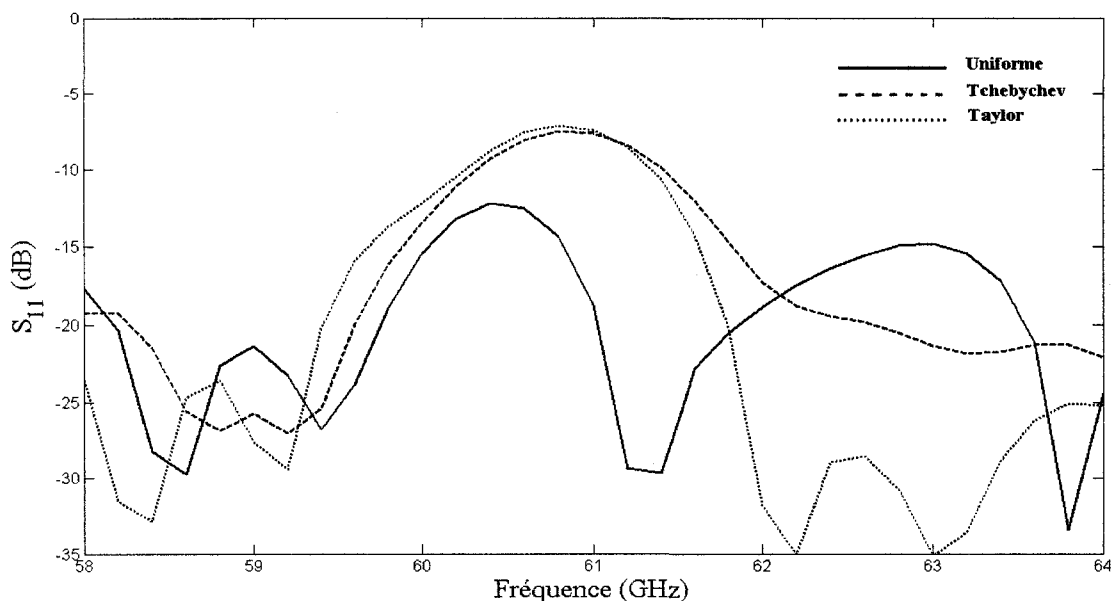


Figure 3.26 : Adaptation à l'entrée des antennes à distribution uniforme, Tchebychev et Taylor.

Dans la figure 3.27, les rapports axiaux simulés des trois antennes à distributions uniforme, Tchebychev et Taylor sont présentés en fonction de fréquence.

Le rapport axial, calculé dans HFSS, est le rapport entre les axes majeur et mineur de l'ellipse de polarisation. Donc, une valeur égale à 0 en dB, montrerait une polarisation

circulaire. La largeur de bande est de 2.2% en utilisant le critère $RA < 3 \text{ dB}$ et une fréquence centrale de 60 GHz qui correspond au rapport axial minimal. Ce dernier produit une isolation de plus de 25 dB entre la polarisation droite et gauche lorsque l'antenne est utilisée en réception.

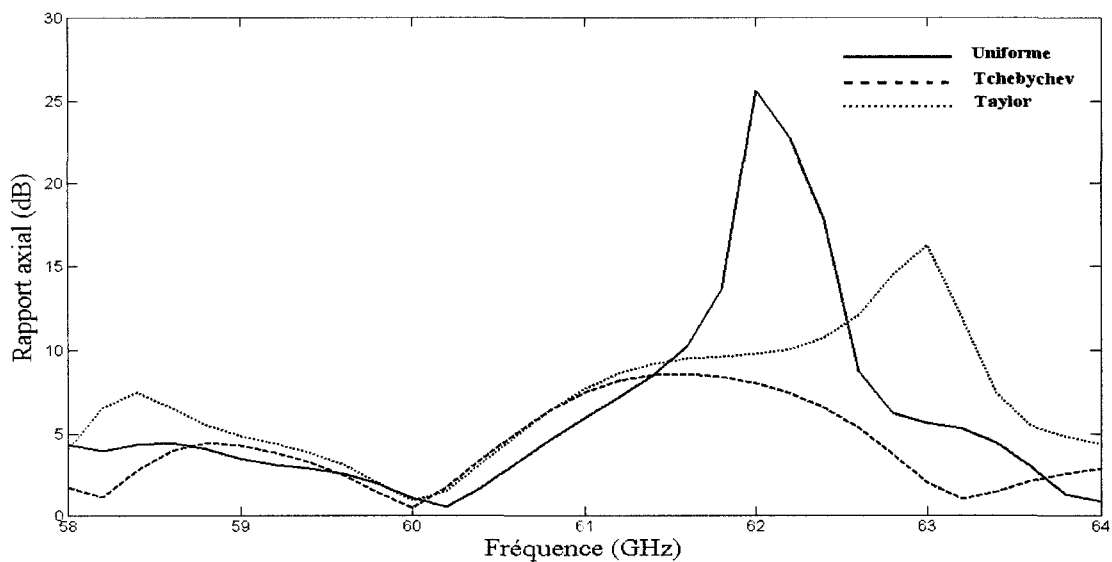


Figure 3.27 : Rapport axial en fonction de la fréquence en polarisation circulaire droite des antennes à distributions uniforme, Tchebychev et Taylor ($\varphi = 0^\circ$ et $\theta = 0^\circ$).

Dans cette figure, le rapport axial a été mesuré à $\varphi = 0^\circ$ et $\theta = 0^\circ$ selon les coordonnées de la figure 3.21.

Le gain dans la direction $\varphi = 0^\circ$ et $\theta = 0^\circ$ en fonction de la fréquence est montré sur la figure 3.28.

Cependant, l'antenne fonctionnant à ondes progressives, un balayage de fréquence cause un balayage dans l'espace, et le faisceau principal change de direction (angle θ) dans l'espace. Néanmoins nous avons remarqué que l'antenne garde ses performances en

termes de gain et de rapport axial lorsque le faisceau est dépointé. Comme le montre la figure 3.28, le gain en fonction de fréquence, à $\varphi = 0^\circ$ et $\theta = 0^\circ$, donc pointé perpendiculaire à l'antenne, a une largeur en bande de fréquence d'environ 4%. De même que pour le rapport axial, le gain du faisceau principal, en balayage dans l'espace, couvre toute la bande de fréquence de 58 à 64 GHz, avec une perte maximale de 1.6 dB.

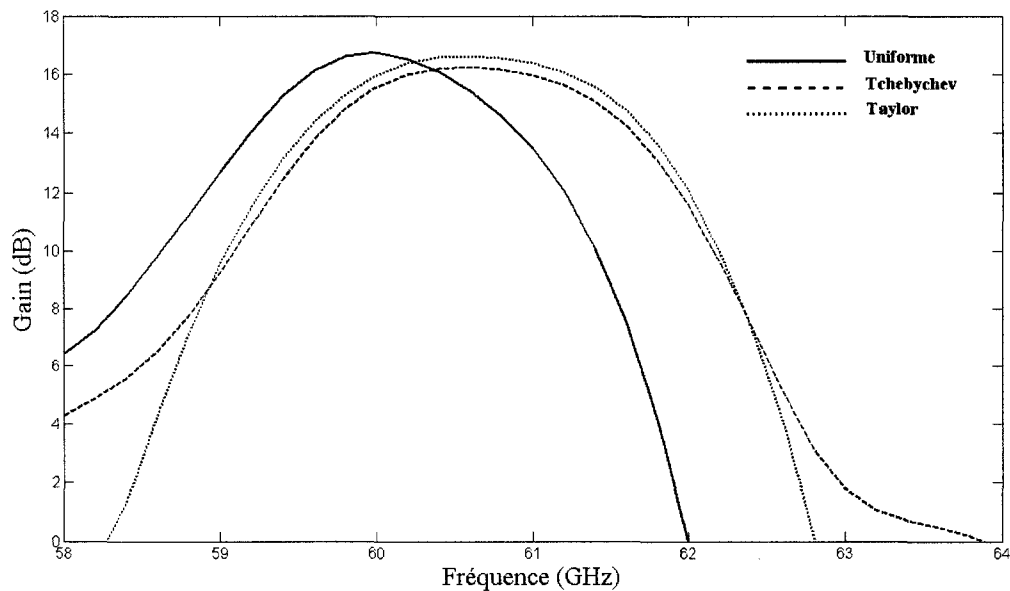


Figure 3.28 : Gain des antennes à distribution uniforme, Tchebychev et Taylor en fonction de fréquence ($\varphi = 0^\circ$ et $\theta = 0^\circ$).

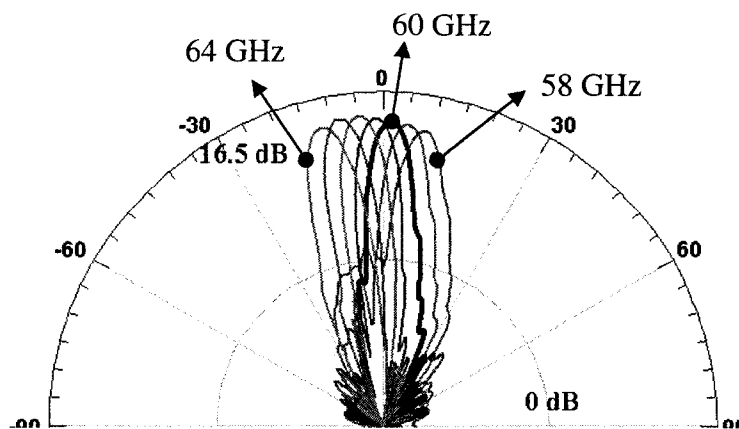


Figure 3.29 : Balayage fréquentiel du faisceau pour l'antenne à distribution Taylor.

Le faisceau principal est dessiné dans la figure 3.29 pour un balayage en fréquence, et montre un balayage de -12 à $+8$ degré, en variant la fréquence de 58 à 64 GHz. Le faisceau principal se déplace dans le plan $\varphi = 0^\circ$ de la direction du port d'entrée vers la terminaison du guide.

La figure 3.30 nous montre le rapport axial, en fonction de la fréquence, dans la direction du faisceau principal.

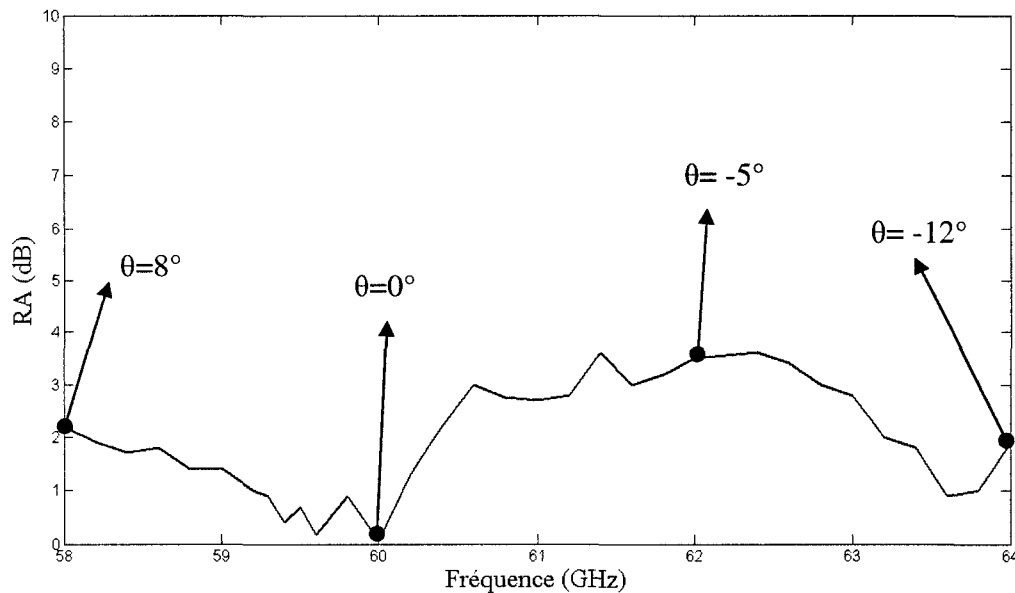


Figure 3.30 : Rapport axial de l'antenne à distribution Taylor, en fonction de fréquence au lobe principale.

3.6 Conclusion :

Les résultats obtenus avec la méthode des éléments finis sont très proche des résultats prédits, et les antennes montrent de bonnes performances en termes de gains, de rapport axial et de pertes de réflexion, ce qui valide la méthode de synthèse utilisée ainsi que

notre technique de prise en compte des pertes. L'asymétrie de l'élément rayonnant cause un diagramme de rayonnement total légèrement asymétrique. Dans le prochain chapitre, nous montrerons les résultats de mesures pour ces antennes.

CHAPITRE 4. RÉALISATION ET RÉSULTATS

EXPERIMENTAUX

Ce chapitre est consacré à la fabrication et au test des antennes dont la conception a été décrite dans les chapitres précédentes. Nous présentons d'abord les antennes à distribution uniforme, Tchebychev et Taylor à 60 GHz, ainsi que leurs transitions. Ensuite, des résultats expérimentaux sont donnés pour des antennes optimisées et fonctionnant à 30 GHz et à 77 GHz.

4.1 Introduction

Dans les chapitres précédents, toutes les informations nécessaires à la réalisation de réseaux d'antennes à polarisation circulaire et à onde progressive ont été obtenues. L'aspect pratique est tout aussi important que la conception théorique. Les mesures de diagramme de rayonnement à 60 GHz n'étant pas encore disponible dans la plupart des salles de mesures d'antennes, nous nous sommes intéressés à la bande de fréquence de 30 GHz et de 77 GHz. Néanmoins les antennes opérant à 60 GHz pourront être testées dans un proche avenir lorsque Poly-GRAMES aura les équipements nécessaires. La fréquence 30 GHz a de nombreuses applications dans les communications satellites et les radars. En particulier, la bande 24 GHz à 32 GHz a été allouée au Canada, aux États-Unis, en Europe et au Japon pour l'établissement de système de communications sans fil local à multipoints et à fort débit. L'antenne réalisée à cette fréquence plus basse, nous

permettra de valider les principes de fonctionnements des antennes à doubles fentes à polarisation circulaire.

