ÉCOLE DE TECHNOLOGIE SUPÉRIEURE
UNIVERSITÉ DU QUÉBEC

MÉMOIRE PRÉSENTÉ À
L'ÉCOLE DE TECHNOLOGIE SUPÉRIEURE

COMME EXIGENCE PARTIELLE
À L'OBTENTION DE LA
MAÎTRISE EN GÉNIE ÉLECTRIQUE
M.Ing.

PAR
JABER, Zouhair

CONCEPTION D'UNE ANTENNE INTELLIGENTE À FAISCEAU COMMUTABLE ASSISTÉE PAR UN SYSTÈME DE LOCALISATION DES MOBILES

MONTRÉAL, LE 29 FÉVRIER 2008

© droits réservés de Jaber Zouhair, 2008

CE MÉMOIRE A ÉTÉ ÉVALUÉ

PAR UN JURY COMPOSÉ DE :

M. Ammar B. Kouki, directeur de mémoire
Département de génie électrique à l'École de technologie supérieure

M. François Gagnon, président du jury
Département de génie électrique à l'École de technologie supérieure

M. Jean-Sébastien Néron, examinateur externe
ULTRA-ELECTRONICS

IL A FAIT L'OBJET D'UNE SOUTENANCE DEVANT JURY ET PUBLIC

LE 29 JANVIER 2008

À L'ÉCOLE DE TECHNOLOGIE SUPÉRIEURE

REMERCIEMENTS

Je voudrais tout d'abord remercier mon directeur de mémoire Monsieur Ammar B. Kouki pour son aide et ses commentaires.

Un grand merci à tous mes collègues : étudiants, professionnels de recherche et techniciens, du laboratoire de communications et d'intégration de la microélectronique (LACIME).

Je ne saurais trouver les mots appropriés pour remercier ma femme Maria qui m'a soutenu tout au long du projet. Je voudrais aussi remercier mon fils Omar pour sa patience.

En fin, je voudrais dédier ce travail à mes parents, que Dieu ait leurs âmes.

CONCEPTION D'UNE ANTENNE INTELLIGENTE À FAISCEAU COMMUTABLE ASSISTÉE PAR UN SYSTÈME DE LOCALISATION DES MOBILES

Jaber Zouhair

SOMMAIRE

Le champ des communications mobiles sans fil se développe continuellement à cause de la demande croissante pour les systèmes de communication sans fil à haut débit. Cependant, l'un des problèmes majeurs de ce domaine est la disponibilité limitée du spectre. Les dimensions temporelles et fréquentielles étant quasi-pleinement exploitées, il ne reste que la dimension spatiale, via la technique SDMA (Space Division Multiple Access) à exploiter. Un système de communication sans fil doté de la technique SDMA via un réseau d'antennes est capable de multiplier la capacité et d'améliorer l'efficacité spectrale.

Ce mémoire traite l'impact des réseaux d'antennes et les algorithmes associés sur les systèmes de communication mobile sans fil. Après un survol sur les techniques du "beamforming" et les algorithmes associés, nous étudions deux types d'antenne intelligente; à "beamforming" numérique et analogique. Dans le cas du "beamforming" numérique, nous présentons un algorithme simplifié qui se base sur le fait que les positions des mobiles sont fournies par des récepteur GPS (Global Positioning System). Cet algorithme est implémenté et testé par MatLab® et montre le gain substantiel en termes de temps de calcul et précision qu'il procure par rapport aux algorithmes basés sur l'estimation de la direction d'arrivée. Dans le cas du "beamforming" analogique, une antenne intelligente à faisceau commutable a été conçue par simulations électromagnétiques en utilisant Momentum® et a été fabriquée et testée. Cette antenne présente l'avantage d'être compacte, à faible coût, de large bande et dont les lobes secondaires et arrières sont considérablement atténués.

Mots-clés: Antenne intelligente, SDMA, "beamforming", Localisation.

DESIGN OF A SMART ANTENNA SYSTEM USING A SWITCHED BEAM NETWORK ASSISTED BY A LOCALISATION SYSTEM

Jaber Zouhair

ABSTRACT

Due to the increasing demand for mobile high speed communications, the domain of wireless communications is witnessing continuous growth. However, one of its major challenges is the limited spectrum available. Knowing that the time and frequency dimensions are quasi-fully exploited, the spatial dimension, via SDMA technique, is a very promising path for further development. A wireless communication system using the SDMA technique through an antenna array is capable of multiplying the capacity and improving the spectral efficiency.

The focus of this thesis is on the impact of antenna arrays and associated algorithms on the system performance. First, we study the beamforming algorithms and their realisation via digital and analog techniques. For the digital beamforming, we introduce a simplified algorithm which is based on the fact that the positions of the mobiles are provided by GPS receivers. Implemented and tested by MatLab®, this algorithm shows substantial gain in terms of computing time and precision compared to the algorithms based on the direction of arrival estimation. While for the analog beamforming, a switched beam antenna is designed by electromagnetic simulations using Momentum® and is manufactured and tested. This antenna has the advantage of being compact, low cost, wide band and having considerably attenuated back lobes.

Keywords: Smart antenna, SDMA, Beamforming, Localization.

TABLE DES MATIÈRES

Page

INTRODUCTION 1

CHAPITRE 1 APPLICATION DES ANTENNES MULTIPLES DANS LES SYSTÈMES DE COMMUNICATION SANS FIL 3
1.1 Introduction 3
1.2 Rappel sur les notions d'antennes 5
1.2.1 Rayonnement de l'antenne 5
1.2.2 Antenne isotrope 7
1.2.3 Patron de rayonnement 8
1.2.4 Gain 9
1.2.5 Principe de réciprocité 10
1.2.6 Réseau linéaire d'antennes 10
1.2.6.1 Facteur réseau 10
1.2.6.2 Effet de l'espacement entre éléments 13
1.2.6.3 Effet du déphasage 14
1.2.6.4 Effet de la distribution d'amplitude 16
1.2.7 Réseau bidimensionnel d'antennes 20
1.2.7.1 Réseau circulaire 20
1.2.7.2 Réseau rectangulaire 22
1.3 Modes des antennes multiples 24
1.3.1 Diversité spatiale 24
1.3.2 Systèmes MIMO 24
1.3.3 Réseau d'antennes et antenne intelligente 25
1.3.3.1 Réseau déphasé 26
1.3.3.2 Réseau à faisceau commutable 27
1.3.3.3 Réseau adaptatif 29
1.3.3.4 Comparaison 30
1.4 Conclusion 31

CHAPITRE 2 TECHNIQUES DE LOCALISATION DES MOBILES 32
2.1 Introduction 32
2.2 Localisation par l'identification des cellules Cell-ID (Cell identification) 32
2.3 Localisation par la technique TOA (Time Of Arrival) 33
2.4 Localisation par l'appariement de formes (patern matching) 35
2.5 Localisation par les systèmes de navigation par satellites 35
2.6 Localisation par une antenne intelligente 36
2.6.1 Modèle du signal et terminologie 36
2.6.1.1 Les matrices de corrélation 41
2.6.1.2 Analyse de valeurs et vecteurs propres 43

2.6.2 Estimation de Bartlett 44
2.6.3 Estimation de Capon 46
2.6.4 Estimation de la prédiction linéaire 47
2.6.5 Estimation de Pisarenko 49
2.6.6 Estimation de MUSIC 50
2.6.7 Comparaison 51
2.7 Conclusion 53

CHAPITRE 3 TECHNIQUES DU "BEAMFORMING" 54
3.1 Introduction 54
3.2 Techniques du "beamforming" 55
3.3 "Beamforming" numérique 56
3.3.1 SIR maximal 56
3.3.2 Erreur quadratique moyenne minimale 62
3.3.3 Variance minimale 64
3.4 "Beamforming" analogique 67
3.4.1 Matrice de Butler 67
3.4.2 Fonctionnement de la Matrice de Butler 69
3.5 "Beamforming" assisté par la connaissance des positions des terminaux 73
3.5.1 Les coordonnées géographiques 74
3.5.2 Calcul des angles d'incidence 75
3.5.3 Application au "beamformer" 77
3.6 Conclusion 81

CHAPITRE 4 CONCEPTIONS, SIMULATIONS ET TESTS D'UNE ANTENNE INTELLIGENTE À FAISCEAU COMMUTABLE 83
4.1 Introduction 83
4.2 Conception du réseau d'antennes 84
4.3 Conception de l'atténuateur de lobes latéraux 95
4.3.1 L'algorithme de Dolph-Tchebyscheff 95
4.3.2 Conception des atténuateurs 96
4.4 Conception de la matrice de Butler 99
4.4.1 Coupleur hybride 99
4.4.2 "Crossover" 103
4.4.3 Conception de la matrice de Butler 106
4.5 Réalisation de circuits de l'antenne intelligente 110
4.6 Tests et mesures de l'antenne intelligente 112
4.6.1 Mesures des paramètres S de l'élément rayonnant 112
4.6.2 Estimation du diagramme de rayonnement de l'antenne intelligente . 120
4.6.2.1 Diagramme de rayonnement à la fréquence centrale 121
4.6.2.2 Diagrammes de rayonnement pour les autres fréquences 123
4.7 Comparaison avec des travaux similaires 135
4.8 Conclusion 136

CONCLUSION ET RECOMMANDATIONS 137

ANNEXE I Algorithme de Dolph-Tchebyscheff 139

ANNEXE II Amplitude et déphasage simulés et idéals pour la matrice de Butler à 4 ports. 143

ANNEXE III Amplitude et déphasage mesurés pour la matrice de Butler à 4 ports pour la fréquence f = 2,43 GHz. 144

ANNEXE IV Amplitude et déphasage mesurés pour la matrice de Butler à 4 ports pour les fréquences f = 2,38 GHz et f = 2,48 GHz. 145

ANNEXE V Patrons de rayonnement correspondants à la matrice de Butler conçue par simulation électromagnétique. 147

ANNEXE VI Patrons de rayonnement correspondants à la matrice de Butler conçue par le nouveau "crossover". 151

BIBLIOGRAPHIE 155

TABLEAU 1.1 Comparaison entre quelques modes d'antennes multiples.....33

TABLEAU 1.2 Exemples de calcul des résistances d'atténuateur en T.....100

LISTE DES FIGURES

Page

Figure 1.1 Régions de rayonnement d'une antenne. 6

Figure 1.2 Diagramme de rayonnement d'une antenne directionnelle..... 8

Figure 1.3 Réseau linéaire à M éléments..... 11

Figure 1.4 Facteur réseau isotrope pour M=1, 2, 4 et 8 éléments d'antenne..... 12

Figure 1.5 Effet de l'espacement entre les éléments d'un réseau isotrope à 4 éléments.14

Figure 1.6 Effet du déphasage entre les éléments d'un réseau isotrope à 4 éléments. ... 15

Figure 1.7 Lobe principal d'un réseau à 4 éléments orienté vers la direction 25°. 16

Figure 1.8 Triangle de Pascal. 17

Figure 1.9 Exemples de distributions d'amplitudes. 18

Figure 1.10 Effet de la distribution d'amplitudes sur un réseau à 4 éléments. 19

Figure 1.11 Réseau uniforme circulaire de rayon R. 20

Figure 1.12 Réseau circulaire à 8 éléments, lobe principal dans la direction (90°, 45°). . 21

Figure 1.13 Réseau rectangulaire à MxN éléments. 22

Figure 1.14 Réseau rectangulaire 8x8, lobe principal dans la direction (45,90)..... 23

Figure 1.15 Réseau déphasé constitué par un diviseur de puissance et 4 déphaseurs. 27

Figure 1.16 Réseau à 4 faisceaux commutables. 28

Figure 1.17 Réseau adaptatif à 4 éléments..... 29

Figure 2.1 Localisation par trois stations de base..... 34

Figure 2.2 Exemple d'antenne intelligente..... 37

Figure 2.3 Signal incident sur un réseau d'antennes. 38

Figure 2.4 Pseudo spectre de Bartlett pour deux signaux incidents à 5° et -5°..... 45

Figure 2.5 Pseudo spectre de Capon pour deux signaux incidents à 5° et -5°. 46

Figure 2.6 Pseudo spectre de la prédiction linéaire pour deux signaux incidents à 5° et à -5°. 48

Figure 2.7 Pseudo spectre Pisarenko pour deux signaux incidents à 5° et -5°. 49

Figure 2.8 Pseudo spectre MUSIC pour deux signaux incidents à 5° et -5°. 50

Figure 2.9 Comparaison entre les estimations. 51

Figure 2.10 Comparaison entre les estimations MUSIC pour deux signaux incidents. ... 52

Figure 3.1 Exemple d'un "beamformer" numérique. 56

Figure 3.2 Réseau à 4 éléments. Signal désiré à 25° et deux interférents à 0° et -45°. .. 61

Figure 3.3 "Beamformer" numérique avec un signal de référence. 62

Figure 3.4 Réseau à 4 éléments. Signal désiré à 0° et deux interférents à -35° et 60°. .. 64

Figure 3.5 Signal désiré à -30° et trois interférents à 0° et 25° et 45°. 66

Figure 3.6 Diagramme de fonctionnement d'une matrice de Butler 4x4. 67

Figure 3.7 Coupleur hybride idéal 90°/-3dB. 68

Figure 3.8 "Crossover" idéal 0°/ 0dB. 69

Figure 3.9 Matrice de Butler 4x4 excitée au port 1. 69

Figure 3.10 Diagramme de rayonnement au port 1 avec quatre éléments isotropes. 70

Figure 3.11 Matrice de Butler 4x4 excitée au port 2. 70

Figure 3.12 Diagramme de rayonnement au port 2 avec quatre éléments isotropes. 71

Figure 3.13 Diagramme de rayonnement au port 3 avec quatre éléments isotropes. 71

Figure 3.14 Diagramme de rayonnement au port 4 avec quatre éléments isotropes. 72

Figure 3.15 Les quatre lobes orthogonaux du réseau d'antennes à quatre éléments isotropes. 72

Figure 3.16 Lignes de latitude sur la surface de la terre. 74

Figure 3.17 Lignes de longitude sur la surface de la terre. 75

Figure 3.18 Exemple de calcul de la distance et de l'angle entre deux points. 76

Figure 3.19 Exemple de calcul du vecteur d'angles d'incidence. 77

Figure 3.20 Exemple de calcul des angles d'incidence. 79

Figure 3.21 Diagramme d'antenne optimisé par le "beamformer" numérique. 80

Figure 3.22 Diagramme d'antenne optimisé par le "beamformer" analogique. 81

Figure 4.1 Antenne intelligente à faisceau commutable large bande. 83

Figure 4.2 Antenne microruban en forme de croix avec ouverture dans le plan de masse. 85

Figure 4.3 Calcul de W par LineCalc®. 86

Figure 4.4 Structure de l'antenne simulée sur Momentum®. 86

Figure 4.5 Paramètre S(1,1) d'un élément d'antenne simulé par Momentum®. 87

Figure 4.6 Mesure d'impédance d'entrée. 87

Figure 4.7 Caractéristiques de l'antenne simulée par Momentum. 88

Figure 4.8 Diagramme de rayonnement simulé de l'antenne microruban. 88

Figure 4.9 Nouvelle structure de l'antenne avec le plan conducteur. 89

Figure 4.10 Diagramme de rayonnement de la nouvelle structure de l'antenne. 90

Figure 4.11 Paramètres S de la nouvelle structure de l'antenne. 90

Figure 4.12 Mesure d'impédance à l'entrée. 91

Figure 4.13 Caractéristiques de la nouvelle structure de l'antenne. 91

Figure 4.14 Vue 3D du réseau d'antennes. 92

Figure 4.15 Masque du réseau de quatre éléments généré par Momentum. 92

Figure 4.16 Paramètres S(i,i) du réseau d'antennes. 93

Figure 4.17 Mesure d'impédance à l'entrée du réseau d'antennes. 93

Figure 4.18 Caractéristiques du réseau d'antennes. 94

Figure 4.19 Diagramme de rayonnement du réseau d'antennes..... 94

Figure 4.20 Atténuateur en T..... 96

Figure 4.21 Masque généré par Momentum de l'atténuateur en T. 97

Figure 4.22 Simulation des paramètres S(1,1) et S(1,2) de l'atténuateur en T. 98

Figure 4.23 Exemple d'atténuateur de lobes latéraux à 4 ports..... 98

Figure 4.24 Coupleur hybride de type "branchline"90° standard..... 99

Figure 4.25 Masque du coupleur hybride 90° standard..... 100

Figure 4.26 Paramètres S du coupleur de la figure 4.21..... 100

Figure 4.27 Coupleur hybride 90° large bande. 101

Figure 4.28 Coupleur hybride 90° large bande. 101

Figure 4.29 Paramètres S du coupleur large bande. 102

Figure 4.30 Comparaison des paramètres S(1,1) et S(1,4) des deux types de coupleurs 102

Figure 4.31 Masque d'un "crossover" standard..... 103

Figure 4.32 Paramètres S du "crossover" standard..... 104

Figure 4.33 Masque du "crossover" large bande..... 104

Figure 4.34 Paramètres S du "crossover" large bande..... 105

Figure 4.35 Comparaison des paramètres S(1,1) et S(1,4) des "crossovers". 105

Figure 4.36 Diagramme de fonctionnement d'une matrice de Butler 4x4. 106

Figure 4.37 Masque du circuit de la matrice de Butler. 107

Figure 4.38 Simulation des paramètres S(i,i) de la matrice de Butler..... 108

Figure 4.39 Déphasage progressif dans la bande ISM entre les éléments rayonnants pour le port d'entrée 1..... 109

Figure 4.40 Déphasage progressif dans la bande ISM entre les éléments rayonnants pour le port d'entrée 2. 109

Figure 4.41 Élément d'antenne, vue arrière. 110

Figure 4.42 Élément d'antenne, vue arrière. 111

Figure 4.43 Atténuateur de lobes latéraux. 111

Figure 4.44 Matrice de Butler. 111

Figure 4.45 Mesures et simulations du paramètre S(1,1) de l'élément d'antenne. 113

Figure 4.46 Mesures et simulations du paramètre S(2,1) de l'atténuateur. 113

Figure 4.47 Mesures de l'adaptation de la matrice de Butler aux ports 1 et 2. 114

Figure 4.48 Mesures de l'adaptation de la matrice de Butler aux ports 3 et 4. 115

Figure 4.49 Mesure du déphasage entre le port 1 et les sorties de la matrice de Butler. 116

Figure 4.50 Mesures et simulations du déphasage entre le port 2 et les sorties de la matrice de Butler. 117

Figure 4.51 Mesures et simulations de déphasage entre le port 3 et les sorties de la matrice de Butler. 117

Figure 4.52 Mesures et simulations de déphasage entre le port 4 et les sorties de la matrice de Butler. 118

Figure 4.53 Mesures de la transmission entre le port 1 et les sorties de la matrice de Butler. 118

Figure 4.54 Mesures de la transmission entre le port 2 et les sorties de la matrice de Butler. 119

Figure 4.55 Mesures de la transmission entre le port 3 et les sorties de la matrice de Butler. 119

Figure 4.56 Mesures de la transmission entre le port 4 et les sorties de la matrice de Butler. 120

Figure 4.57 Patron de rayonnement au port 1. 121

Figure 4.58 Patron de rayonnement au port 2. 122

Figure 4.59 Patron de rayonnement au port 3. 122

Figure 4.60 Patron de rayonnement au port 4. 123

Figure 4.61 Variation du patron de rayonnement en fonction de la fréquence, port 1... 124

Figure 4.62 Variation du patron de rayonnement en fonction de la fréquence, port 2... 124

Figure 4.63 Variation du patron de rayonnement en fonction de la fréquence, port 3... 125

Figure 4.64 Variation du patron de rayonnement en fonction de la fréquence, port 4... 125

Figure 4.65 Masque du circuit de la matrice de Butler conçue par simulation électromagnétique. 126

Figure 4.66 Matrice de Butler obtenue par simulation électromagnétique. 127

Figure 4.67 Mesures de l'adaptation de la matrice de Butler conçue par simulation électromagnétique et comparaison avec les simulations..... 127

Figure 4.68 Mesures de déphasage et de la transmission et entre les ports d'entrées et les sorties de la matrice Butler conçue par simulation électromagnétique..... 128

Figure 4.69 Structure du "crossover" 0 Ω..... 130

Figure 4.70 "Crossover" 0 Ω. 130

Figure 4.71 Mesures de la transmission du nouveau "crossover" 131

Figure 4.72 Mesures des pertes par réflexions du nouveau "crossover". 131

Figure 4.73 Masque du circuit de la matrice de Butler conçue par le nouveau "crossover" 0 Ω..... 132

Figure 4.74 Matrice de Butler obtenue par le "crossover" 0 Ω. 133

Figure 4.74 Mesure de l'adaptation de la matrice de Butler aux ports d'entrées. 133

Figure 4.75 Mesures de déphasage entre les ports d'entrées et les sorties de la matrice Butler..... 134

Figure 4.76 Mesures de la transmission entre les ports d'entrées et les sorties de la matrice Butler..... 134

LISTE DES ABRÉVIATIONS, SIGLES ET ACRONYMES

SDMA	Space Division Multiple Access
GPS	Global Positioning System
DOA	Direction Of Arrival
TDMA	Time Division Multiple Access
FDMA	Frequency Division Multiple Access
CDMA	Code Division Multiple Access
WLAN	Wireless Local Area Network
WLL	Wireless Local Loops
MIMO	Multiple Input Multiple Output
RF	Radio Frequency
FR	Facteur réseau
FPGA	Field Programmable Gate Arrays
SNR	Signal to Noise Ratio
BER	Bit Error Rate
SLL	Side Lobe Level
LOS	Line Of Sight
E911	Enhanced 911
E112	Emergency 112
GLONASS	Global Navigation Satellite System
TOAD	Time Of Arrival Difference
BS	Base Station
LMS	Least Mean Squares
DMI	Direct Matrix Inversion
LBS	Location-Based Service
ISM	Industrial Scientific and Medical band
Wimax	Worldwide Interoperability for Microwave Access
GNSS	Global Navigation Satellite System

INTRODUCTION

La majorité des systèmes de communication sans fil actuels utilisent des antennes omnidirectionnelles ou des antennes sectorielles dont le patron de rayonnement est statique. Cela présente le désavantage de transmettre parfois le signal dans des directions où aucun utilisateur n'est présent. En plus de ce gaspillage d'énergie électromagnétique, les interférences par canaux adjacents se multiplient. Notons aussi le problème de trajets multiples qui cause le phénomène d'évanouissement des signaux à la réception.

Pour remédier à ces problèmes et exploiter la dimension spatiale, les systèmes de communication sans fil font de plus en plus appel aux antennes intelligentes et les algorithmes associés. Comme une antenne intelligente est capable de changer et de reconfigurer dynamiquement son patron de rayonnement, le signal de communication n'est transmis que vers la direction de l'utilisateur désiré, réduisant d'une façon remarquable les interférences et les trajets multiples, tout en améliorant l'efficacité spectrale et l'efficacité énergétique du système.

L'objectif de ce projet de recherche est de démontrer la faisabilité d'une telle antenne. Nous essayerons de démontrer que l'exploitation de la dimension spatiale via un réseau d'antennes peut améliorer considérablement l'efficacité d'un système de communication sans fil donné.

Ce travail se devise en quatre chapitres plus une conclusion générale. Dans le premier chapitre, plusieurs applications des antennes multiples sont présentées. Nous y parlons également des avantages qui nous motivent à utiliser les antennes multiples. En particulier, nous étudions les réseaux d'antennes et leurs configurations les plus courantes. Dans le deuxième chapitre, nous aborderons les techniques disponibles actuellement pour la localisation des sources électromagnétiques, en particulier, les techniques d'estimation de l'angle d'arrivé des signaux électromagnétiques. Dans le

troisième chapitre, nous présenterons quelques techniques numériques et analogiques du "beamforming". La partie d'estimation de la direction d'arrivée DOA utilisée par le "beamformer" pour calculer la pondération des éléments du réseau d'antennes afin d'adapter le patron de rayonnement peut être supprimée des algorithmes numériques du "beamforming" puisque une grande partie de la nouvelle génération des terminaux mobiles est dotée des équipements de positionnement en temps réel. Les algorithmes du "beamforming" peuvent donc être simplifiés en éliminant la partie complexe de l'estimation de la direction d'arrivée. Enfin, dans le quatrième et dernier chapitre, la conception, les simulations et les tests d'une antenne intelligente à faisceau commutable large bande seront présentés afin de valider les études et les simulations réalisées dans le projet. Une conclusion générale récapitulant les résultats de nos travaux et présentant les perspectives futures complètera ce mémoire.

CHAPITRE 1

APPLICATION DES ANTENNES MULTIPLES DANS LES SYSTÈMES DE COMMUNICATION SANS FIL

1.1 Introduction

Dans les extrémités d'une chaîne de transmission sans fil, on retrouve les antennes. Elles constituent l'interface avec l'espace libre. Ce sont donc des transducteurs qui vont permettre le couplage de l'énergie de l'espace en mode réception et vers l'espace en mode transmission. Cet élément important n'a pas été totalement exploité dans les systèmes de communication sans fil. On utilisait souvent des antennes omnidirectionnelles et sectorielles dans la liaison point multipoint et des antennes directionnelles dans la liaison point à point.

Le problème majeur des communications sans fil est sans doute la saturation de la bande de fréquence disponible actuellement. Plusieurs techniques ont été adéquatement exploitées afin de remédier à ce problème. Ces techniques d'accès comme la TDMA (Time Division Multiple Access), FDMA (Frequency Division Multiple Access) et CDMA (Code Division Multiple Access) ont permis le développement de plusieurs standards de télécommunications sans fil tels que les réseaux cellulaires, le WLAN (Wireless Local Area Network), les WLL (Wireless Local Loop), les réseaux Ad Hoc, etc.

Par contre, la dimension de réutilisation spatiale que permettent les antennes a été très peu exploitée. Une chaîne de transmission à plusieurs antennes peut être utilisée pour améliorer l'efficacité spectrale et augmenter le nombre d'utilisateurs. En effet, la technique SDMA (Space Division Multiple Access) permet d'effectuer un filtrage spatial sélectif en privilégiant certaines directions par rapport à d'autres. Ce filtrage a

comme conséquences directes un meilleur rapport signal à interférences et une importante réduction du phénomène de trajets multiples.

Les avantages des antennes multiples sont nombreux. On peut citer entre autres :

- La réduction des évanouissements par trajets multiples : en utilisant des antennes multiples en mode diversité spatiale, on peut combiner les signaux reçus par différentes antennes pour obtenir un signal de meilleure qualité. En mode de transmission, l'énergie rayonnée est concentrée dans la direction de l'utilisateur réduisant ainsi la propagation par trajets multiples.

- La réduction des interférences des canaux adjacents : dans les réseaux cellulaires, on peut réduire les interférences des canaux adjacents en pointant des nuls dans le patron de rayonnement des antennes d'une cellule dans les directions des cellules qui utilisent le même canal. On a pu montrer aussi que l'utilisation de plusieurs faisceaux dans la même cellule réduit le taux des interférences [1].

- L'amélioration du taux d'erreurs binaires (BER) : une conséquence de la réduction des interférences et des trajets multiples est l'amélioration du BER. En effet, pour un système muni d'un réseau à quatre éléments et pour un taux $BER=1.0x10^{-2}$, le rapport signal à bruit (SNR) a été amélioré de 17-22 dB par rapport à un système avec une seule antenne comme cela a été démontré dans plusieurs études [2].

- La réduction de la probabilité de l'indisponibilité (Outage Probability) : la probabilité de l'indisponibilité d'un canal est réduite lorsqu'on utilise un réseau d'antennes à plusieurs faisceaux au lieu d'une seule antenne omnidirectionnelle [1].

- L'augmentation de la portée de transmission : l'utilisation de plusieurs antennes en forme de réseau multiplie le gain total de l'antenne. Cela peut être exploité afin d'agrandir la taille des cellules ou bien pour réduire la puissance d'émission [3].

- La réduction du taux de transfert intercellulaire ("handoff", "handover") : la subdivision des cellules pour augmenter la capacité d'un système cellulaire entraîne l'augmentation de la fréquence du transfert intercellulaire. L'utilisation d'un réseau d'antenne à plusieurs faisceaux indépendants au lieu de la subdivision des cellules peut considérablement minimiser ce taux de transfert tout en augmentant la capacité du système [4] [5].

- La localisation des mobiles : un réseau d'antennes muni d'un algorithme d'estimation de la direction d'arrivée DOA peut être utilisé pour localiser la position d'un mobile. L'association d'une adresse physique avec un utilisateur mobile est très efficace dans le cas des appels d'urgences [5].

Dans les sections qui suivent, nous mettrons en évidence l'apport des antennes multiples dans les systèmes de communication sans fil d'une façon plus explicite.

1.2 Rappel sur les notions d'antennes

Une étude détaillée sur les antennes peut être trouvée dans plusieurs références spécialisées [6-8]. Nous allons présenter quelques notions de base sur les antennes et nous allons étudier en particulier les réseaux d'antennes et leurs configurations.

1.2.1 Rayonnement de l'antenne

L'antenne est une structure qui transforme un signal électrique en une onde électromagnétique et vice-versa. On peut spécifier quatre régions différentes du champ électromagnétique produit par l'antenne [8] (voir figure 1.1). Les champs dans les

régions d'antenne et des champs proches ne sont pas rayonnés alors que les champs dans les régions de Fresnel et de Fraunhofer sont rayonnés vers l'espace et on peut les détecter.

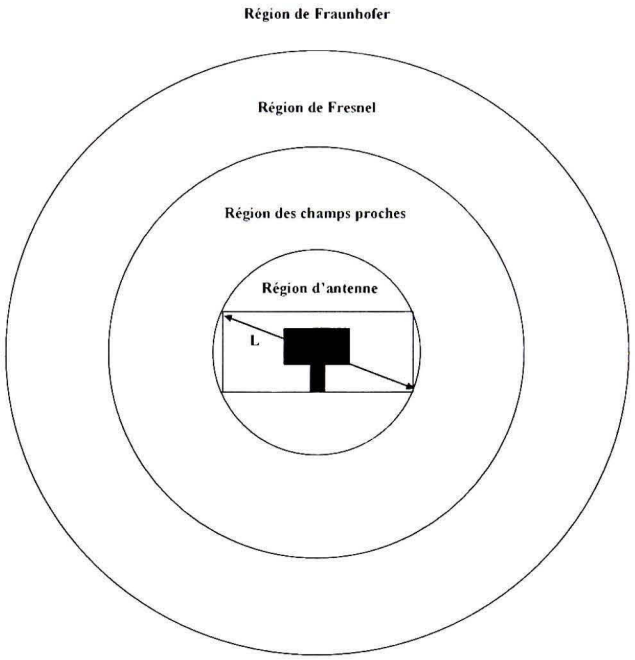


Figure 1.1 *Régions de rayonnement d'une antenne.*

La délimitation de ces régions est comme suit :

- Région 1 : région d'antenne, c'est l'espace occupé par l'antenne.

$$R_1 \leq L/2 \qquad (1.1)$$

L : Taille d'antenne.

- Région 2 : champs proches réactifs, représente la zone où l'énergie est stockée.

$$R_1 \leq R_2 \leq 0.62\sqrt{\frac{L^3}{\lambda}} \qquad (1.2)$$

λ : Longueur d'onde.

- Région 3 : champs proches, appelée aussi la région de Fresnel, le patron de rayonnement de l'antenne dans cette région varie en fonction de la distance.

$$R_2 \leq R_3 \leq \frac{2L^2}{\lambda} \qquad (1.3)$$

- Région 4 : champs lointains, appelée aussi la région de Fraunhofer, le patron de rayonnement de l'antenne dans cette région est invariable avec la distance. C'est la région principale du fonctionnement de la plupart des antennes.

$$R_4 \geq \frac{2L^2}{\lambda} \qquad (1.4)$$

Dans le reste de notre étude, on ne va s'intéresser qu'aux champs rayonnés dans la région Fraunhofer; les champs lointains de l'antenne.

1.2.2 Antenne isotrope

L'antenne isotrope est une antenne hypothétique qui rayonne uniformément dans toutes les directions. En coordonnées sphériques, le champ rayonné par une antenne isotrope est donnée par :

$$E(r,\theta,\varphi) = \frac{e^{jkr}}{4\pi r} \qquad (1.5)$$

Le champ $E(r,\theta,\varphi)$ est indépendant des angles θ et φ. Il n'a pas de direction privilégiée.

Même si ce type d'antenne ne peut exister réellement, son étude est très importante dans la théorie des réseaux d'antennes. L'antenne isotrope est aussi la référence des mesures de gains d'antennes (dBi : décibel isotrope). Son gain est évidement 0 dBi.

1.2.3 Patron de rayonnement

La figure 1.2 illustre un patron de rayonnement d'une antenne directionnelle. L'énergie rayonnée par l'antenne est répartie dans toutes les directions. Certaines directions sont privilégiées par rapport à d'autres. La direction de rayonnement maximal est appelée le lobe principal. Les autres lobes sont appelés lobes latéraux et arrières. Les nuls sont les directions vers lesquelles l'antenne ne rayonne pas.

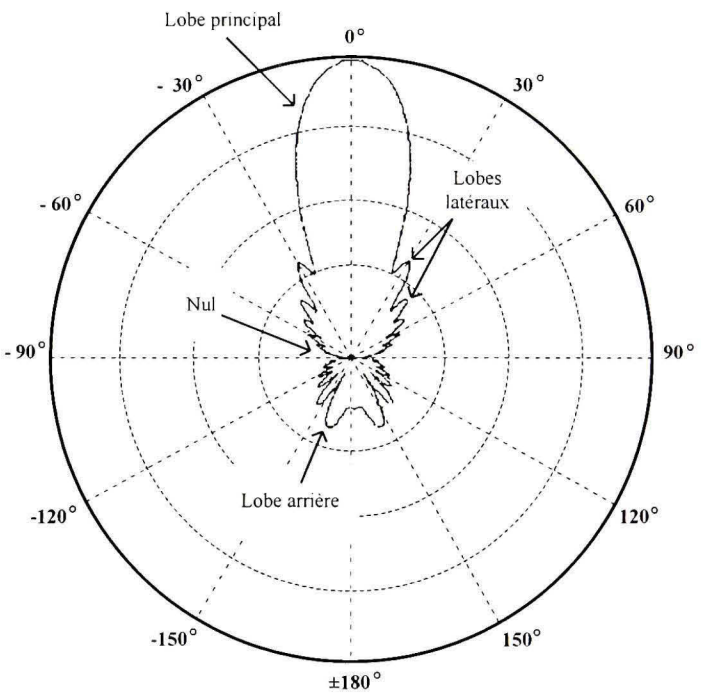


Figure 1.2 *Diagramme de rayonnement d'une antenne directionnelle.*

Le patron de rayonnement de l'antenne permet de visualiser ces lobes dans un plan donné ou bien dans l'espace au complet. Dans le cas de la figure 1.2, le diagramme de rayonnement est projeté sur le plan azimutal ($\theta = 90°$ et $0 \leq \varphi \leq 2\pi$ en coordonnées sphériques).