Ensuite, pour vérifier si les procédés de fabrication disponibles au laboratoire Poly-GRAMES sont suffisamment précis pour ces antennes à fente en ondes millimétriques, nous sommes passés à la bande de fréquence de 77 GHz. La bande de fréquence à 77 GHz a une application importante dans les radars anti-collision à usage automobile.

Cependant, le passage de 60 GHz à 30 GHz et 77 GHz n'est pas simple à cause des tolérances de fabrication et des contraintes matériels (transitions, disponibilité des connecteurs, résistances, etc.). Il faut refaire une bonne partie des simulations et optimisations en fonction des nouvelles fréquences et en prenant en compte les limites de fabrication, ainsi que la conception des transitions adéquates.

Les performances théorique et expérimentale des antennes seront présentées par la suite.

4.2 Outils de mesure

4.2.1 Mesure des pertes de réflexion

Les mesures de coefficient de réflexions sont mesurées avec l'analyseur de réseaux Anritsu 37397 (40 MHz à 110 GHz) .

4.2.2 Mesures en champ lointain

Les mesures en champ lointain ont été réalisées dans la chambre anéchoïde du Centre de Recherche Poly-GRAMES. Cette salle comprend un système base compacte de la compagnie MI Technologies avec les spécifications suivantes :

- Réflecteur parabolique de 1.3 mètre
- Bande de fréquence de 5 GHz à 40 GHz et de 75 GHz à 110 GHz
- Zone tranquille : 1m de long * 30 cm de diamètre

Le schéma général du banc de mesure en champ lointain est détaillé sur la figure 4.1.

Comme l'indique la bande de fonctionnement de la salle, des mesures à 60 GHz ne sont pas encore couvertes par la chambre anéchoïde de Poly-GRAMES. En attendant les équipements nécessaires à ces mesures, les antennes à 60 GHz ont été fabriquées, mais nous avons réalisé les antennes à 30 GHz et à 70 GHz, qui nous permettent de valider les principes de fonctionnement et qui peuvent être mesurées dans la chambre anéchoïde.

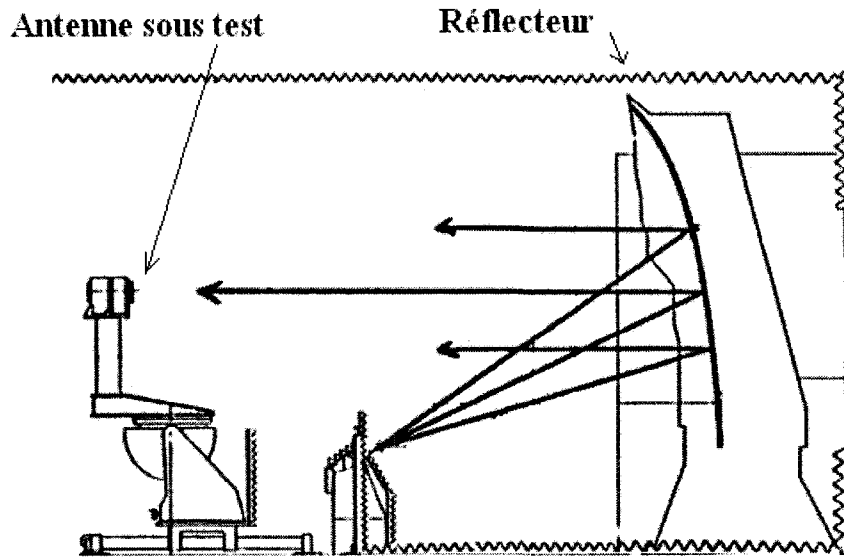


Figure 4.1 : Schéma général du banc de mesure en base compacte.

3 types de mesures ont été effectués. Les mesures de diagramme de rayonnement, les mesures de gain et les mesures de polarisation (rapport axial). Pour les mesures de polarisation, les champs électriques de l'antenne dans les deux directions perpendiculaires E_x et E_y sont mesurés. Si une antenne émet une polarisation elliptique à orientation quelconque, le champ \vec{E} est donné par : $\vec{E} = E_x \hat{x} + E_y \hat{y}$

Cette onde peut être exprimée comme une combinaison linéaire d'une polarisation circulaire droite (PCD) et gauche (PCG) :

$$E_{PCD} = \frac{E_x + jE_y}{\sqrt{2}} , E_{PCG} = \frac{E_x - jE_y}{\sqrt{2}} \quad (4.1)$$

Il est possible d'exprimer les valeurs extrêmes de l'ellipse de polarisation en fonction des modules des polarisations circulaires :

$$|E|_{\max} = |E_{PCG}| + |E_{PCD}| \quad (4.2)$$

$$|E|_{\min} = ||E_{PCG}| - |E_{PCD}|| \quad (4.3)$$

D'où nous pouvons déduire la relation pour le rapport axial de l'ellipse de polarisation :

$$|RA| = \frac{|E|_{\max}}{|E|_{\min}} = \frac{||E_{PCG}| + |E_{PCD}||}{||E_{PCG}| - |E_{PCD}||} \quad (4.4)$$

Notre objectif lors de la conception des antennes à polarisation circulaire est de faire tendre le rapport axial vers 1 en valeur absolue (0 en dB).

4.3 Réalisation d'antennes à 60 GHz

4.3.1 Conception du GIS

La conception de l'antenne à 60 GHz sur un guide rectangulaire a été faite dans la section 3.4.

Pour la conception du GIS, nous avons choisi d'utiliser des fentes métallisées à la place de cylindres. En effet, les fentes rectangulaires représentent moins de fuites et une meilleur définition des murs du GIS.

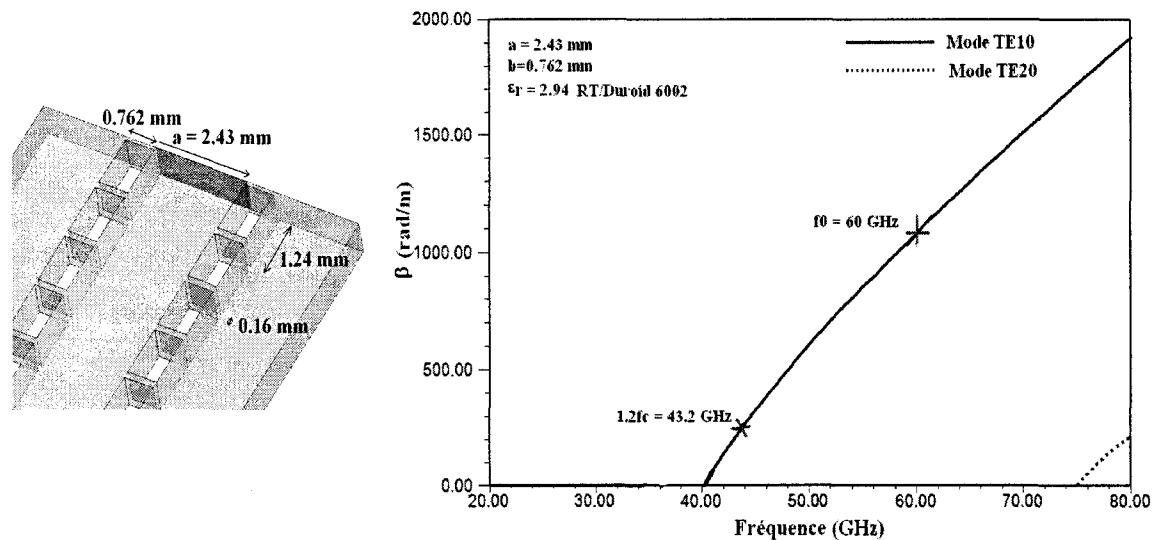


Figure 4.2 : Résultats calculés de la constante de propagation de GIS à 60 GHz.

La figure 4.2 illustre le diagramme de dispersion du GIS pour les dimensions de fentes choisies.

Sur cette figure, comme le montre le positionnement de la constante de propagation à la fréquence centrale, il est important de faire la conception du GIS tel que la bande de fréquence d'opération se trouve dans la partie quasi-linéaire de la courbe de β , afin de d'voir une phase linéaire dans la bande d'opération.

4.3.2 Transition à 60 GHz

Une transition GIS à micro ruban, bien que simple, est incompatible avec les substrats épais. Toutefois, pour avoir le maximum de rayonnement et réduire les pertes, l'épaisseur du substrat est choisi assez élevée (30 mil). À cette épaisseur, des pertes par rayonnement peuvent apparaître. La transition choisie est une transition directe de GIS à guide d'onde standard. La bande de fréquence d'opération étant de 58 à 64 GHz, la

transition se fait vers le guide standard WR15 (0.148*0.074 in) en bande V.

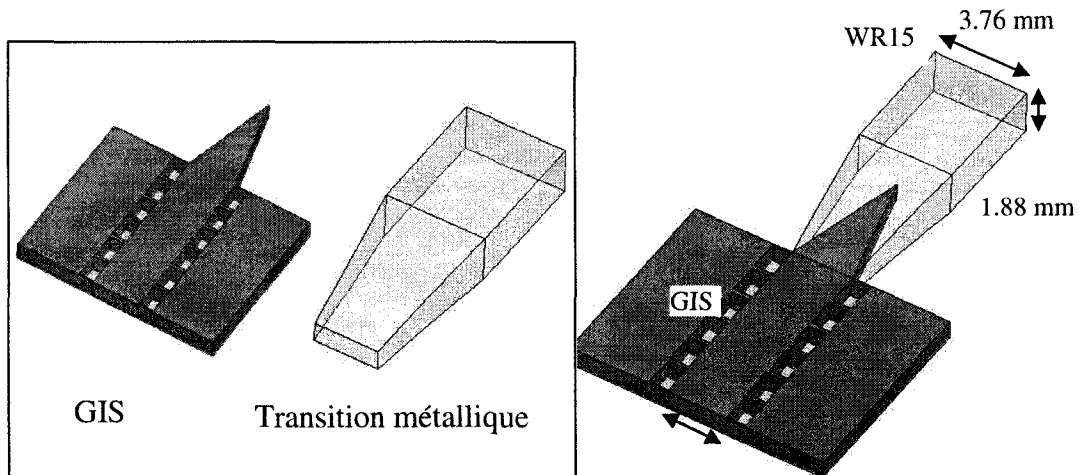


Figure 4.3 : Schéma de transition GIS à WR15 à 60 GHz.

Le GIS, monté sur une base métallique, a une pointe qui entre dans la transition métallique qui fait la transition vers le Guide WR15.

Les résultats simulés pour deux transitions placées bout à bout sont illustrés sur la figure 4.4 :

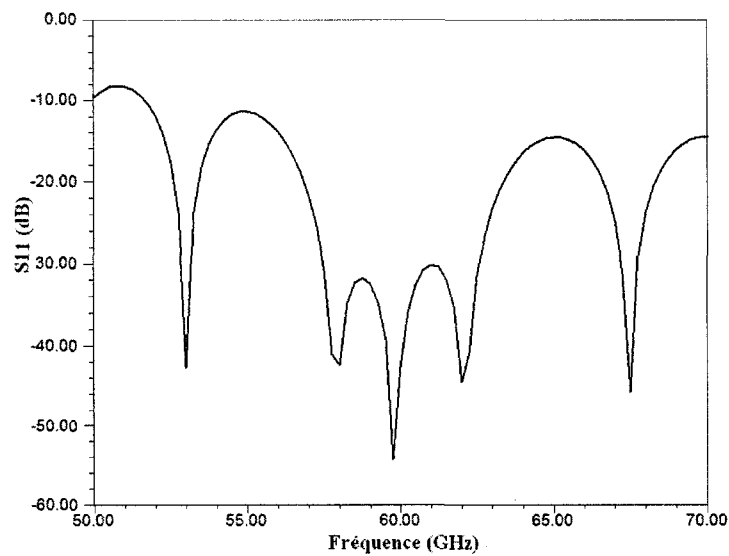


Figure 4.4 : Coefficient de transmission pour deux transitions GIS à WR15 positionnées bout à bout.

4.4 Réalisation d'antenne à 30 GHz

4.4.1 Conception de GIS à 30 GHz

Dans la conception du GIS, il faudrait sélectionner le diamètre des cylindres et la longueur de la période de leurs placement, de sorte à éviter la bande de coupure et d'avoir le moindre de pertes par fuites. La région d'intérêt est bornée par les inégalités suivantes [13] :

$$p > d$$

$$\frac{p}{\lambda_c} < 0.25$$

Où p et d sont présentés dans la figure 4.5.

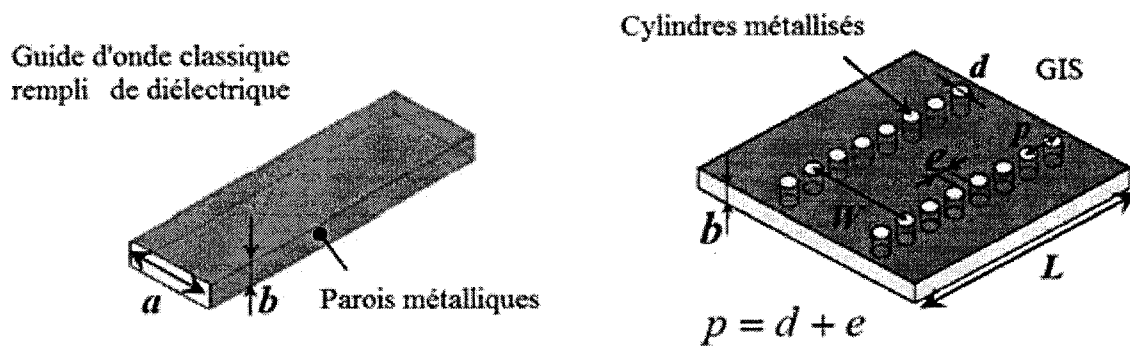


Figure 4.5 : GIS équivalent réalisé pour la fréquence centrale de 30 GHz.

Les valeurs $e = 0.254 \text{ mm}$, $d = 0.381 \text{ mm}$ et $W = 2.097 \text{ mm}$ ont été choisis, et le diagramme de la constante de propagation du GIS en fonction de la fréquence est illustré dans la figure 4.6. La fréquence centrale se trouve bien dans la partie quasi-linéaire de la courbe, et la fréquence supérieure de la bande d'intérêt est à $1.9 \times f_{cTE10}$ où f_{cTE10} correspond à la fréquence de coupure du mode TE_{10} .

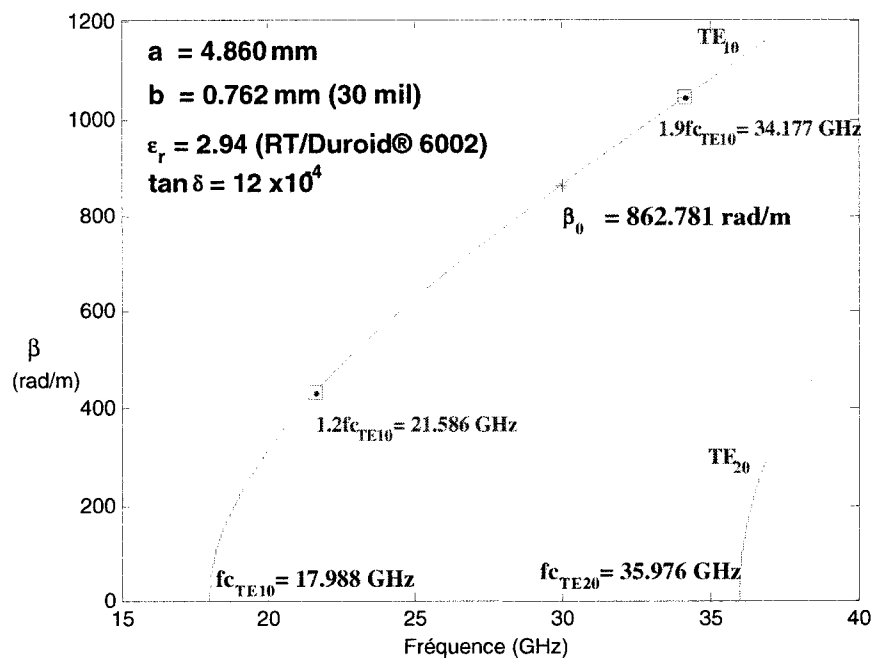


Figure 4.6 : Résultats calculés de la constante de propagation du GIS à 30 GHz.

4.4.2 Transition à 30 GHz

Pour l'antenne à 30 GHz, une transition de GIS à microruban a été choisie. La transition est composée d'une ligne microruban qui se connecte directement au GIS. Normalement, l'impédance du mode TE_{10} dans le GIS est inférieure à l'impédance du mode TEM dans la ligne microruban, donc, la ligne microruban 50Ω est élargie à l'approche du GIS comme le montre la figure 4.7 pour obtenir une bonne adaptation.

Cependant, le substrat utilisé pour la conception de l'antenne sur GIS à 30 GHz a une épaisseur de 0.762 mm (30 mil), donc, la largeur de ligne microruban à 50Ω ($w_{microruban} = 2.17\text{ mm}$) est plus large que le GIS ($w_{GIS} = 2.097\text{ mm}$), et la ligne s'élargie du GIS au microruban.

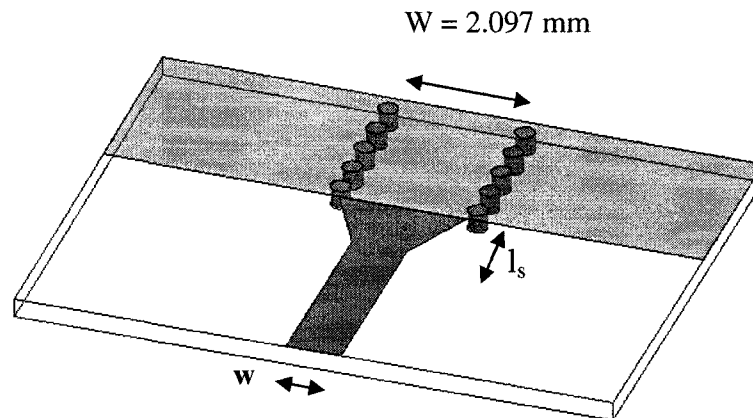


Figure 4.7 : Topologie de la transition GIS à microruban.

La longueur l_s et largeur w sont optimisées pour obtenir une bonne adaptation sur toute la bande du GIS. Les pertes de réflexion de deux transitions posées bout à bout sont illustrées dans la figure 4.8.

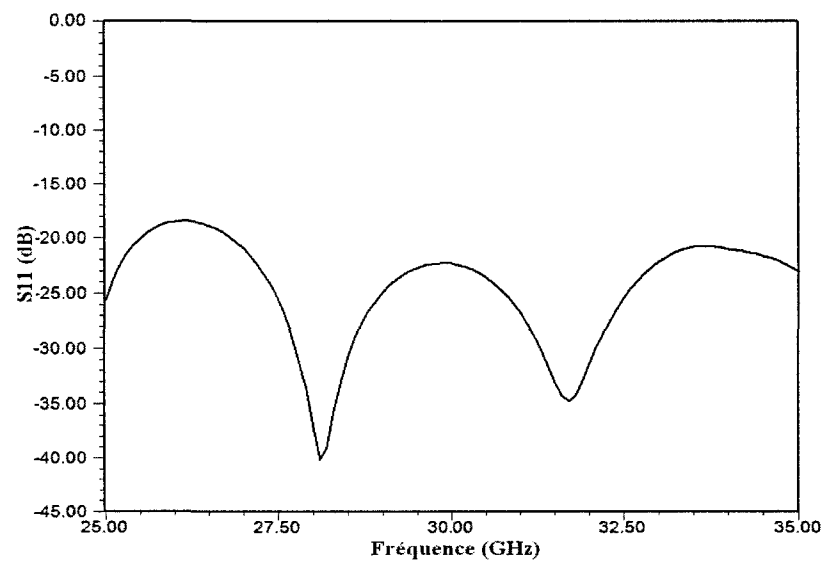


Figure 4.8 : Pertes de réflexion à l'entrée de deux transitions microruban à GIS posées bout à bout.

4.4.3 Réalisation et résultats de mesure

Les réseaux réalisés à 30 GHz sont les mêmes distributions, uniforme, Tchebychev et Taylor obtenu dans le chapitre 3. Pour avoir les dimensions des fentes, les figures 2.5-2.8 sont utilisées, tout en normalisant les dimensions à la longueur d'onde guidée.

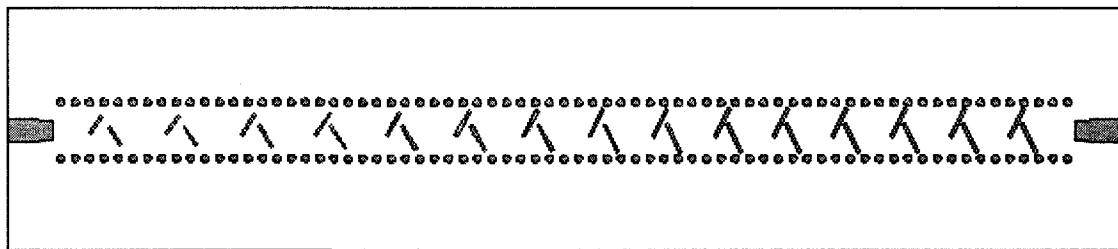


Figure 4.9 : Antenne à distribution Taylor à 30 GHz.

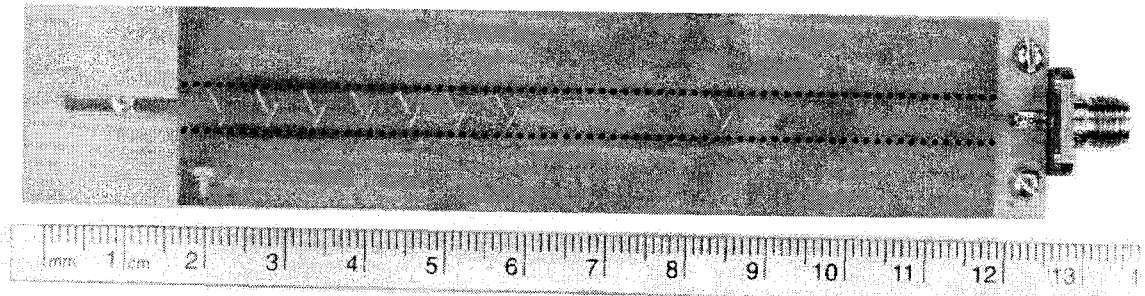


Figure 4.10 : Photographie de l'antenne à distribution Taylor à 30 GHz.

Dans cette antenne, afin d'éliminer l'effet destructif de l'onde réfléchie à la terminaison du guide, une transition de GIS à microruban, et une charge 50Ω sont posées à la porte 2 du guide.

L'adaptation d'entrée pour les antennes à distributions uniforme Tchebychev et Taylor est montrée aux figures 4.11, 4.12 et 4.13. Les antennes sont adaptées dans leurs bandes d'intérêts et sont semblables aux courbes de simulations.

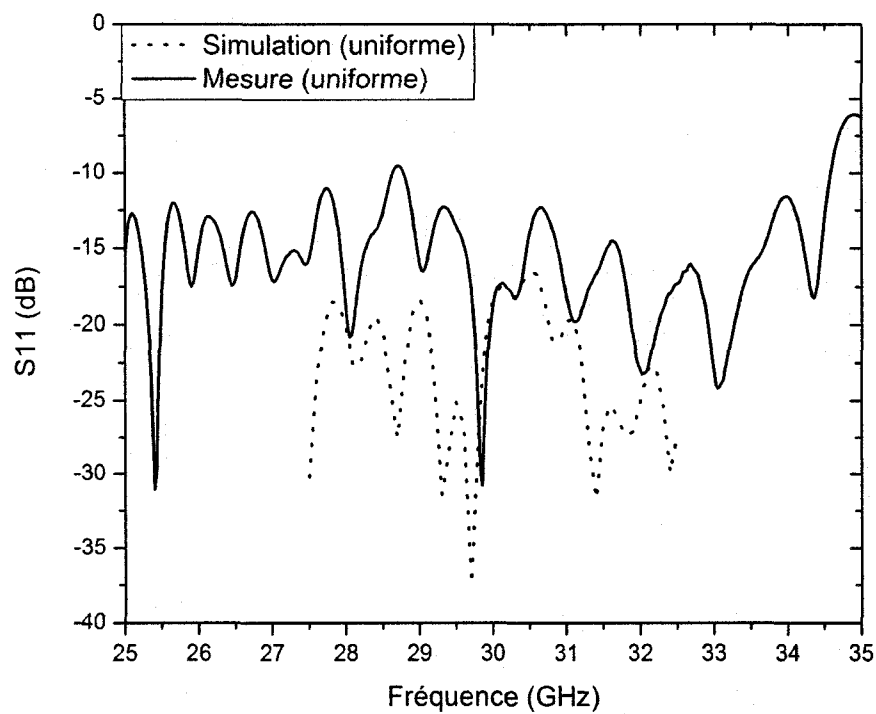


Figure 4.11 : Adaptation à l'entrée d'antenne à distribution uniforme à 30 GHz

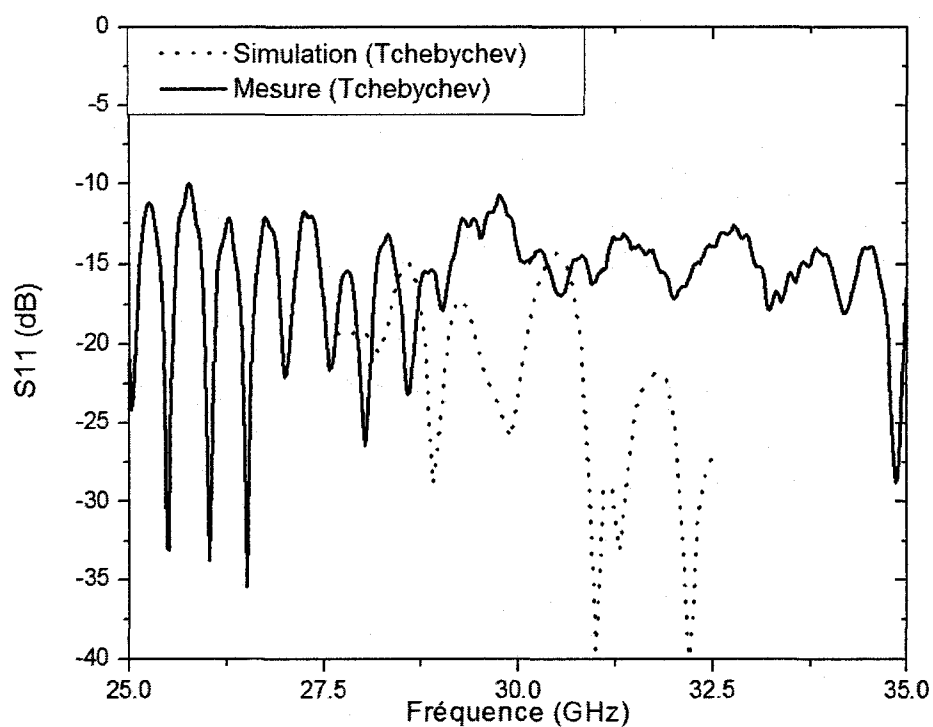


Figure 4.12 : Adaptation à l'entrée d'antenne à distribution Tchebychev à 30 GHz

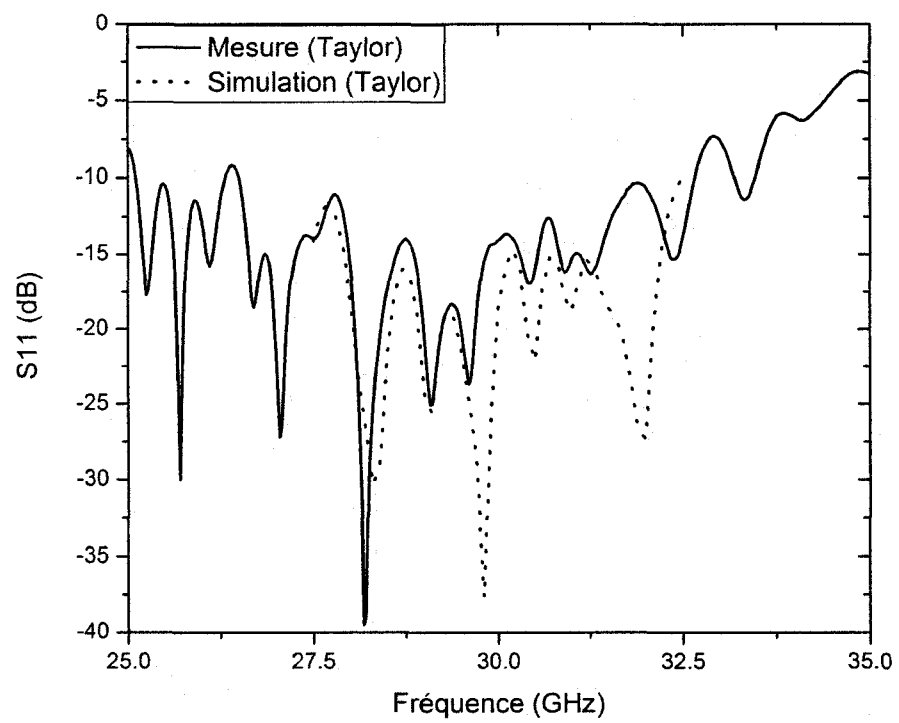


Figure 4.13 : Adaptation à l'entrée d'antenne à distribution Taylor à 30 GHz

Les rapports axiaux mesurés à $\theta = 0^\circ$ des antennes sont ensuite présentés à la figure 4.14. On remarque que les courbes de rapport axial des trois distributions se rapprochent de 3 dB en approchant la fréquence centrale de 30 GHz. Nous avons calibré les mesures de rapport axial pour prendre en compte l'infidélité des mesures des deux polarisations horizontale et verticale dans la chambre anéchoïde, probablement dû au miroir réflecteur.