1.2.4 Gain

Le gain de l'antenne se calcule à partir de sa directivité D, définie comme étant le rapport des intensités de rayonnement de cette antenne et de l'antenne de référence, e.g., l'antenne isotrope :

$$D = \frac{U}{U_0} = \frac{4\pi U}{P_{ray}} \qquad (1.6)$$

U : intensité de rayonnement (Watts/unité d'angle solide)

U_0 : intensité de rayonnement de l'antenne isotrope (Watts/unité d'angle solide)

P_{ray} : puissance totale rayonnée

Le gain d'une antenne est donné par :

$$G = e.D \qquad (1.7)$$

L'efficacité e de l'antenne, se calcul en fonction des pertes (pertes des conducteurs, pertes diélectriques et pertes par réflexion). Le gain maximal de l'antenne se calcule dans la direction de son lobe principal qui correspond à sa direction de radiation maximale :

$$G_{\max} = e.\frac{4\pi U_{\max}}{P_{ray}} \qquad (1.8)$$

Notons que l'antenne est un élément passif et qu'elle ne peut avoir un gain d'amplification de puissance. Son gain est donc de directivité relatif à l'antenne isotrope et est mesuré en décibel isotrope dBi.

1.2.5 Principe de réciprocité

D'une façon générale, selon le principe de réciprocité, la relation qui existe entre un courant alternatif et le champ résultant reste inchangée si nous inter changeons les points où le courant est placé et le champ est mesuré. C'est un principe fondamental des antennes, le patron de réception de l'antenne est identique à son patron de rayonnement.

Nous allons donc utiliser indifféremment dans le reste de ce projet le terme patron de rayonnement en réception comme en transmission.

1.2.6 Réseau linéaire d'antennes

Un réseau linéaire à M antennes ou éléments isotropes équidistants de d est illustré à la figure 1.3. Le champ électromagnétique total de ce réseau est la somme des champs de chacun de ses éléments. Dans le champ lointain, le comportement d'un tel réseau varie considérablement lorsqu'on ajuste des paramètres tels que la géométrie spatiale du réseau, l'espacement entre les éléments, l'amplitude et le déphasage des excitations.

Selon l'application, on doit ajuster ces paramètres afin d'obtenir le patron de rayonnement désiré. Dans la majorité des cas, on veut placer le lobe principal vers l'utilisateur désiré et placer les nuls vers les interférences.

1.2.6.1 Facteur réseau

Le facteur réseau isotrope, FRI, est l'expression du champ électrique total rayonné par un réseau d'antennes isotropes. Pour le réseau de la figure 1.3, on prend l'élément 1

situé à l'origine des coordonnées comme référence des phases et on suppose que le déphasage entre deux éléments adjacents est de δ. Dans le champ lointain où $r >> d$, le facteur réseau isotope est donné par :

$$FRI = E_1 + E_2 + \cdots + E_M \qquad (1.9)$$

E_ℓ est le champ rayonné par l'élément ℓ, $\ell = 1, 2, ..., M$.

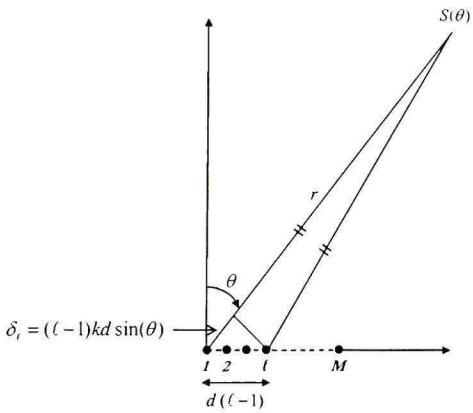


Figure 1.3 *Réseau linéaire à M éléments.*

Dans la direction θ dans les champs lointains, l'élément ℓ est en avance de phase de δ_ℓ par rapport à l'origine, donc, l'expression du FRI devient :

$$FRI = A_1 + A_2 e^{j*(kd\sin(\theta)+\delta)} + \cdots + A_M e^{j*(M-1)*(kd\sin(\theta)+\delta)} \qquad (1.10)$$

Avec :

A_ℓ : Amplitude des éléments.

δ : Déphasage entre deux éléments adjacents

k : Nombre d'onde = $2\pi / \lambda$, λ est la longueur d'onde dans le vide

d : Espacement entre les éléments

θ : Angle azimutal

Donc, pour un réseau linéaire à M éléments équidistants de d, le FRI est donné par :

$$FRI = \sum_{\ell=1}^{M} A_\ell e^{j*(\ell-1)*(kd\sin(\theta)+\delta)} \qquad (1.11)$$

Le facteur réseau FRI prend sa valeur maximale dans la direction verticale $\theta = 0°$, le gain total du réseau dans ce cas est en fonction du nombre d'éléments utilisés, si on prend les amplitudes A_ℓ=1 et $\delta = 0$, le gain maximal du réseau dans la direction $\theta = 0°$ sera égal à M. la figure 1.4 présente le FRI pour M=1,2,4 et 8 :

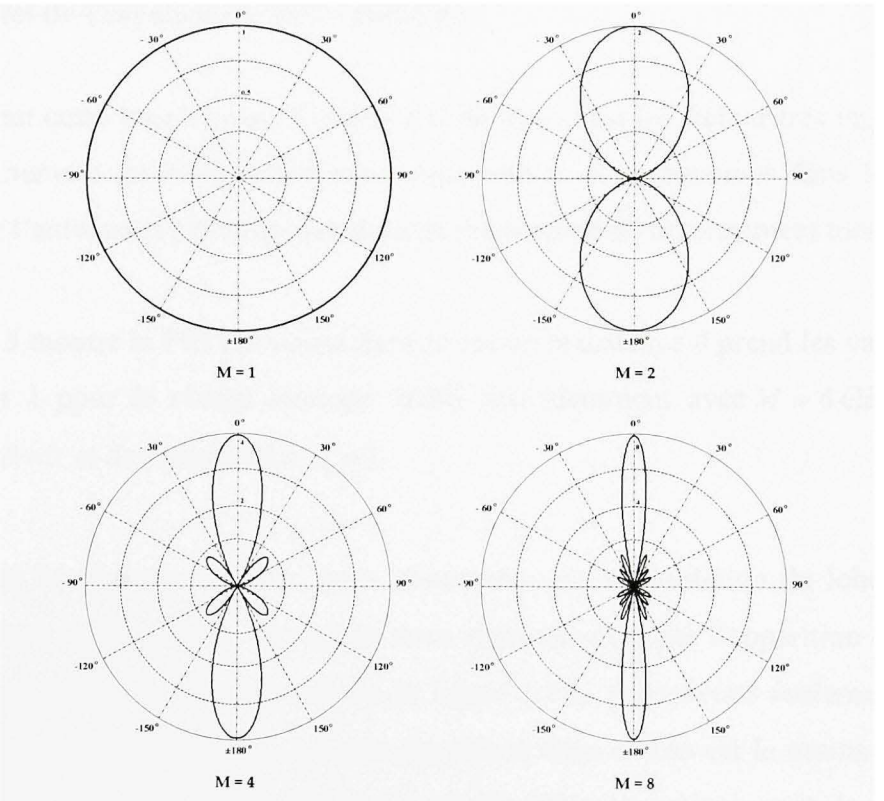


Figure 1.4 *Facteur réseau isotrope pour M=1, 2, 4 et 8 éléments d'antenne.*

D'une façon générale, pour un réseau d'antennes quelconques dont les éléments ne sont pas des sources isotropes, le facteur réseau est obtenu par la relation suivante [6] :

FR = (FRI) * (Champ d'un élément d'antenne)

C'est une relation très importante qui donne le champ total rayonné par un réseau d'antennes quelconques en connaissant seulement le champ rayonné par un seul de ses éléments.

Dans les paragraphes subséquents, nous allons étudier le FRI d'un réseau à quatre éléments isotropes afin de le comparer avec le diagramme de rayonnement réel de l'antenne intelligente à quatre éléments que nous allons fabriquer et tester dans ce projet.

1.2.6.2 Effet de l'espacement entre éléments

L'espacement entre les éléments d'antenne d'un réseau est un facteur très important car il agit directement sur les interférences constructives et destructives dans les champs lointains de l'antenne et par conséquent sur le diagramme de rayonnement total.

La figure 1.5 montre le FRI normalisé dans le cas ou la distance d prend les valeurs : $\lambda/4$, $\lambda/2$, $3\lambda/4$ et λ pour le réseau isotrope établi précédemment avec $M = 4$ éléments, un déphasage $\delta = 0$ et des amplitudes $A_i = 1$.

En analysant les patrons obtenus, nous observons que la résolution du lobe principal augmente avec la distance d, cependant nous remarquons aussi l'apparition de plus en plus de lobes latéraux. Dans le cas de la figure 1.5-a, nous avons seulement 2 lobes principaux et aucun lobe latéral. Le gain du réseau dans ce cas est le moins important. Dans le cas de la figure 1.5-d, la majeure partie de l'énergie est rayonnée dans les lobes secondaires, ce qui rend cette antenne inefficace. Les deux autres cas des figures 1.5-b et

1.5-c présentent un bon compromis entre le gain et les lobes latéraux. Le cas 1.5-b où l'espacement entre les éléments d'antenne est $\lambda/2$ serait approprié pour la plupart des applications des réseaux linéaires. Dans ce cas, nous avons moins de lobes latéraux et par conséquent, moins d'interférences. La majorité des références [8] [7] [6] sur les réseaux d'antennes choisissent un espacement $\lambda/2$.

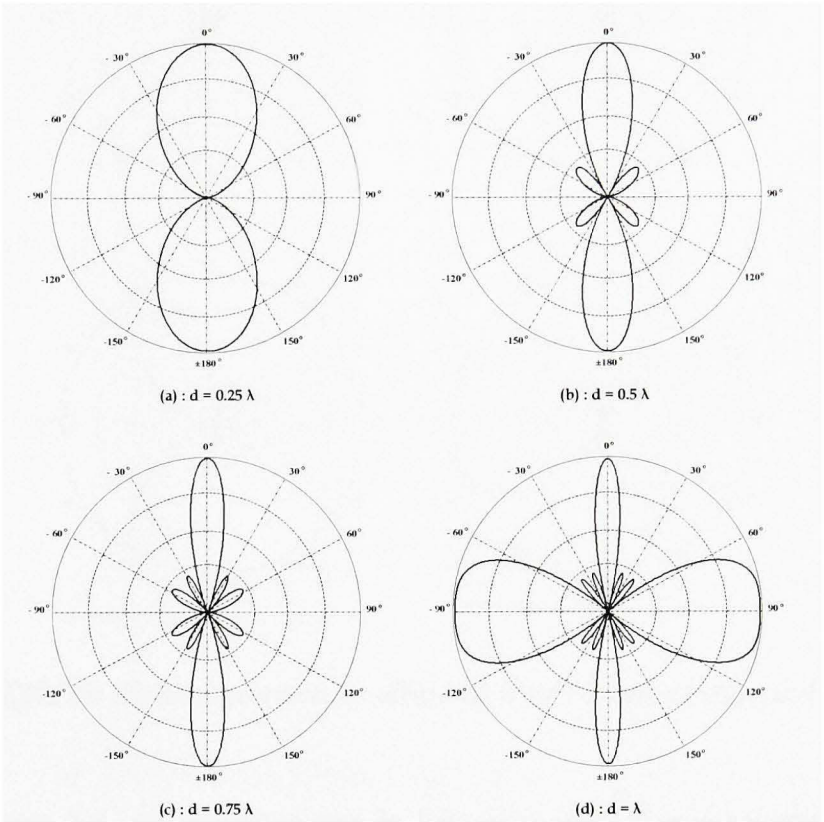


Figure 1.5 *Effet de l'espacement entre les éléments d'un réseau isotrope à 4 éléments.*

1.2.6.3 Effet du déphasage

On choisit généralement un déphasage progressif constant entre les éléments d'un réseau d'antennes. En le faisant varier progressivement, on arrive à faire un balayage azimutal du lobe principal du diagramme de rayonnement. La figure 1.6 illustre l'exemple d'un

réseau à 4 éléments isotropes et un espacement de $d = \lambda / 2$ et dont le déphasage progressif prend les valeurs 0, π/4, π/2 et π :

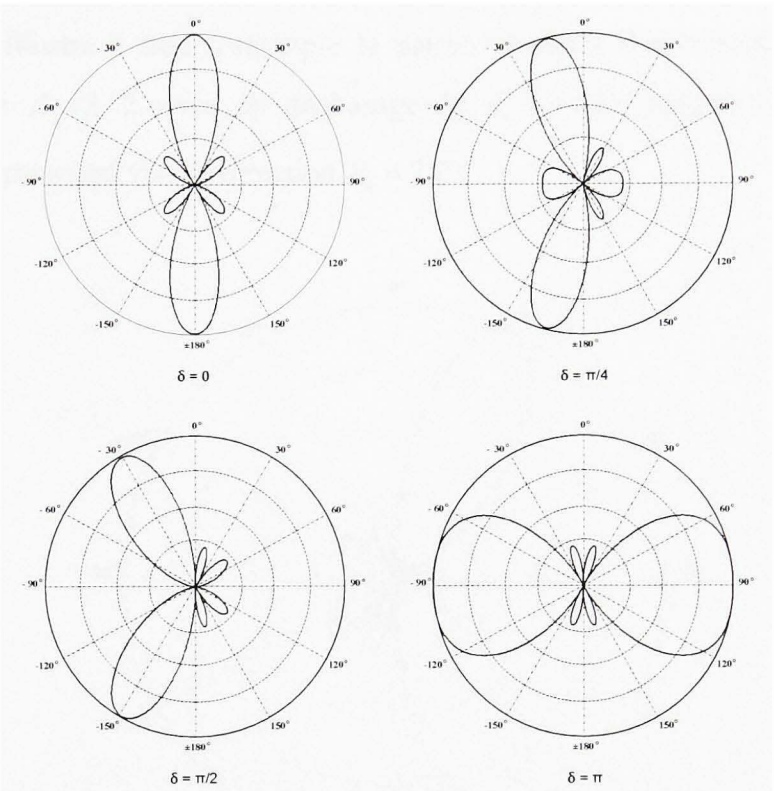


Figure 1.6 *Effet du déphasage entre les éléments d'un réseau isotrope à 4 éléments.*

D'après la figure 1.6, on remarque que le lobe principal change progressivement sa direction de 0° à 90° lorsque le déphasage entre les éléments passe de 0 à - π , et de 0° à - 90° lorsque le déphasage entre les éléments passe de 0 à π .

Pour orienter le lobe principal vers un utilisateur situé dans une direction θ_u donnée, il suffit de maximiser le facteur réseau dans cette direction, soit :

$$kd \sin(\theta_u) + \delta_u = 0 \qquad (1.12)$$

D'où :

$$\delta_u = -kd\sin(\theta_u) \qquad (1.13)$$

La figure 1.7 illustre à titre d'exemple le patron résultant d'un réseau à 4 éléments équidistants de $d = \lambda/2$ avec un déphasage de $\delta_u = -1.32$ radians nécessaire pour pointer le lobe principal vers la direction $\theta_u = 25°$.

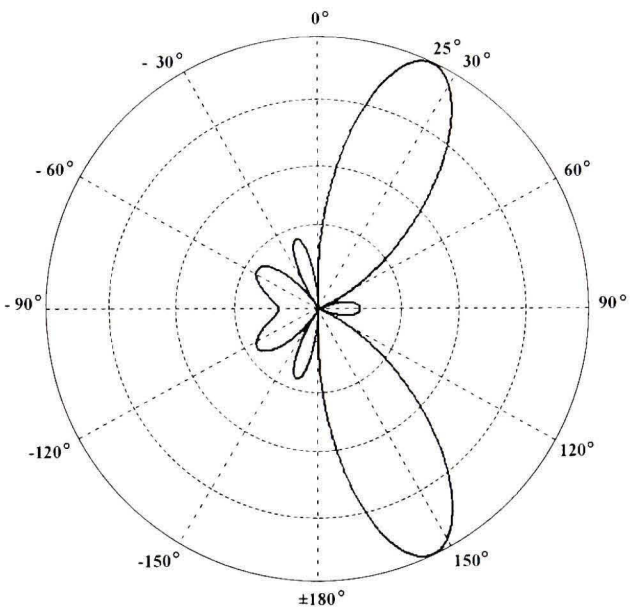


Figure 1.7 *Lobe principal d'un réseau à 4 éléments orienté vers la direction 25°.*

1.2.6.4 Effet de la distribution d'amplitude

Il existe plusieurs distributions d'amplitude possibles telle que l'uniforme, binomiale et Tchebysheff. Dans la plus part des cas, on prend une distribution uniforme. Pour un réseau donné, la distribution uniforme donne le gain le plus important, mais avec aussi des lobes latéraux importants. La distribution binomiale permet d'atténuer complètement les lobes latéraux, le gain du réseau par contre est minimal.

La distribution de Tchebysheff est un bon compromis entre les deux autres distributions. Elle permet de choisir un niveau minimal d'atténuation des lobes latéraux SLL (Side Lobe Level).

Les amplitudes relatives de la distribution binomiale sont obtenues directement du triangle de pascal de la figure 1.8 où n correspond au nombre d'éléments rayonnants du réseau d'antennes.

n = 1 1

n = 2 ..... 1 1

n = 3 ..... 1 2 1

n = 4 ..... 1 3 3 1

n = 5 ..... 1 4 6 4 1

n = 6 ..... 1 5 10 10 5 1

n = 7 ..... 1 6 15 20 15 6 1

Figure 1.8 *Triangle de Pascal.*

Les amplitudes relatives pour une distribution de Tchebysheff sont obtenues en se basant sur le niveau de SLL désiré. Pour un réseau à 4 éléments, la distribution appropriée est la suivante :



Avec :

$$A = \frac{3(x_0^3 - x_0)}{x_0^3} \qquad (1.14)$$

Où :

$$x_0 = \frac{1}{2}\left[\sqrt[3]{10^{\frac{SLL}{20}} + \sqrt{10^{\frac{SLL}{20}2} - 1}} + \sqrt[3]{10^{\frac{SLL}{20}} - \sqrt{10^{\frac{SLL}{20}2} - 1}}\right] \qquad (1.15)$$

La figure 1.9 montre quelques exemples de distributions d'amplitude. Les distributions uniforme et binomiale sont illustrées dans les figures 1.9-a et 1.9-b, tandis que les figures 1.9-c et 1.9-d illustrent le cas de la distribution de Tchebysheff correspondant à des niveaux d'atténuation SLL de 20 et 30 dB respectivement.

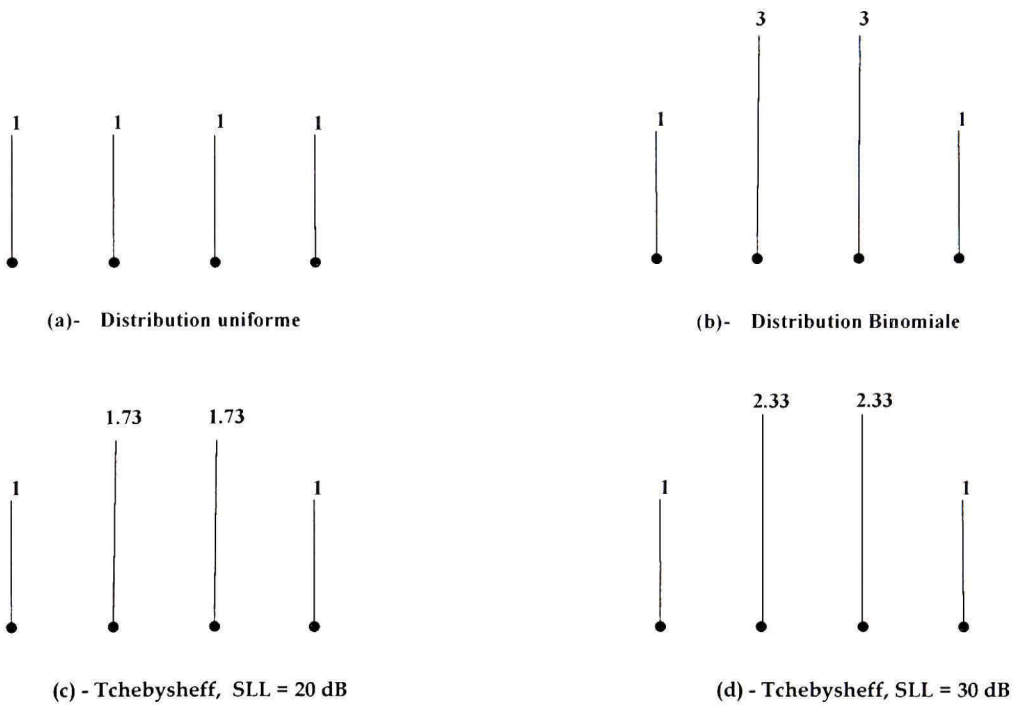


Figure 1.9 *Exemples de distributions d'amplitudes.*

La figure 1.10 présente une comparaison des distributions d'amplitude de types uniforme, binomiale et de Tchebysheff pour un réseau de quatre éléments équidistants avec un déphasage inter-éléments nul.

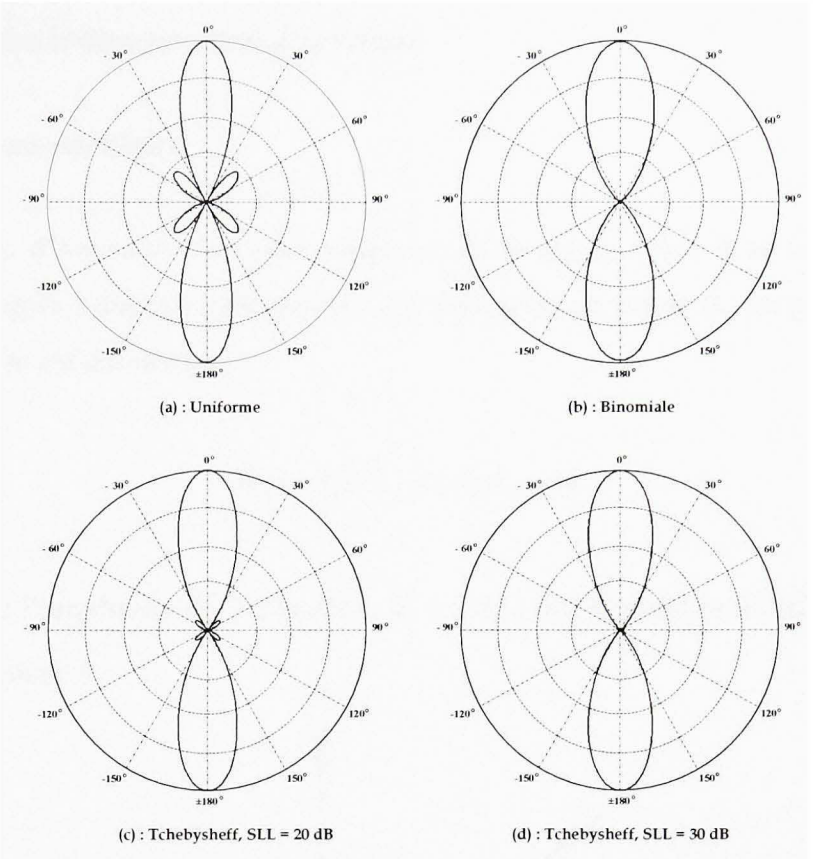


Figure 1.10 *Effet de la distribution d'amplitudes sur un réseau à 4 éléments.*

Nous constatons que pour avoir un niveau d'atténuation SLL donné, le gain sera réduit, de même, pour un gain maximal, il faudra tolérer un niveau SLL élevé.

Jusqu'à ce point, nous avons considéré des réseaux d'antennes linéaires où les éléments rayonnants étaient linéairement placés. Ce type de réseau d'antennes permet donc de faire un balayage d'espace azimutal comme on a pu le constater dans les exemples précédents. Les réseaux d'antennes bidimensionnels où les éléments rayonnants seraient distribués en deux dimensions offrent un autre degré de liberté puisque leur distribution géométrique permet de faire le balayage azimutal et en élévation.

1.2.7 Réseau bidimensionnel d'antennes

1.2.7.1 Réseau circulaire

Soit le réseau d'antennes circulaire uniforme de la figure 1.11, il se compose de M éléments isotopes uniformément espacés sur un cercle de rayon R. La pondération de chaque élément est donnée par :

$$W_\ell = A_\ell e^{j\alpha_\ell},\ \ell = 1,2,..,M \qquad (1.16)$$

A_ℓ représente l'amplitude de l'élément ℓ, $k = 2\pi/\lambda$ est le nombre d'onde et α_ℓ est la phase de l'élément ℓ.

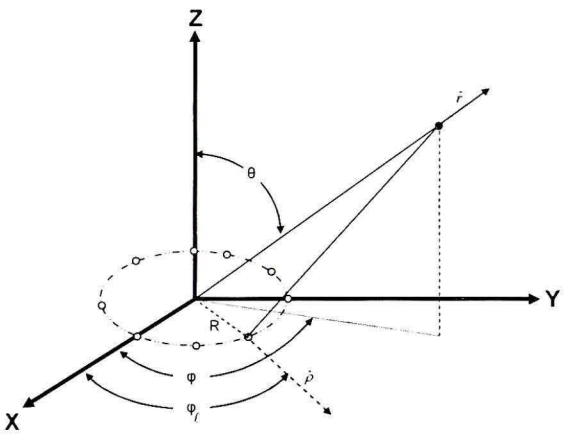


Figure 1.11 *Réseau uniforme circulaire de rayon R.*

En tenant compte du fait que les éléments sont uniformément espacés, l'angle de chaque élément dans le plan horizontal est donné par :

$$\varphi_\ell = 2\pi\frac{(\ell-1)}{M},\ \ell = 1,2,..,M \qquad (1.17)$$

En prenant le centre du réseau comme origine des phases, le facteur réseau FR est donné par :

$$FR(\theta,\varphi)=\sum_{\ell=1}^{M} A_\ell e^{j(\alpha_\ell-\beta_\ell)} \qquad (1.18)$$

Avec :

$$\beta_\ell=-kR\cos(\varphi-\varphi_\ell)\sin(\theta) \qquad (1.19)$$

Pour orienter le lobe principal du réseau circulaire vers un angle (θ_0,φ_0), il suffit de choisir le déphasage de l'élément ℓ comme :

$$\alpha_\ell=kR\cos(\varphi_0-\varphi_\ell)\sin(\theta_0) \qquad (1.20)$$

Comme exemple, on considère un réseau circulaire de M=8 éléments et de rayon 0,5λ et on calcule la pondération de sorte à orienter le lobe principal vers l'angle $\varphi_0=45°$ et $\theta_0=90°$. Le facteur réseau résultant et illustré en trois dimensions dans la figure 1.12.

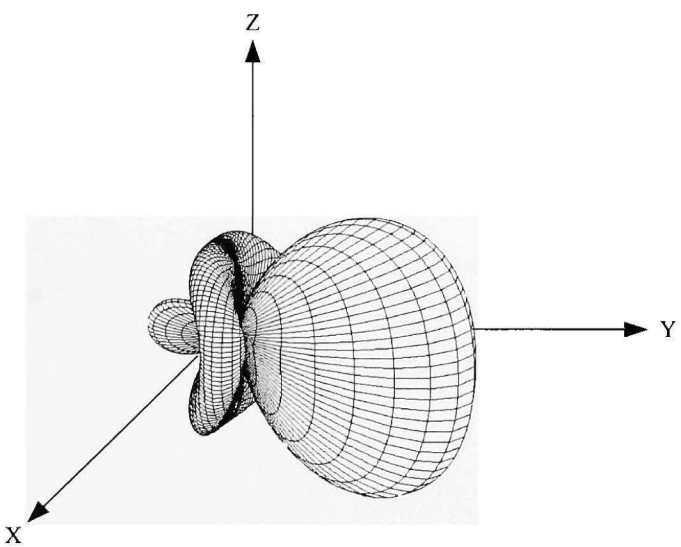


Figure 1.12 *Réseau circulaire à 8 éléments, lobe principal dans la direction (90°, 45°).*

1.2.7.2 Réseau rectangulaire

Un réseau rectangulaire de MxN éléments peut être considéré comme étant constitué de N réseaux linéaires de M éléments ou bien de M réseaux linéaires de N éléments. Puisqu'on a déjà établi le facteur réseau d'une telle configuration, le principe de multiplication des patrons de rayonnement nous aide à retrouver facilement le facteur réseau FR. La figure 1.13 illustre l'exemple d'un tel réseau.

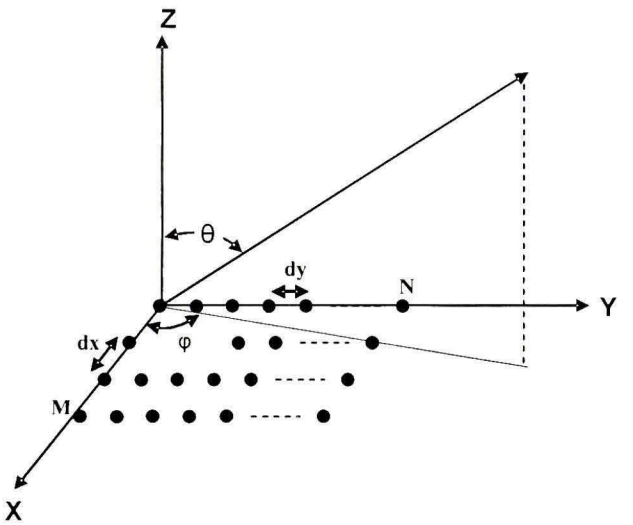


Figure 1.13 *Réseau rectangulaire à MxN éléments.*

Le facteur réseau selon l'axe des x est donné par :

$$FR_x = \sum_{m=1}^{M} A_{xm} e^{j(m-1)(kd_x \sin(\theta)\cos(\varphi)+\delta_x)} \qquad (1.21)$$

Et le facteur réseau selon l'axe des y :

$$FR_y = \sum_{n=1}^{N} A_{yn} e^{j(n-1)(kd_y \sin(\theta)\cos(\varphi)+\delta_y)} \qquad (1.22)$$

Le FR total est donné par :

$$FR = FR_x.FR_y = \sum_{m=1}^{M} A_{xm} e^{j(m-1)(kd_x \sin(\theta)\cos(\varphi)+\delta_x)} \sum_{n=1}^{N} A_{yn} e^{j(n-1)(kd_y \sin(\theta)\sin(\varphi)+\delta_y)}$$
$$= \sum_{m=1}^{M}\sum_{n=1}^{N} A_{mn} e^{j[(m-1)(kd_x \sin(\theta)\cos(\varphi)+\delta_x)+(n-1)(kd_y \sin(\theta)\sin(\varphi)+\delta_y)]} \qquad (1.23)$$

Où $A_{mn} = A_{xm}.A_{yn}$.

Pour orienter le lobe principal d'un tel réseau vers la direction (θ_0, φ_0), les déphasages δ_x et δ_y doivent être choisis comme suit :

$$\delta_x = -kd_x \sin(\theta_0)\cos(\varphi_0) \text{ et } \delta_y = -kd_y \sin(\theta_0)\cos(\varphi_0)$$

Le diagramme de rayonnement d'un réseau rectangulaire de 8x8 éléments équidistants de $d = \lambda/2$ sur les deux axes et orienté vers l'angle (45°, 90°) est illustré dans la figure 1.14.

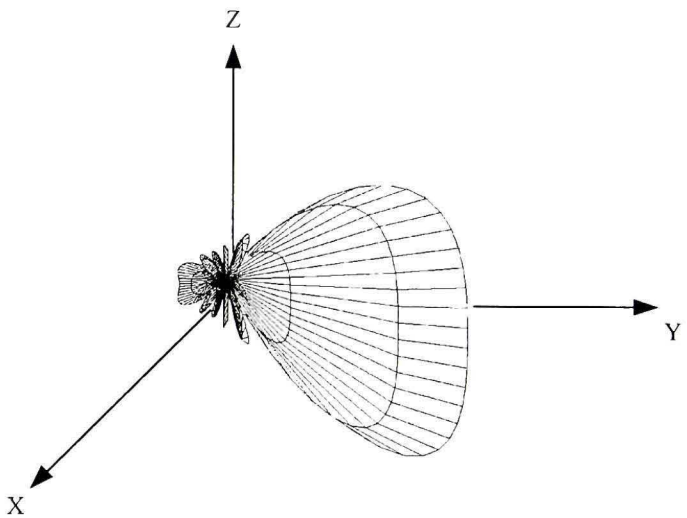


Figure 1.14 *Réseau rectangulaire 8x8, lobe principal dans la direction (45,90).*

1.3 Modes des antennes multiples

1.3.1 Diversité spatiale

La propagation par trajets multiples cause le phénomène d'évanouissement du signal. Ce phénomène courant dans les communications sans fil se produit lorsque deux signaux en opposition de phase arrivent simultanément sur une seule antenne.

La simple diversité d'espace consiste à utiliser deux antennes au lieu d'une seule. Avec le bon emplacement de ces antennes, on s'assure que dans la quasi-totalité du temps, au moins une des deux antennes sera dans une position favorable pour recevoir le signal de communication.

On peut choisir généralement entre deux techniques de diversité spatiale : soit que le système commute continuellement vers l'antenne qui reçoit le signal le plus fort (switched diversity) ou bien le système combine les signaux reçus par les deux antennes pour maximiser le rapport signal à bruit (maximal ratio combining).

La diversité spatiale est largement utilisée dans les systèmes cellulaires ainsi que dans les liaisons de type point à point.

1.3.2 Systèmes MIMO

Les systèmes de transmission MIMO utilisent plusieurs antennes en transmission et en réception. Il existe plusieurs configurations dépendamment de la catégorie choisie et du nombre d'antennes utilisées.

Une catégorie du système MIMO est le codage spatio-temporel STC (space time coding). Connue aussi sous le nom de MIMO matrice A, cette technique de diversité spatiale multiple consiste à envoyer le signal plusieurs fois par plusieurs antennes créant

ainsi une redondance dans le temps et dans l'espace afin d'augmenter l'immunité du signal transmis aux phénomènes reliés à la propagation comme les trajets multiples.

Une autre catégorie des systèmes MIMO est le multiplexage spatial (Matrice B). Un signal à haut débit est divisé en sous signaux à débit moins important. Chaque signal est ensuite envoyé sur une antenne différente. Le récepteur crée des canaux parallèles en séparant les signaux reçus en se basant sur leurs signatures spatiales.

La technique MIMO a attiré beaucoup d'attention puisqu'elle augmente considérablement le débit sans bande passante additionnelle et prolonge la couverture radioélectrique sans augmenter la puissance d'émission.

Une des applications de cette technologie est la dernière génération des réseaux WIFI, le standards 802.11n [9]. Il a une portée trois fois plus importante que le WIFI et un débit minimum de 160Mbps, ce qui est sept fois le débit de l'actuel WI FI 802.11.

Aussi, la dernière version mobile du standard Wimax 802.16e-2005 supporte le MIMO et le "beamforming" pour former ce qu'on appelle actuellement le Wimax intelligent [10].

1.3.3 Réseau d'antennes et antenne intelligente

Une antenne intelligente est généralement constituée par un réseau d'antennes équidistantes dont la phase et l'amplitude sont contrôlables. Le champ électromagnétique total de l'antenne est calculé par la somme des champs produits par chacun des éléments du réseau.

On peut spécifier trois grandes catégories de l'antenne intelligente : le réseau déphasé, le réseau à faisceau commutable et le réseau adaptatif qu'on appelle aussi l'antenne

intelligente. Les deux premières catégories utilisent des circuits analogiques pour modifier la phase et l'amplitude des excitations des éléments du réseau alors que la troisième catégorie est numérique dans sa grande partie.

On retrouve les réseaux d'antennes dans plusieurs applications, entre autres :

- Les Radars : le radar à réseau déphasé [11] permet le balayage spatial électroniquement, il a beaucoup d'avantages sur le radar mécanique puisqu'on réalise un balayage multiple et rapide sans bouger l'antenne, en plus, la portée de ce radar est plus importante.