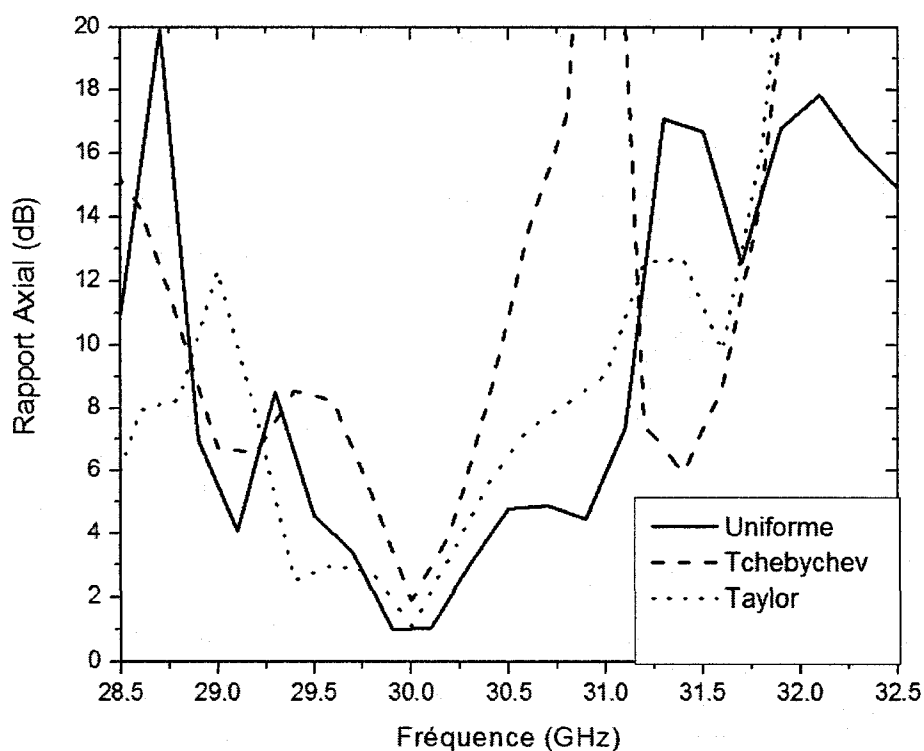


Figure 4.14 : Rapport axial mesuré des antennes à distribution uniforme, Tchebychev et Taylor à 30 GHz, à $\theta = 0^\circ$.

Les gains des antennes, calibrées avec des antennes cornets standards, sont tracés dans la figure 4.15 à $\theta = 0^\circ$, en fonction de la fréquence. Le sommet de la courbe de gain se trouve bien à la fréquence de conception, 30 GHz. Donc, les diagrammes de

rayonnement des antennes sont présentés à cette fréquence, dans le plan $\varphi=0^\circ$ et en fonction de θ dans les figures 4.16, 4.17 et 4.18.

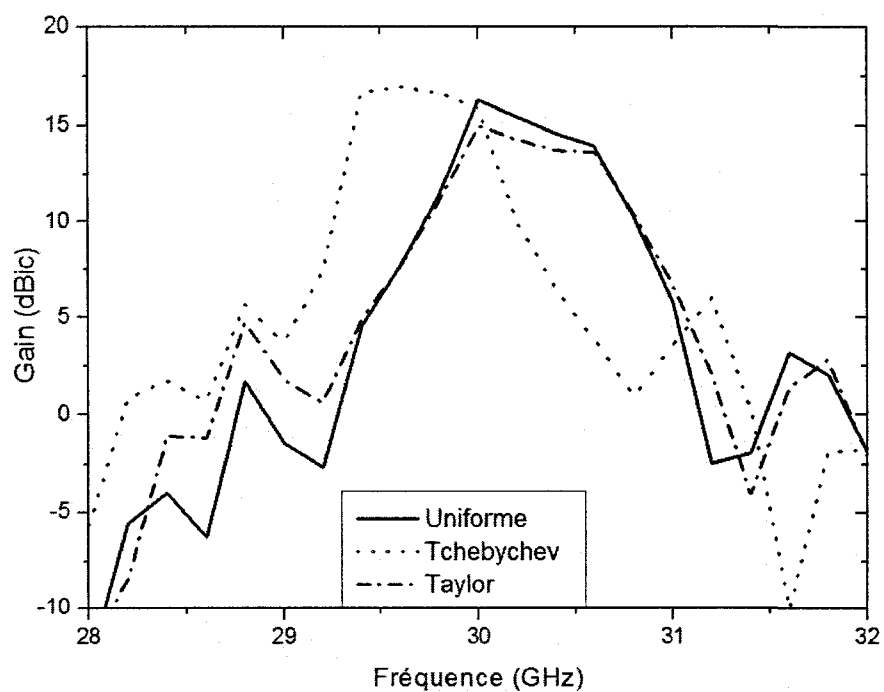


Figure 4.15 : Gain des antennes à distribution uniforme et Taylor en fonction de la fréquence à $\theta=0^\circ$.

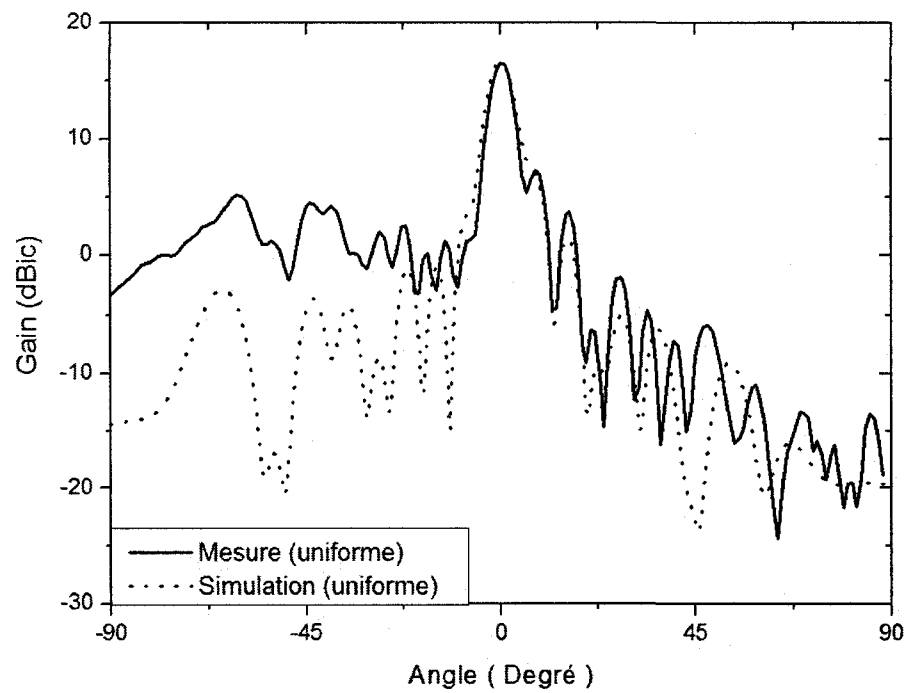


Figure 4.16 : Diagramme de rayonnement d'antenne à distribution uniforme à 30 GHz, dans le plan $\varphi = 0^\circ$ et θ variable (simulation et mesure).

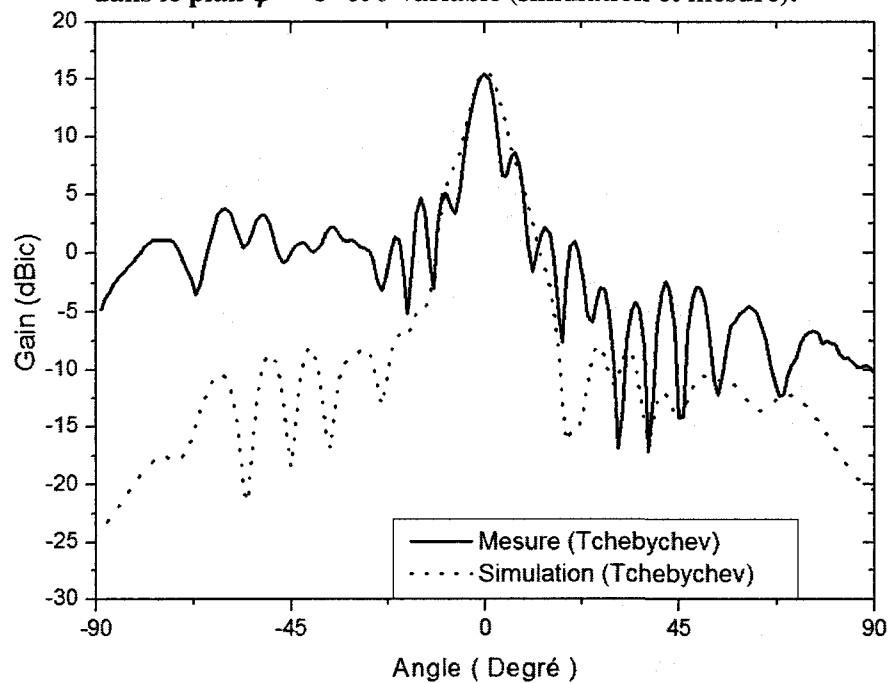


Figure 4.17 : Diagramme de rayonnement d'antenne à distribution Tchebychev à 30 GHz, dans le plan $\varphi = 0^\circ$ et θ variable (simulation et mesure).

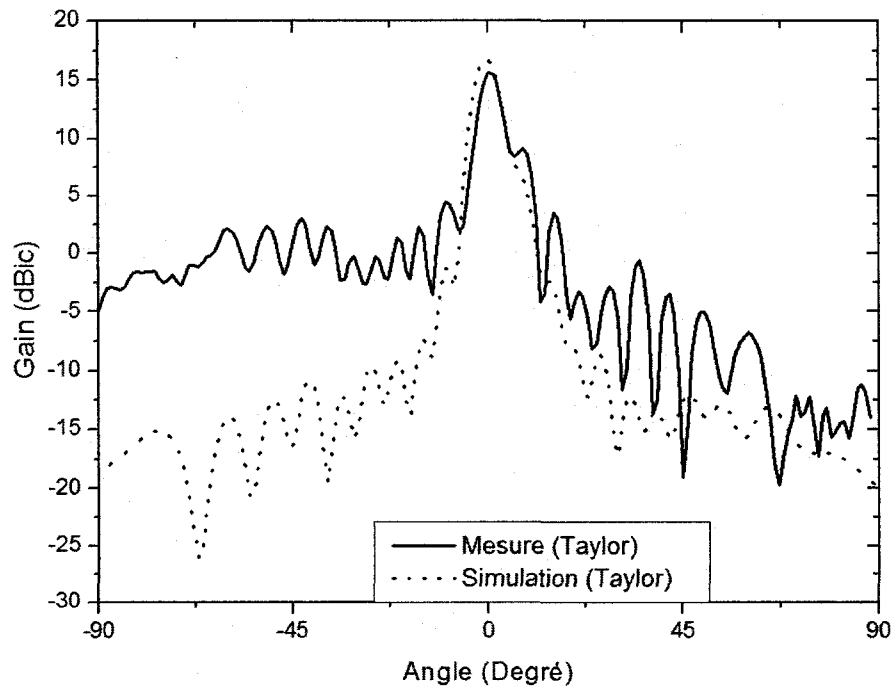


Figure 4.18 : Diagramme de rayonnement d'antenne à distribution Taylor à 30 GHz, dans le plan $\varphi = 0^\circ$ et θ variable (simulation et mesure).

Comme le montre la figure 4.16, les mesures suivent bien la courbe de simulation. On observe une différence d'environ 5 dB dans le niveau de lobes secondaires dans le côté des θ négatifs pour le réseau uniforme, et de 15 dB pour les réseaux Tchebychev et Taylor (figure 4.17 et 4.18). Ceci pourrait être expliqué par le connecteur métallique et sa base qui se trouvent très proche des premières fentes rayonnantes. Dû aux limites de dimensions imposées pour la coupe au laser (3.5 * 3.5 pouces), l'espace maximal a été utilisé pour le réseau d'antenne GIS, et il nous était impossible d'allonger la structure pour mettre plus d'espaces entre les connecteurs et le premier élément du réseau. En même temps, cette limite de dimensions nous a restreint à 15 éléments rayonnants, qui n'est pas suffisant pour rayonner la maximum de puissance avant d'arriver à la

terminaison pour cette fréquence. Une charge est soudée après la transition à microruban, afin de réduire les réflexions.

D'autre part, le substrat n'est pas assez rigide à cette longueur, et pour les mesures de diagramme de rayonnement, l'antenne est légèrement courbée, ce qui peut causer des dérangements dans le diagramme.

4.5 Réalisation d'antenne à 77 GHz

4.5.1 Conception de GIS à 77 GHz

À 77 GHz, les fentes sont à nouveau réalisées à partir des figures 2.5 à 2.8, normalisées à la longueur d'onde. Donc, toutes les dimensions deviennent plus petites. Les fentes, pour avoir le maximum de rayonnement, ont été choisies de longueur maximale pour les derniers éléments du réseau, avec la limite de ne pas dépasser la largeur du guide équivalent. Cependant, dans le design du GIS, on rencontre un problème technique. Les cylindres métallisés et les fentes métallisées remplaçant les parois métalliques du guide ont une largeur équivalente plus grande que la largeur du guide, mais prenant compte du rayon des cylindres, cette distance est en effet plus petite, et les bords des fentes débordent sur les cylindres.

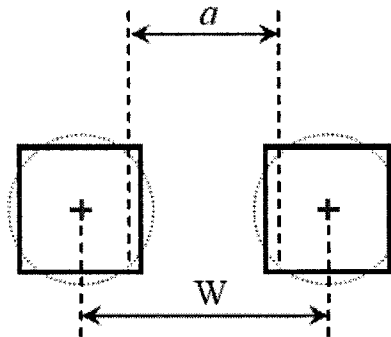
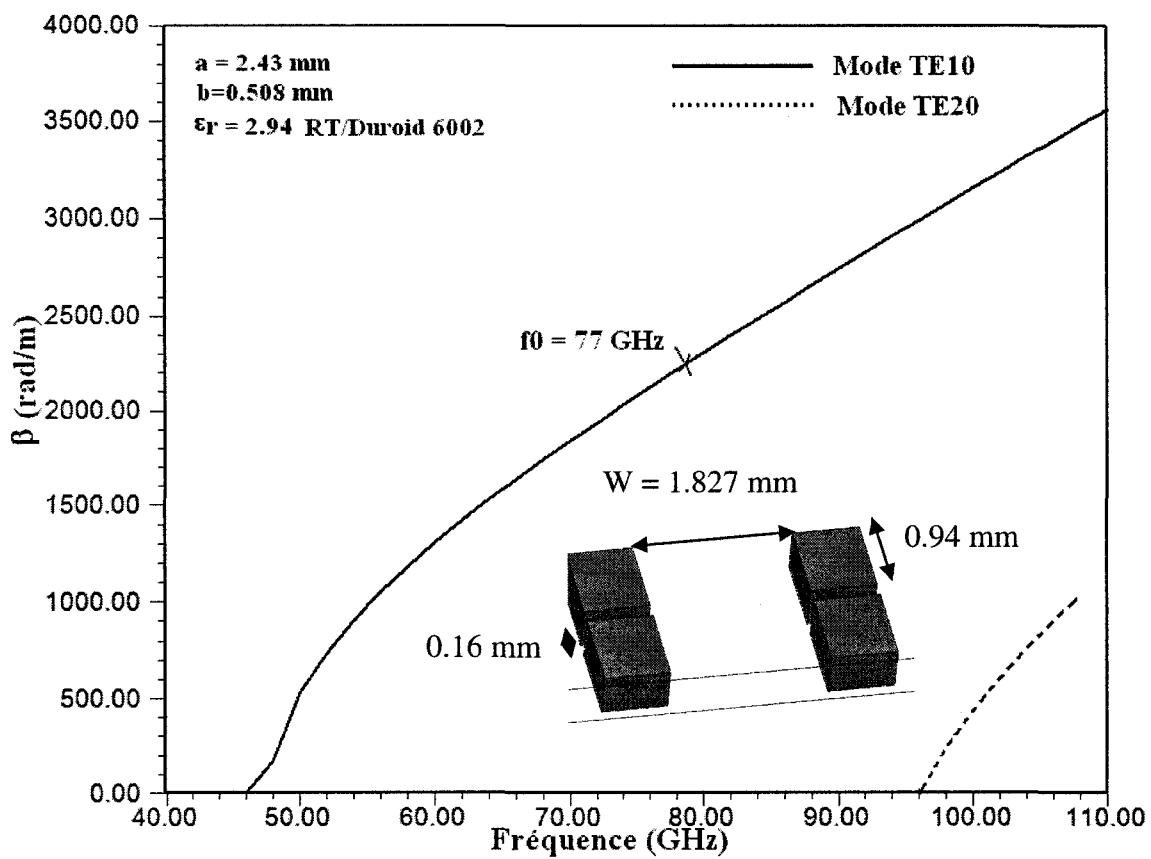


Figure 4.19 : Fentes et cylindres métallisées de GIS équivalent.

Les fentes métallisées remplaçant les parois sont moins large, et c'est pourquoi elles sont choisies pour les antennes à cette fréquence. Il reste quand même la limite d'espacement du procédé de fabrication disponible au laboratoire Poly-GRAMES, qui demande un écart minimum de 0.127 mm (5mil) entre les fentes coupées et les bords des fentes métallisées. Nous ne pouvons pas choisir des fentes moins longues, au risque de déranger complètement la distribution, c'est pourquoi nous avons choisi de raccourcir juste les bouts des fentes qui se rapprochent trop des bordures.

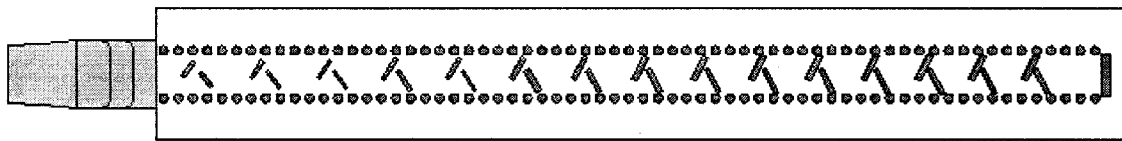
La structure qui en résulte est simulée, et les résultats montrent que cela affecte le niveau de rapport axial et les pertes de retours, mais en déplaçant le court circuit à la terminaison du guide, cet effet peut être presque annulé.



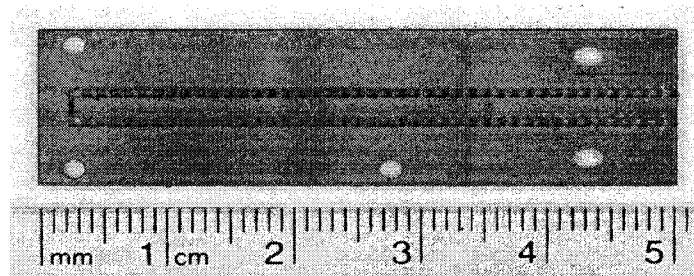
4.20 : : Résultats calculés de la constante de propagation du GIS à 77 GHz

4.5.2 Réalisation et résultats de mesure

Les antennes réalisées à 77 GHz sont de distribution uniforme et Taylor. Pour avoir les dimensions des fentes, les figures 2.5-2.8 sont utilisées, tout en normalisant les dimensions à la longueur d'onde guidée. Pour les mesures, nous utilisons une transition de GIS à guide d'onde WR10, disponible à Poly-GRAMES.



(a)



(b)

Figure 4.21 : (a) Schéma de l'antenne uniforme à 77GHz (b) Photographie de l'antenne fabriquée

Les résultats de mesures des pertes de réflexion des antennes sont illustrés à la figure 4.22.

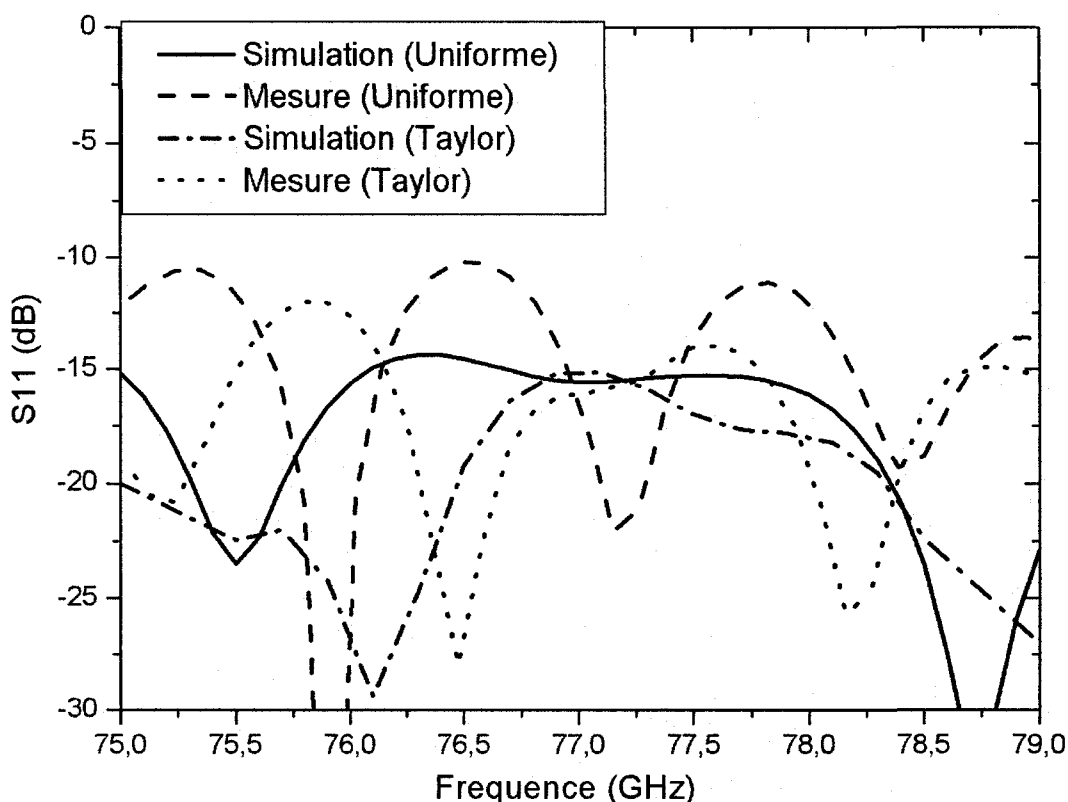


Figure 4.22 : Perte de réflexion à l'entrée des antennes à distributions uniforme et Taylor à 77 GHz.

La réflexion reste inférieure à -10 dB dans toute la bande d'intérêt de chaque antenne.

La figure 4.23 illustre les mesures de rapport axial pour les deux antennes à distribution uniforme et Taylor, dans la direction transversale à l'antenne ($\theta = 0^\circ$). L'antenne à distribution uniforme montre une parfaite polarisation circulaire à la fréquence centrale de 77 GHz.

Les gains des antennes, calibrées avec des antennes cornets standards, sont tracés dans la figure 4.24 à $\theta = 0^\circ$, en fonction de la fréquence. Le sommet de la courbe de gain se trouve bien à la fréquence de conception, 77 GHz. Donc, les diagrammes de rayonnement des antennes sont présentés à cette fréquence, dans le plan $\varphi = 0^\circ$ et en fonction de θ dans les figures 4.25 et 4.26.

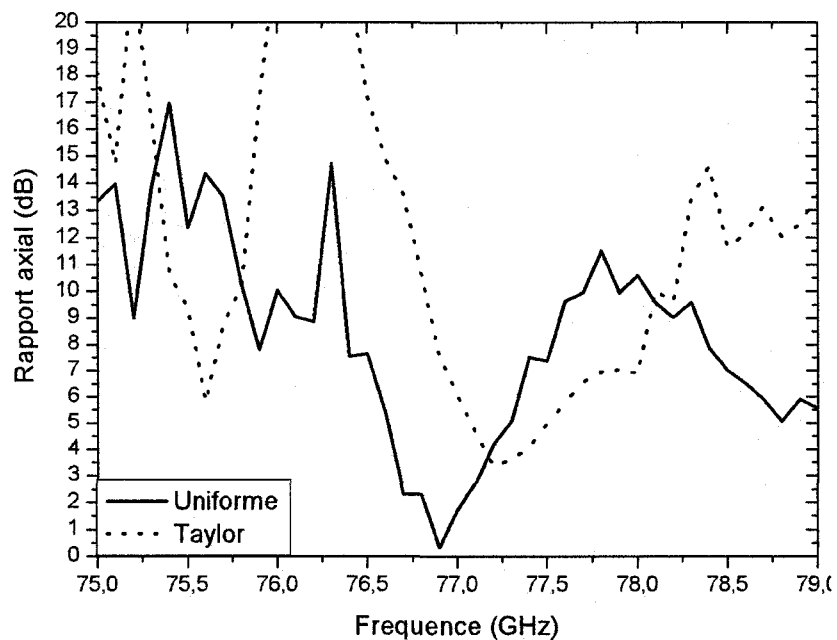


Figure 4.23 : Rapport axial mesuré des antennes à distribution uniforme et Taylor à 77 GHz, à $\theta = 0^\circ$.

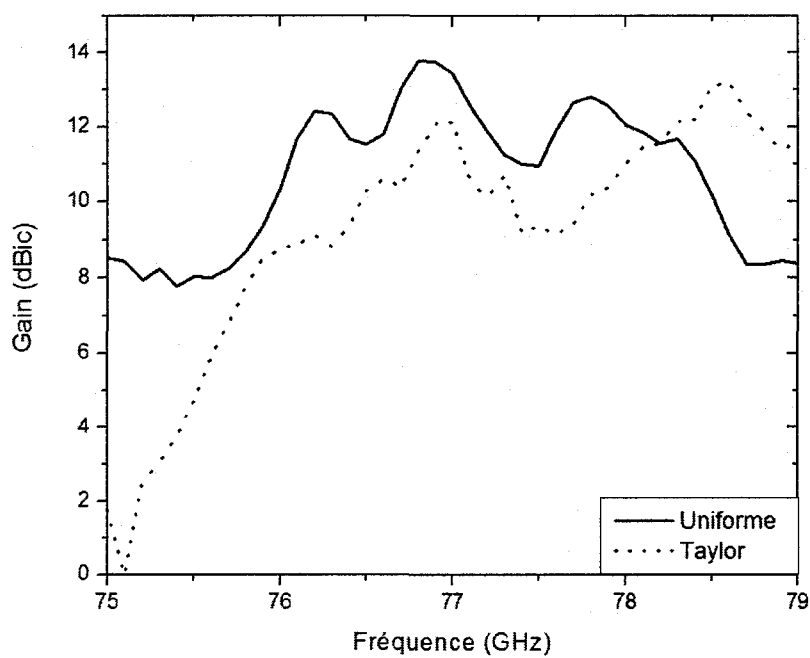


Figure 4.24 : Gain des antennes à distribution uniforme et Taylor en fonction de la fréquence à $\theta = 0^\circ$.