- L'antenne intelligente : elle permet de configurer son patron de rayonnement en variant les poids (phase et amplitude) de ses éléments. Cela présente une multitude d'avantages puisque l'énergie ne sera rayonnée que vers les utilisateurs désirés et les interférences seront largement atténuées en plaçant des nuls dans leurs directions. C'est sur ce type d'antenne que nous mettons l'emphase dans ce travail.

1.3.3.1 Réseau déphasé

En variant la phase des éléments d'un réseau d'antenne, le lobe principal peut être orienté vers une direction donnée. Un réseau déphasé simple peut être réalisé en ajoutant des lignes de transmission de longueur variable sur chaque élément du réseau.

Le délai de propagation sur ces lignes entraîne le déphasage requis entre les éléments. Par contre, ce type de réseau est statique et on ne pourra pas par la suite orienter le lobe vers une autre direction à part la direction choisie initialement.

Généralement, on utilise à la place des lignes de transmission des déphaseurs contrôlés électroniquement comme par exemple des diodes varactors. La figure 1.15 présente un exemple d'un tel réseau :

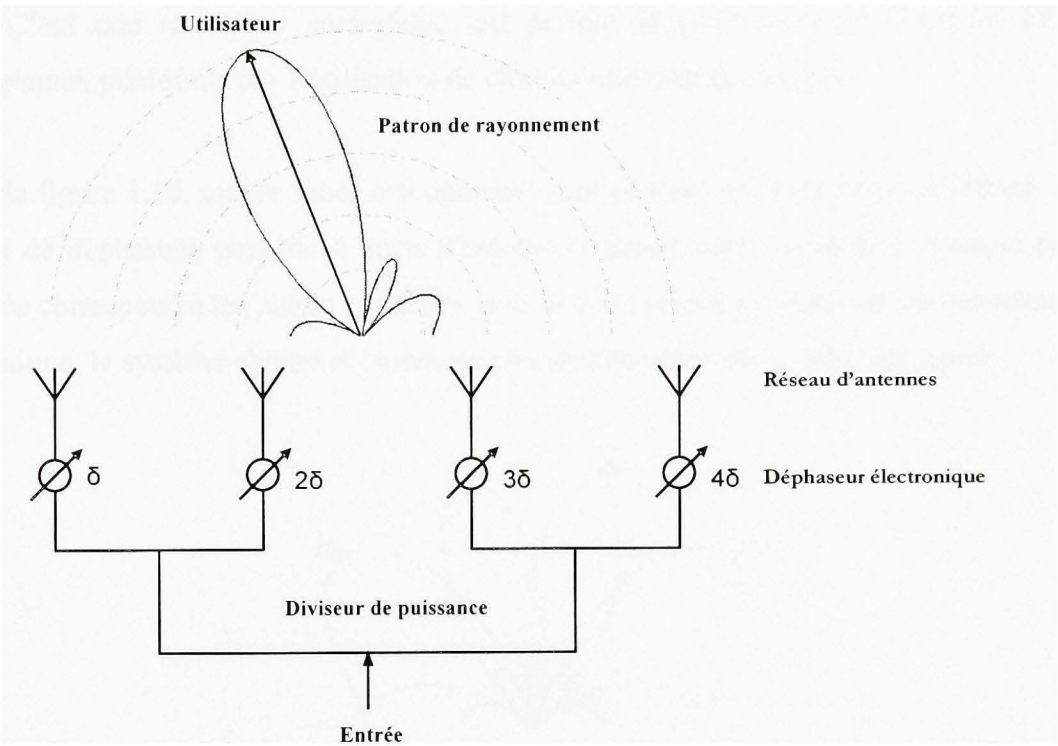


Figure 1.15 *Réseau déphasé constitué par un diviseur de puissance et 4 déphaseurs.*

Le lobe principal du réseau déphasé est contrôlé électroniquement par des déphaseurs analogiques. Dans la figure 1.15 un déphasage progressif constant δ est appliqué sur les éléments du réseau. Le lobe est alors pointé vers la direction de l'utilisateur désiré.

1.3.3.2 Réseau à faisceau commutable

C'est un réseau d'antennes dont le patron de rayonnement peut être sélectionné parmi un nombre prédéfini de patrons fixes ayant des distributions différentes favorisant certaines directions.

Dans un environnement dynamique ou l'utilisateur bouge, le système commute continuellement d'un lobe à l'autre gardant le niveau maximal du signal reçu.

Une solution qui génère ce type de système à plusieurs lobes est la matrice de Butler [12]. C'est une technique analogique qui permet la génération de plusieurs lobes orthogonaux prédéfinis par l'utilisation de circuits micro-ondes simples.

Dans la figure 1.16, quatre lobes orthogonaux sont générés par la matrice de Butler. Le circuit de déphasage possède 4 ports d'entrées et quatre ports de sorties. Chaque port d'entrée correspond à un patron prédéfini avec un lobe principal. Dans un environnement dynamique, le système choisit et commute continuellement vers le lobe approprié.

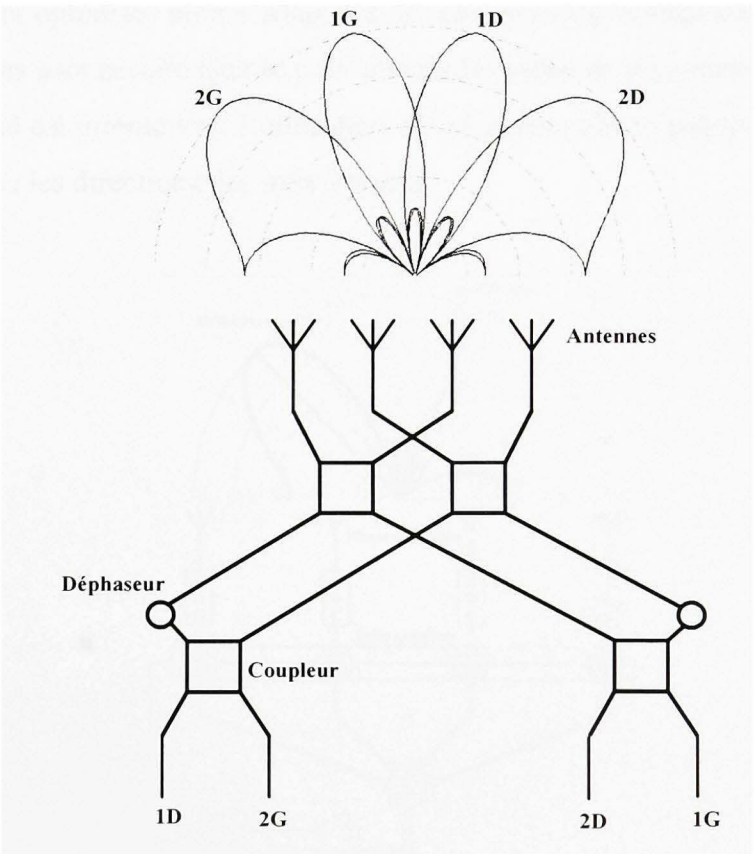


Figure 1.16 *Réseau à 4 faisceaux commutables.*

D'autres matrices similaires permettent aussi d'obtenir des lobes orthogonaux comme la matrice de Blass et la matrice de Nolen.

1.3.3.3 Réseau adaptatif

Le réseau adaptatif peut être défini comme étant un réseau d'antennes relié à un processeur de traitement de signal qui peut adapter le patron de rayonnement de l'antenne en privilégiant une direction désirée et en atténuant les directions des interférences. Actuellement, le réseau adaptatif est connu sous le nom de l'antenne intelligente.

La figure 1.17 montre le principe de fonctionnement d'un réseau adaptatif. Les algorithmes sont optimisés pour s'adapter à des changements dynamiques du signal. Les poids complexes sont ensuite ajustés pour obtenir le patron de rayonnement optimal dont le lobe principal est orienté vers l'utilisateur désiré et les nuls du patron de rayonnement sont placés dans les directions des interférences.

c

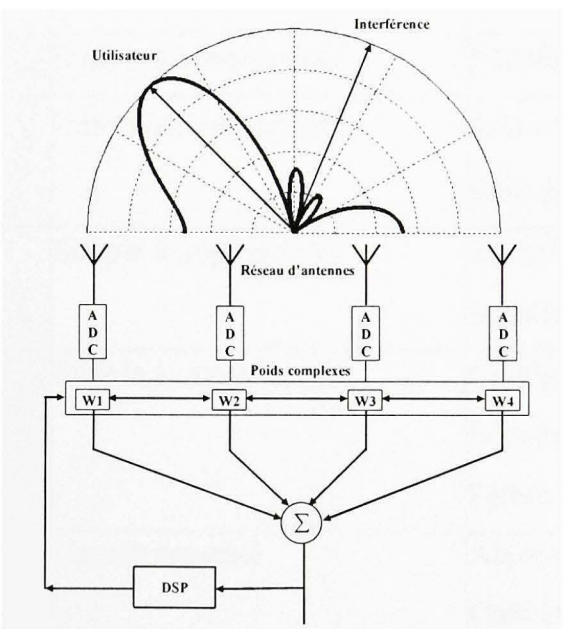


Figure 1.17 *Réseau adaptatif à 4 éléments.*

Le concept de l'antenne intelligente date des années 50 [8]. Avec le progrès réalisé dernièrement dans le domaine du traitement de signal, l'antenne intelligente est devenue une réalité. En effet, les FPGA (field programmable gate array) fonctionnent à une vitesse de 256 BMACS [8] et les convertisseurs ADC (analog to digital converter) ont atteint le taux de 20 Gsa/s et prochainement 100 Gsa/s permettant ainsi l'échantillonnage direct de tous les signaux RF (radio frequency).

1.3.3.4 Comparaison

Le tableau suivant présente un récapitulatif des différents modes d'antennes multiples, les avantages et les inconvénients majeurs de chaque mode sont notés.

Tableau 1.1

Comparaison entre quelques modes d'antennes multiples.

Mode	Avantages	Inconvénients
Diversité	Simple à implémenter	Bénéfices limités
MIMO	Débits très importants	Très complexe Coût élevé
Réseau déphasé	Simple à implémenter	Complexité moyenne Localisation requise
Faisceau commutable	Simple à implémenter	Configuration limitée Localisation requise Faible gain entre les lobes
Réseau adaptatif	Grande capacité	Algorithmes complexes Coût élevé Préférable pour les liaisons LOS

1.4 Conclusion

La demande croissante des liaisons sans fil à haut débit justifie l'incorporation des antennes multiples dans les systèmes de communication sans fil actuels et futurs. La technique SDMA est sûrement le prochain pas à franchir pour augmenter davantage la capacité et l'efficacité de ces systèmes. Il existe plusieurs techniques pour exploiter la dimension spatiale que présentent des antennes multiples, chacune avec ses avantages et inconvénients.

L'antenne intelligente est sûrement la technique la plus prometteuse, mais la complexité de ses algorithmes d'estimation de la direction d'arrivée et ses contraintes physiques limitent son utilisation dans la plupart des systèmes sans fil. L'utilisation de plus en plus des terminaux mobiles capables de fournir leurs positions géographiques peut être exploitée afin de simplifier les algorithmes associés à l'antenne intelligente et aussi à l'antenne à faisceau commutable.

CHAPITRE 2

TECHNIQUES DE LOCALISATION DES MOBILES

2.1 Introduction

La localisation d'un mobile dans un système de communication sans fil est une technique qui permet de déterminer ses coordonnées géographiques. Une des applications les plus récentes de cette technique est la localisation des mobiles lors d'un appel d'urgence. En effet, la commission des communications fédérale FCC [13] et le parlement européen [14] ont mandaté aux fournisseurs de services de communication sans fil de localiser les mobiles qui émettent un appel d'urgence E911 ou bien E112, l'équivalent européen de E911. D'autres applications émergentes sont basées sur le service de localisation comme par exemple : le management des flottes de véhicules [15], la protection contre la fraude, les systèmes de transport intelligents [16], etc.

Dans le cas d'un système muni d'un réseau d'antennes, la localisation des mobiles peut être bénéfique. En effet, la détermination de la position exacte de tous les signaux incidents va être exploitée pour adapter le patron de rayonnement afin de minimiser les interférences et d'optimiser la puissance d'émission.

Dans ce chapitre, nous présentons quelques techniques de localisation des mobiles dans les systèmes de communication sans fil. Une étude plus détaillée sera consacrée pour la localisation par le biais d'une antenne intelligente.

2.2 Localisation par l'identification des cellules Cell-ID (Cell identification)

Les réseaux cellulaires sont constitués de plusieurs cellules, chacune est caractérisée par un numéro d'identification unique Cell-ID. La taille des cellules varie de 0.1 à 20 km selon la densité de la population. Lorsqu'un mobile entre en communication avec une

station de base, il envoie toujours le Cell-ID de la cellule dans laquelle il se trouve. Par conséquent, on peut avoir une information grossière sur la position du mobile à l'aide de cette technique [17].

Cette technique est simple et à faible coût puisqu'elle ne nécessite aucun changement dans la configuration de la station de base ni des unités mobiles. Cependant, son grand inconvénient est sa précision puisque la position du mobile dépend de la taille des cellules qui peut aller jusqu'à une dizaine de km.

2.3 Localisation par la technique TOA (Time Of Arrival)

Cette technique est valable pour un mobile en communications avec au moins trois stations de bases BS1, BS2 et BS3 [18]. Le temps d'arrivée TOA du signal à la station de base permet d'estimer la distance qui les sépare.

Dans la figure 2.1, les distances d1, d2 et d3 sont calculées pour estimer la position (x,y) du mobile. Elles sont données par :

$$d_i = (t_i - t_0)c \quad i = 1,2,3 \qquad (2.1)$$

Avec :

c : la vitesse de la lumière dans le vide

t_0 : l'instant ou le mobile commence à émettre le signal

t_i : l'instant ou la station de base i reçoit le signal

À partir de la figure 2.1, on peut déduire le système d'équations suivant :

$$\begin{cases} d_1^2 = x^2 + y^2 \\ d_2^2 = (x_2 - x)^2 + (y_2 - y)^2 \\ d_3^2 = (x_3 - x)^2 + (y_3 - y)^2 \end{cases} \quad (2.2)$$

Où (x_2, y_2) et (x_3, y_3) sont les coordonnées des stations BS2 et BS3. BS1 est prise comme origine des coordonnées.

Après simplification, on obtient le système sous forme matricielle :

$$\begin{bmatrix} x_2 & y_2 \\ x_3 & y_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x \\ y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_2^2 + y_2^2 - d_2^2 + d_1^2 \\ x_3^2 + y_3^2 - d_3^2 + d_1^2 \end{bmatrix} \quad (2.3)$$

La solution pour un tel système est :

$$\begin{bmatrix} x \\ y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_2 & y_2 \\ x_3 & y_2 \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} x_2^2 + y_2^2 - d_2^2 + d_1^2 \\ x_3^2 + y_3^2 - d_3^2 + d_1^2 \end{bmatrix} \quad (2.4)$$

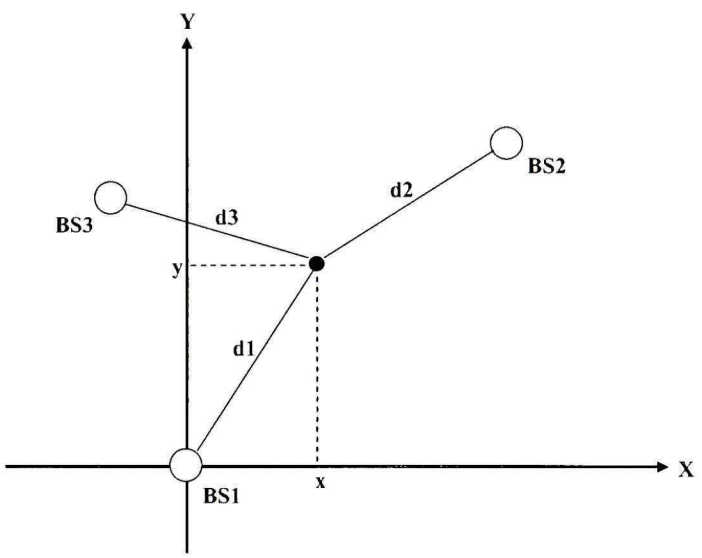


Figure 2.1 *Localisation par trois stations de base.*

La localisation du mobile est donc possible par cette technique de triangulation. Cependant, elle nécessite une synchronisation adéquate entre le mobile et les stations de base. En plus, cette technique souffre du problème de trajets multiples, ce qui en limite la précision.

Un autre problème se pose pour les zones suburbaines où le mobile est d'habitude couvert par seulement deux stations de base. Dans ce cas, le système d'équations équivalent aura plus qu'une solution possible.

2.4 Localisation par l'appariement de formes (patern matching)

Cette technique prend en considération le phénomène des trajets multiples pour créer une base de donnée qui contient le profil de propagation de plusieurs signaux incident de différentes directions [19]. Quand le signal d'un mobile est reçu, sont profil est comparé avec les autres profils de la base de donné est une information sur sa position est estimée.

Cette technique considère donc les trajets multiples comme étant des tracés de propagation d'une direction donnée. C'est une alternative pour les autres techniques dont la précision des estimations est affectée par le phénomène des trajets multiples.

2.5 Localisation par les systèmes de navigation par satellites

Une constellation de satellites peut être utilisée pour localiser des mobiles terrestres. Les satellites envoient en continu des messages contenant le temps et la position du satellite. Les récepteurs terrestres décodent cette information afin de déterminer exactement leurs positions (latitude, longitude, altitude) sur la surface de la terre.

Le système de navigation par satellite GNSS (Global Navigation Satellite System) le plus utilisé est sans doute le GPS (Global Positioning System). Il est le seul système

totalement fonctionnel actuellement. D'autres systèmes existent comme le système Russe GLONASS et européen Galileo mais ils sont à différents niveaux de fonctionnalité.

Le système de localisation par satellites est la technique la plus précise pour la détermination de la position exacte des mobiles. Le système GPS actuel offre une précision d'une vingtaine de mètres tandis que le système européen Galileo offrira une précision de quelques mètres seulement pour le service ouvert et une précision d'une dizaine de centimètres pour le service commercial.

On s'attend dans le futur proche que la plupart des unités mobiles soient équipées d'un récepteur GPS ou Galileo, ce qui facilitera la conception et la réalisation des réseaux d'antennes à hautes performances.

2.6 Localisation par une antenne intelligente

La localisation par une antenne intelligente est possible grâce à des algorithmes numériques d'estimation de la direction d'arrivée. Le but de ces techniques d'estimation est de définir une fonction pseudo spectrale, $PS(\theta)$, qui donne une indication sur l'angle d'arrivée des signaux. Il existe plusieurs approches pour définir le pseudo spectre $PS(\theta)$ [8] [20] [21]. Dans ce qui suit, nous allons étudier les approches les plus populaires, comparer leurs précisions et leurs résolutions angulaires afin d'avoir une idée sur les limitations de chaque technique.

2.6.1 Modèle du signal et terminologie

Une antenne intelligente peut être présentée comme un réseau d'antennes muni d'un système de traitement de signal numérique DSP comme le montre la figure 2.2 :

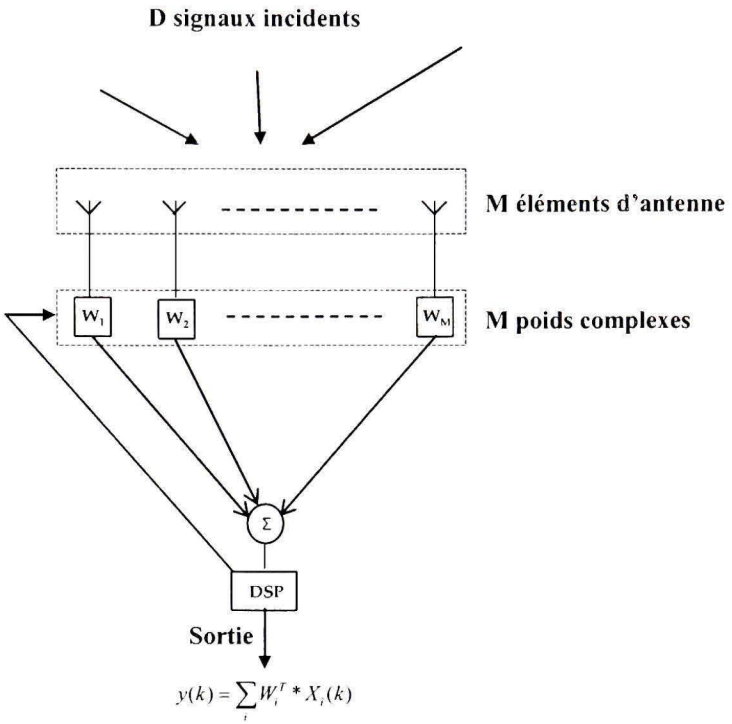


Figure 2.2 *Exemple d'antenne intelligente.*

On considère que l'antenne est constituée d'un réseau de M éléments omnidirectionnels dans un milieu homogène. Le signal provenant de chaque élément est pondéré avec un poids complexe $w_\ell, \ell = 1,2,...,M$. Les éléments sont équidistants de $d = \lambda / 2$, le réseau est supposé placé dans les champs lointains de D sources sinusoïdales de fréquences f_0, de telle façon que l'onde reçue sera considérée comme étant une onde plane. θ_i, $i = 1,2,..,D$, représentent les angles d'arrivée des signaux incidents. L'objectif des algorithmes d'estimation de la direction d'arrivée est de déterminer les angles d'incidence θ_i.

Un réseau de M éléments ne peut résoudre la direction d'arrivée de plus de M-1 sources. C'est une limitation physique et par conséquent le nombre D des sources incidentes doit

être toujours inférieure à M ($D < M$). D'après la figure 2.3, le signal induit par la source i sur l'élément de référence ($\ell = 1$) à un instant k donné est [8] :

$$s_i^1(k) = m_i(k)e^{j2\pi f_0 k} \qquad (2.5)$$

$m_i(k)$ est la fonction de modulation complexe du signal incident à l'instant k.

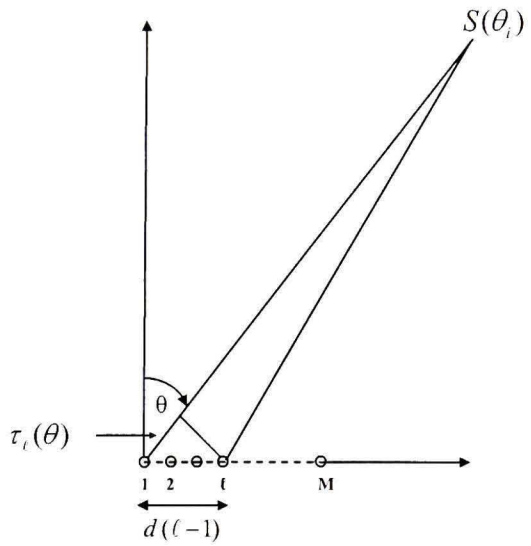


Figure 2.3 *Signal incident sur un réseau d'antennes.*

Sur l'élément ℓ du réseau, l'onde arrive $\tau_\ell(\theta_i)$ secondes avant qu'elle arrive sur l'élément de référence :

$$\tau_\ell(\theta_i) = \frac{d}{c}(\ell - 1)\sin(\theta_i) \qquad (2.6)$$

Le signal induit sur l'élément ℓ dû à la source i devient :

$$s_i^\ell(k) = m_i(k + \tau_i(\theta_i))e^{j2\pi f_0(k+\tau_\ell(\theta_i))} \qquad (2.7)$$

On peut dire que $s_i(k+\tau_\ell(\theta_i)) \cong s_i(k)$, si on considère que les dimensions du réseau sont suffisamment petites par rapport à la distance r qui sépare la source du centre du réseau d'antennes.

Donc, le signal total induit par toutes les D sources et reçu sur l'élément ℓ à l'instant k est :

$$x_\ell(k) = \sum_{i=1}^{D} m_i(k) e^{j2\pi f_0(k+\tau_\ell(\theta_i))} + n_\ell(k) \qquad (2.8)$$

Où $n_\ell(k)$ est le bruit généré sur l'élément ℓ.

Sous forme matricielle, le signal total $X(k)$ reçu par les éléments du réseau peut être écrit sous la forme suivante :

$$\begin{aligned} X(k) &= \left[x_1(k) \quad \cdots \quad x_M(k)\right]^T \\ &= \left[\sum_{i=1}^{D} m_i(k) e^{j2\pi f_0(k+\tau_1(\theta_i))} + n_1(k) \quad \cdots \quad \sum_{i=1}^{D} m_i(k) e^{j2\pi f_0(k+\tau_M(\theta_i))} + n_M(k)\right]^T \end{aligned} \qquad (2.9)$$

Sous une autre forme :

$$= \begin{bmatrix} e^{j2\pi f_o \tau_1(\theta_1)} & \cdots & e^{j2\pi f_o \tau_1(\theta_D)} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ e^{j2\pi f_o \tau_M(\theta_1)} & \cdots & e^{j2\pi f_o \tau_M(\theta_D)} \end{bmatrix} . \begin{bmatrix} m_1(k) e^{j2\pi f_o k} \\ \cdots \\ m_D(k) e^{j2\pi f_o k} \end{bmatrix} + \left[n_1(k) \quad \cdots \quad n_M(k)\right] \qquad (2.10)$$

Soit :

$$X(k) = A(\theta).S(k) + N(k) \qquad (2.11)$$

Avec :

- $S(k)$: Vecteur Dx1 des signaux incidents :

$$S(k)=\left[s_1(k) \quad s_2(k) \quad \cdots \quad s_D(k)\right]^T \tag{2.12}$$

- $A(\theta)$: Matrice MxD de vecteurs de directions :

$$\begin{aligned} A(\theta) &= \begin{bmatrix} e^{j2\pi f_o\tau_1(\theta_1)} & e^{j2\pi f_o\tau_1(\theta_2)} & \cdots & e^{j2\pi f_o\tau_1(\theta_D)} \\ e^{j2\pi f_o\tau_2(\theta_1)} & e^{j2\pi f_o\tau_2(\theta_2)} & \cdots & e^{j2\pi f_o\tau_2(\theta_D)} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ e^{j2\pi f_o\tau_M(\theta_1)} & e^{j2\pi f_o\tau_M(\theta_2)} & \cdots & e^{j2\pi f_o\tau_M(\theta_D)} \end{bmatrix} \\ &= \left[a(\theta_1) \quad a(\theta_2) \quad \cdots \quad a(\theta_D)\right] \end{aligned} \tag{2.13}$$

Avec $a(\theta_i),\ i=1,2,...,D$ vecteur de direction θ_i.

- $N(k)$: Vecteur 1xM de bruits :

$$N(k)=\left[n_1(k) \quad n_2(k) \quad \cdots \quad n_M(k)\right] \tag{2.14}$$

La sortie y(k) de l'antenne intelligente peut être écrite donc sous la forme suivante :

$$y(k)=W^T * X(k) \tag{2.15}$$

Où $W^T=[W_1 \quad W_2 \quad \cdots \quad W_M]$ est le vecteur poids du réseau d'antennes.

Jusqu'à ce point, nous avons établi la formule qui permet d'estimer le signal $X(k)$ reçu à l'instant k par les éléments du réseau et nous allons maintenant, dans les sections subséquentes, calculer les matrices de corrélations qui sont à la base des algorithmes d'estimation de la direction d'arrivée.

2.6.1.1 Les matrices de corrélation

La matrice de corrélation du réseau à l'instant k $R_{xx}(k)$ est à la base de la plupart des techniques d'estimation de la direction d'arrivée. On la définit par :

$$R_{xx}(k) = E[X(k).X(k)^H] \qquad (2.16)$$

$X(k)^H$ est la transposée hermitienne de $X(k)$ et $E[.]$ est l'espérance mathématique.

Si les signaux et le bruit ont une valeur moyenne nulle, la matrice de corrélation est identique à la matrice de covariance. Dans notre modèle, les signaux incidents ont toujours une valeur moyenne nulle puisque les signaux incidents sont sinusoïdaux.

On suppose aussi que le bruit est blanc additif de distribution gaussienne de valeur moyenne nulle et que sa variance σ_b^2 est la même pour tous les éléments du réseau d'antennes.

Pour simplification, nous allons omettre le temps k dans les expressions qui suivent.

Nous avons déjà établi que :

$$X = A.S + N \qquad (2.17)$$

On considère que les signaux incidents sont non corrélés de même pour le bruit sur chaque élément d'antenne.

$$\begin{aligned} R_{xx} &= E[X.X^H] = E[(A.S+N)(S^H.A^H+N^H] \\ &= AE[S.S^H]A^H + E[N.N^H] \end{aligned} \qquad (2.18)$$

Soit :

$$R_{xx} = AR_{ss}A^H + R_{nn} \qquad (2.19)$$

Avec :

R_{xx} : matrice corrélation du réseau de dimension MxM.

R_{ss} : matrice corrélation des signaux de dimension DxD.

R_{nn} : matrice corrélation du bruit de dimension MxM.

Le vecteur des signaux incidents peut être écrit sous la forme suivante :

$$S = \begin{bmatrix} s_1 & s_2 & \cdots & s_D \end{bmatrix}^T \qquad (2.20)$$

s_i : amplitude du signal i, $i = 1,2,..,D$.

Puisque le bruit est supposé blanc gaussien de variance σ_b^2, le vecteur bruit blanc devient :

$$N = [\sigma_b^2 \quad \sigma_b^2 \quad \cdots \quad \sigma_b^2]^T \qquad (2.21)$$

On en déduit les matrices de corrélation :

$$R_{ss} = E[S.S^H] = diag(|s_1|^2, |s_2|^2, .., |s_D|^2)$$
$$R_{nn} = E[N.N^H] = \sigma_b^2 .I(M \times M) \quad (2.22)$$

Où $I(M \times M)$ est la matrice identité MxM.

2.6.1.2 Analyse de valeurs et vecteurs propres

La matrice de corrélation R_{xx} est une matrice carrée qui contient l'information sur les signaux incidents ainsi que sur le bruit. L'analyse de valeurs et vecteurs propres de cette matrice nous permettra de définir deux sous-espaces : sous-espace signaux E_s et sous-espace bruit E_n. Ces deux sous-espaces vont être très utiles pour l'estimation de la direction d'arrivée.

Les valeurs propres de R_{xx} sont calculées en résolvant l'égalité :

$$|R_{xx} - \lambda_i I| = 0, \; i = 1, 2...., D \quad (2.23)$$

À chaque valeur propre λ_i, correspond un vecteur propre e_i. Si nous trions dans un ordre croissant les valeurs propres obtenues, les vecteurs propres associés pourront être présentées sous cette forme :

$$E = [e_1 \quad e_2 \quad ... \quad e_{M-D} \quad e_{M-D+1} \quad e_{M-D+2} \quad ... \quad e_M] \quad (2.24)$$

On peut maintenant à partir de ce vecteur définir deux sous-espaces : E_n et E_s. Le sous-espace bruit E_n de dimension Mx(M-D) constitué des vecteurs propres associés aux valeurs propres les plus petites :

$$E_n = [e_1 \quad e_2 \quad \cdots \quad e_{M-D}] \qquad (2.25)$$

Et le sous-espace signaux E_s de dimension MxD constitué des vecteurs propres associés aux valeurs propres les plus grandes :

$$E_s = [e_{M-D+1} \quad e_{M-D+2} \quad \cdots \quad e_M] \qquad (2.26)$$

On peut maintenant définir deux grandes catégories des techniques d'estimation de la direction d'arrivée :

- Techniques spectrales (Bartlett [22], Capon [23], Prédiction linéaire [24], etc.) : techniques à basse résolution, le pseudo spectre est calculé en se basant sur les matrices de corrélation.

- Techniques des sous-espaces (Pisarenko [25], MUSIC [26], ESPRIT [27], etc.): techniques à haute résolution, le pseudo spectre est calculé en se basant sur l'analyse des valeurs et vecteurs propres de la matrice R_{xx}.

2.6.2 Estimation de Bartlett

Cette méthode est parmi les premières techniques connues pour l'estimation de la direction d'arrivée. On considère que les éléments d'antenne du réseau sont uniformément pondérés (ont le même poids), le pseudo spectre de Bartlett [8] [22] [28] est donné par :

$$PS_B(\theta) = a^H(\theta) R_{xx} a(\theta) \qquad (2.27)$$

Avec :

$PS_B(\theta)$: Le pseudo spectre de Bartlett

$a(\theta)$: Le vecteur de direction θ, $a^H(\theta)$: la transposée hermitienne de $a(\theta)$.

R_{xx} : La matrice de corrélation réseau

Nous avons utilisé MatLab pour étudier la résolution de l'estimation de Bartlett. L'exemple de la figure 2.4 illustre le cas de deux signaux non corrélés de mêmes amplitudes, incidents à 5° et -5° sur un réseau de 4 éléments équidistants de $\lambda/2$. Le bruit est supposé blanc gaussien de variance $\sigma_n^2 = 0.01$. Le vecteur de direction $a(\theta)$ peut être calculé par la formule 2.13 et la matrice de corrélation R_{xx} par la formule 2.20. La simulation par MatLab du pseudo spectre donné par la formule 2.25 est illustrée dans la figure 2.4 :

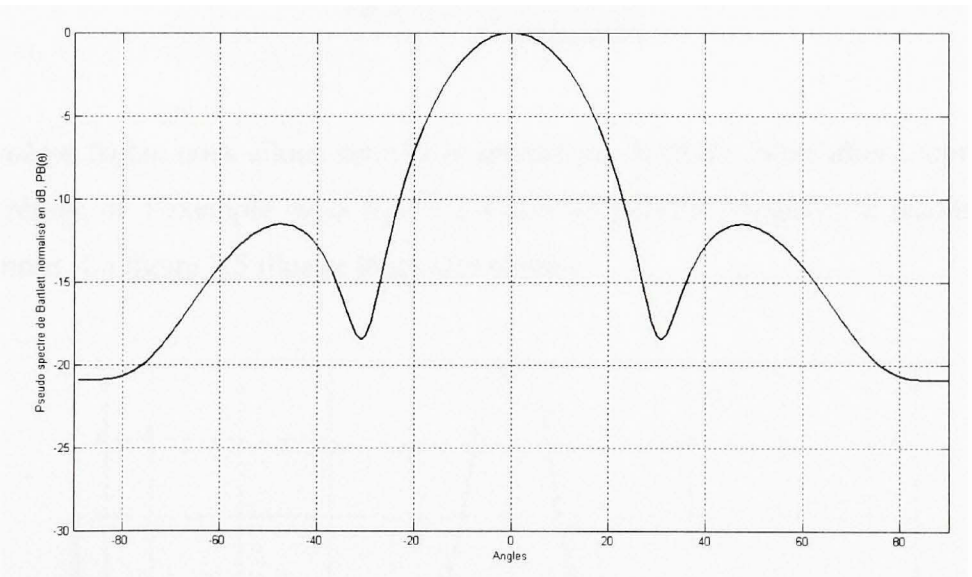


Figure 2.4 *Pseudo spectre de Bartlett pour deux signaux incidents à 5° et -5°.*

Le pseudo spectre $PS_B(\theta)$ indique un pic à 0° mais il ne donne aucune autre indication. Les deux signaux incidents à 5° et -5° ne sont pas résolvables par cette estimation.

2.6.3 Estimation de Capon

Le pseudo spectre de Capon [8] [28] [23] est une estimation de la vraisemblance maximale de la puissance reçue d'une direction donnée tandis que les autres sources sont considérées comme des interférences. Son but est donc de maximiser le rapport signal à bruit par le choix des poids w appropriés suivant :

$$w = \frac{R_{xx}^{-1} a(\theta)}{a^H(\theta) R_{xx}^{-1} a(\theta)} \qquad (2.28)$$

Le spectre de Capon, $PS_C(\theta)$, est donné par :

$$PS_C(\theta) = \frac{1}{a^H(\theta) R_{xx}^{-1} a(\theta)} \qquad (2.29)$$

De la même façon, nous allons simuler le spectre par MatLab. Nous allons reprendre le même réseau de l'exemple de la figure 2.4 afin de pouvoir comparer la résolution des estimations. La figure 2.5 illustre le spectre obtenu.

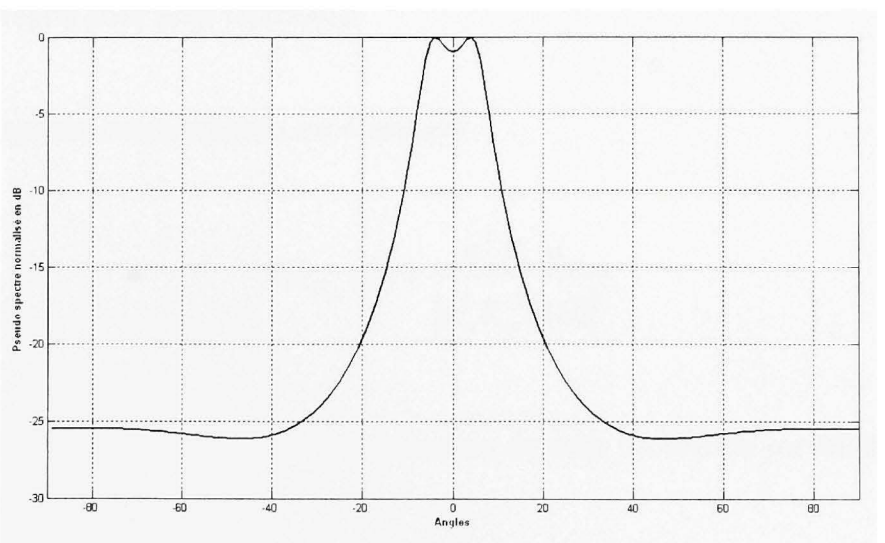


Figure 2.5 *Pseudo spectre de Capon pour deux signaux incidents à 5° et -5°.*

Les deux signaux sont à peine résolvables. La résolution de cette estimation est supérieure à celle de Bartlett. Le pseudo spectre $PS_C(\theta)$ nous donne des indications grossières sur les deux angles d'arrivée à 5° et -5°.

2.6.4 Estimation de la prédiction linéaire

Le but de cette méthode est de minimiser l'erreur de prédiction entre un élément quelconque m du réseau et la sortie y(k) de l'antenne [8] [28] [24]. On cherche donc les poids qui minimisent la valeur moyenne de cette erreur. Ces poids sont donnés par :

$$w_m = \frac{R_{xx}^{-1} u_m}{u_m^T R_{xx} u_m} \qquad (2.30)$$

u_m est la colonne m de la matrice identité $I(MxM)$.

Le choix de l'élément m de l'antenne est aléatoire, cependant, on a montré [28] que le choix de l'élément central est optimal car les autres éléments sont uniformément espacés autour du centre de phase, par conséquent, un réseau de M éléments, avec M impair, sera le plus approprié pour cette technique.

Le pseudo spectre correspondant est donné par :

$$PS_{PL_m}(\theta) = \frac{u_m^T R_{xx}^{-1} u_m}{\left| u_m^T R_{xx}^{-1} a(\theta) \right|^2} \qquad (2.31)$$

L'exemple de la figure 2.6 illustre la simulation de cette estimation par MatLab pour le même réseau de la figure 2.4.

Le deuxième élément est choisi comme référence, ainsi :

$$u_2 = [0 \quad 1 \quad 0 \quad 0]$$

Et le pseudo spectre est donné par :

$$PS_{PL_2}(\theta) = \frac{u_2^T R_{xx}^{-1} u_2}{\left| u_2^T R_{xx}^{-1} a(\theta) \right|^2} \qquad (2.32)$$

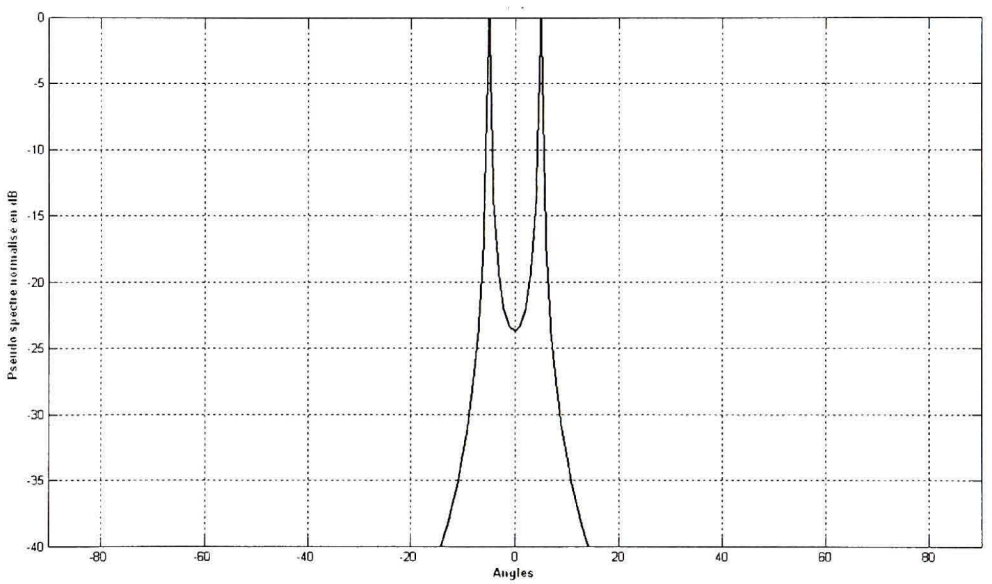


Figure 2.6 *Pseudo spectre de la prédiction linéaire pour deux signaux incidents à 5° et à -5°.*

Nous remarquons que cette estimation a la meilleure résolution par rapport aux estimations de Bartlett et de Capon. Le pseudo spectre $PS_{PL_2}(\theta)$ montre une indication claire sur les angles d'incidence.

2.6.5 Estimation de Pisarenko

Le but de la technique de décomposition harmonique de Pisarenko est de minimiser l'erreur quadratique moyenne de la sortie du réseau sous la contrainte que la norme du vecteur poids soit égale à l'unité. Le vecteur propre qui minimise l'erreur quadratique moyenne est celui associé à la valeur propre la plus petite. Le pseudo spectre de Pisarenko est donné par [8] :

$$PS_{DHP}(\theta) = \frac{1}{\left| a^H(\theta) e_1 \right|} \qquad (2.33)$$

Où e_1 est le vecteur propre associé à la plus petite valeur propre λ_1.

Nous reprenons le réseau de l'exemple de la figure 2.4 pour illustrer le spectre simulé par MatLab de l'estimation de Pisarenko comme le montre la figure 2.7.

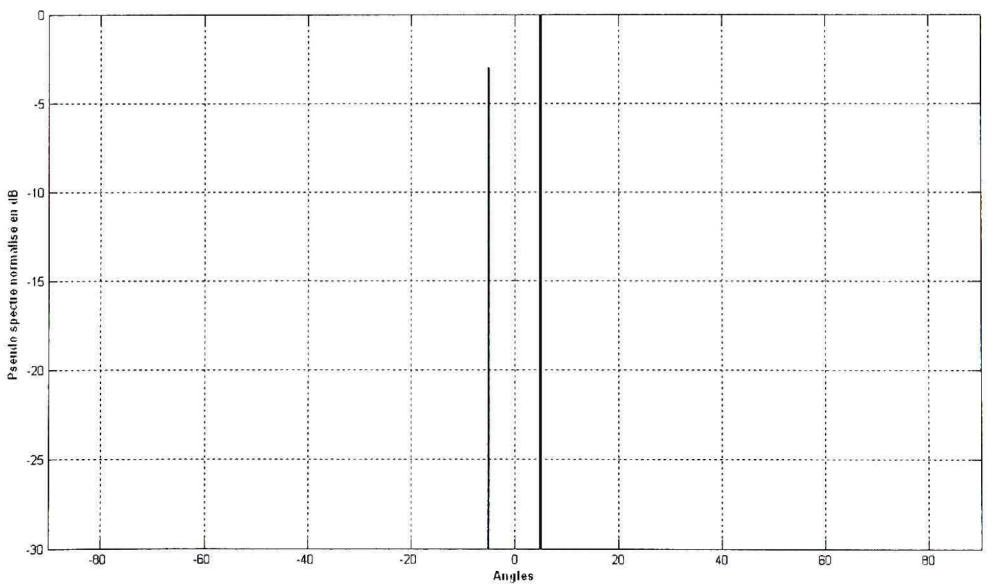


Figure 2.7 *Pseudo spectre Pisarenko pour deux signaux incidents à 5° et -5°.*

Nous remarquons ici que les indications sont parfaitement distinctes. En effet, ces indications ne présentent pas les amplitudes des signaux mais se sont les racines du polynôme du dénominateur du pseudo spectre $PS_{DHP}(\theta)$.

2.6.6 Estimation de MUSIC

L'approche MUSIC proposée par Schmidt [26] est une des techniques les plus populaires utilisées pour l'estimation de la direction d'arrivée. Elle présente une haute résolution angulaire et elle permet aussi de déterminer le nombre et la puissance des signaux incidents. Par contre, l'algorithme MUSIC ne fonctionne pas si le bruit et les signaux incidents sont fortement corrélés. Le pseudo spectre MUSIC est donné par [8] :

$$PS_{MUSIC}(\theta) = \frac{1}{\left| a(\theta)^H E_N E_N^H a(\theta) \right|} \qquad (2.34)$$

La figure 2.8 illustre le spectre de MUSIC simulé par MatLab pour le réseau de l'exemple de la figure 2.4.

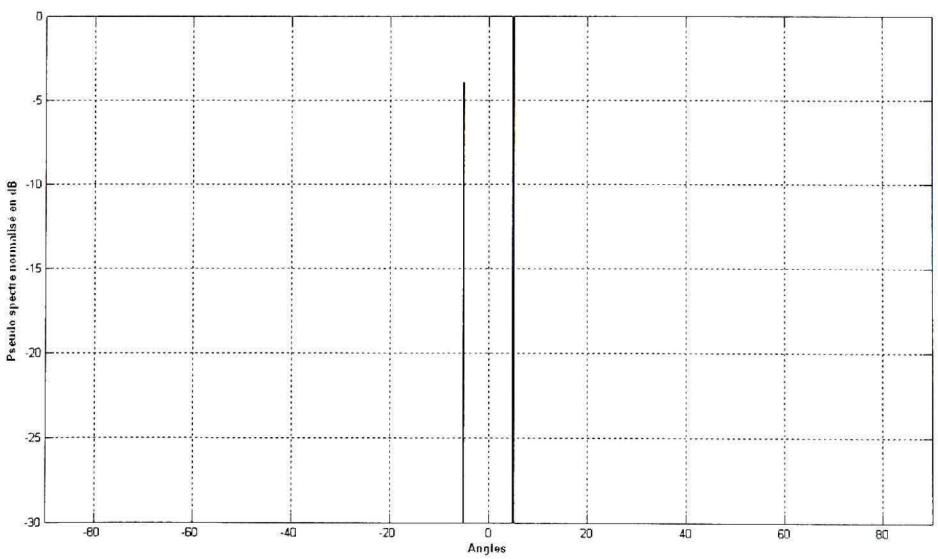


Figure 2.8 *Pseudo spectre MUSIC pour deux signaux incidents à 5° et -5°.*

La résolution de l'estimation MUSIC est comparable à celle de l'estimation précédente de Pisarenko puisque les indications sur les angles d'incidence correspondent dans ce cas aussi aux racines du dénominateur.

2.6.7 Comparaison

La figure 2.9 illustre la comparaison entre les estimations étudiées dans la section précédente. Nous concluons que les techniques basées sur les sous-espaces présentent la meilleure résolution angulaire par rapport aux autres techniques spectrales.

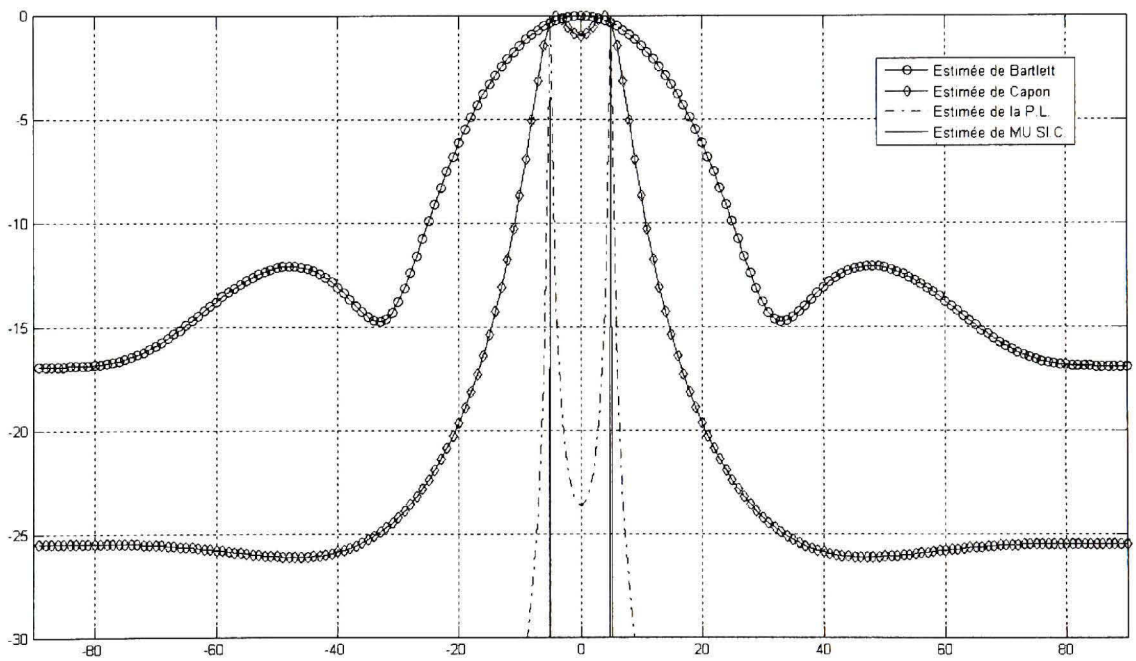


Figure 2.9 *Comparaison entre les estimations.*

Toutefois, nous avons considéré que nous connaissons les caractéristiques du bruit et que les signaux incidents sont non corrélés.

Dans les cas pratiques où on ignore les statistiques exactes sur le bruit et les signaux incidents, les matrices de corrélation sont approximées en collectant plusieurs

échantillons du signal et du bruit et en estimant ces matrices par une moyenne temporelle [8] :

$$R_{xx}(k) = E[X(k).X(k)^H] \approx \frac{1}{K}\sum_{k=1}^{k} X(k).X(k)^H \qquad (2.35)$$

Où K présente le nombre d'échantillons. La simulation de la nouvelle estimation de MUSIC et sa comparaison avec l'estimation obtenue par la forme 2.34 est présentée dans la figure 2.10.

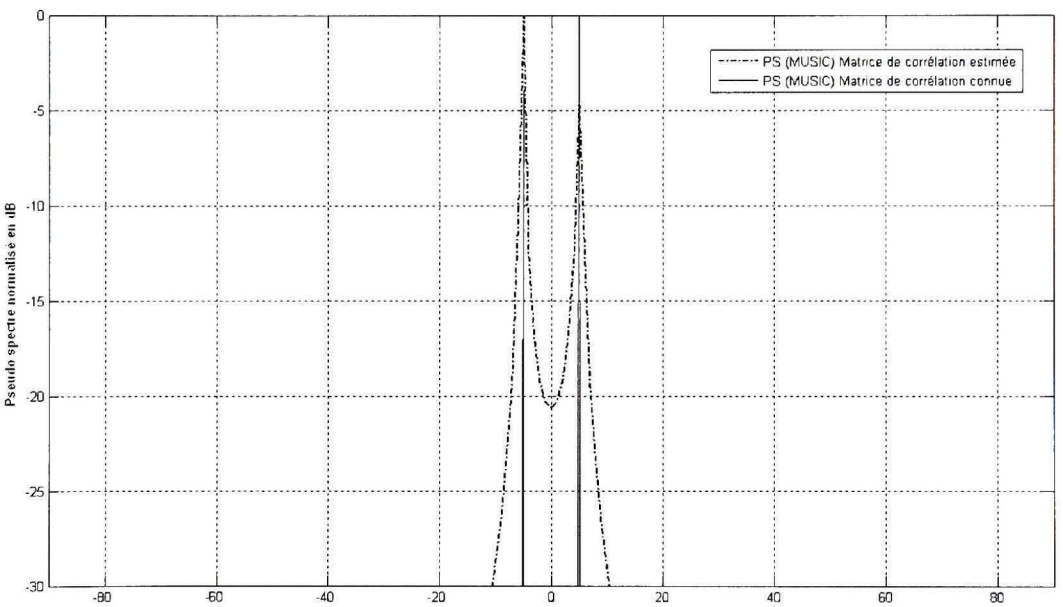


Figure 2.10 *Comparaison entre les estimations MUSIC pour deux signaux incidents.*

Dans cet exemple, nous avons remplacé la matrice de corrélation estimation par la matrice de corrélation calculée par la moyenne temporelle. La simulation a été réalisée par K=100 échantillons. Nous constatons une diminution importante dans la résolution angulaire de l'estimation MUSIC comme le montre la figure 2.10.

2.7 Conclusion

Plusieurs techniques d'estimation de la position et la direction d'arrivée des signaux mobiles ont été présentées et étudiées dans ce chapitre. En particulier, pour les réseaux d'antennes, les algorithmes d'estimation de la direction d'arrivée présentent plusieurs limitations, entre autres : la complexité, l'intensité de traitement numérique, la précision des estimations et la taille de l'antenne.

L'apparition de plus en plus de terminaux mobiles dotés des systèmes de localisation par satellites va changer la conception des futurs réseaux d'antennes puisqu'ils offrent la possibilité d'éliminer cette partie complexe d'estimation de la direction d'arrivée, en particulier pour les régions où la probabilité d'une liaison à vue directe est bonne comme par exemple à la compagne et aux banlieues.

CHAPITRE 3

TECHNIQUES DU "BEAMFORMING"

3.1 Introduction

Le domaine de l'antenne intelligente et les algorithmes associés ont fait récemment l'objet de plusieurs travaux [29-34]. L'objectif était de démontrer sa performance dans les systèmes de communication sans fil et de surmonter les limitations qui s'imposaient à savoir : la résolution angulaire, le compromis entre les nuls et le faisceau principal, le couplage mutuel entre les éléments de l'antenne, le nombre et le coût élevé des radios utilisées, la complexité des algorithmes, le temps de convergence des algorithmes, la taille physique du réseau d'antennes, etc.

L'approche la plus intéressante dans ce domaine est l'antenne adaptative. En effet, les algorithmes adaptatifs sont utilisés pour la mise à jour des poids des éléments du réseau en temps réel. Le patron de rayonnement s'adapte dynamiquement quand l'environnement des signaux change [8, 21]. Par exemple, l'algorithme LMS (Least Mean Squares) est très souvent utilisé pour adapter les poids des éléments du réseau d'antennes, cependant, son problème est qu'il converge lentement ce qui limite son utilisation dans la plupart des systèmes de communication sans fil. D'autres algorithmes convergent rapidement, comme par exemple l'algorithme DMI (Direct Matrix Inversion), mais ils nécessitent un traitement numérique très intense et très complexe.

Notre but est de simplifier la complexité des algorithmes adaptatifs. Pour ce faire, nous supposons que les mobiles fourniront au "beamformer" leurs positions exactes. Ainsi, la partie d'estimation de la direction d'arrivée DOA sera éliminée. Deux solutions sont ensuite proposées. Pour le "beamformer" numérique, les positions géographiques seront fournies et un algorithme numérique à poids fixe sera utilisé pour adapter le patron de rayonnement optimal. L'autre alternative concerne le "beamformer" analogique où une

antenne intelligente à faisceau commutable sera utilisée et les positions fournies seront utiles pour choisir le faisceau optimal.

3.2 Techniques du "beamforming"

Le "beamforming" est une technique utilisée par les réseaux d'antennes pour modifier la directivité et la sensibilité du patron de rayonnement. Le "beamformer" augmente le gain dans la direction désirée et place des nuls dans la direction des interférences. De ce point de vue, on peut considérer que le "beamformer" est un filtre spatial.

Comme dans le cas des filtres conventionnels, il existe deux façons pour réaliser le "beamformer" : numérique et analogique.

Le "beamformer" numérique est constitué par un réseau d'antennes où chaque élément est directement relié à un convertisseur analogique à numérique. En réception, un poids complexe affecté à chaque antenne est appliqué en numérique par l'unité de bande de base. Les algorithmes du "beamformer" adaptent le patron de rayonnement en optimisant ces poids.

Le "beamformer" analogique par contre utilise des déphaseurs analogiques pour générer le déphasage nécessaire entre les éléments d'antenne afin d'adapter le patron de rayonnement. Les signaux déphasés sont combinés en une seule sortie analogique qui est convertie par un seul convertisseur analogique à numérique. Une façon de réaliser ce "beamformer" est la matrice de Butler qui permet la conception de l'antenne à faisceau commutable qui a un nombre prédéfini de faisceaux.

Le "beamforming" numérique est surtout utilisé dans le domaine des radars [35] [8], alors que le "beamforming" analogique est plutôt utilisé par les stations de base des réseaux cellulaires [32] [8] [36].

3.3 "Beamforming" numérique

Selon le critère choisi, il existe plusieurs approches pour optimiser les poids d'un réseau d'antennes pour un "beamformer" numérique. Ce critère peut être par exemple de maximiser le rapport signal à interférence SIR, minimiser l'erreur quadratique en utilisant un signal de référence, minimiser la variance du bruit, etc. Nous allons présenter dans ce paragraphe les approches les plus populaires dans le domaine du "beamforming" numérique à poids fixe.

3.3.1 SIR maximal

La figure 3.1 montre le cas d'un "beamformer" numérique classique [8]. Le but est d'optimiser les poids W_i qui maximisent le rapport SIR. Un signal désiré est incident de la direction θ_0 et N interférents sont incidents des directions $\theta_1, \theta_2, .., \theta_N$. Le réseau d'antennes est constitué par M éléments et M poids associés. On suppose que le nombre de signaux incidents est inférieur au nombre d'éléments d'antenne $N+1 \leq M$.

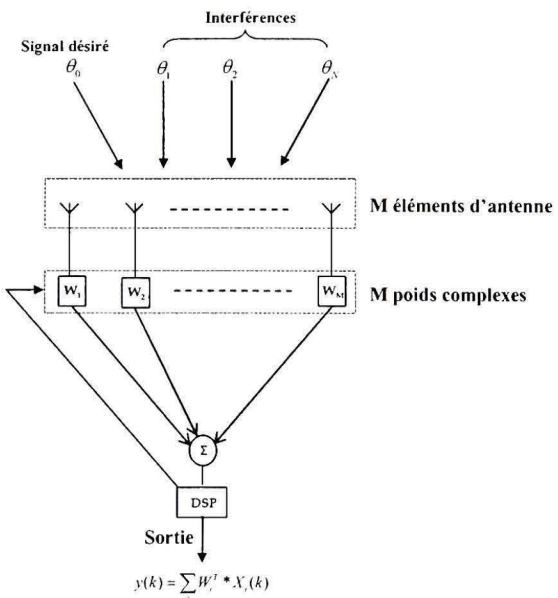


Figure 3.1 *Exemple d'un "beamformer" numérique.*

Les ondes reçues sont toujours supposées être planes. Le bruit sur chaque élément est blanc gaussien de variance σ_b^2. La sortie du "beamformer" est donné par :

$$y(k) = W^T.X(k) \qquad (3.1)$$

Nous avons déjà établi l'expression de $X(k)$ dans le chapitre 2, paragraphe 2.6.1, qui est donné par :

$$X(k) = A(\theta).S(k) + N(k) \qquad (3.2)$$

Avec :

$$A(\theta) = \left[a(\theta_0) \quad a(\theta_1) \quad \cdots \quad a(\theta_N)\right] \qquad (3.3)$$

Et :

$$S(k) = \left[s_0(k) \quad s_1(k) \quad \cdots \quad s_N(k)\right]^T \qquad (3.4)$$

On peut réécrire $X(k)$ sous la forme suivante :

$$X(k) = D(k) + I(k) \qquad (3.5)$$

Avec :

$D(k) = a(\theta_0).s_0(k)$ représentant le signal désiré et $I(k)$ présentant les signaux indésirables (interférences et bruit).

$$I(k)=\left[a(\theta_1)\quad a(\theta_2)\quad \cdots\quad a(\theta_N)\right].\left[s_1(k)\quad s_2(k)\quad \cdots\quad s_N(k)\right]^T+N(k) \qquad (3.6)$$

La sortie du "beamformer" devient :

$$\begin{aligned} y(k) &= W^T.X(k) \\ &= W^T.(D(k)+I(k)) \\ &= W^T.D(k) + W^T.I(k) \end{aligned} \qquad (3.7)$$

On peut maintenant calculer les matrices de corrélation pour le signal désiré R_{dd} et les signaux indésirables R_{ii} :

$$R_{dd} = E[D(k).D(k)^H] \qquad (3.8)$$

$$R_{ii} = E[I(k).I(k)^H] \qquad (3.9)$$

Le rapport signal à interférences à la sortie peut être défini comme étant égal à la puissance du signal désiré, devisé par la puissance du bruit et des interférences, soit :

$$SIR = \frac{\sigma_d^2}{\sigma_i^2} \qquad (3.10)$$

Où :

$$\begin{aligned} \sigma_d^2 = E[\left|W^T.D(k)\right|^2] &= W^T.E[D(k).D(k)^H].W \\ &= W^T.R_{dd}.W \end{aligned} \qquad (3.11)$$

Et :

$$\sigma_i^2 = E[\left|W^T.I(k)\right|^2] = W^T.E[I(k).I(k)^H].W$$
$$= W^T.R_{ii}.W \qquad (3.12)$$

D'où :

$$SIR = \frac{W^T.R_{dd}.W}{W^T.R_{ii}.W} \qquad (3.13)$$

Ce qui donne l'égalité suivante :

$$R_{dd}.W = SIR.R_{ii}.W \qquad (3.14)$$

En réarrangeant les termes de la dernière égalité, nous obtenons :

$$R_{ii}^{-1}R_{dd}.W = SIR.W \qquad (3.15)$$

C'est une équation à vecteurs propres avec les SIR comme des valeurs propres. Le SIR maximal, $SIR_{\max}$, est égal à la plus grande valeur propre de l'équation. Le vecteur propre associé à cette valeur propre est le vecteur poids optimal recherché W_{opt}.

Considérons le cas d'un réseau linéaire uniforme à 4 éléments équidistants de $\lambda/2$ qui ont un bruit blanc additif de variance $\sigma_b^2 = 0.01$. Supposons que le signal désiré est incident de la direction $\theta_0 = 25°$ et que deux signaux interférents arrivent des directions $\theta_1 = 0°$ et $\theta_2 = -45°$. Nous supposons aussi que tous les signaux ont une amplitude constante.

À partir de ces données, nous pouvons calculer la matrice de position à l'aide de la formule 2.13, nous obtenons :

$$A=\begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 0.2+0.9i & 1 & -0.6-0.7i \\ -0.8+0.4i & 1 & -0.2+0.9i \\ -0.6-0.7i & 1 & 0.9-0.3i \end{bmatrix} \quad (3.16)$$

D'où, nous déduisons les matrices de corrélation R_{dd} :

$$R_{dd}=a(\theta_0)*a(\theta_0)^H=\begin{bmatrix} 1 & 0.2-0.9i & -0.8-0.4i & -0.6+0.7i \\ 0.2+0.9i & 1 & 0.2-0.9i & -0.8-0.4i \\ -0.8+0.4i & 0.2+0.9i & 1 & 0.2-0.9i \\ -0.6-0.7i & -0.8+0.4i & 0.2+0.9i & 1 \end{bmatrix} \quad (3.17)$$

De la même façon, nous déduisons les matrices de corrélation R_{ii} :

$$\begin{aligned} R_{ii} &= [a(\theta_1) \quad a(\theta_2)]*[a(\theta_1) \quad a(\theta_2)]^H + R_{nn} \\ &= \begin{bmatrix} 2 & 0.3+0.7i & 0.7-0.9i & 1.9+0.3i \\ 0.3-0.7i & 2 & 0.3+0.7i & 0.7-0.9i \\ 0.7+0.9i & 0.3-0.7i & 2 & 0.3+0.7i \\ 1.9-0.3i & 0.7+0.9i & 0.3-0.7i & 2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0.01 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0.01 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0.01 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0.01 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (3.18)$$

Et par conséquent nous déduisons la matrice $R_{ii}^{-1}R_{dd}$:

$$R_{ii}^{-1}R_{dd}=\begin{bmatrix} 95.9123-2.6613i & 20.5044-93.7327i & -86.0409-42.4643i & -61.9270+73.2891i \\ 60.0003+72.5680i & 84.8771-40.7679i & -19.1380-92.1948i & -94.0907-3.6174i \\ -94.0907+3.6174i & -19.1380+92.1948i & 84.8771+40.7679i & 60.0003-72.5680i \\ -61.9270-73.2891i & -86.0409+42.4643i & 20.5044+93.7327i & 95.9123+2.6613i \end{bmatrix} \quad (3.19)$$

Les poids optimaux calculés par la méthode de SIR maximal correspondent au vecteur propre associé avec la grande valeur propre de la matrice $R_{ii}^{-1}R_{dd}$, qui est donné dans ce cas par :

$$W^T = \begin{bmatrix} 0.50 \\ 0.30 - 0.39i \\ -0.49 \\ -0.31 + 0.39i \end{bmatrix} \qquad (3.20)$$

Le patron de rayonnement ainsi obtenu on appliquant ces poids aux éléments du réseau de l'antenne est illustré dans la figure 3.2 :

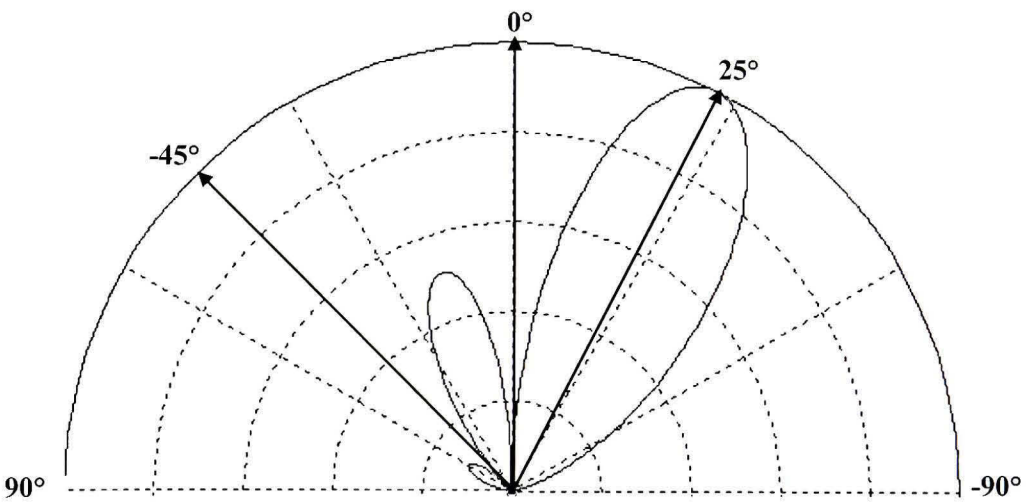


Figure 3.2 *Réseau à 4 éléments. Signal désiré à 25° et deux interférents à 0° et -45°.*

On remarque bien que le lobe principal du diagramme de rayonnement de l'antenne est pointé dans la direction 25° et que les deux nuls sont bien placés dans les directions des interférences, soit à 0° et -45°.

3.3.2 Erreur quadratique moyenne minimale

Le "beamformer" de la méthode d'erreur quadratique moyenne est différent du dernier "beamformer". Un signal de référence est ajouté à la sortie. Pour que cette méthode fonctionne proprement, il faut que ce signal de référence soit identique au signal désiré et soit aussi différent des signaux interférents.

La figure 3.3 illustre le cas d'un tel "beamformer" où r(k) représente le signal de référence :

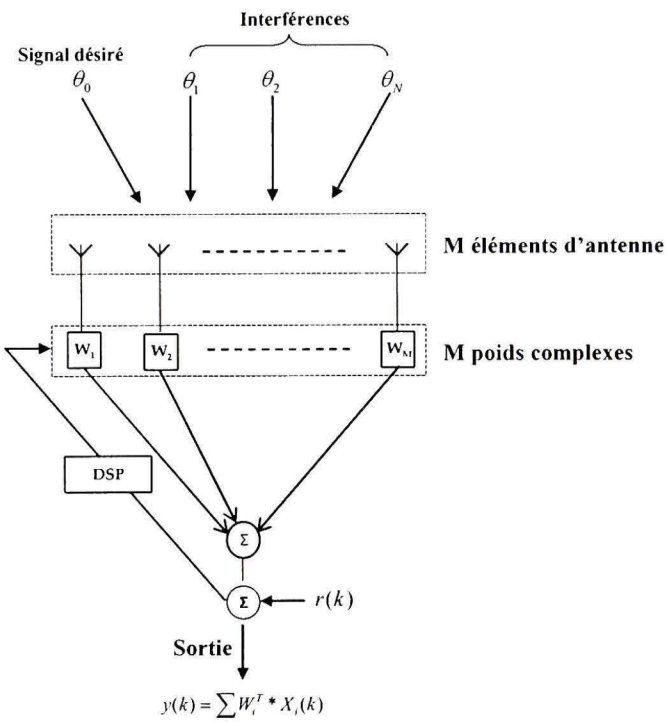


Figure 3.3 *"Beamformer" numérique avec un signal de référence.*

L'erreur ε (k) est définie par la différence entre le signal de référence $r(k)$ et la sortie du "beamformer" $y(k)$, soit :

$$\varepsilon(k) = r(k) - W^H.X(k) \qquad (3.21)$$

La valeur quadratique moyenne de cette erreur est donc :

$$|\varepsilon(k)|^2 = |r(k)|^2 - 2r(k)W^H.X(k) + W^H.X(k).X(k)^H W \qquad (3.22)$$

L'espérance mathématique de l'égalité précédente est :

$$E[|\varepsilon(k)|^2] = E[|r(k)|^2] - 2W^H E[r^*(k).X(k)] + W^H.R_{xx}.W \qquad (3.23)$$

C'est une fonction quadratique de vecteur poids W et elle forme une surface quadratique dont l'extremum (le minimum dans ce cas puisqu'il donne l'erreur quadratique minimale) correspond au poids optimal recherché W_{eqm}. L'extremum se calcule en appliquant le gradient ∇ par rapport au poids à l'équation 3.23 et en l'égalant à zéro :

$$\begin{aligned} \nabla(E[|\varepsilon(k)|^2]) &= 2.R_{xx}.W - 2r(k) \\ &= 0 \end{aligned} \qquad (3.24)$$

D'où le poids optimal :

$$W_{eqm} = R_{xx}^{-1}.r(k) \qquad (3.25)$$

Reprenons le même réseau linéaire uniforme à 4 éléments équidistants de $\lambda/2$ avec un bruit blanc additif de variance $\sigma_b^2 = 0.01$. Considérons un signal désiré incident de la direction θ_1=0° et deux signaux interférents arrivants des directions θ_1=60° et θ_2=-35°.