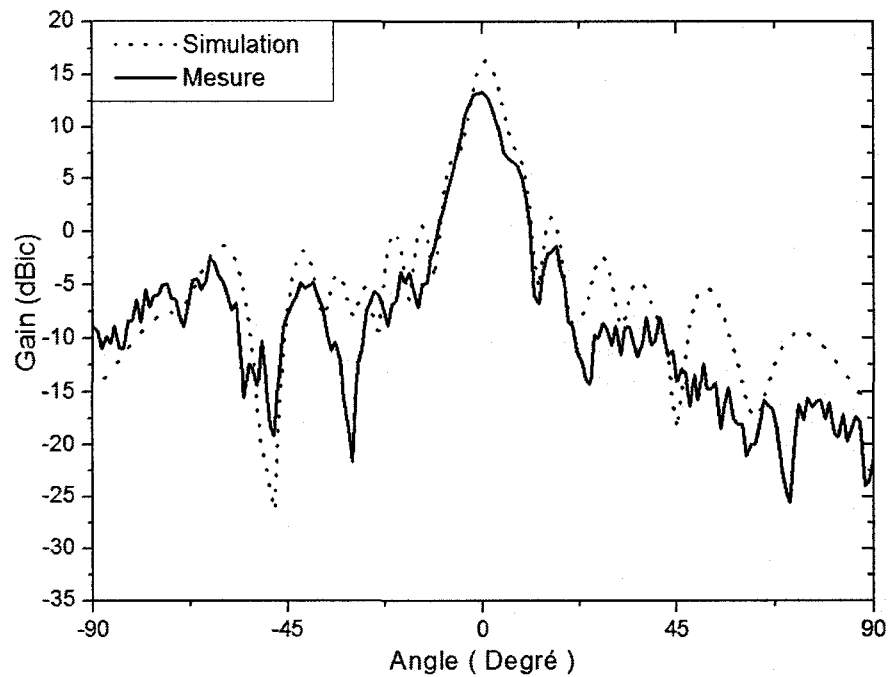


Figure 4.25 : Diagramme de rayonnement d'antenne à distribution uniforme à 77 GHz, dans le plan $\varphi = 0^\circ$ et θ variable (simulation et mesure).

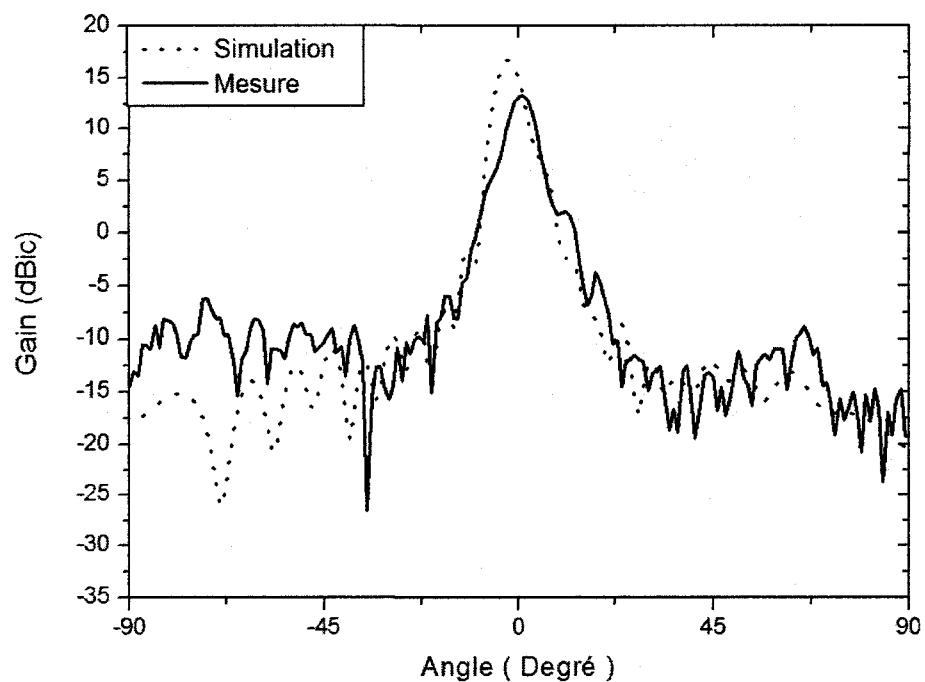


Figure 4.26 : Diagramme de rayonnement d'antenne à distribution uniforme à 77 GHz, dans le plan $\varphi = 0^\circ$ et θ variable (simulation et mesure).

Le rayonnement maximal se trouve à $\theta = 0^\circ$ dans le plan $\varphi = 0^\circ$. Les deux diagrammes suivent parfaitement les courbes de simulation. La largeur mi-puissance du faisceau principal est de 5.5 degrés pour la distribution uniforme et de 7.3 degrés pour la distribution Taylor. Une différence de gain est notée dans la direction du faisceau principal, qui peut être expliquée par les dispositifs nécessaires aux mesures. En effet, l'antenne est placée après une transition guide d'onde, qui occasionne des pertes importantes, et dû au décalage causé par cette transition, n'est pas alignée au centre de la plaque tournante, donc elle tourne avec un décalage.

4.6 Conclusion :

Des antennes à 30 GHz et 77 GHz ont été réalisées et mesurées. On remarque que les résultats à 77 GHz sont plus proches des simulations que les résultats à 30 GHz. Ceci est essentiellement dû aux connexions et aux résistances utilisées pour les antennes à 30 GHz. En effet, dans la simulation, les résistances n'ont pas été modélisées étant remplacées par un port adapté. Néanmoins, les résultats à 30 GHz sont satisfaisants en termes de gain, de polarisation circulaire, d'adaptation et d'ouverture angulaire.

Par ailleurs, les mesures de diagramme de rayonnement montrent un dépointage d'environ $6^\circ/\text{GHz}$. Les courbes de dépointages mesurées en fonction de la fréquence sont affichées dans l'Annexe C.

Nous pouvons conclure que les résultats de mesure valident notre approche et l'intérêt pour les antennes proposées.

CONCLUSION ET TRAVAUX FUTURS

Pour améliorer les performances des systèmes de télécommunications, des radars et des capteurs, nous avons développé de nouvelles antennes directives à ondes progressives et à polarisation circulaire fonctionnant en bandes millimétriques.

Dans un premier temps, une antenne à double fentes inclinées a été caractérisée grâce à un nombre important de simulations et en suivant des critères d'optimisation bien définis.

Ensuite, une méthode de synthèse a été proposée et validée par la simulation (méthode des éléments finis). Nous avons comparé différentes antennes avec différentes distributions pour identifier celle qui donne le meilleur compromis entre plus grande largeur de bande de fréquence d'adaptation ou de polarisation et plus faible niveau des lobes secondaires.

Enfin, des antennes à 30 GHz et 77 GHz ont été réalisées et mesurées, donnant des résultats expérimentaux très satisfaisants. Ces résultats de mesure valident ce travail et montrent qu'une nouvelle expertise dans la recherche et le développement d'antennes fonctionnant en bande millimétrique a été accomplie.

Plus globalement, ce travail s'inscrit dans le cadre d'un projet qui concerne la réalisation de nouveaux émetteurs/récepteurs intégrés fonctionnant en bandes millimétriques pour les systèmes de communication, radars et capteurs (projet stratégique CRSNG). Par exemple, un émetteur/récepteur peut être composé des éléments suivants : réseaux

d'antennes en émission et réception, réseaux à formation de faisceaux (Matrice de Butler, ou de Blass, etc.), amplificateur de puissance, amplificateur faible bruit (LNA), mélangeur, oscillateur local (LO) et filtres. Ces différents éléments peuvent être réalisés en utilisant la technologie des Guides Intégrés au Substrat (GIS). Par rapport aux antennes GIS utilisées jusqu'à maintenant au sein du Poly-GRAMES, les réseaux d'antennes conçus dans ce mémoire auront les avantages de permettre de contrôler le niveau des lobes secondaires et d'avoir des ondes transmises ou émises à polarisation circulaire. Cela permettra d'obtenir des émetteurs/récepteurs plus performants.

Il est à noter qu'il est facile d'utiliser des distributeurs de puissance afin d'exciter plusieurs des antennes qui ont été proposées pour obtenir des gains de l'ordre de 30 dB. Ce type d'antennes aurait des applications directes pour les radars anti-collision à 77 GHz.

Les autres composants de l'émetteur/récepteur peuvent également être conçus en utilisant la technologie des GIS. Ces travaux sont en cours au sein du laboratoire de recherche Poly-GRAMES.

RÉFÉRENCES

- [1] <http://www.ieee802.org/15/pub/TG3c.html>
- [2] P.F.M. Smulders, "60 GHz Radio: prospects and future direction", *Proceedings of 10th Symposium on Communications and Vehicular Technology*, 2003 Eindhoven.
- [3] T. Manabe, K. Sato, H. Masuzawa, K. Taira, T. Ihara, Y. Kasashima, K. Yamaki , "Polarization dependence of multipath propagation and High-Speed Transmission Characteristics of indoor Millimeter-Wave Channel at 60GHz", *IEEE Transactions on vehicular technology*, Vol. 44, 1995, pp. 268-274.
- [4] A. Nesic, D. Nesic, V. Brankovic, K. Sasaki, K. Kawasaki, "Antenna Solution for futur communication Devices in mm-Wave Range", *Telsiks 2001*, Yugoslavia.
- [5] K. Wu, "Integration and interconnect techniques of planar and nonplanar structures for microwave and millimeter-wave circuits – Current status and future trend," *Proc. Asia-Pacific Microwave Conf.*, pp. 411-416, Dec. 2001.
- [6] D. Deslandes and K. Wu, "Integrated microstrip and rectangular waveguide in planar form," *IEEE Microw. Wir. Comp. Lett.*, vol. 11, pp.68-70, Feb. 2001.
- [7] D. Deslandes and K. Wu, "Single-substrate integration technique of planar circuits and waveguide filters," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech*, vol. 51, no.2, pp.593-596, Feb. 2003.

- [8] J. X. Chen, W. Hong, Z. C. Hao, H. Li, and K. Wu, "Development of a low cost microwave mixer using a broadband substrate integrated waveguide (SIW) coupler, " *IEEE Microw. Wir. Comp. Lett.*, vol.16, pp.84-86, Feb. 2006.
- [9] P. Sehyun, Y. Okajima, J. Hirokawa, and M. Ando, "A slotted postwall waveguide array with interdigital structure for 45° linear and dual polarization, " *IEEE Trans. Ant. Prop.*, vol. 53, pp. 2865 – 2871, Sept. 2005.
- [10] K. Morimoto, J. Hirokawa, et M. Ando, "Design of a 180-Degree Single-Layer Divider to control Sidelobe and Crossover Levels in Butler-Matrix Beam-Switching, " *Proc. APMC 2007*, pp.1-4, Dec. 2007.
- [11] J. Hirokawa, C. Yamazaki and M. Ando, "Post-Wall Waveguide Slot Array With Cosecant Radiation Pattern and Null Filling for Base Station Antennas in LMDS Systems," 2001 URSI Intl. Symp. Electromag. Theory, 105-4, pp.83-84, May 2001.
- [12] L Yan, W Hong, G Hua, J Chen, K Wu, TJ Cui, "Simulation and experiment on SIW slot array antennas, " *IEEE Microw. Wir. Comp. Letters*.Vol. 14, N. 9, 2004, pp. 446-448.
- [13] D. Deslandes, Étude et développement du guide d'onde intégré sur substrat pour la conception de système en ondes millimétriques, *Thèse de Doctorat de l'École Polytechnique de Montréal*, Génie Électrique, 2005.
- [14] R.S. Elliot , *Antenna Theory and Design*. Englewood Cliffs, NJ:Prentice Hall, 1981

- [15] S. R. Rengarajan, "Compound radiating slot in a broad wall of a rectangular waveguide," *IEEE Trans. Antenna Propagat.*, vol 37, pp. 1116-1124, Sept. 1989
- [16] R.S. Elliot, "An improved design procedure for small arrays of shunt slots, 1983
- [17] G. Montisci, " Design of circularly polarized waveguide slot linear arrays," *IEEE Trans. Ant. Prop.*, vol. 54, pp. 3025-3029, Oct. 2006.
- [18] Y. Murakami, T. Kijima, A. Kato, T. Manabe, T. Ihara, M. Fujise, "A switchable four-sector shaped-beam antenna for MM-wave wireless LANs," in *Proc. APS 1998, Atlanta, USA.*
- [19] T. Yamamoto, M. Ando, N. Goto and M. Takahashi, "Application of Radial Line Slot Antenna to Millimeter-Wave Systems at 60GHz Band, " in *Proc. APS 1996, Baltimore, USA.*
- [20] S. Pinel, I. K. Kim, K. Yang, and J. Laskar, "60 GHz linearly and circularly polarized antenna arrays on liquid crystal polymer substrate," in *Proc. 36th European Microwave Conf., Manchester, U.K., Sep. 2006, pp.858-861.*
- [21] D. Neric, A. Ncsic and V. Brankovic, "Circular polarised printed antenna array with broadband axial ratio, " in *Proc. APS 2003, Colombus, Ohio, USA.*
- [22] J. S. Kot, N. Nikolic, and O. Sevimli, "An Integrated Wideband Circularly-Polarized 60 GHz Array Antenna with Low Axial-Ratio, " *The 2nd International Conference on Wireless Broadband and Ultra Wideband Communications, 2007.*

- [23] A. Patrovsky, M. Daigle and Ke Wu, "Millimeter-Wave Wideband Transition from CPW to Substrate Integrated Waveguide on Electrically Thick High-Permittivity Substrates", in *Proc. EUMA*, pp. 384-387, October 3007.
- [24] S.R., Rengarajan, "Compound Radiating Slots in a Broad Wall of a Rectangular Waveguide," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 37, Sep. 1989, pp. 1116-1123
- [25] E.M. Waves & Rad. Systems, E.C. Jordan 1968
- [26] A. Alexopoulos, "Phased Array Analysis Using a Modified Chebyshev Approach", DSTO-TR-1806, *Defense Science and Technology Organisation*, November 2005.
- [27] M. Bozzi; M. Pasian; L. Perregrini and K. Wu, "On the Losses in Substrate Integrated Waveguides," in *Proc. EUMA*, pp. 384-387, October 3007.