Les poids optimaux calculés dans ce cas par l'algorithme sont :

$$W^T = \begin{bmatrix} 0.20 - 0.05i \\ 0.29 + 0.02i \\ 0.29 - 0.02i \\ 0.20 + 0.05i \end{bmatrix} \qquad (3.26)$$

Ces poids donnent le patron de rayonnement illustré dans la figure 3.4 :

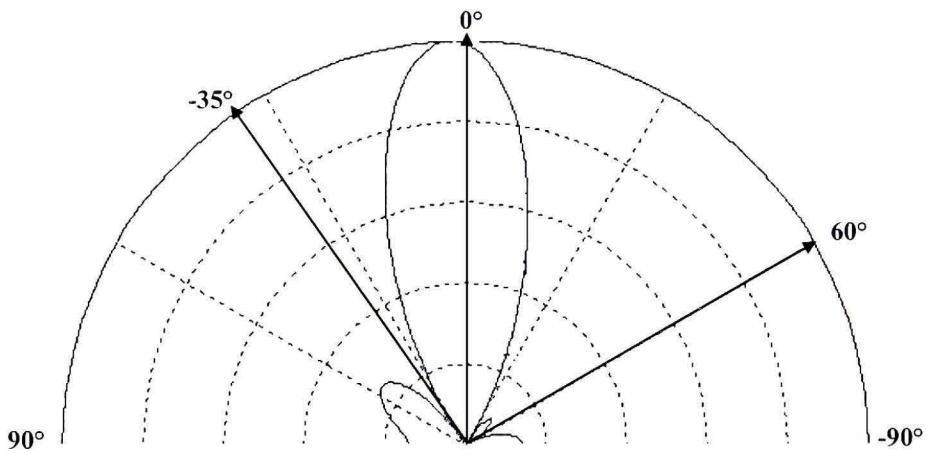


Figure 3.4 *Réseau à 4 éléments. Signal désiré à 0° et deux interférents à -35° et 60°.*

On remarque ici que le lobe principal du diagramme de rayonnement de l'antenne est dévié de quelques degrés, il est pointé dans la direction -2°. Les deux nuls sont bien placés dans les directions des interférences, soit à 60° et -35°.

3.3.3 Variance minimale

Le but de cette méthode est de minimiser la variance du bruit à la sortie du "beamformer" tout en gardant le signal désiré indéformé. Cela s'exprime par :

$$W^T.a(\theta_0) = 1 \qquad (3.27)$$

En substituant cette équation dans la sortie du "beamformer" on obtient :

$$\begin{aligned} y(k) &= W^T.X(k) \\ &= W^T.a(\theta_0).s_0(k) + W^T.I(k) \\ &= s_0(k) + W^T.I(k) \end{aligned} \qquad (3.28)$$

Par la suite, on suppose que la valeur moyenne des signaux indésirables soit nulle. Par conséquent, l'espérance mathématique de la sortie du "beamformer" est :

$$E[y(k)] = s_0(k) \qquad (3.29)$$

Et sa variance est donnée par :

$$\begin{aligned} \sigma^2 &= E[\left|W^T.X(k)\right|^2] \\ &= E[\left|s_0(k) + W^T.I(k)\right|^2] \\ &= W^T.R_{ii}.W \end{aligned} \qquad (3.30)$$

Cette variance peut être minimisée par la méthode de Lagrange [37]. Ainsi, le vecteur poids optimal de la variance minimale est donné par :

$$W_{vm} = \frac{R_{ii}^{-1}.a(\theta_0)}{a(\theta_0)^T.R_{ii}^{-1}.a(\theta_0)} \qquad (3.31)$$

Soit le même réseau linéaire uniforme à 4 éléments équidistants de $\lambda/2$ avec un bruit blanc additif de variance $\sigma_b^2 = 0.01$. Le signal désiré est incident de la direction $\theta_0 = -35°$ et trois signaux interférents arrivent des directions $\theta_1 = 0°$, $\theta_2 = 25°$ et $\theta_3 = 45°$.

Les poids W_{vm} optimisés par l'algorithme de variance minimale sont :

$$W_{vm} = \begin{bmatrix} 0.15 + 0.10i \\ 0.08 - 0.34i \\ -0.34 + 0.08i \\ 0.10 + 0.15i \end{bmatrix} \qquad (3.32)$$

Et le patron de rayonnement correspondant est illustré dans la figure 3.5 :

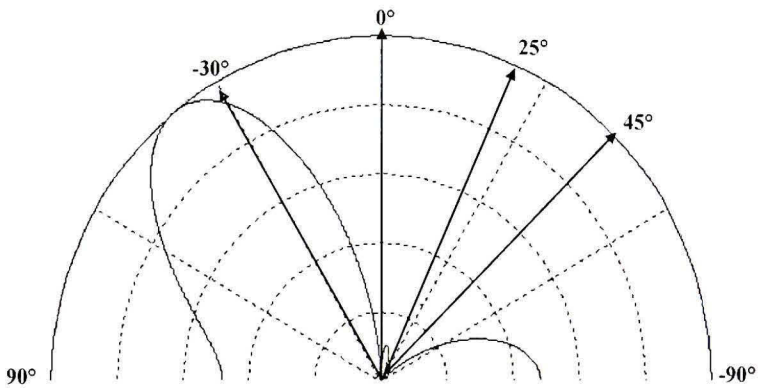


Figure 3.5 *Signal désiré à -30° et trois interférents à 0° et 25° et 45°.*

Nous observons encore que les deux nuls sont bien placés dans les directions des interférences. Le lobe principal est dévié de quelques degrés par rapport à la direction désirée.

Notons que le nombre d'éléments d'antenne joue un rôle important dans la précision du diagramme de rayonnement obtenu. Dans les exemples précédents, nous avons utilisé un "beamformer" à quatre éléments pour un total de trois signaux incidents. C'est la limite physique de l'antenne. Comme nous l'avons déjà mentionné au début du chapitre, le nombre de signaux total doit être strictement inférieur au nombre d'éléments d'antenne.

Des résultats plus précis pourraient être obtenus si un plus grand nombre d'éléments d'antenne était utilisé dans le réseau.

3.4 "Beamforming" analogique

L'une des méthodes les plus populaires pour concevoir un "beamformer" analogique est la matrice de Butler [12]. C'est un réseau de déphasage analogique passif constitué dans la plupart des cas par des coupleurs hybrides et des déphaseurs fixes [38] [39] [40].

3.4.1 Matrice de Butler

Une matrice de Butler NxN possède N entrées (ports) et N sorties connectées à un réseau d'antennes. Ce réseau de déphasage est obtenu en alternant des rangées de coupleurs hybrides et des déphaseurs fixes. L'interconnexion entre ces circuits permet d'obtenir le déphasage nécessaire pour avoir N lobes orthogonaux. La figure 3.6 présente un exemple de diagramme de fonctionnement d'une matrice de Butler 4x4 :

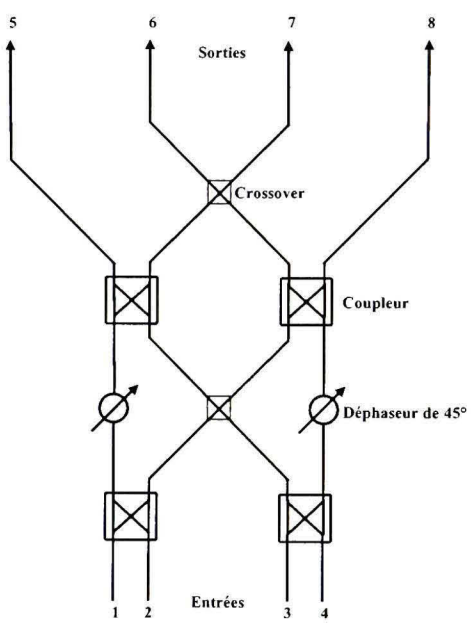


Figure 3.6 *Diagramme de fonctionnement d'une matrice de Butler 4x4.*

Le nombre d'entrées N doit être toujours une puissance de 2. Une matrice NxN est réalisable par $N/2*Log_2(N)$ coupleurs et $N/2*Log_2(N-1)$ déphaseurs fixes [40]. Dans le cas de la figure 3.6, une matrice de Butler $4x4$ est obtenue on utilisant 4 coupleurs hybrides et 2 déphaseurs. Les coupleurs hybrides peuvent être des hybrides de 90° ou bien de 180°. Les déphaseurs de 45° fixes peuvent être tout simplement des lignes de transmission. En général, on utilise le coupleur hybride à 90° en mode de diviseur de puissance. Le coupleur hybride à 90° est un circuit à quatre ports capable de générer deux signaux en quadrature de phase. L'hybride de la figure 3.7 est utilisé pour diviser le signal appliqué à l'entrée :

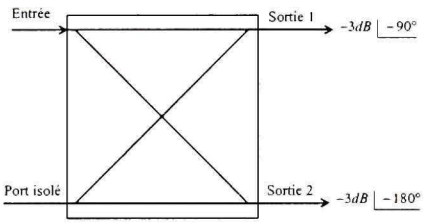


Figure 3.7 *Coupleur hybride idéal 90°/-3dB.*

La matrice [S] d'un tel circuit est donnée par [41] :

$$S = \frac{-1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} 0 & j & 1 & 0 \\ j & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & j \\ 0 & 1 & j & 0 \end{pmatrix} \qquad (3.33)$$

Le "crossover" de la figure 3.6 permet de croiser deux signaux RF avec un couplage minimal entre eux, un tel circuit est obtenu en connectant dos-à-dos deux coupleurs hybrides comme le montre la figure 3.8.

Dans ce cas, le premier coupleur est utilisé comme un diviseur tandis que le deuxième coupleur est utilisé comme un combineur.

La matrice [S] du circuit résultant est donnée par [41] :

$$S = \begin{pmatrix} 0 & 0 & j & 0 \\ 0 & 0 & 0 & j \\ j & 0 & 0 & 0 \\ 0 & j & 0 & 0 \end{pmatrix} \qquad (3.34)$$

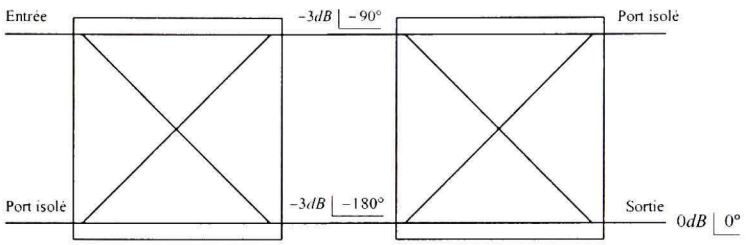


Figure 3.8 *"Crossover" idéal 0°/ 0dB.*

3.4.2 Fonctionnement de la Matrice de Butler

La figure 3.9 illustre le cas d'une matrice de Butler en mode transmission. Un signal RF appliqué au port 1 du réseau de déphasage produira quatre excitations de mêmes amplitudes avec un déphasage progressif constant sur les quatre éléments d'antennes.

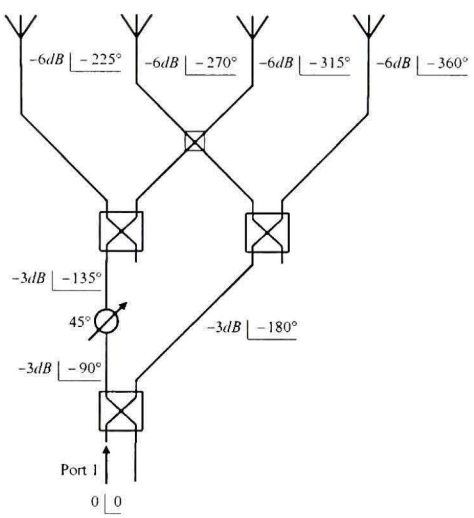


Figure 3.9 *Matrice de Butler 4x4 excitée au port 1.*

Le signal appliqué à l'entrée du coupleur hybride est divisé en deux signaux ayant la même amplitude et déphasés de 90°. Ces deux signaux sont par la suite divisés par deux autres coupleurs hybrides en quatre autres signaux. Les quatre signaux de même amplitude avec un déphasage progressif de -45° sont par la suite appliqués aux éléments du réseau d'antennes. Dans les cas d'un réseau d'antennes isotropes à 4 éléments équidistants de $\lambda/2$ déjà étudié au chapitre 1, la matrice de Butler de la figure 3.9 donnerait le diagramme de rayonnement illustré dans la figure 3.10 avec un lobe principal dans la direction 14.47° (calculé par la formule 1.13) :

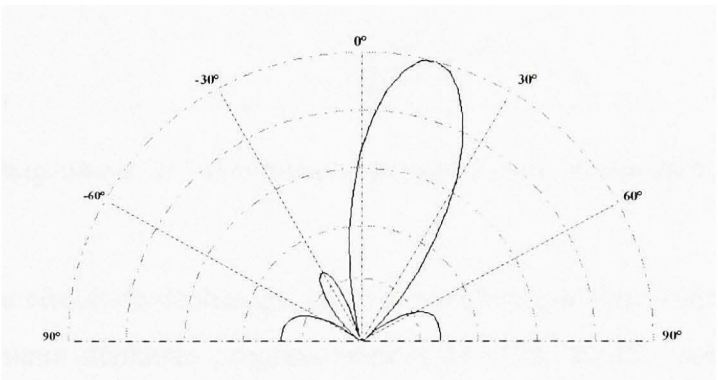


Figure 3.10 *Diagramme de rayonnement au port 1 avec quatre éléments isotropes.*

Dans la figure 3.11, un signal RF est appliqué au port 2 :

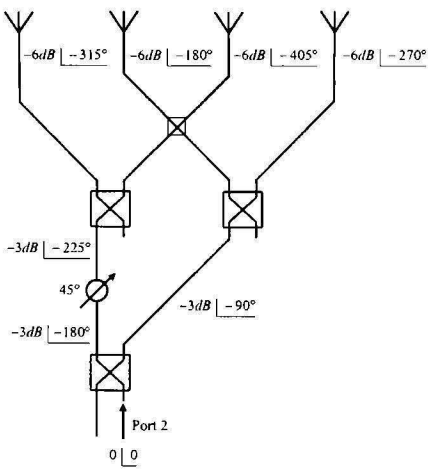


Figure 3.11 *Matrice de Butler 4x4 excitée au port 2.*

Les signaux ont donc la même amplitude avec un déphasage progressif de 135°. Si nous appliquons ces signaux au réseau d'antennes isotropes, nous obtiendrons le diagramme de rayonnement de la figure 3.12 avec le lobe principal dans la direction -48.59°.

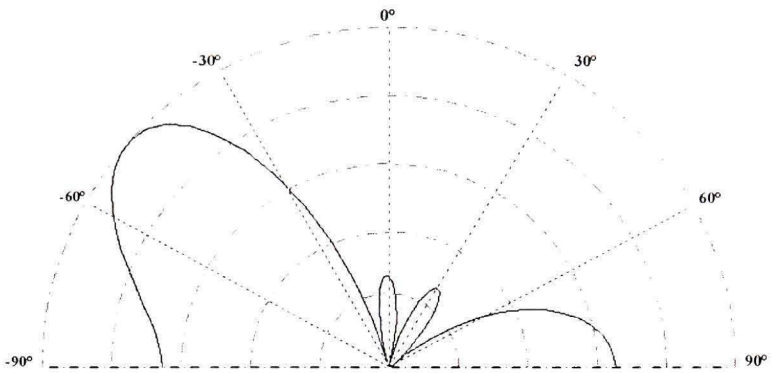


Figure 3.12 *Diagramme de rayonnement au port 2 avec quatre éléments isotropes.*

Vu la symétrie du circuit de déphasage, on peut conclure que l'excitation des ports 3 et 4 générera des signaux déphasés progressivement de -135° et 45°, respectivement. Les figures 3.13 et 3.14 présentent les diagrammes de rayonnement relatifs à ces deux excitations respectivement :

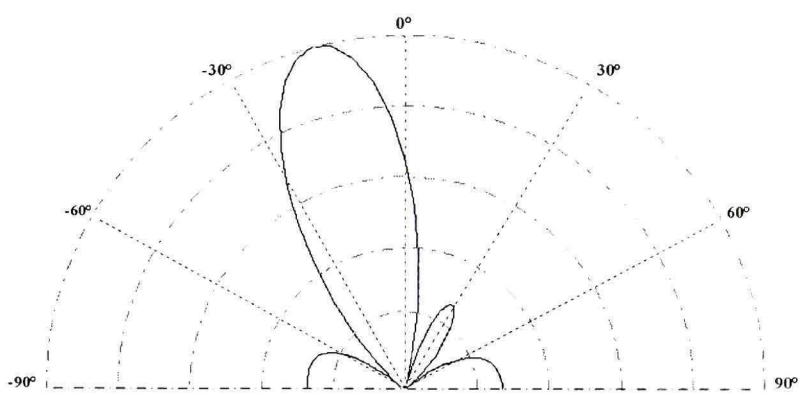


Figure 3.13 *Diagramme de rayonnement au port 3 avec quatre éléments isotropes.*

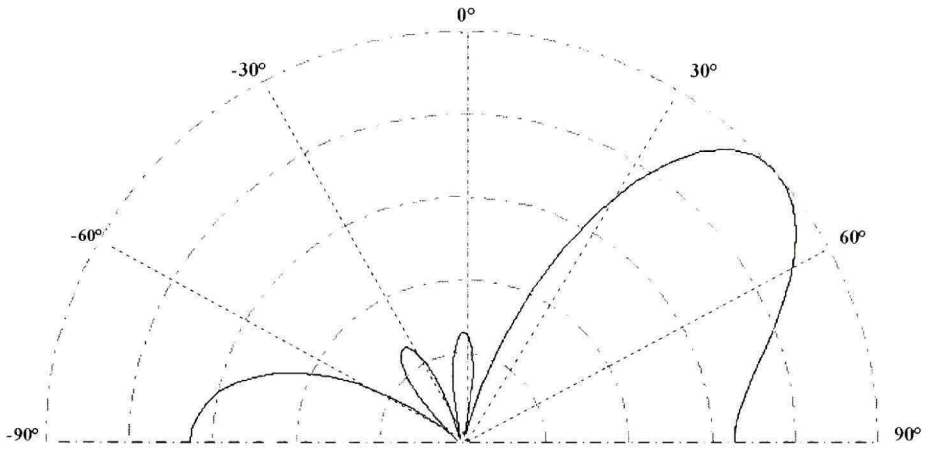


Figure 3.14 *Diagramme de rayonnement au port 4 avec quatre éléments isotropes.*

Ainsi, un réseau d'antennes muni d'un déphaseur de Butler 4x4 permet d'obtenir une antenne à quatre lobes de mêmes gains : deux lobes du coté droit identifiés par 1D et 2D et deux lobes du coté gauche identifiés par 1G et 2G comme l'illustre la figure 3.15 :

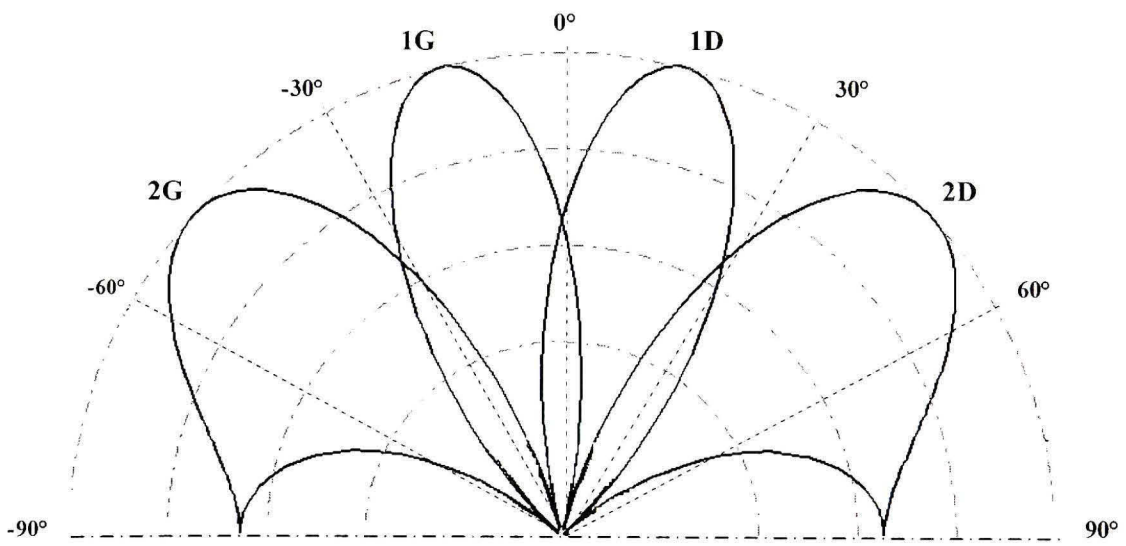


Figure 3.15 *Les quatre lobes orthogonaux du réseau d'antennes à quatre éléments isotropes.*

L'utilisation de la matrice de Butler pour la conception des "beamformers" analogiques est très populaire grâce aux avantages multiples de ce type de circuit. Entre autres, nous citons :

- Conception symétrique et assez simple.

- Composants utilisés simples (coupleurs et lignes de transmission) et faciles à implémenter sur un substrat.

- Les lobes générés ont le même gain et sont orthogonaux.

- Possibilité d'utiliser plusieurs lobes simultanément.

Dans le prochain chapitre, nous allons procéder à la conception, la réalisation et au test d'une antenne intelligente à faisceau commutable par un "beamformer" analogique de Butler.

3.5 "Beamforming" assisté par la connaissance des positions des terminaux

Comme nous l'avons constaté dans le deuxième chapitre, l'estimation de la direction d'arrivée DOA est la partie la plus complexe des techniques du "beamforming". Au préalable, l'antenne intelligente devrait estimer et fournir les angles d'arrivée des signaux au "beamformer" pour qu'il puisse optimiser les poids dans le cas du "beamformer" numérique ou bien pour qu'il puisse commuter vers le lobe optimal dans le cas du "beamformer" analogique à faisceau commutable.

Actuellement, de plus en plus de terminaux mobiles sont dotés des récepteurs GPS [42] [43] et on est sûr que avec le lancement prochain du nouveau système de navigation par satellites Galileo, la majorité des terminaux et unités mobiles en prendraient avantage

[44] [45]. Nous pouvons exploiter l'information sur les positions des terminaux pour simplifier et proposer un algorithme du "beamforming".

Nous proposons dans cette section une alternative à la partie d'estimation de la direction d'arrivée. Nous présentons un algorithme simplifié basé sur le fait que nous pouvons facilement calculer avec précision les angles d'arrivée des signaux incidents si les mobiles fournissent leurs coordonnées géographiques.

3.5.1 Les coordonnées géographiques

Sur la surface de la terre, nous utilisons le système de coordonnés géodésiques afin de localiser et de définir la position de n'importe quel point en décrivant sa position en terme de latitude, longitude et altitude.

La latitude Φ est une mesure de la position nord ou sud par rapport à l'équateur. En effet, c'est une mesure d'angle en degré allant de $0°$ à l'équateur jusqu'à $\pm 90°$ aux pôles (voir figure 3.16).

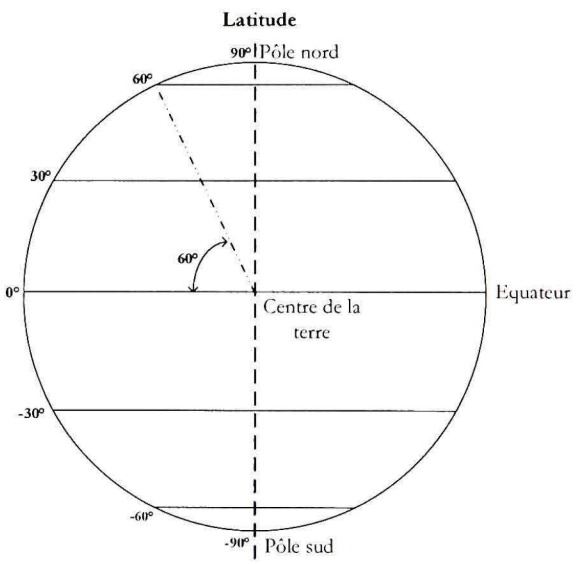


Figure 3.16 *Lignes de latitude sur la surface de la terre.*

La longitude λ est une mesure de la position ouest ou est par rapport au méridien de Greenwich allant de 0° au méridien jusqu'à ±180° (voir figure 3.17).

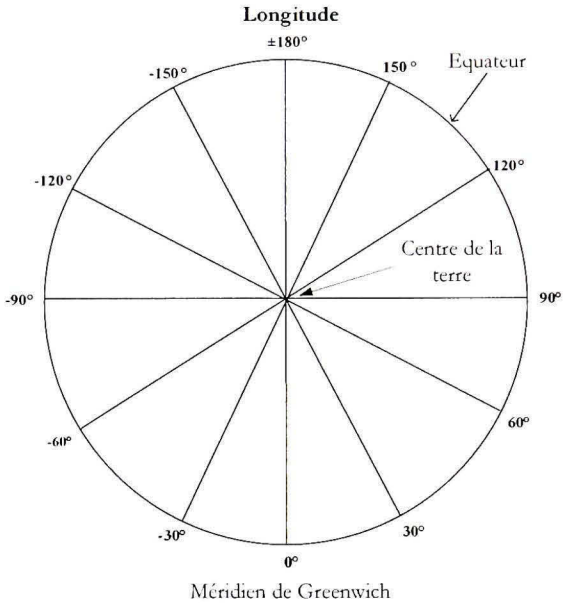


Figure 3.17 *Lignes de longitude sur la surface de la terre.*

L'altitude mesure l'élévation d'un point par rapport à un niveau donné, usuellement, le niveau de la mer.

Ces trois paramètres permettent donc de déterminer avec une grande précision la position d'un point donnée sur la surface de la terre. Le système de positionnement global par satellites, GPS, donne ces trois mesures avec une précision d'une dizaine de mètres.

3.5.2 Calcul des angles d'incidence

Les angles d'incidence peuvent être calculés à partir des latitudes et longitudes fournies par les mobiles. La figure 3.18 illustre le cas de deux points A (Φ_1, λ_1) et B (Φ_2, λ_2) sur

la surface de la terre. La distance orthodromique d qui les sépare se calcule par la formule suivante :

$$d_{A,B} = 2.R.\arctan(\sqrt{\alpha} / \sqrt{1-\alpha}) \qquad (3.35)$$

Avec :

R : Rayon de la terre = 6372 Km

$\alpha = \sin^2(\Delta_1/2) + \cos(\Phi_1)*\cos(\Phi_2)*\sin^2(\Delta_2/2)$

$\Delta_1 = \Phi_2 - \Phi_1$

$\Delta_2 = \lambda_2 - \lambda_1$

L'angle azimutal entre les deux points A et B est donné par :

$$\theta_{A,B} = \arctan(\sin(\Delta_2).\cos(\Phi_2) / \cos(\Phi_1).\sin(\Phi_2) - \sin(\Phi_1).\cos(\Phi_2).\cos(\Delta_2)) \qquad (3.36)$$

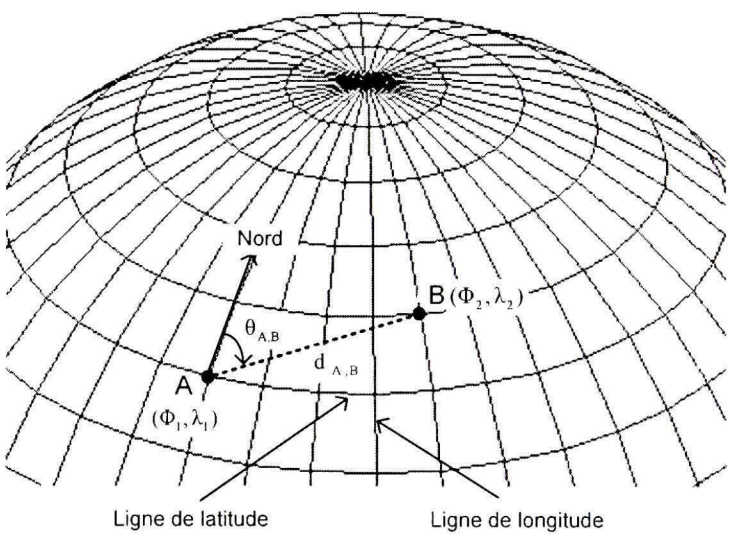


Figure 3.18 *Exemple de calcul de la distance et de l'angle entre deux points.*

À partir des équations 3.35 et 3.36, le vecteur qui donne les angles d'arrivée est calculé avec précision et il est utilisé par le "beamformer" pour changer et adapter continuellement le patron de rayonnement de l'antenne. Dans le cas d'un "beamformer" numérique, les poids complexes des éléments d'antenne sont optimisés en fonction de ce vecteur et le patron de rayonnement est adapté pour une communication optimale. Dans le cas du "beamformer" analogique, la décision pour le choix du lobe est prise de telle façon que le mobile sera couvert par le lobe qui maximise la puissance de réception.

3.5.3 Application au "beamformer"

Considérons un réseau d'antennes en communication sans fil avec D terminaux mobiles situés aux points de coordonnées (Φ_i, λ_i), i = 1,2,..,D comme illustré dans la figure 3.19. Le réseau d'antennes est considéré placé sur les axes des abscisses x et son centre est pris comme origine. L'angle θ_{Nord} est l'angle entre l'axe des ordonnées y normal au réseau et le nord géographique.

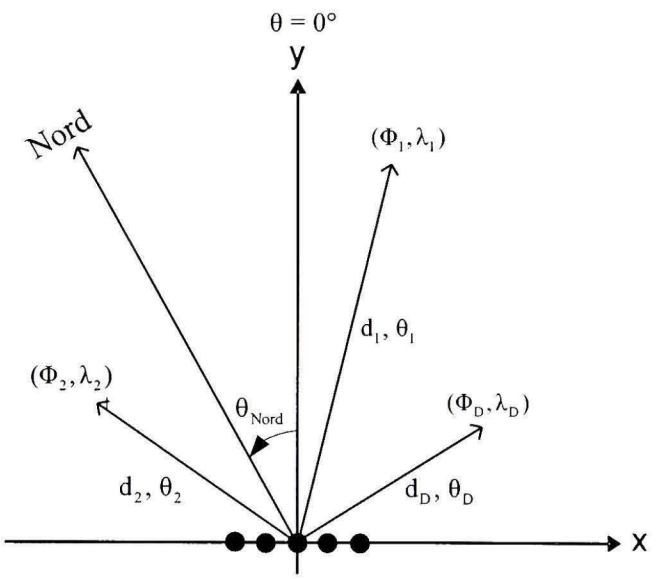


Figure 3.19 *Exemple de calcul du vecteur d'angles d'incidence.*

Nous désirons déterminer les angles d'incidences θ_i, i = 1,2,..,D par rapport à l'axe des y des signaux se propageant des terminaux mobiles vers le réseau d'antennes. Pour ce faire, nous allons d'abord appliquer l'équation 3.36 pour calculer le vecteur des angles d'incidence par rapport au nord géographique. En remplaçant les coordonnées du point A par les coordonnées du réseau et le point B par les coordonnées du mobile i, i=1,2..,*D* nous pouvons écrire que :

$$\theta_{r,i} = \arctan(\sin(\Delta_2).\cos(\Phi_i)/\cos(\Phi_r).\sin(\Phi_i) - \sin(\Phi_r).\cos(\Phi_i).\cos(\Delta_2)) \quad (3.37)$$

Les angles calculés par l'équation 3.37 sont donnés par rapport au nord géographique. En tenant compte de l'angle θ_{Nord}, nous pouvons écrire l'équation pour calculer les angles d'incidence azimutaux θ_i :

$$\theta_i = \theta_{r,i} + \theta_{Nord}, \; i = 1,2,..,D \quad (3.38)$$

Le vecteur des angles d'incidence est donc déterminé par l'équation 3.38. Ce vecteur est utilisé par le "beamformer" pour l'optimisation du rayonnement de l'énergie électromagnétique. La figure 3.20 illustre le cas d'un réseau linéaire uniforme à quatre éléments.

Les signaux incidents sont constitués par un signal désiré ($\Phi_0 = 45.4960$, $\lambda_0 = -73.5652$) et deux interférents ($\Phi_1 = 45.4974$, $\Phi_2 = 45.4956$, $\lambda_1 = -73.5617$, $\lambda_2 = -73.5607$), les coordonnées géographiques du réseau sont ($\Phi_r = 45.4953$, $\lambda_r = -73.5632$).

Pour simplifier les calculs, nous supposons que le réseau d'antennes est orienté de telle sorte que le nord géographique coïncide avec la direction verticale ($\theta_{Nord} = 0°$) :

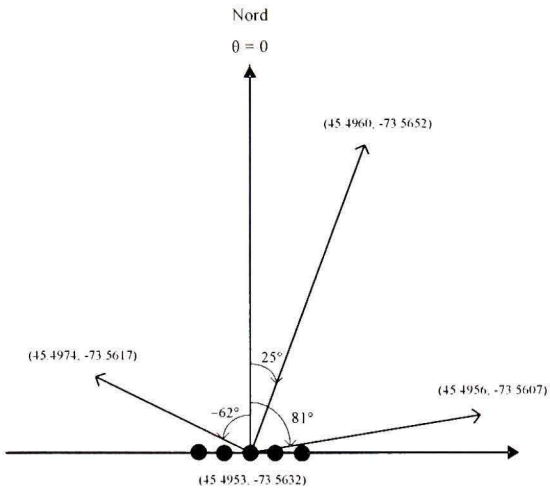


Figure 3.20 *Exemple de calcul des angles d'incidence.*

L'application des équations 3.35 et 3.38 nous permet d'en déduire les distances et les angles entre les signaux et le réseau d'antennes :

d_0 (m) = 260, θ_0 (°) = 25.7

d_1 (m) = 173, θ_1 (°) = -62.13

d_2 (m) = 194, θ_2 (°) = 81.4

Le vecteur d'angle d'incidence est alors utilisé par le "beamformer" numérique pour optimiser les poids complexes des éléments d'antenne afin de générer le patron de rayonnement optimal qui va placer des nuls dans la direction des interférences et maximiser la réception du signal d'intérêt. L'application par exemple de l'approche SIR maximal vue dans le paragraphe 3.2 avec un réseau linéaire à 4 éléments donne les poids complexes suivants :

$$W^T = \begin{bmatrix} 0.35 + 0.25i \\ 0.552 \\ -0.13 - 0.53i \\ -0.33 - 0.28i \end{bmatrix} \qquad (3.39)$$

Et le diagramme de rayonnement correspondant est illustré dans la figure 3.21 :

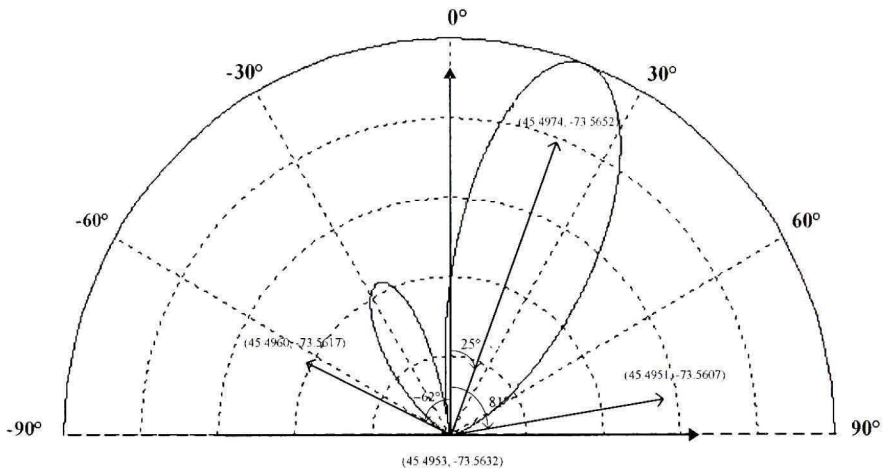


Figure 3.21 *Diagramme d'antenne optimisé par le "beamformer" numérique.*

Nous observons que le lobe principal du diagramme de rayonnement de l'antenne est bien orienté vers l'utilisateur d'intérêt alors que les interférences sont complètement atténuées. Éventuellement, on peut avoir plus de gain dans la direction d'intérêt en augmentant le nombre des éléments de l'antenne.

Une autre façon d'exploiter le vecteur d'angle d'incidence est d'utiliser le "beamformer" analogique. La matrice de Butler étudiée au paragraphe 3.4 peut être utilisée avec l'exemple précédent. Dans ce cas, le lobe optimal est choisi pour maximiser la réception du signal d'intérêt sans tenir compte de la direction d'incidence des interférences selon le critère suivant :

Si $0° \leq \theta_i \leq 30°$, on choisit le lobe 1D

Si $30° \leq \theta_i \leq 60°$, on choisit le lobe 2D

Si $-30° \leq \theta_i \leq 0°$, on choisit le lobe 1G

Si $-60° \leq \theta_i \leq -30°$, on choisit le lobe 2G

Dans l'exemple précédent, le signal d'intérêt arrive de la direction 25°, le lobe optimal est donc le lobe 1D qui correspond au port 1 de la matrice de Butler. Le diagramme de rayonnement correspondant est illustré dans la figure 3.21 :

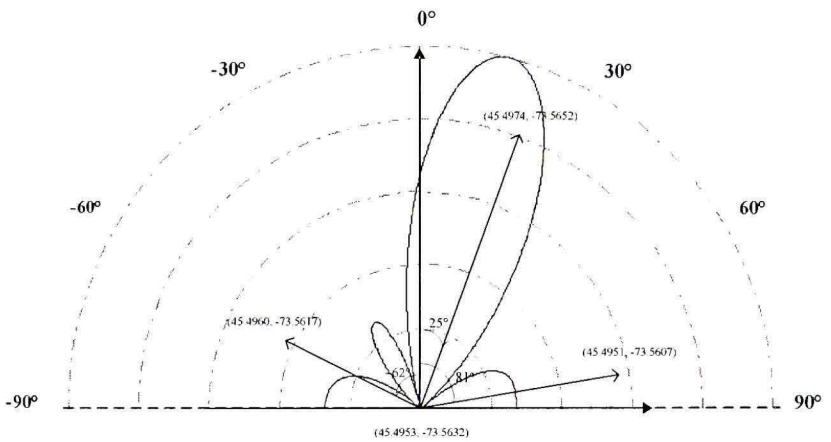


Figure 3.22 *Diagramme d'antenne optimisé par le "beamformer" analogique.*

Dans ce cas, le lobe principal n'est pas exactement dans la direction désirée puisque nous sommes contraints à des lobes prédéfinis. En plus, nous n'avons aucun contrôle direct sur les interférences. Le "beamformer" numérique donne clairement le meilleur rapport SIR tout en maximisant la puissance reçue. Par contre, la simplicité de la conception et le coût nettement moins élevé du "beamformer" analogique le rend plus pratique dans plusieurs standards de communications sans fil comme les réseaux cellulaires [32, 46], le WLAN [40] et le Wimax [47].

3.6 Conclusion

Deux techniques du "beamforming" ont été étudiées à travers ce chapitre : le "beamforming" numérique et le "beamforming" analogique. Pour le "beamforming" numérique, nous avons présenté les algorithmes à poids fixes les plus utilisés dans ce domaine. Ils présentent l'avantage d'adapter le patron de rayonnement d'une façon très précise en concentrant l'énergie rayonnée seulement dans la direction désirée. Pour le

"beamforming" analogique, la technique basée sur la matrice de Butler a été présentée. Même si ce type de "beamforming" présente moins de précision et de degrés de liberté par rapport au "beamforming" numérique, il demeure bien adapté à plusieurs standards de communications sans fil tel que les réseaux cellulaires et les WLAN.

En fin, nous avons présenté une technique pour simplifier l'implémentation de ces algorithmes de "beamforming" en éliminant la partie complexe de l'estimation de la direction d'arrivée. Les angles d'incidences des mobiles ont été calculés par les coordonnées géographiques fournies par des récepteurs GPS.

CHAPITRE 4

CONCEPTIONS, SIMULATIONS ET TESTS D'UNE ANTENNE INTELLIGENTE À FAISCEAU COMMUTABLE

4.1 Introduction

Dans ce chapitre, nous abordons la conception, la fabrication et le test d'une antenne intelligente à faisceau commutable large bande assistée par un système de géo-localisation. Cette antenne intelligente est constituée de quatre blocs comme l'illustre la figure 4.1 : réseau d'antennes, atténuateur de lobes latéraux, le circuit de déphasage ainsi qu'une partie de décision formée par un commutateur RF. Les éléments rayonnants ainsi que les autres circuits micro-ondes, fonctionnent tous dans la bande de fréquences 2.3 – 2.7 GHz. Le substrat choisi pour la fabrication est le RT/Duroid® 5870. Tous les éléments et circuits de l'antenne intelligente seront fabriqués et intégrés sur le même substrat.

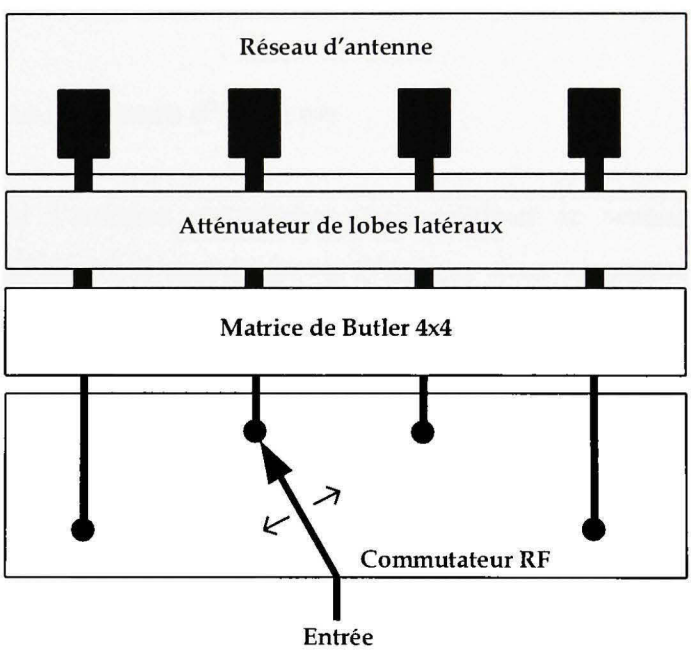


Figure 4.1 *Antenne intelligente à faisceau commutable large bande.*

Le premier bloc est formé du réseau d'éléments rayonnants. Le deuxième bloc est constitué d'atténuateurs RF dont le but est de réduire le niveau des lobes secondaires. Le troisième bloc est la matrice de Butler qui permet de synthétiser l'ensemble de faisceaux commutables. Le dernier bloc est un commutateur RF commandé qui permet de sélectionner le faisceau d'intérêt.

En mode transmission, quand un signal RF est appliqué à l'entrée de l'antenne, il est commuté vers l'un des quatre ports du réseau de déphasage constitué dans notre projet par la matrice de Butler 4x4. Le port est choisi en fonction de la position de l'utilisateur désiré et/ou en fonction de la position des interférents. La décision est prise donc à partir des informations recueillies sur les positions géographiques qui permettent la sélection du lobe optimal de l'antenne et par conséquent, le port de la matrice de Butler. Le réseau de déphasage conçu par la matrice de Butler divise le signal à l'entrée en quatre signaux de même amplitude et avec le déphasage progressif requis. Ces quatre signaux passent ensuite par un circuit d'atténuation des lobes latéraux qui modifie leurs amplitudes de façon à garantir un niveau minimal de SLL. En fin, le réseau d'antennes génère le diagramme de rayonnement correspondant.

4.2 Conception du réseau d'antennes

Nous avons choisi l'antenne microruban pour réaliser le réseau d'antennes pour plusieurs raisons. D'abord, il sera facile de l'intégrer avec les autres circuits fabriqués par la technologie microruban comme le déphaseur et l'atténuateur des lobes latéraux. En plus, l'antenne microruban présente plusieurs autres avantages comme par exemple son faible coût et sa simplicité de fabrication. Par contre, un désavantage opérationnel majeur de ce type d'antenne est qu'elles ont une largeur de bande très étroite.

Il existe plusieurs techniques qui permettent de surmonter le problème de la largeur de bande [48] [49] [50]. Une technique simple consiste à ajouter une ouverture dans le plan

de masse de l'antenne microruban. En particulier, l'antenne à fente alimentée par une croix [50] illustrée dans la figure 4.2 est très pratique puisqu'on peut changer sa conception facilement pour la faire résonner à des fréquences particulières.

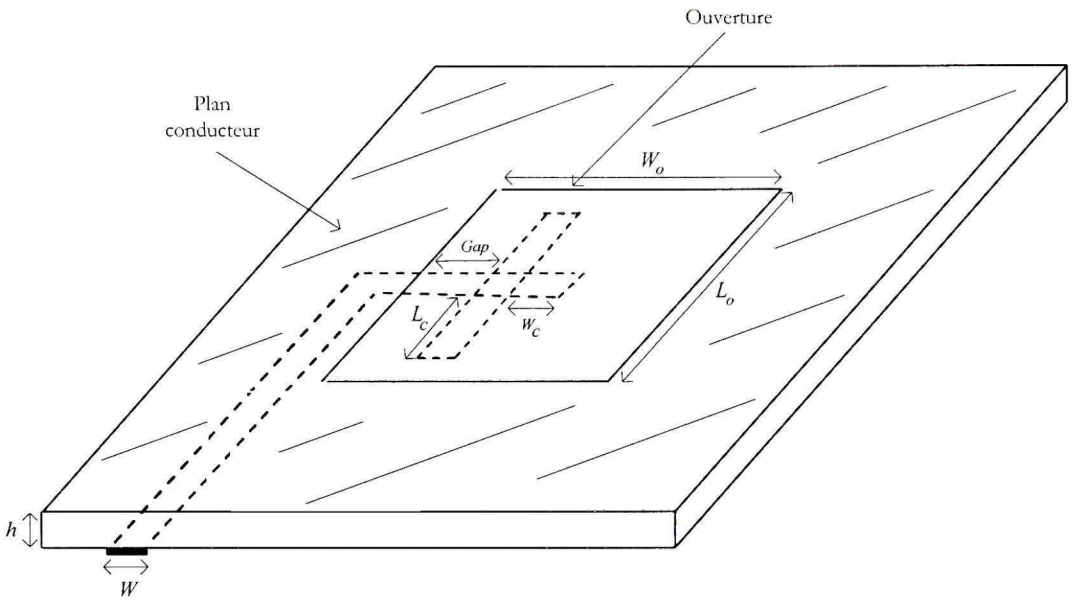


Figure 4.2 *Antenne microruban en forme de croix avec ouverture dans le plan de masse.*

Les paramètres du substrat RT/Duroid® 5870 sont: une permittivité relative $\varepsilon_r = 2.33$, un facteur de dissipation $\tan\delta = 0,0005$, une épaisseur du diélectrique $h = 31\,mil$ ($1\,mil = 2,54.10^{-5}\,m$) et une épaisseur du conducteur $T \cong 1\,mil$. W_o et L_o sont les dimensions de l'ouverture et W_c ainsi que L_c sont les dimensions de la croix.

Le paramètre G donne la mesure de la distance entre l'ouverture et la ligne de transmission. La largeur des lignes de transmission W est calculée par l'outil LineCalc®, pour la fréquence centrale $f_0 = 2.43\,GHz$ et une impédance caractéristique de 50Ω, la figure 4.3 montre le résultat de calcul qui donne $W = 90\,mil$ et une longueur d'onde guidée d'environ 3500 mil.

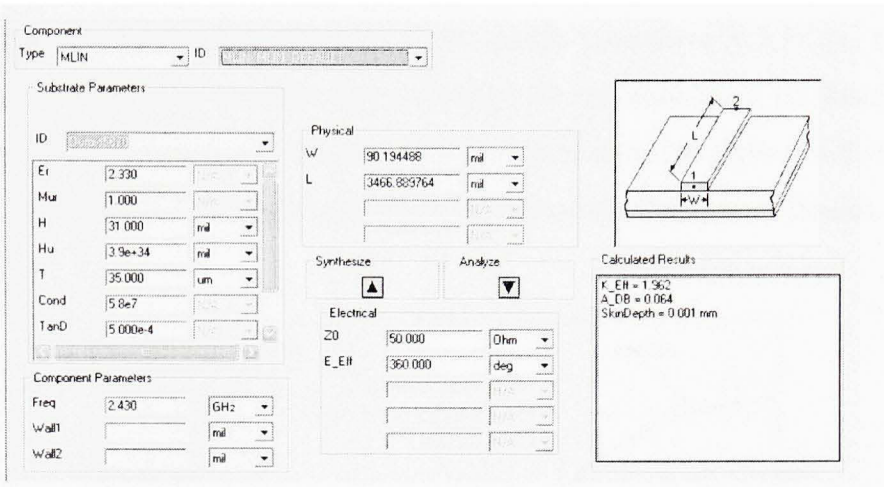


Figure 4.3 *Calcul de W par LineCalc®.*

La fréquence de résonnance et la largeur de bande dépendent des dimensions de l'ouverture et de la croix. L'outil Momentum® du logiciel Advanced Design System® (ADS), commercialisé par Agilent technologies, a été utilisé pour l'optimisation de ces paramètres. En modélisant la structure comme le montre la figure 4.4, nous avons obtenu les dimensions suivantes :

$G = 194\ mil$, $W_o = 1534\,mil$, $L_o = 2215\,mil$, $W_c = 460\,mil$ et $L_c = 636\,mil$.

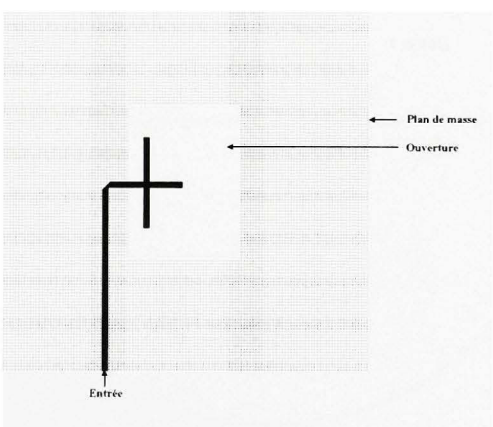


Figure 4.4 *Structure de l'antenne simulée sur Momentum®.*

Le niveau d'adaptation de l'antenne est donné par le paramètre S(1,1) qui mesure les pertes par réflexions. Les résultats de simulation de ce paramètre en fonction de la fréquence pour les dimensions trouvées sont présentés dans les figures 4.5 et la figure 4.6 illustre la mesure de l'impédance d'entrée présentée sur l'abaque de Smith.

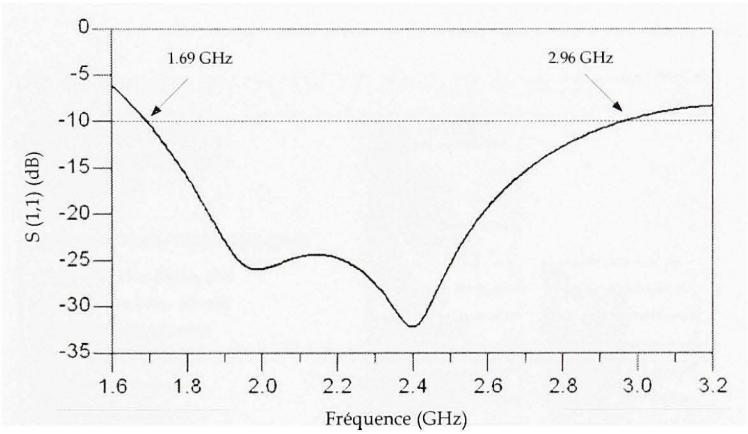


Figure 4.5 *Paramètre S(1,1) d'un élément d'antenne simulé par Momentum®.*

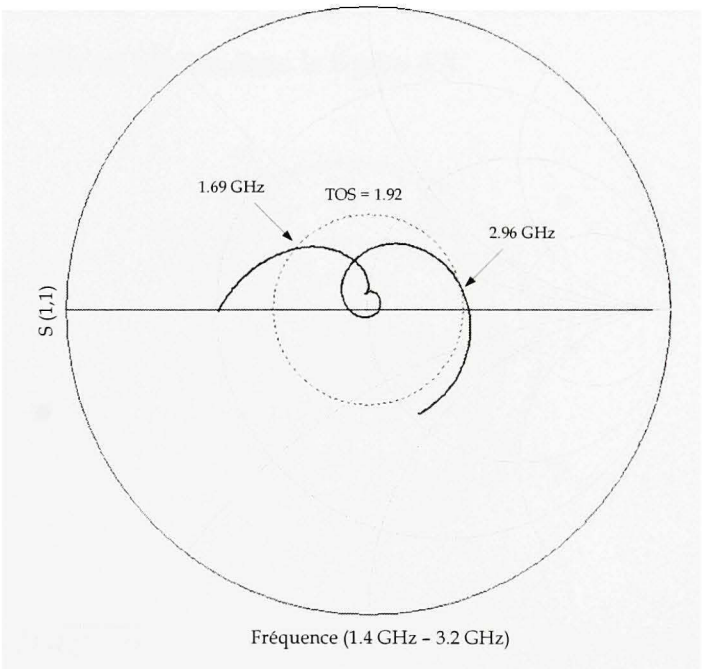


Figure 4.6 *Mesure d'impédance d'entrée.*

D'après ces figures, nous constatons que l'antenne est bien adaptée à mieux que 10 dB sur la bande de fréquence 1.69 GHZ – 2.96 GHZ avec une largeur de bande de 1.27 GHz (S(1,1) < 10 dB ou bien un taux d'ondes stationnaires TOS < 1.92). Les autres caractéristiques de cette antenne simulées par Momentum® sont présentées dans la figure 4.7.

Power radiated (watts)	0.009993614463	
Effective angle (degrees)	390.10	
Directivity (dB)	2.661530631	
Gain (dB)	2.443333567	
Maximum Intensity (Watts/Steradian)	0.001467796305	
Angle of U Max (theta, phi)	174.00	180
E(theta) Max (mag, phase)	1.048974501	104.7824753
E(phi) Max (mag,phase)	0.07469522336	26.42759958
E(x) Max (mag,phase)	1.043228108	104.7824753
E(y) Max (mag,phase)	0.07469522336	-153.5724004
E(z) Max (mag,phase)	0.1096476925	-75.21752467

Figure 4.7 *Caractéristiques de l'antenne simulée par Momentum.*

Le patron de rayonnement dans le plan azimutal simulé par Momentum® pour la fréquence $f_0 = 2.43\,GHz$ est illustré dans la figure 4.8.

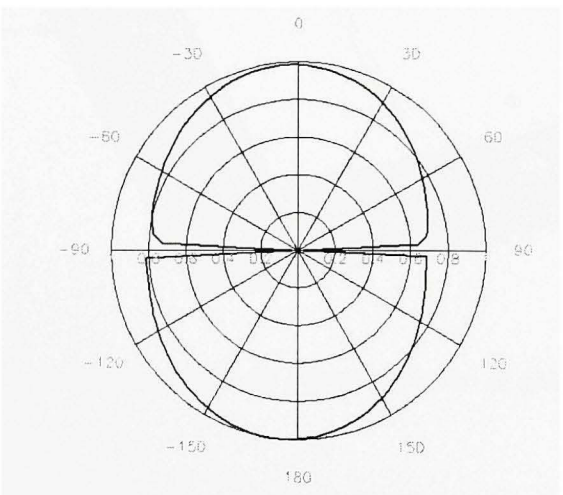


Figure 4.8 *Diagramme de rayonnement simulé de l'antenne microruban.*

À cause de l'ouverture dans le plan de masse, le diagramme de rayonnement présente deux lobes qui ont un gain comparable. En ajoutant un plan conducteur à un quart de longueur d'onde de l'antenne (voir figure 4.9), on peut renvoyer un des deux lobes en avant et augmenter le gain de l'antenne.

Après optimisation par Momentum de cette nouvelle structure d'antenne, nous avons obtenu de nouveaux paramètres légèrement différents de l'autre structure :

$G = 185\,mil$, $W_o = 1750\,mil$, $L_o = 2368\,mil$, $W_c = 438\,mil$, $L_c = 636\,mil$.

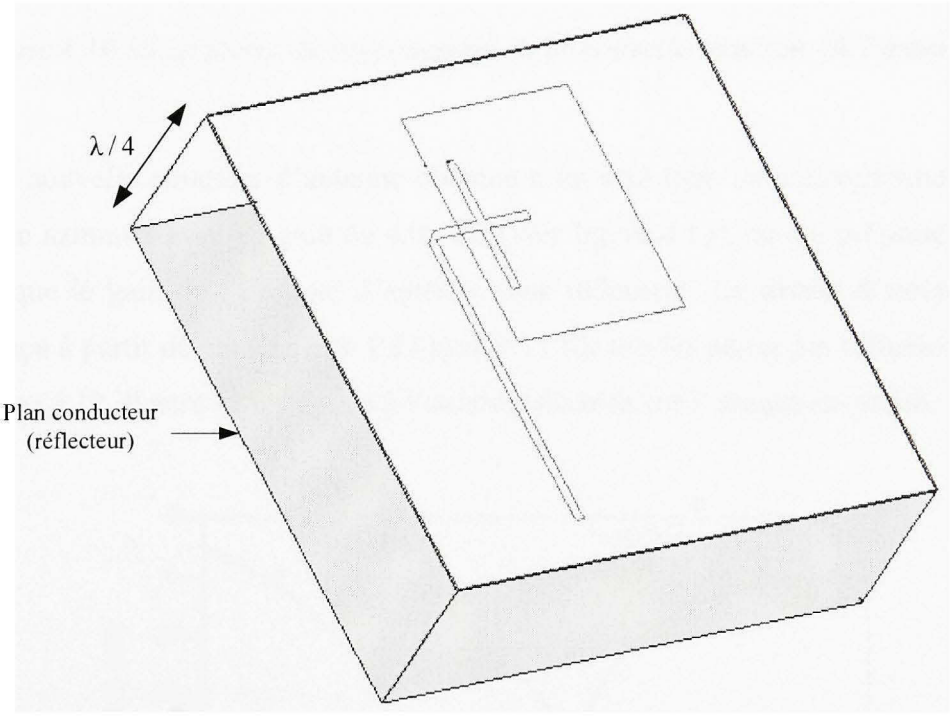


Figure 4.9 *Nouvelle structure de l'antenne avec le plan conducteur.*

Le patron de rayonnement dans le plan azimutal simulé par Momentum® pour la fréquence $f_0 = 2.43\,GHz$ de cette nouvelle structure est illustré dans la figure 4.10.

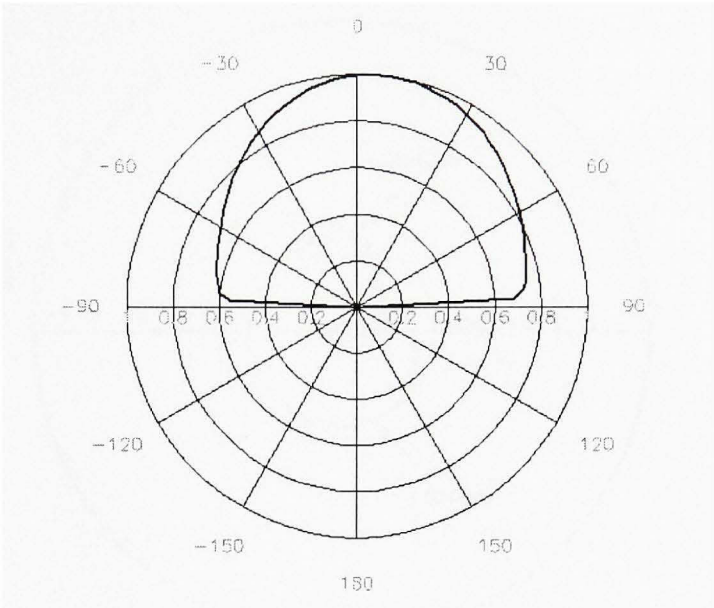


Figure 4.10 *Diagramme de rayonnement de la nouvelle structure de l'antenne.*

Donc, la nouvelle structure d'antenne obtenue a un seul lobe omnidirectionnel dans le demi-plan azimutal avec un gain de 4.01 dB (voir figure 4.13), ce qui présente 1,54 dB de plus que le gain de l'élément d'antenne sans réflecteur. Le réseau d'antennes sera donc conçu à partir de cet élément. La figure 4.11 illustre les pertes par réflexions S(1,1) et la figure 4.12 illustre l'impédance à l'entrée présentée sur l'abaque de Smith.

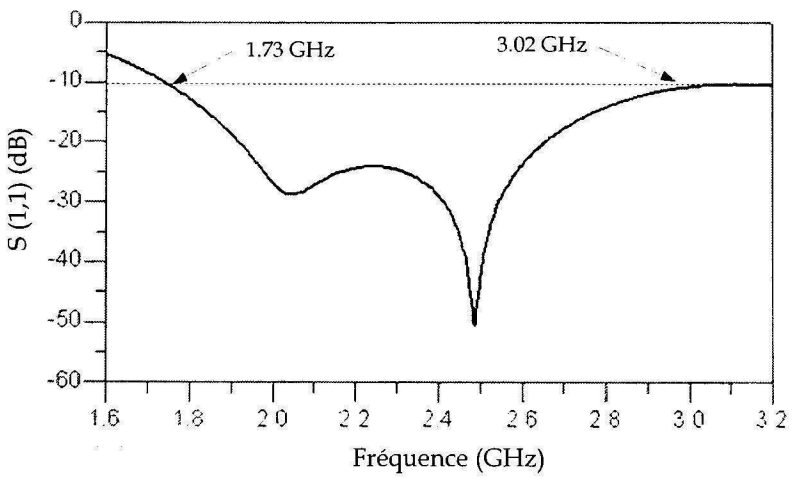


Figure 4.11 *Paramètres S de la nouvelle structure de l'antenne.*

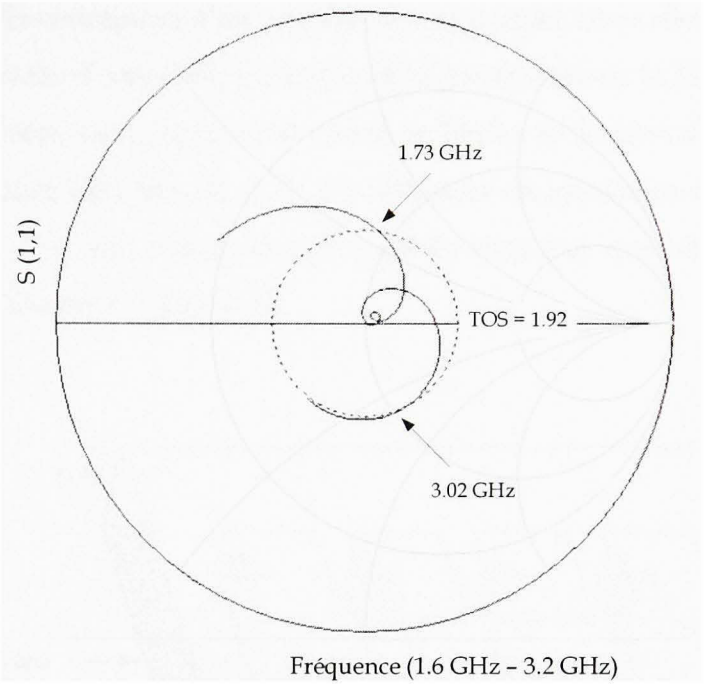


Figure 4.12 *Mesure d'impédance à l'entrée.*

D'après la figure 4.11, nous observons que l'antenne est adaptée à mieux que 10 dB sur la bande de fréquence 1.73–3.02 GHZ ce qui représente une largeur de bande de 1.29 GHz. Les autres caractéristiques de l'antenne sont illustrées dans les figures 4.12 et 4.13.

Power radiated (watts)	0.006104504445	
Effective angle (degrees)	186.88	
Directivity (dB)	5.857761069	
Gain (dB)	4.015134974	
Maximum Intensity (Watts/Steradian)	0.001871615603	
Angle of U Max (theta, phi)	3.00	15
E(theta) Max (mag, phase)	1.134506379	94.90892797
E(phi) Max (mag,phase)	0.3508334938	-86.57845351
E(x) Max (mag,phase)	1.185121327	94.79497954
E(y) Max (mag,phase)	0.04637731975	-96.02438164
E(z) Max (mag,phase)	0.05937547618	-85.09107203

Figure 4.13 *Caractéristiques de la nouvelle structure de l'antenne.*

Ayant complété la conception d'un seul élément rayonnant, nous abordons par la suite la conception du réseau d'antennes. Étant donné les contraintes de la fabrication et la taille importante du réseau total, nous avons choisi de limiter le nombre d'éléments à 4, avec un espacement entre éléments de $\lambda/2$. Un réflecteur est ajoutée en-dessous du réseau à une distance de $\lambda/4$ afin d'augmenter le gain du réseau et aussi de supprimer le lobe arrière comme l'illustre la figure 4.14.

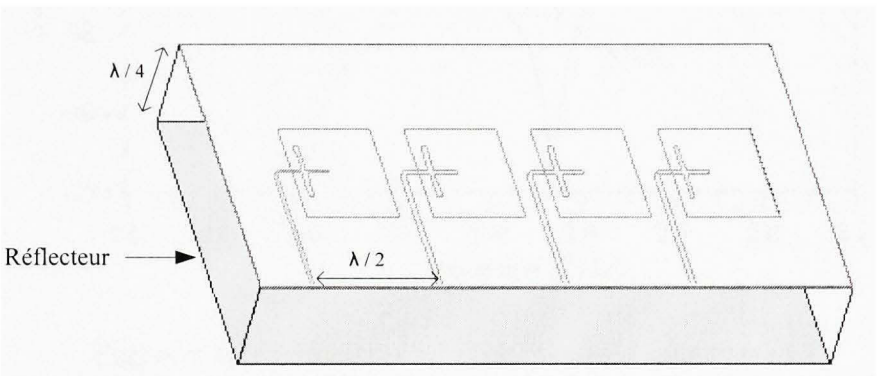


Figure 4.14 *Vue 3D du réseau d'antennes.*

La figure 4.15 illustre le masque du réseau d'antennes.

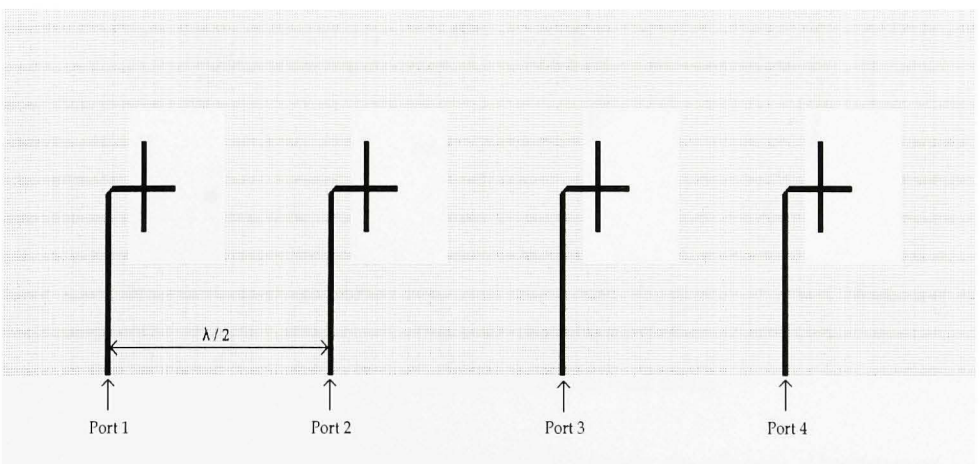


Figure 4.15 *Masque du réseau de quatre éléments généré par Momentum.*

La simulation électromagnétique des pertes par réflexions de l'ensemble des éléments du réseau ainsi que l'impédance d'entrée sont présentées dans la figure 4.16.

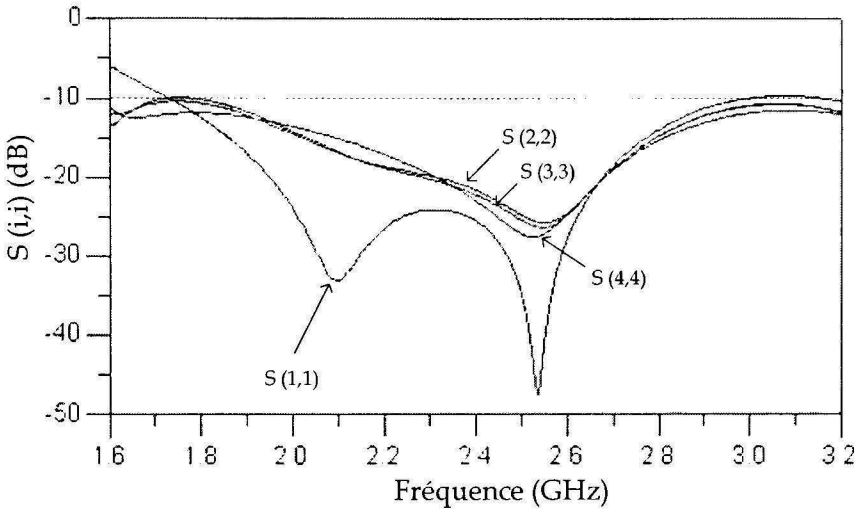


Figure 4.16 *Paramètres S(i,i) du réseau d'antennes.*

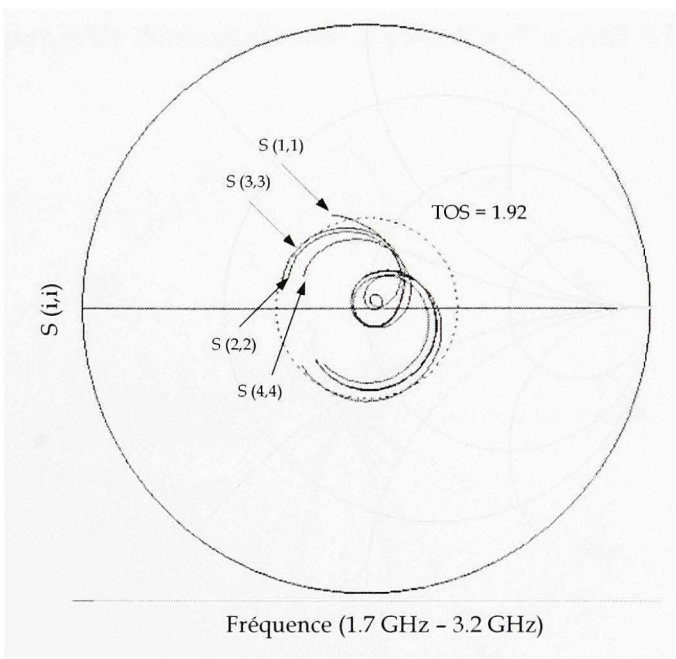


Figure 4.17 *Mesure d'impédance à l'entrée du réseau d'antennes.*

Les autres caractéristiques du réseau sont présentées dans la figure 4.18.