Annexe A

Tableau A-1

Réseau à 15 éléments à distribution uniforme										
	W [mil]	X [mm]	Θ [deg]	L [mm]	S [mm]	$ S_{21} $	$\angle S_{21}$ [deg]	$\angle E$ [deg]	S_{11} (dB)	AR (dB)
1	8	0.358	59	1.402	0.857	0.9332	-31.7	-40.6	-21	0.47
2	8	0.358	59	1.41	0.849	0.9292	-32.8	-41.5	-21.1	0.55
3	8	0.358	59	1.41	0.849	0.9292	-32.8	-41.5	-21.1	0.55
4	8	0.358	59	1.41	0.849	0.9292	-32.8	-41.5	-21.1	0.55
5	8	0.358	59	1.404	0.839	0.9011	-37.16	-43.27	-20	0.11
6	12	0.358	59	1.414	0.813	0.899	-38.6	-44.23	-20.6	0.46
7	12	0.358	61	1.428	0.8	0.8896	-41.8	-45.96	-20.2	0.7
8	12	0.358	61	1.446	0.788	0.8756	-44.8	-47.67	-20	0.63
9	12	0.358	61	1.466	0.773	0.8563	-48.5	-49.58	-20	0.41
10	12	0.358	61	1.482	0.77	0.835	-52.2	-51.09	-19	0.14
11	12	0.4	63.5	1.524	0.777	0.8037	-59	-54.33	-17	0.77
12	12	0.4	63.5	1.564	0.733	0.59	-68.4	-59.44	-19	0.4
13	12	0.4	63.5	1.61	0.7	0.6659	-82.1	-65.4	-18.2	0.34
14	12	0.4	63.5	1.636	0.69	0.607	-91.2	-69.18	-20	0.8
15	12	0.4	63.5	1.636	0.663	0.607	-91.2	-69.18	-17	0.8

Réseau à 15 éléments à distribution Tchebychev										
	W [mil]	X [mm]	Θ [deg]	L [mm]	S [mm]	$ S_{21} $	$\angle S_{21}$ [deg]	$\angle E$ [deg]	S_{11} (dB)	AR (dB)
1	8	0.291	54	1.05	0.98	0.988	-8	-29.6	-29	0.45
2	8	0.291	54	1.1	0.92	0.987	-9.55	-32.8	-32	0.49
3	8	0.3165	56	1.3	0.868	0.965	-21.1	-36.71	-26.5	0.38
4	8	0.3165	56	1.36	0.839	0.948	-26.7	-38.42	-24.8	0.17
5	12	0.358	59	1.418	0.809	0.896	-39.2	-44.95	-20.7	0.43
6	12	0.358	61	1.464	0.773	0.858	-48.1	-49.26	-20	0.5
7	12	0.358	61	1.492	0.77	0.821	-54.7	-52.26	-16.5	0.32
8	12	0.4	63.5	1.542	0.766	0.778	-63.5	-57.12	-15	0.54
9	12	0.4	63.5	1.584	0.71	0.769	-73.6	-62.11	-16.7	0.25
10	12	0.358	61	1.482	0.736	0.736	-52.2	-51.09	-19	0.14
11	12	0.4	63.5	1.626	0.659	0.644	-84.4	-64.08	-18.2	1.1
12	12	0.4	63.5	1.636	0.6631	0.6	-91.2	-69.18	-17	0.8
13	12	0.4	63.5	1.636	0.6631	0.6	-91.2	-69.18	-17	0.8
14	12	0.4	63.5	1.636	0.6631	0.6	-91.2	-69.18	-17	0.8
15	12	0.4	63.5	1.636	0.6631	0.6	-91.2	-69.18	-17	0.8

Réseau à 15 éléments à distribution Taylor										
	W	X	Θ	L	S	$ S_{21} $	$\angle S_{21}$	$\angle E$	S_{11}	AR
	[mil]	[mm]	[deg]	[mm]	[mm]		[deg]	[deg]	(dB)	(dB)
1	8	0.291	54	1.05	0.98	0.988	-8	-29.6	-29	0.45
2	8	0.291	54	1.16	0.928	0.983	-12.1	-32.76	-28.6	0.22
3	8	0.3165	56	1.28	0.92	0.967	-19.8	-34.33	-22.8	0.15
4	8	0.3165	56	1.36	0.839	0.952	-26.7	-38.42	-24.8	0.17
5	8	0.358	59	1.402	0.857	0.933	-31.7	-40.6	-21	0.47
6	12	0.358	59	1.4	0.8475	0.903	-37.2	-42.52	-18.2	0.07
7	12	0.358	61	1.44	0.798	0.879	-44	-47.12	-19	0.54
8	12	0.358	61	1.474	0.77	0.847	-50.2	-49.83	-18.6	0.3
9	12	0.358	61	1.498	0.76	0.813	-56	-52.2	-16.5	0.4
10	12	0.4	63.5	1.544	0.7645	0.773	-64.1	-57.14	-16	0.59
11	12	0.4	63.5	1.58	0.71	0.728	-72.2	-60.59	-17.2	0.42
12	12	0.4	63.5	1.605	0.69	0.679	-80	-63.9	-16.2	0.14
13	12	0.4	63.5	1.63	0.6631	0.625	-88.4	-67.9	-16	0.71
14	12	0.4	63.5	1.636	0.6631	0.552	-91.2	-69.18	-17	0.8
15	12	0.4	63.5	1.636	0.6631	0.529	-91.2	-69.18	-17	0.8

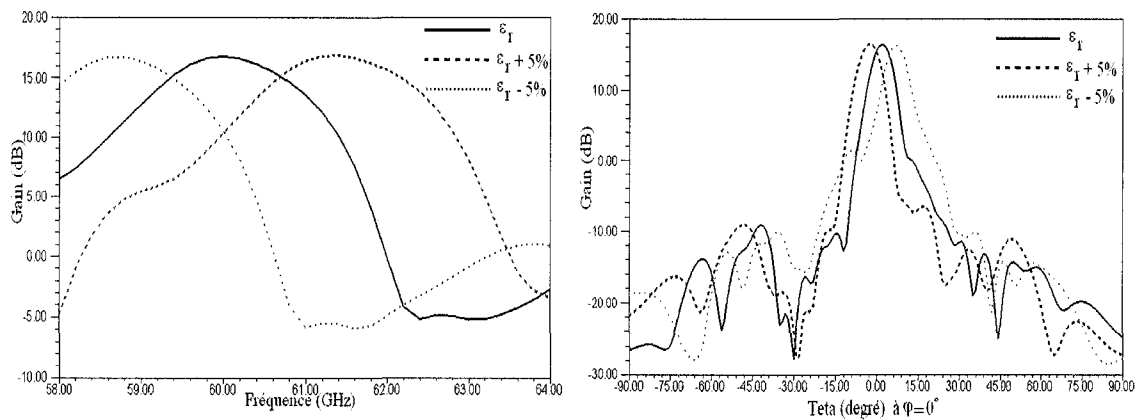
ANNEXE B

Simulation des tolérances de fabrication et de matériaux

Plusieurs paramètres peuvent influencer les résultats de mesures, dont la permittivité (ϵ_r), les dimensions des fentes et la largeur du guide.

Permittivité relative ϵ_r :

La valeur de ϵ_r donné par le manufacturier est donné pour la fréquence 10 GHz. Utilisé à 60 GHz, nous devons considérer au moins 5% de tolérance. Les figures B.1, B.2, B.3, B.4 montre l'effet de tolérances sur la courbe de gain, diagramme de rayonnement, pertes de réflexions et rapport axial en fonction de la fréquence.



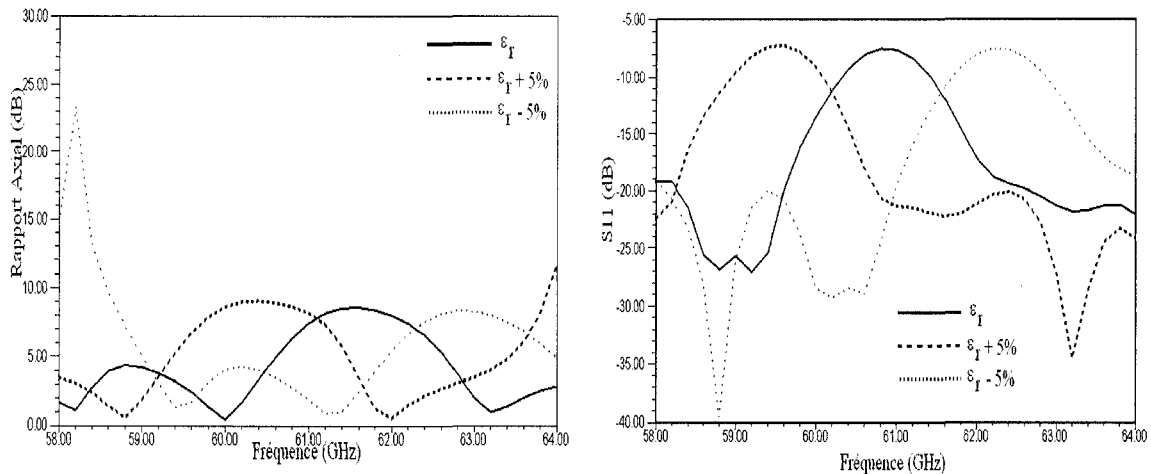


Figure B.01 : Gain, Diagramme de Rayonnement, S_{11} et Rapport axial en fonction des tolérances du substrat

Les variations de gains, peuvent causer la désadaptation de l'antenne à son entrée. Le rapport axial aussi est très sensible à ces variations, ainsi que l'angle d'orientation du faisceau principal. Ceci est expliqué par la relation entre la longueur d'onde guidée et la permittivité relative du substrat. Donc, en variant ϵ_r , c'est la λ_g qui varie, et les distances géométriques calculés ne sont plus valide.

En conséquence, il est important de connaître la valeur exacte de la permittivité dans les applications en bandes de fréquences millimétrique.

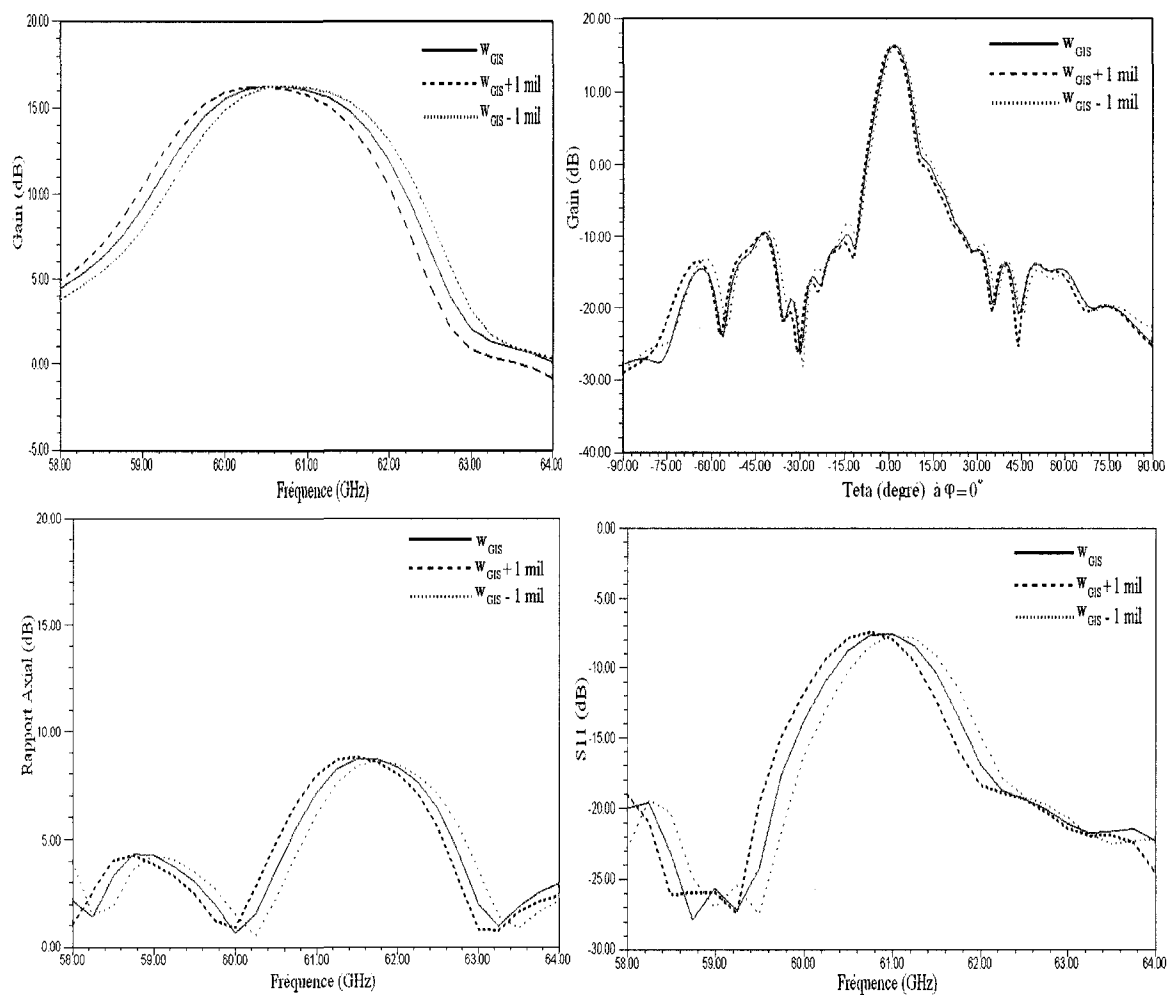
Dimensions des fentes et du guide

Dans la coupe au laser, il faut considérer un facteur de correction du à la largeur du trait de la ligne de coupe (de 2 mil) de -1 mil.