Power radiated (watts)	0.02294731153	
Effective angle (degrees)	50.72	
Directivity (dB)	11.52143441	
Gain (dB)	10.58188634	
Maximum Intensity (Watts/Steradian)	0.02592181393	
Angle of U Max (theta, phi)	3.00	63
E(theta) Max (mag, phase)	1.797960487	99.84331767
E(phi) Max (mag,phase)	4.037128558	-89.32469335
E(x) Max (mag,phase)	4.403748704	92.3653274
E(y) Max (mag,phase)	0.3594604699	-134.4870202
E(z) Max (mag,phase)	0.09409798136	-80.15668233

Figure 4.18 *Caractéristiques du réseau d'antennes.*

La mesure de l'adaptation par des paramètres S(i,i) montre que la largeur de bande du réseau d'antennes à mieux que 10 dB est approximativement 1.29 GHz. Les diagrammes de rayonnement normalisés du réseau d'antennes ainsi que celui du réseau isotrope sont illustrés dans la figure 4.19. Nous observons la présence d'un seul lobe principal et deux lobes latéraux.

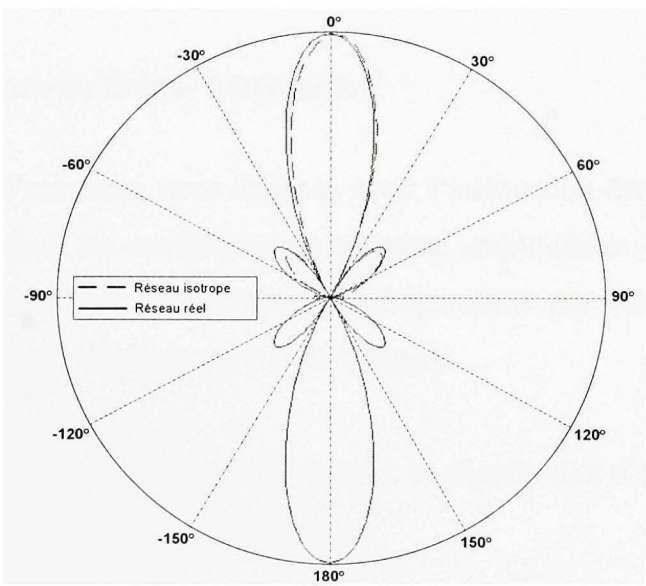


Figure 4.19 *Diagramme de rayonnement du réseau d'antennes.*

Dans le demi-plan azimutal, les deux diagrammes sont semblables. Notre réseau d'antennes présente une petite déviation de 3° dans la direction de rayonnement maximale. Rappelons que les signaux RF appliqués aux entrées du réseau d'antennes ont la même amplitude et n'ont aucun déphasage. Les deux circuits que nous allons concevoir dans les paragraphes suivants vont être placés entre le réseau et les signaux RF et vont modifier les amplitudes et les phases de ces excitations afin d'optimiser le diagramme de rayonnement total et de l'adapter pour des applications particulières.

4.3 Conception de l'atténuateur de lobes latéraux

Nous avons déjà étudié dans le premier chapitre quelques distributions d'amplitude des excitations appliquées sur les éléments d'antenne d'un réseau linéaire uniformément espacé et leurs effets sur le patron total de rayonnement. On obtient le meilleur gain avec une distribution uniforme alors qu'on obtient la meilleure atténuation des lobes latéraux avec la distribution binomiale. Nous avons aussi vu qu'un bon compromis entre le gain et l'atténuation peut être obtenu par la distribution de Dolph-Tchebyscheff [6] [7] et nous allons l'utiliser dans cette partie pour procéder à la fabrication d'un atténuateur de lobes latéraux.

4.3.1 L'algorithme de Dolph-Tchebyscheff

Pour notre réseau d'antennes, nous désirons avoir l'atténuation des lobes latéraux à un niveau de $20dB$ quand les excitations ont la même amplitude et phase. Pour ce faire, nous calculons la distribution d'amplitude correspondante par l'algorithme de Dolph-Tchebyscheff pour le cas d'un réseau à N=4 éléments.

Le détail des calculs est présenté dans l'annexe I. La distribution d'amplitude appropriée obtenue pour un SLL de $20dB$ est la suivante :

$$[0.578 \quad 1 \quad 1 \quad 0.578]$$

En décibel :

$$[2.38 \quad 0 \quad 0 \quad 2.38]\text{dB}$$

Donc, le circuit d'atténuation des lobes latéraux peut être réalisé en ajoutant en série deux atténuateurs de $Att. = -2.38\,dB$ entre le réseau d'antennes et le circuit de déphasage.

4.3.2 Conception des atténuateurs

Il existe plusieurs techniques pour concevoir un atténuateur fixe comme par exemple l'atténuateur en T [51]. Il est conçu par trois résistances connectées en forme de T comme le montre la figure 4.20. Un signal d'amplitude A_1 et de phase ϕ_1 est appliqué à l'entrée. L'amplitude du signal de sortie A_2 est donnée par : $A_2 = A_1 - Att.(\text{dB})$.

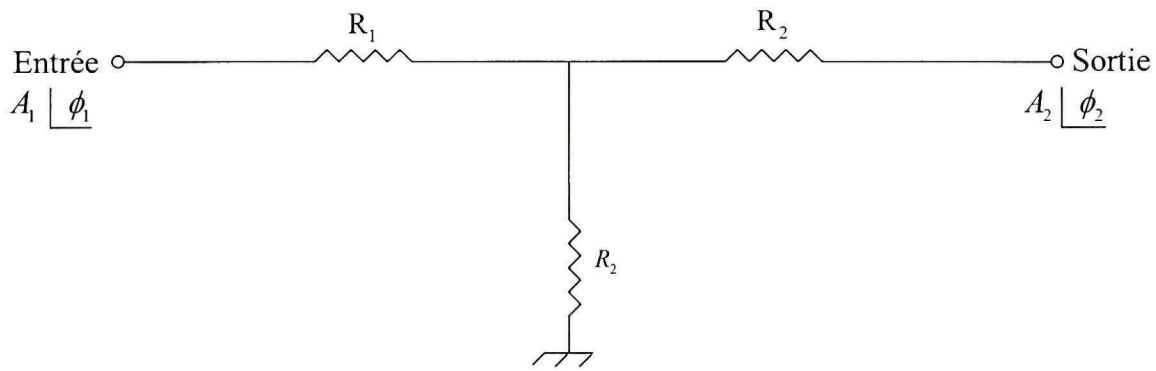


Figure 4.20 *Atténuateur en T.*

Les valeurs des résistances R1 et R2 sont en fonction de l'atténuation $Att.$ désirée et de l'impédance d'entrée/sortie Z_0. Elles sont données par [51] :

$$R_1 = Z_0 \frac{10^{\frac{Att.}{20}} - 1}{10^{\frac{Att.}{20}} + 1} \qquad \text{et} \qquad R_2 = 2Z_0 \frac{10^{\frac{Att.}{20}} - 1}{10^{\frac{Att.}{10}} + 1}$$

Le tableau 4.1 présente quelques exemples de calcul de résistances pour une impédance Z_0 de 50Ω et pour des atténuations de 2.38 dB et 4.7 dB.

Tableau 4.1

Exemples de calcul des résistances d'atténuateur en T

Distribution	Atténuation	R1 (Ohms)	R2 (Ohms)
Tchebysheff (20 dB)	Att. = 2.38 dB	6.8	180
Binomiale	Att. = 4.7 dB	13	88

La figure 4.21 illustre le masque obtenu par simulation circuit à l'aide de l'outil ADS pour un atténuateur de 4.7 dB.

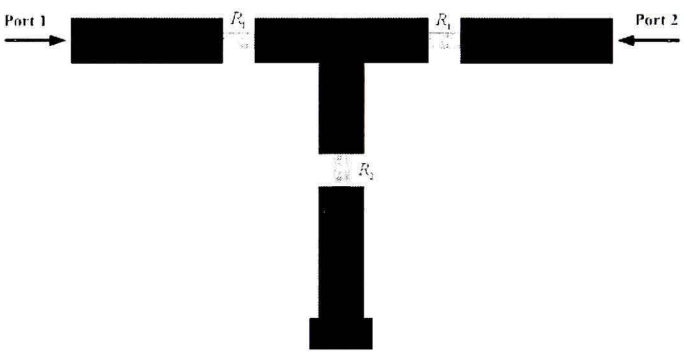


Figure 4.21 *Masque généré par Momentum de l'atténuateur en T.*

Les valeurs de résistances optimisées pour la fréquence centrale $2.43\,GHz$ sont légèrement différentes, nous avons obtenus les valeurs suivantes : $R_1 = 15\Omega$ *et* $R_2 = 82\Omega$. Les pertes par réflexions S(1,1) simulées sont en bas de 50 dB

pour toute la bande ISM. La transmission S(1,2) simulée entre les deux ports est de $4.78\,dB$ à la fréquence centrale. La figure 4.22 présente les simulations circuit des paramètres S(1,1) et S(1,2).

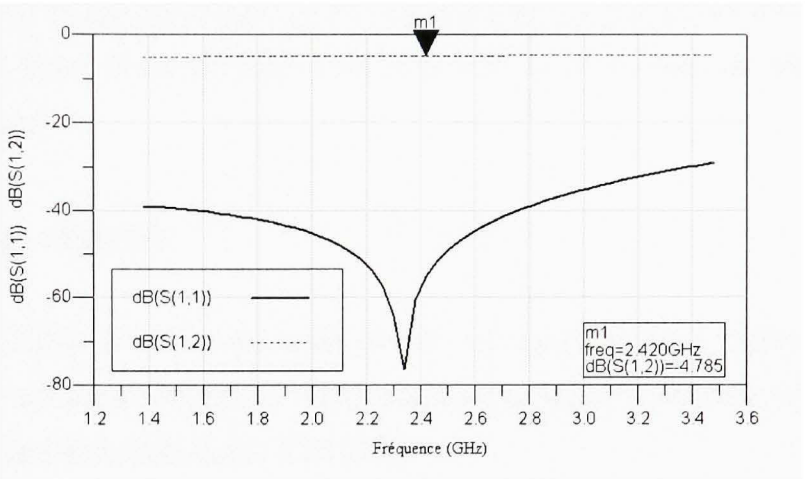


Figure 4.22 *Simulation des paramètres S(1,1) et S(1,2) de l'atténuateur en T.*

Le circuit final d'atténuation des lobes latéraux final est donc constitué de deux atténuateurs de 4.7 dB qui seront reliés aux antennes 1 et 4 seulement. Pour les deux autres antennes 2 et 3, la différence de phase est compensée par deux lignes de transmission comme le montre la figure 4.23.

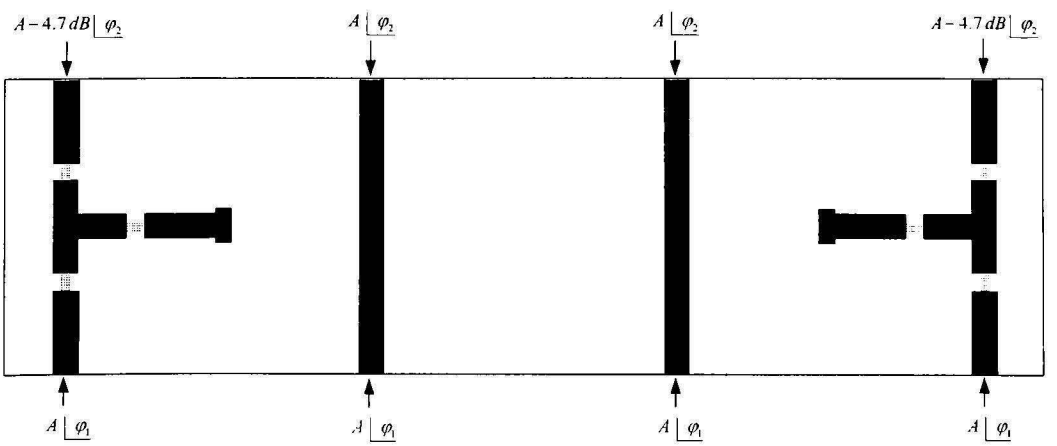


Figure 4.23 *Exemple d'atténuateur de lobes latéraux à 4 ports.*

4.4 Conception de la matrice de Butler

Comme nous l'avons présenté dans le chapitre 3, le circuit de déphasage peut être réalisé par la matrice de Butler. Quatre coupleurs hybrides et deux "crossovers" sont nécessaires pour concevoir ce circuit. Des lignes de transmission microruban seront utilisées comme des déphaseurs fixes. Dans la suite, nous abordons la conception de chacun de ces circuits séparément.

4.4.1 Coupleur hybride

Un coupleur hybride de 90° permet de diviser un signal en deux signaux de même puissance et en quadrature de phase. Un exemple de ce type de coupleur est le coupleur "branchline" présenté dans la figure 4.24 [52] :

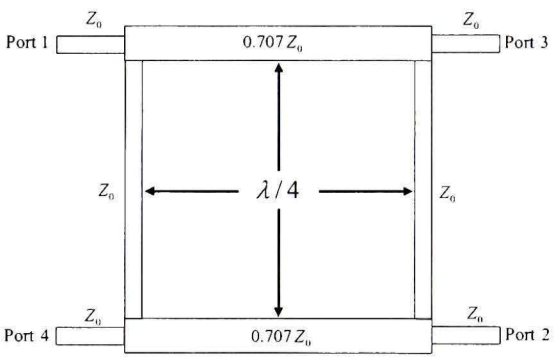


Figure 4.24 *Coupleur hybride de type "branchline"90° standard.*

Un coupleur hybride idéal divise un signal $S_1=Ae^{j\varphi}$ d'amplitude A et de phase ϕ appliqué au port 1 en deux signaux $S_2=(A/\sqrt{2})e^{j\varphi-90°}$ au port 2 et $S_3=(A/\sqrt{2})e^{j\varphi-180°}$ au port 3, tandis que le port 4 reste isolé.

Nous avons utilisé l'outil ADS pour concevoir et tester ce circuit, la figure 4.25 montre le masque du circuit simulé de l'hybride :

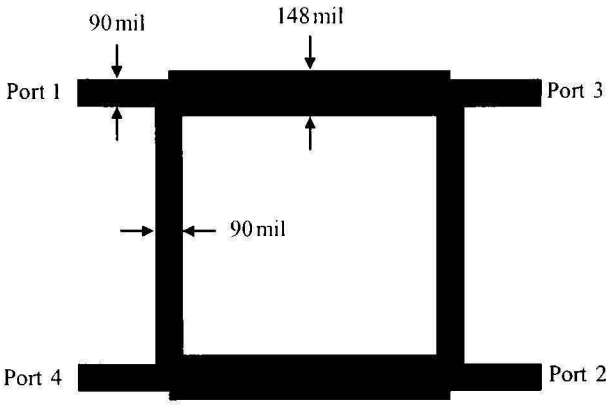


Figure 4.25 *Masque du coupleur hybride 90° standard.*

Et les résultats de simulation circuit sont montrés dans la figure 4.26.

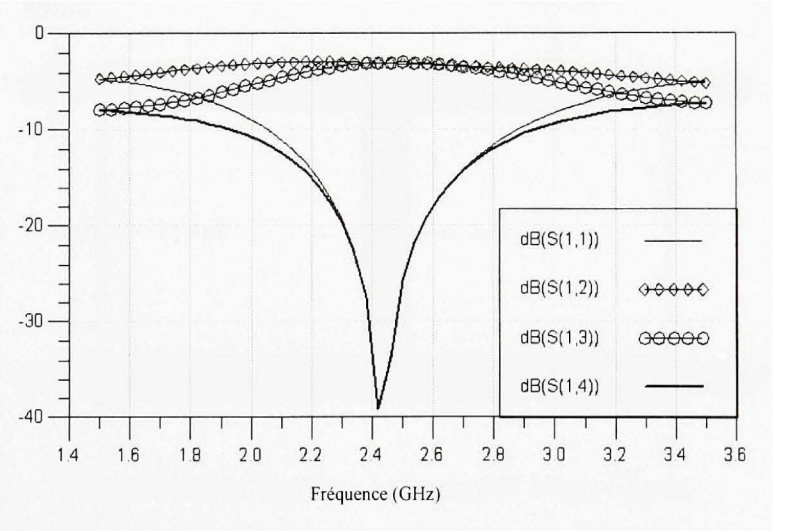


Figure 4.26 *Paramètres S du coupleur de la figure 4.21.*

On remarque que la largeur de bande de ce coupleur est relativement étroite. Pour augmenter la largeur de bande de ce type de coupleur, nous utiliserons un autre type de coupleur dont la forme est présentée dans la figure suivante 4.27 [39].

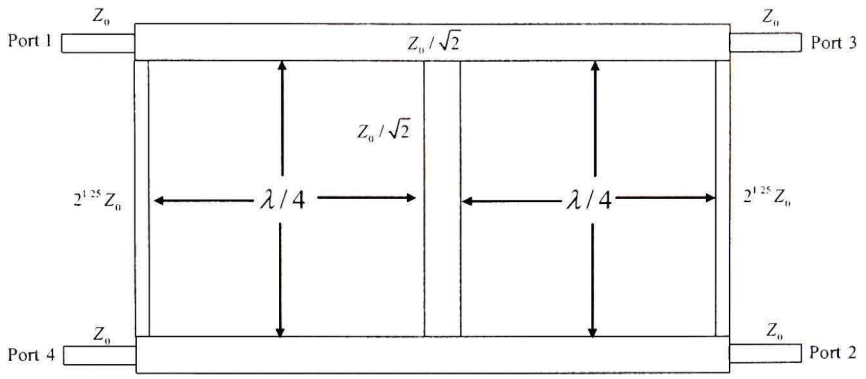


Figure 4.27 *Coupleur hybride 90° large bande.*

L'outil ADS est utilisé pour concevoir et tester ce circuit, la figure 4.28 montre le masque du circuit simulé de l'hybride :

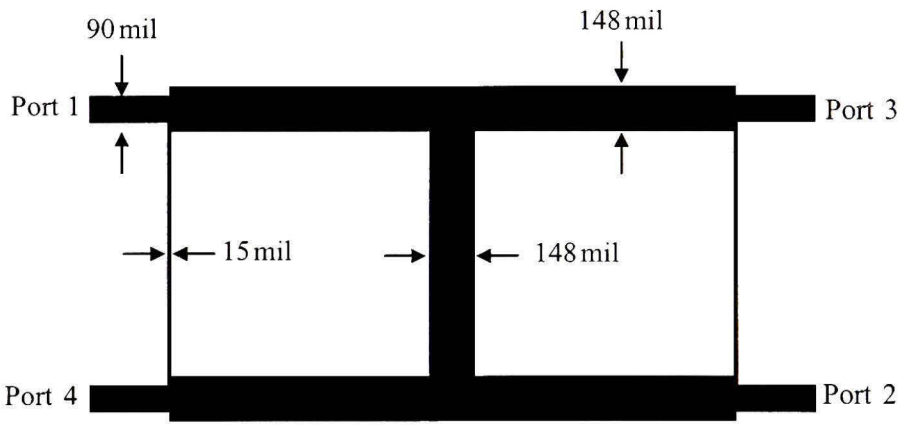


Figure 4.28 *Coupleur hybride 90° large bande.*

Comme le montre la figure 4.28, ce coupleur a une taille physique plus grande que celle de l'hybride standard. Cependant, il offre une bande plus large comme le démontrent les résultats de simulation de la figure 4.29.

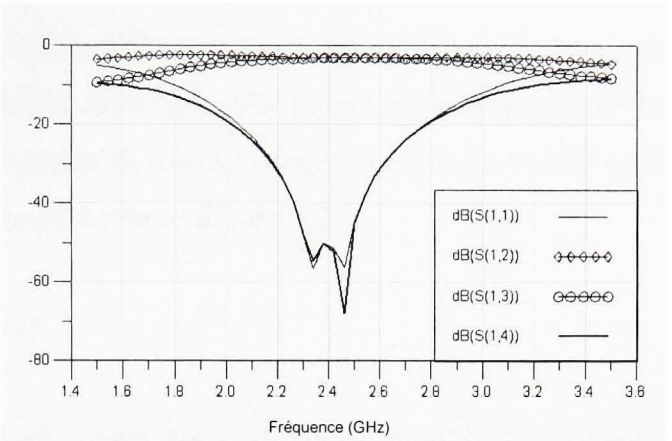


Figure 4.29 *Paramètres S du coupleur large bande.*

La figure 4.30 présente la comparaison entre les paramètres S de ces deux types de coupleurs et illustre le gain en largeur de bande réalisé.

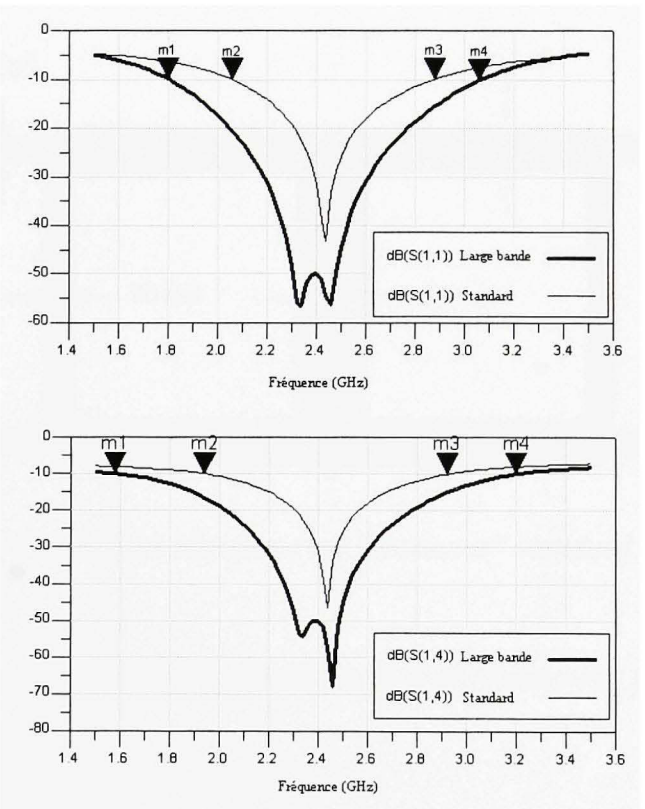


Figure 4.30 *Comparaison des paramètres S(1,1) et S(1,4) des deux types de coupleurs.*

Pour un niveau de S(1,1) inférieure à -10 dB, la largeur de bande du coupleur standard est d'environ 800 MHz alors que celle du coupleur large bande est de l'ordre de 1.18 GHz. Nous allons adopter le coupleur large bande pour la conception d'une matrice de Butler large bande pour le réseau d'antennes.

4.4.2 "Crossover"

Le "crossover" est un circuit à quatre ports qui permet d'isoler les chemins de deux signaux RF qui se croisent [52]. Nous pouvons réaliser ce type de circuit en cascadant deux coupleurs hybrides.

La figure 4.27 présente le masque du circuit "crossover" standard que nous avons réalisé par deux coupleurs hybrides standards présenté dans la figure 4.20.

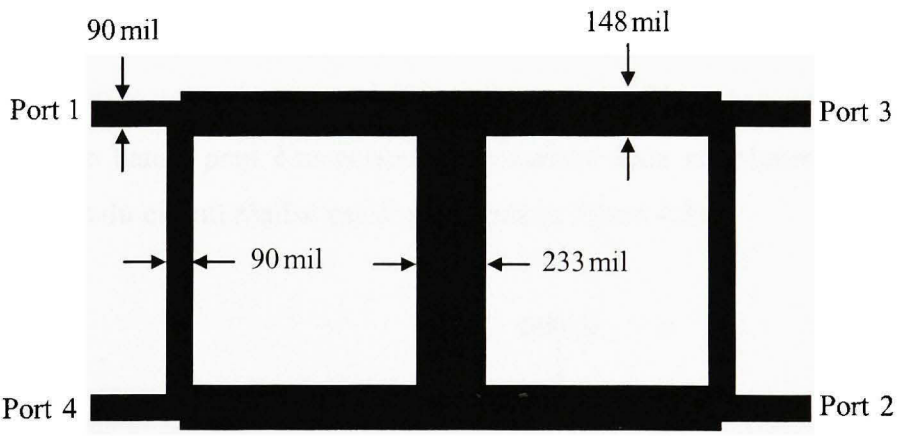


Figure 4.31 *Masque d'un "crossover" standard.*

Les résultats de simulation circuit des paramètres S du "crossover" standard sont donnés dans la figure 4.32.

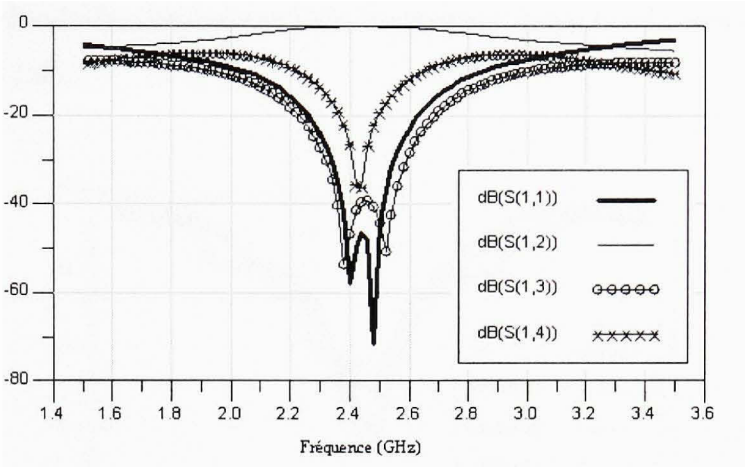


Figure 4.32 *Paramètres S du "crossover" standard.*

Comme dans le cas du coupleur hybride, et afin d'assurer la même largeur de bande pour tous les éléments de notre antenne intelligente, nous avons procédé à l'élargissement de la bande du "crossover".

En s'inspirant de la technique appliquée aux deux coupleurs hybrides standards, le "crossover" large bande peut être conçu en cascadant deux coupleurs hybrides large bande, le masque du circuit réalisé est illustré dans la figure 4.33.

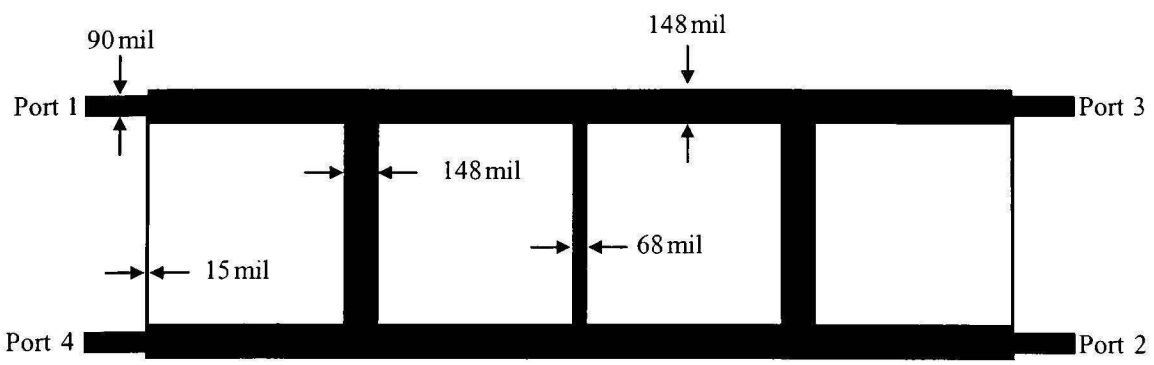


Figure 4.33 *Masque du "crossover" large bande.*

Les simulations circuit des paramètres S du "crossover" large bande sont présentées dans les figure 4.34 et 4.35.

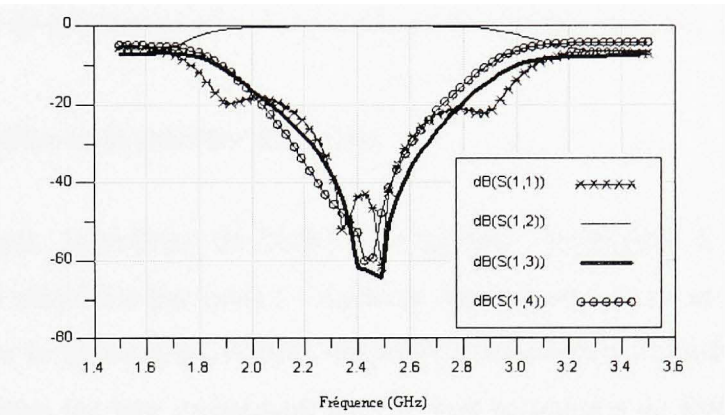


Figure 4.34 *Paramètres S du "crossover" large bande.*

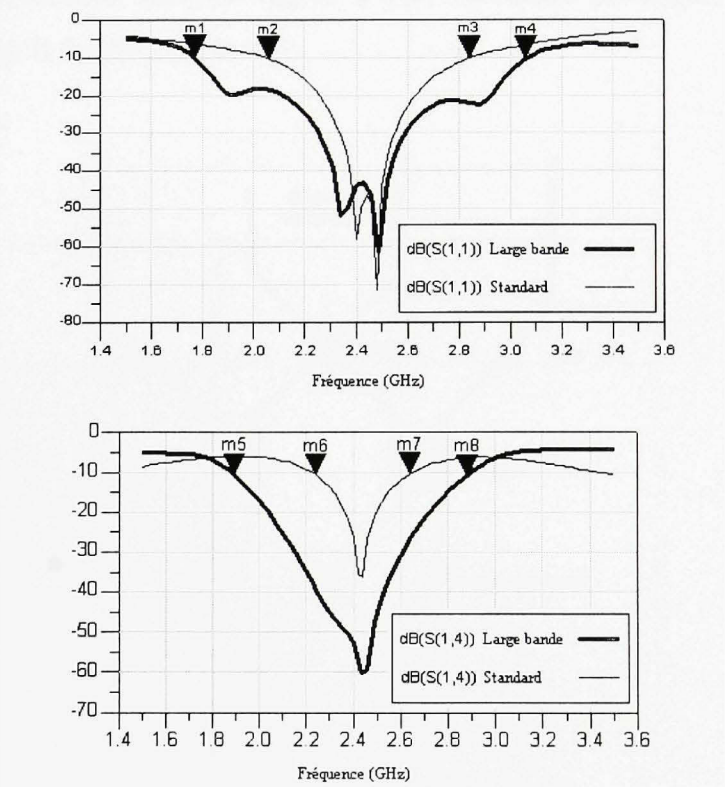


Figure 4.35 *Comparaison des paramètres S(1,1) et S(1,4) des "crossovers".*

La largeur de bande du "crossover" standard est de 840 MHz alors que celle du "crossover" large bande est de 1.3 GHz comme illustré dans la figure 4.35. Nous avons vérifié qu'en utilisant des coupleurs large bande, nous obtenons des "crossovers" large bande. Le circuit de déphasage sera donc conçu en utilisant ce type de "crossover".

4.4.3 Conception de la matrice de Butler

Tel que mentionné, la matrice de Butler de l'antenne intelligente à quatre faisceaux commutables est réalisable par quatre coupleurs, deux "crossovers" et deux déphaseurs comme le montre la figure 4.36. Ayant complété la conception des différents éléments, nous nous penchons sur leur intégration pour former la matrice de Butler désirée. Pour ce faire, il faut porter une attention particulière à l'interconnexion entre les éléments du circuit de déphasage qui est extrêmement importante pour ca performance. Il faut prendre en considération que les lignes d'interconnexion provoquent un déphasage supplémentaire qu'il faudra compenser.

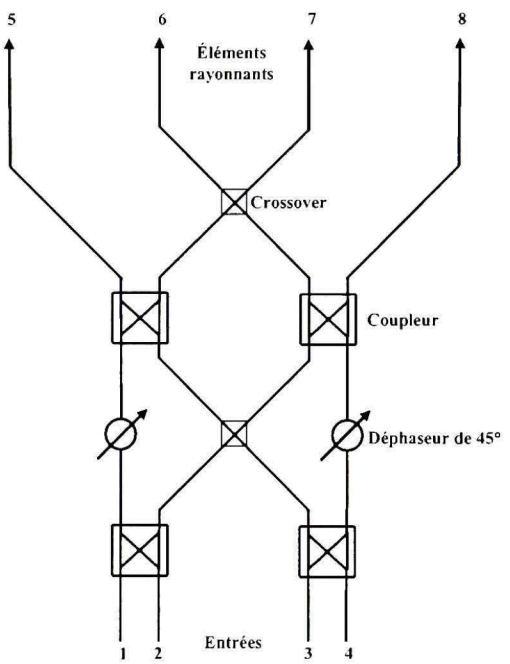


Figure 4.36 *Diagramme de fonctionnement d'une matrice de Butler 4x4.*

Les quatre coupleurs ont été interconnectés par deux "crossovers" et deux lignes de transmission et le circuit de Butler a été intégré avec le réseau d'antennes comme illustré sur le masque de la figure 4.37. Nous avons essayé d'optimiser les longueurs des lignes d'interconnexion de façon à garder le déphasage progressif constant. Le signal appliqué à chaque port du circuit de la figure 4.37 atteint les 4 éléments rayonnants avec le même déphasage progressif.

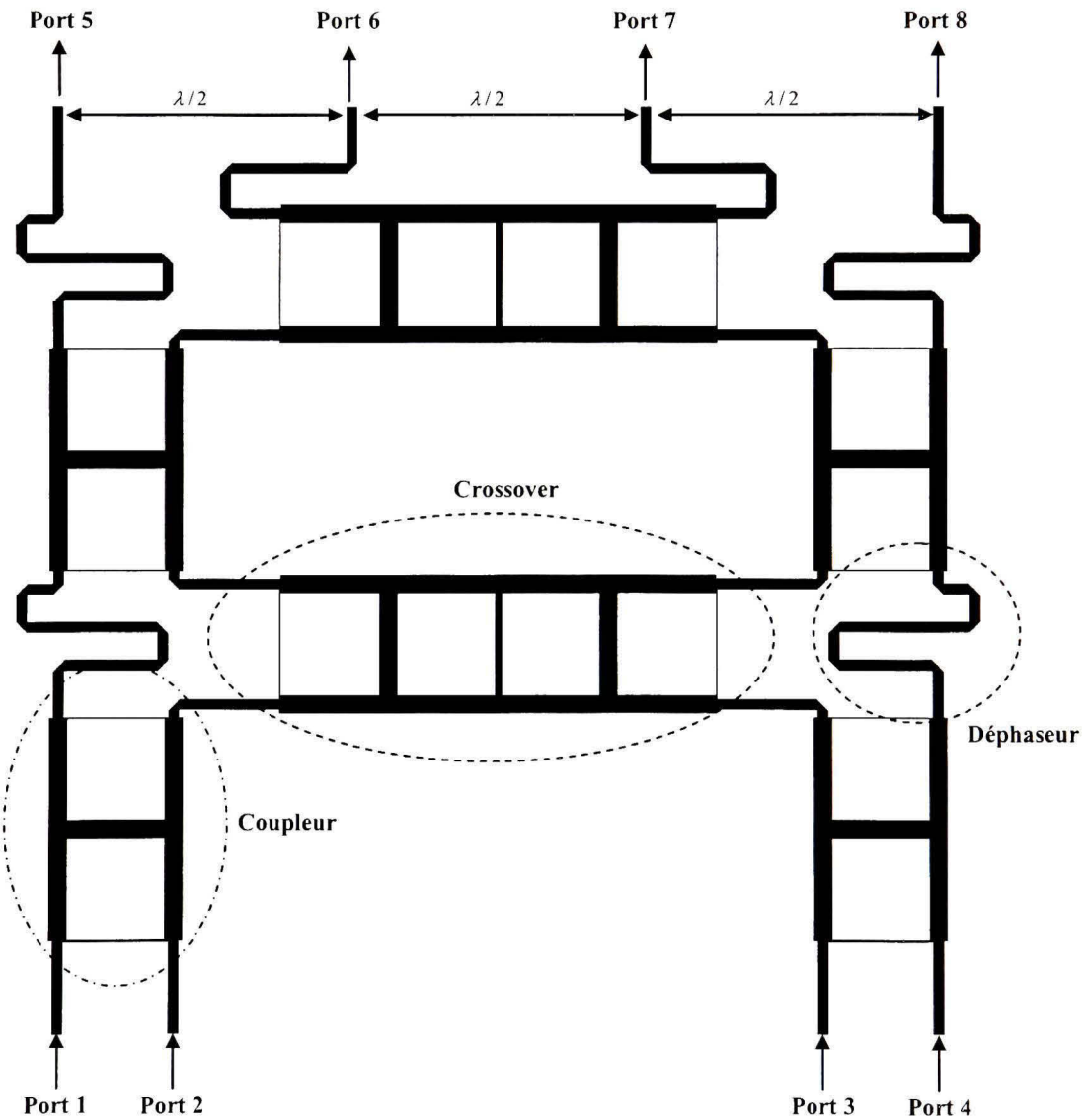


Figure 4.37 *Masque du circuit de la matrice de Butler.*

La simulation circuit a été réalisée par ADS. La mesure de l'adaptation de la matrice de Butler est donnée par le paramètre S(i,i) de chaque port du circuit qui est illustré dans la figure 4.38.