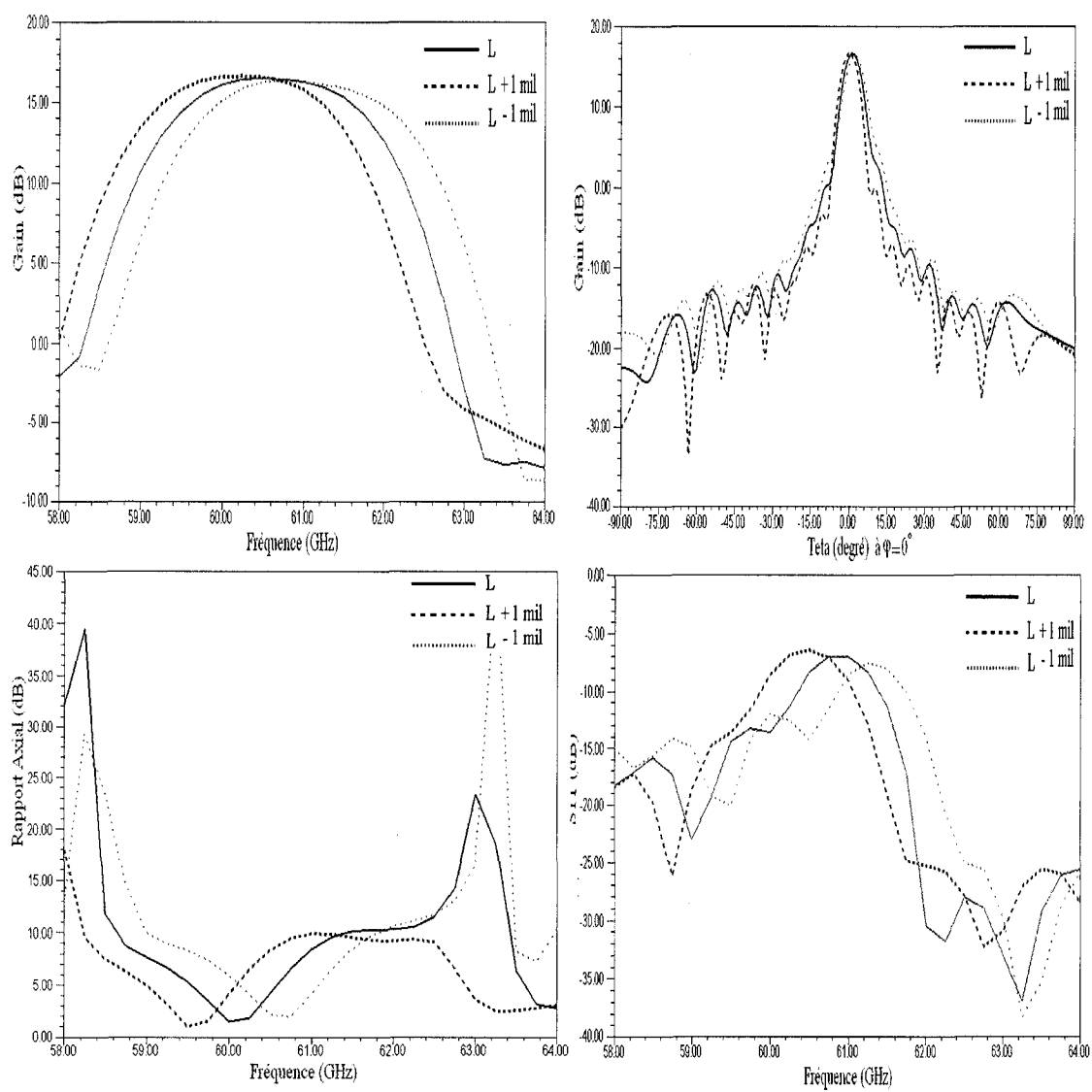
Nous avons fait une étude de tolérance pour la largeur du guide, qui est déterminé par la distance de bord à bord des cylindres métallisés ou des fentes métallisé, ainsi que la

longueur et la largeur des fentes, avec un facteur de ± 1 mil, dont les résultats sont illustrés dans les figures suivantes.

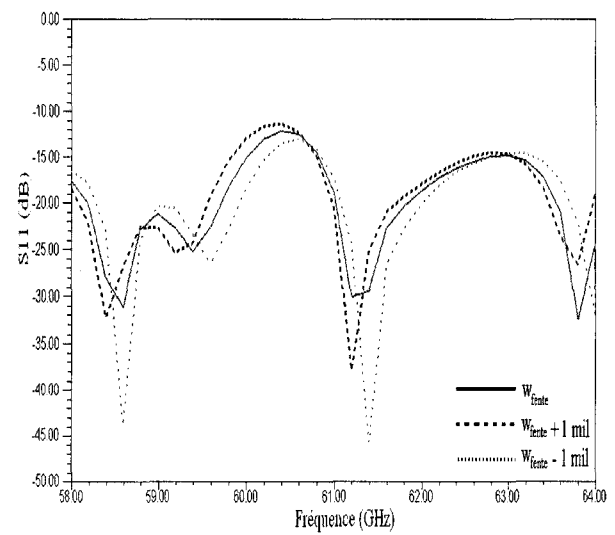
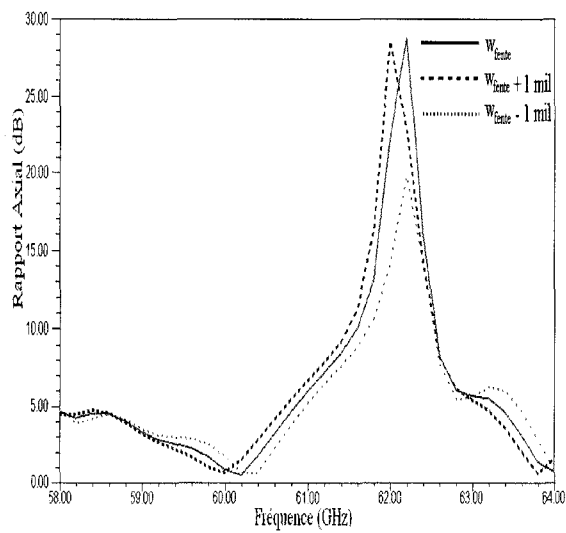
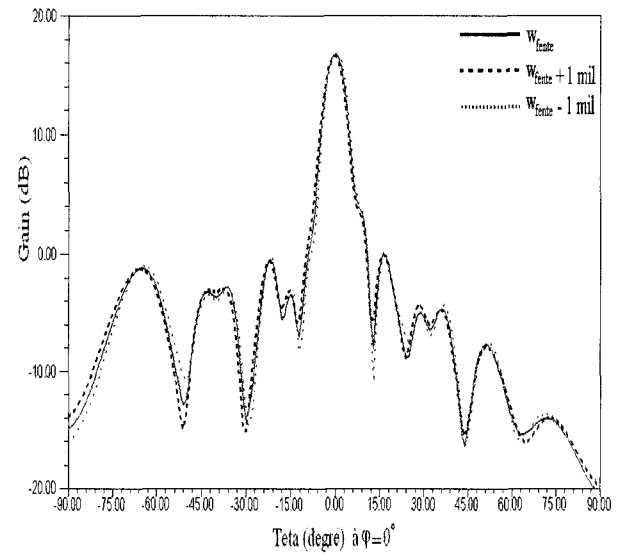
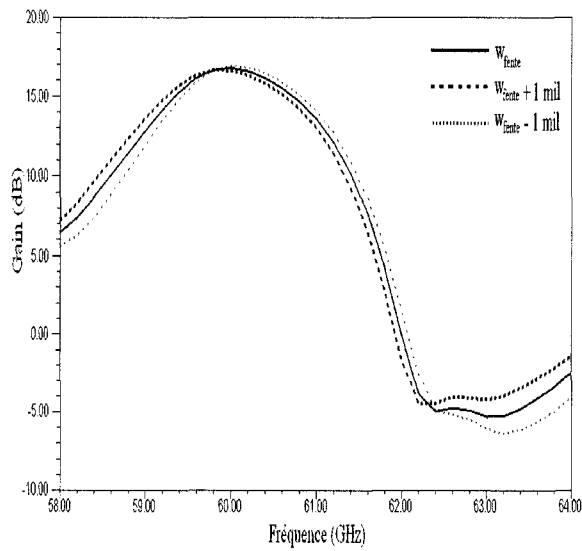
Largeur du GIS (distribution Tchebychev) :



Longueur de la fente (distribution Taylor) :

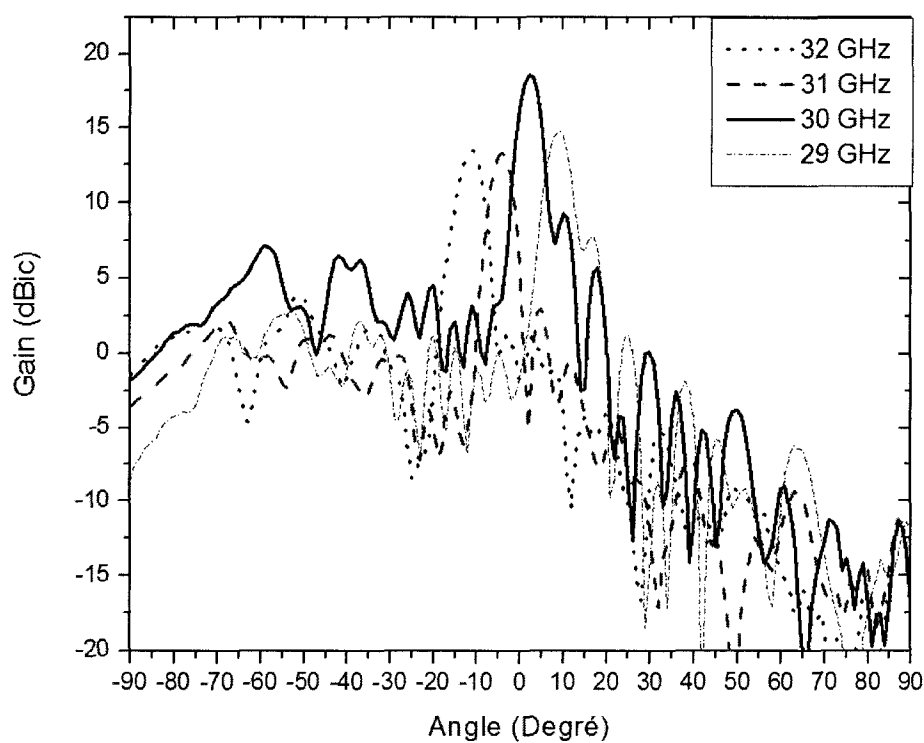


Largeur de fentes (distribution uniforme) :

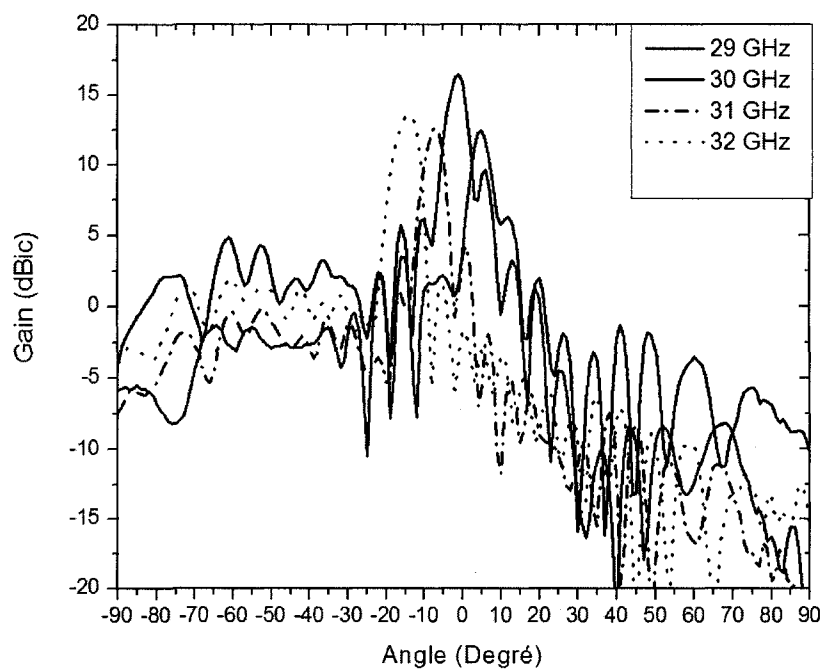


ANNEXE C

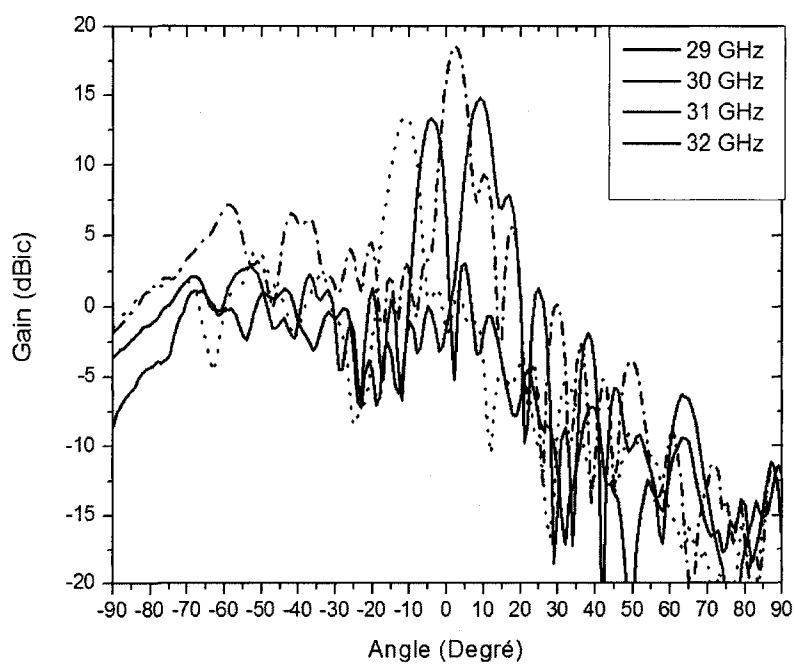
Dépointage du faisceau des antennes à distribution uniforme, Tchebychev et Taylor, mesuré en fonction de la fréquence dans la bande de 30 GHz



Dépointage du faisceau de l'antenne à distribution uniforme mesuré en fonction de la fréquence
dans la bande de 30 GHz.



Dépointage du faisceau de l'antenne à distribution Tchebychev mesuré en fonction de la fréquence dans la bande de 30 GHz.



Dépointage du faisceau de l'antenne à distribution Taylor mesuré en fonction de la fréquence dans la bande de 30 GHz.