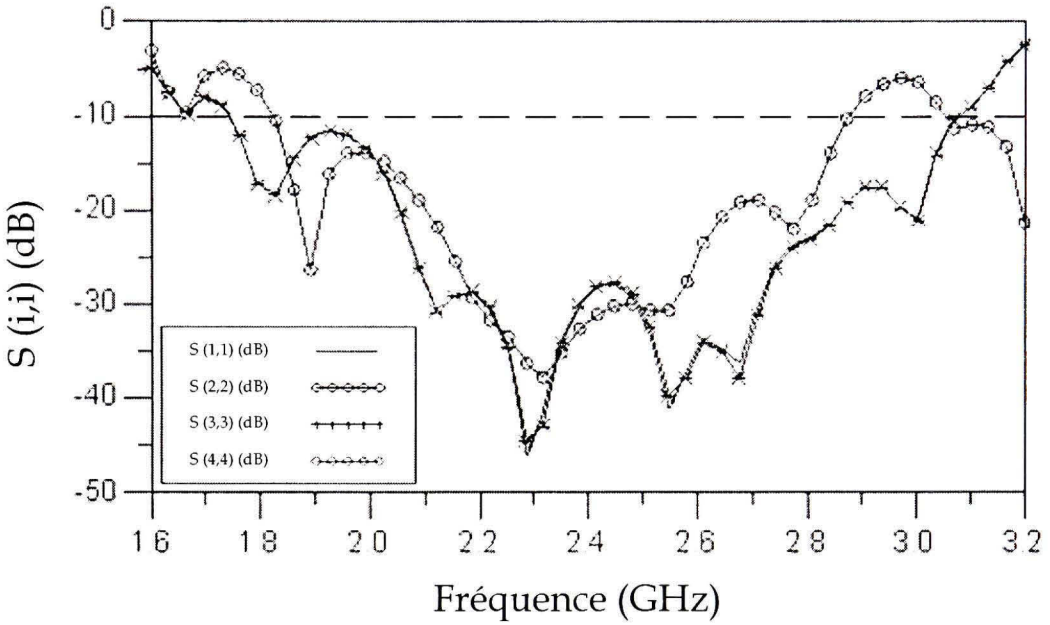


Figure 4.38 *Simulation des paramètres S(i,i) de la matrice de Butler.*

La matrice de Butler est bien adaptée à mieux que 10 dB sur toute la bande 1.82 GHz - 2.88 GHz. Le paramètre critique du circuit est la phase progressive entre les éléments de sortie du déphaseur.

La simulation de la phase entre les éléments de sortie dans la bande ISM est présentée dans les figures 4.39 et 4.40 pour les ports 1 et 2 de la matrice de Butler.

Le tableau de l'annexe II donne les valeurs numériques des phases et amplitudes idéales et simulées à la sortie de la matrice de Butler.

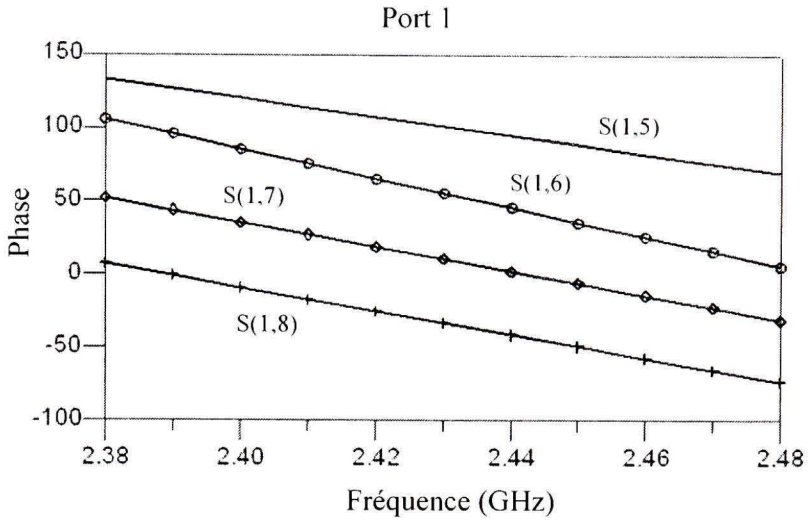


Figure 4.39 *Déphasage progressif dans la bande ISM entre les éléments rayonnants pour le port d'entrée 1.*

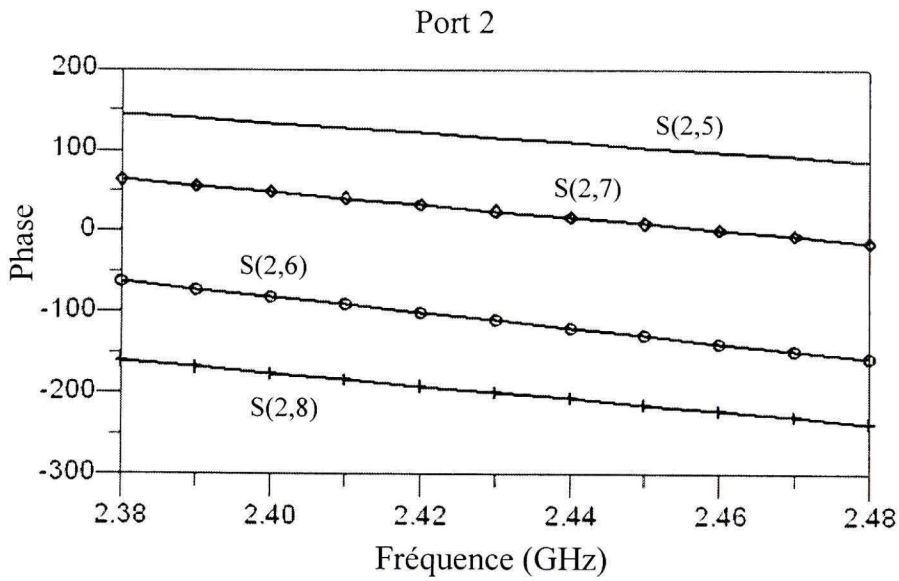


Figure 4.40 *Déphasage progressif dans la bande ISM entre les éléments rayonnants pour le port d'entrée 2.*

Pour le lobe 1D, l'erreur maximale sur les amplitudes est de $\Delta A_1 = 0,41 dB$ et l'erreur maximale sur les phases est de $\Delta\varphi_1 = 0,81°$ dans la bande de fréquences ISM. Pour les autres lobes, nous avons trouvé les erreurs maximales suivantes :

Lobe 2G : $(\Delta A_2, \Delta\varphi_2) = (0,43\ dB = 1,03°)$

Lobe 2D : $(\Delta A_3, \Delta\varphi_3) = (0,43\ dB = 1,2°)$

Lobe 1G : $(\Delta A_4, \Delta\varphi_4) = (0,41\ dB = 1,21°)$

4.5 Réalisation de circuits de l'antenne intelligente

Les circuits de l'antenne intelligente ont été fabriqués sur le substrat RT/Duroid 5870. Les résistances utilisées pour fabriquer l'atténuateur sont de type SMD (Surface Mounted Device) dont le modèle est le RCWP1206 et les valeurs sont R1=15 Ohms et R2=82.5 Ohms. Les photos des différents circuits sont illustrées dans les figures 4.41, 4.42, 4.43 et 4.44.

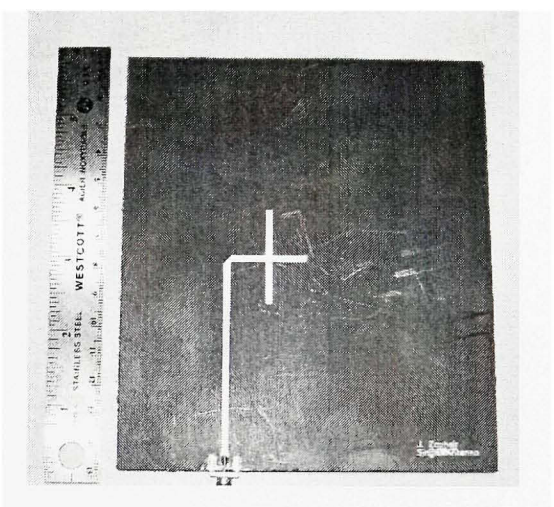


Figure 4.41 *Élément d'antenne, vue arrière.*

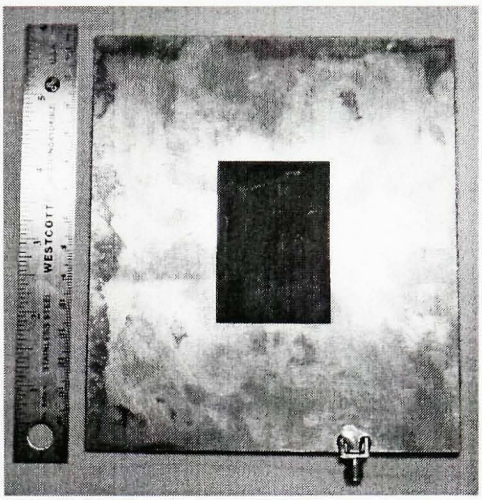


Figure 4.42 *Élément d'antenne, vue arrière.*

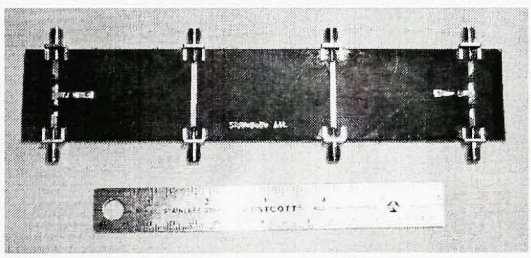


Figure 4.43 *Atténuateur de lobes latéraux.*

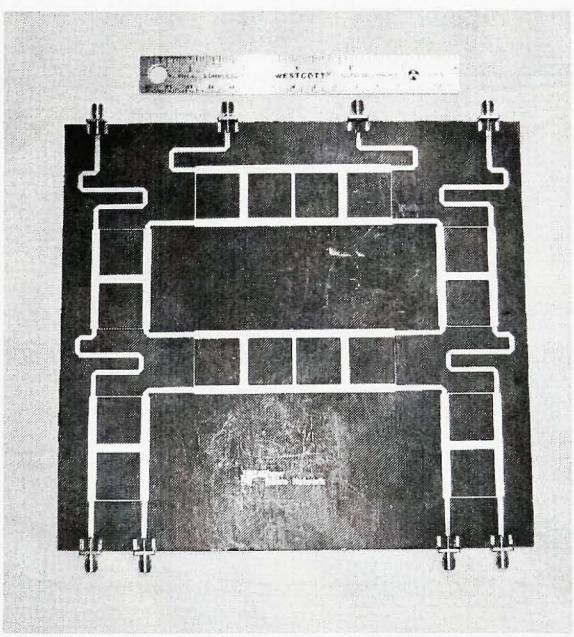


Figure 4.44 *Matrice de Butler.*

Chaque bloc de l'antenne a été fabriqué séparément afin de pouvoir le tester et de mesurer sa performance en termes d'adaptation d'impédance et de largeur de bande.

4.6 Tests et mesures de l'antenne intelligente

Les mesures des paramètres S de l'antenne fabriquée ont été réalisées par l'analyseur de réseau de Hewlett Packard 8753ES. Chaque circuit de l'antenne a été mesuré indépendamment des autres, les mesures réalisées ont été comparées avec les simulations électromagnétiques. Nous ne disposons pas de chambre anéchoïque au Laboratoire LACIME de l'École de technologie supérieure, les patrons de rayonnement de l'antenne intelligente seront prédits par une mesure virtuelle à l'aide du simulateur électromagnétique Momentum. Nous procéderons d'abord à la mesure par l'analyseur de réseau Hewlett Packard 8753ES des déphasages et amplitudes aux sorties de la matrice de Butler et de l'atténuateur des lobes latéraux. Ces mesures seront fournies ensuite au simulateur Momentum afin de prédire les diagrammes de rayonnement.

4.6.1 Mesures des paramètres S de l'élément rayonnant

Nous avons d'abord commencé par mesurer l'adaptation d'un élément d'antenne par la mesure du paramètre S(1,1). Les résultats de ces mesures sont présentés dans la figure 4.45.

Comme le montrent les courbes de comparaison de la figure 4.45, les pertes par réflexions sont inférieures à 10 dB. Pour notre bande de fonctionnement ISM, les pertes par réflexions sont comprises entre -24 et -30 dB.

Nous constatons aussi que les mesures réalisées par l'analyseur de réseau et les simulations effectuées par Momentum® sont comparables en particulier sur la bande ISM.

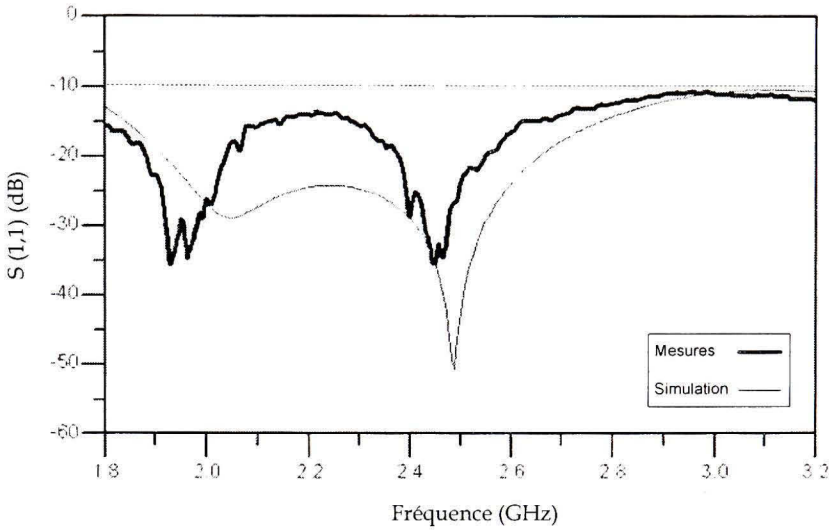


Figure 4.45 *Mesures et simulations du paramètre S(1,1) de l'élément d'antenne.*

Pour ce qui concerne l'atténuateur des lobes latéraux, l'atténuation se mesure par le paramètre S(2,1) qui caractérise la transmission entre les deux ports du circuit. La figure 4.46 montre les résultats de la mesure du paramètre S(2,1) et la compare avec les simulations circuits que nous avons obtenues. Nous observons un excellent accord entre simulation et mesure.

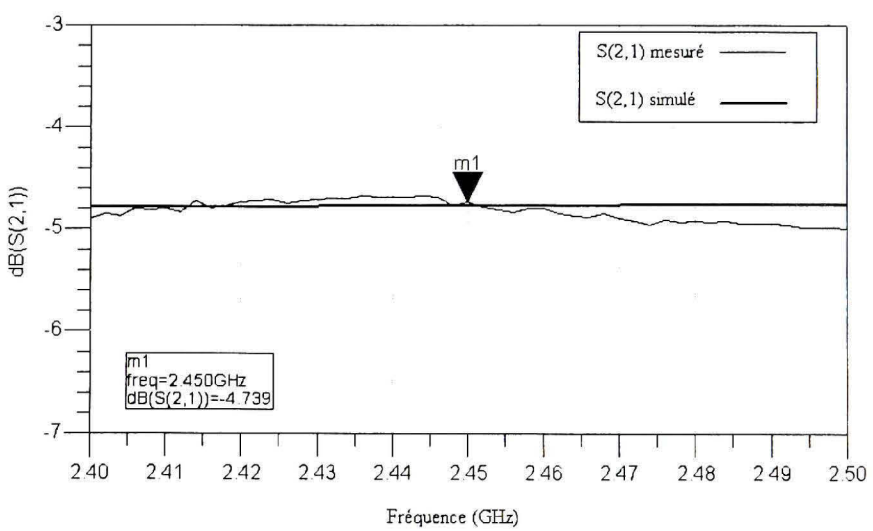


Figure 4.46 *Mesures et simulations du paramètre S(2,1) de l'atténuateur.*

L'adaptation de la matrice de Butler est vérifiée par la mesure des pertes par réflexions de chaque port d'entrée, les ports non utilisés lors des mesures ont été terminés par des charges adaptées. Les mesures des pertes par réflexions S(1,1), S(2,2), S(3,3) et S(4,4) sont présentées dans les figures 4.47 et 4.48 et sont comparées dans chaque cas avec les simulations circuits obtenues. D'après les figures 4.47 et 4.48, nous observons que les mesures réalisées et les simulations obtenues pour les quatre ports sont proches et semblables ce qui démontre la nature large bande des circuits fabriqués.

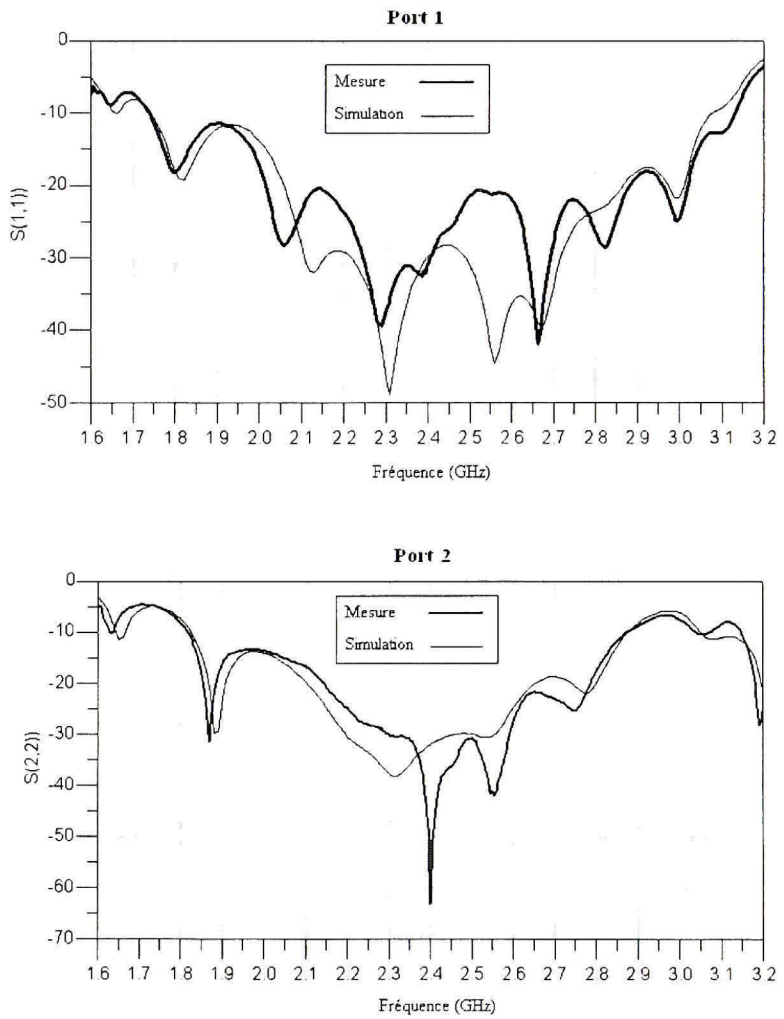


Figure 4.47 *Mesures de l'adaptation de la matrice de Butler aux ports 1 et 2.*

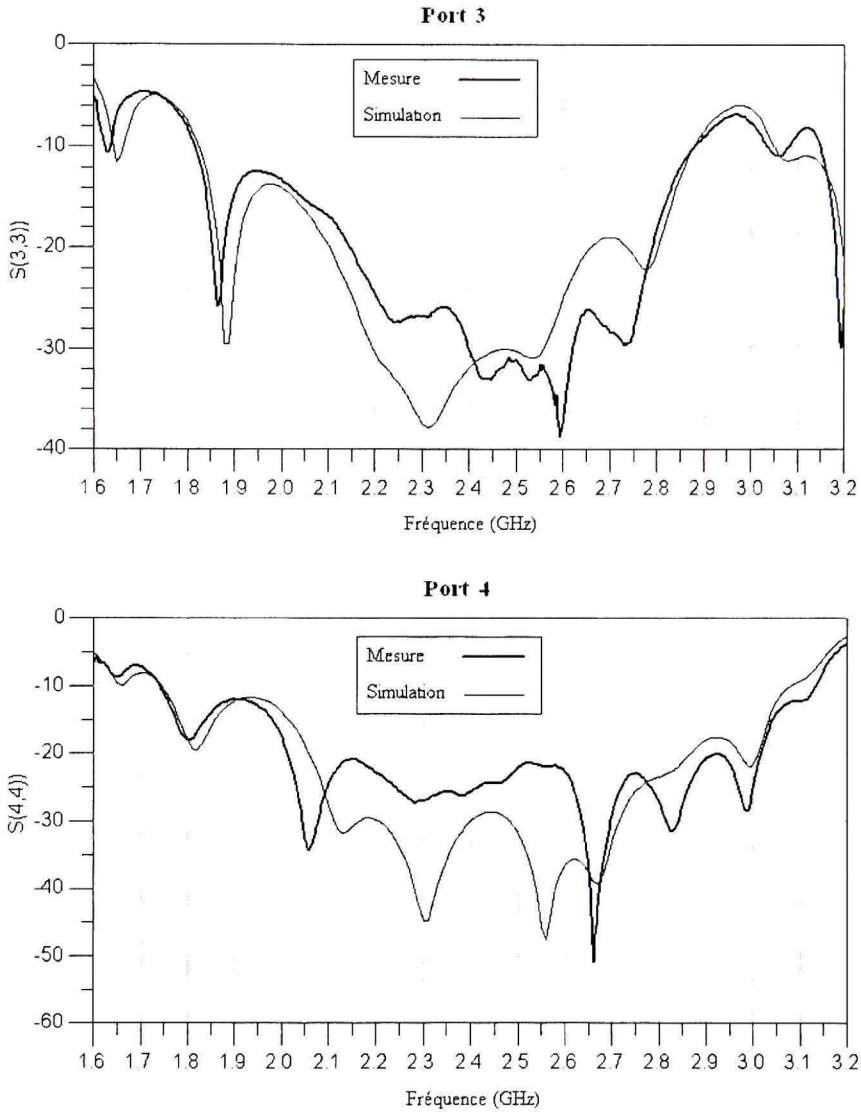


Figure 4.48 *Mesures de l'adaptation de la matrice de Butler aux ports 3 et 4.*

Le déphasage entre les éléments d'antenne est mesuré à la sortie du déphaseur conçu par la matrice de Butler 4x4. Comme nous l'avons déjà montré, le déphaseur a quatre entrées (ports 1 à 4) et quatre sorties (ports 5 à 8).

L'objectif des mesures est de calculer le déphasage progressif entre les éléments de sorties lorsque nous appliquons un signal RF à une entrée donnée. Les autres ports non utilisés lors de chaque mesure ont été fermés par des charges de 50Ω.

Les résultats des mesures de déphasage et la comparaison avec les simulations circuits sont présentés dans la figure 4.49, 4.50, 4.51 et 4.52.

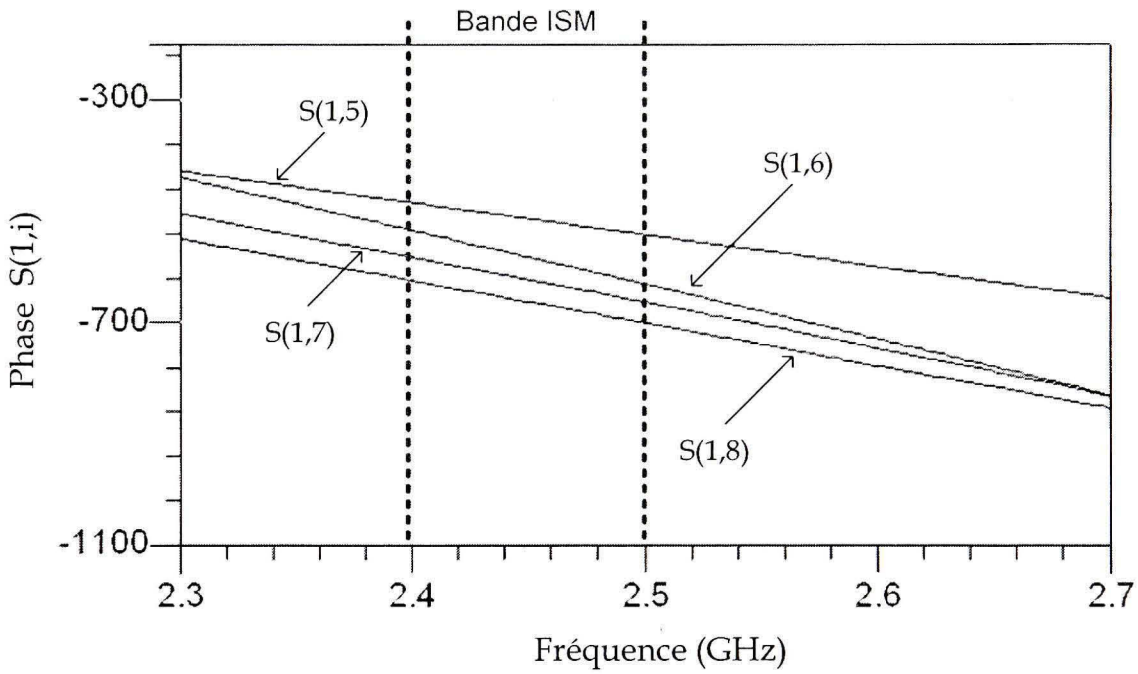


Figure 4.49 *Mesure du déphasage entre le port 1 et les sorties de la matrice de Butler.*

Nous remarquons que le déphasage progressif entre les éléments de sorties varie considérablement en dehors de la bande ISM, donc, nous allons limiter le reste des mesures à cette bande de fréquence.

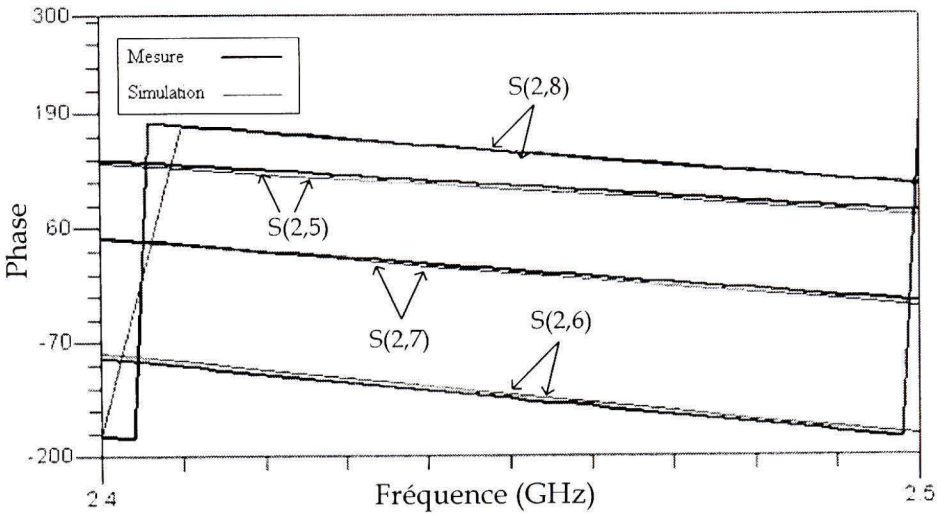


Figure 4.50 *Mesures et simulations du déphasage entre le port 2 et les sorties de la matrice de Butler.*

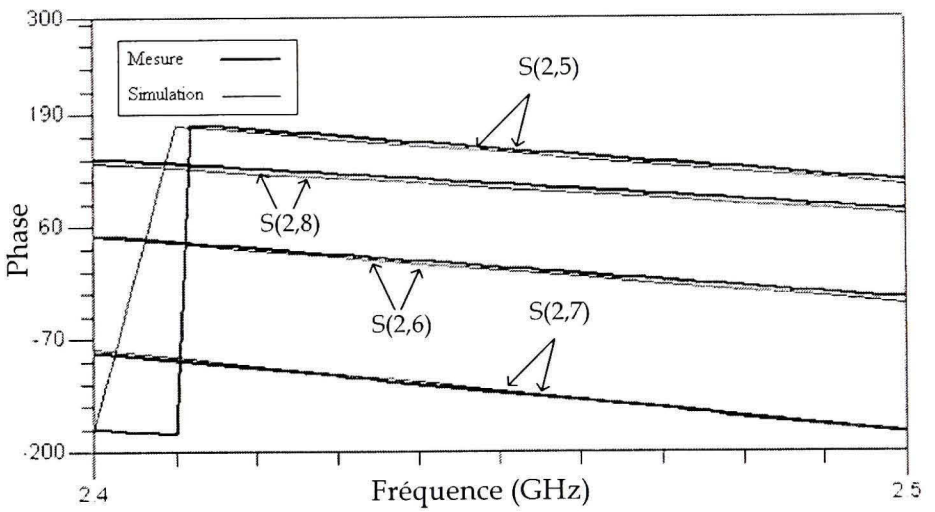


Figure 4.51 *Mesures et simulations de déphasage entre le port 3 et les sorties de la matrice de Butler.*

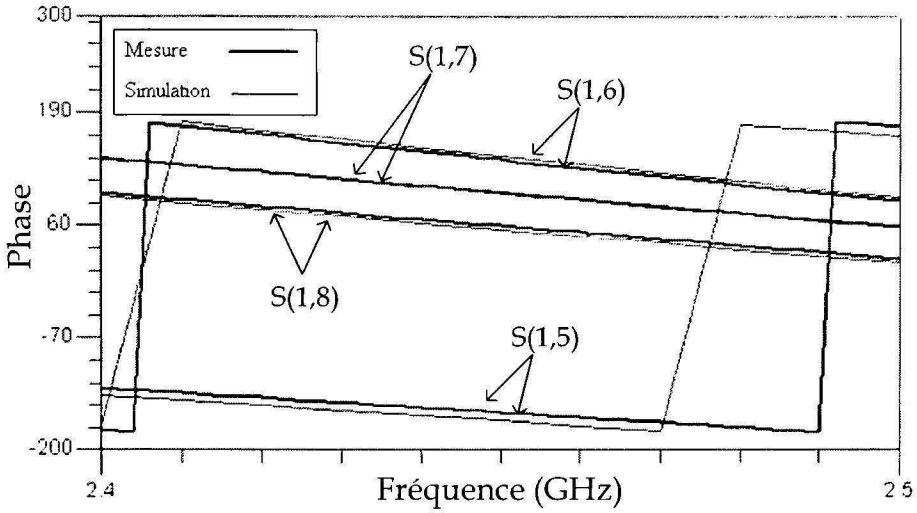


Figure 4.52 *Mesures et simulations de déphasage entre le port 4 et les sorties de la matrice de Butler.*

La transmission entre les ports se calcule par la mesure du paramètre S(2,1) entre le port d'entrée et le port de sortie. Théoriquement, nous devons avoir les mêmes amplitudes sur les quatre ports de sortie qui sont atténués de 6 dB par rapport au signal appliqué à l'entrée. Les figures 4.53, 4.54, 4.55 et 4.56 donnent la mesure de transmission S(2,1) de chacun des quatre ports du circuit de déphasage.

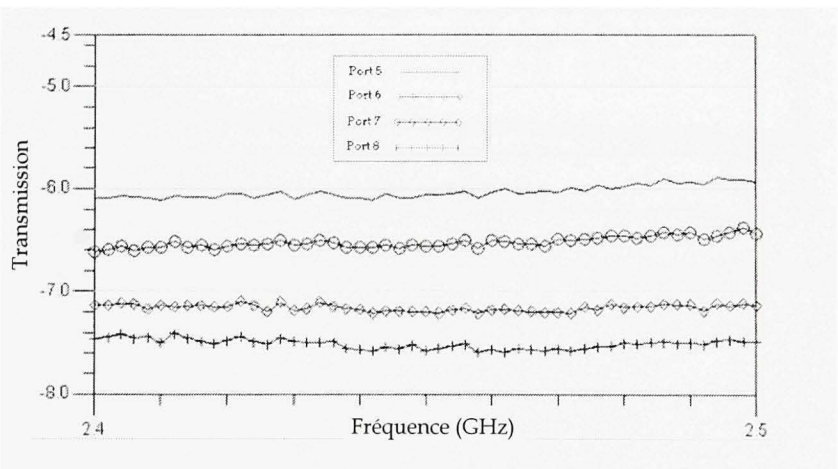


Figure 4.53 *Mesures de la transmission entre le port 1 et les sorties de la matrice de Butler.*

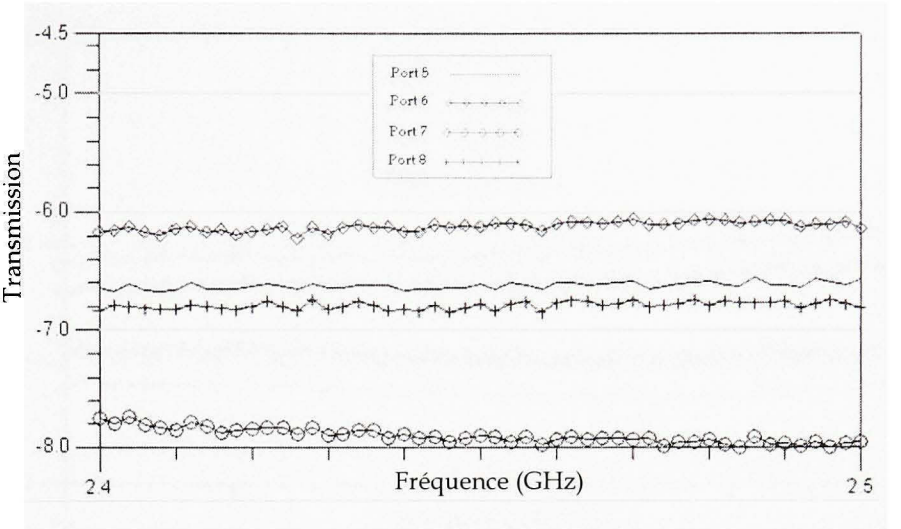


Figure 4.54 *Mesures de la transmission entre le port 2 et les sorties de la matrice de Butler.*

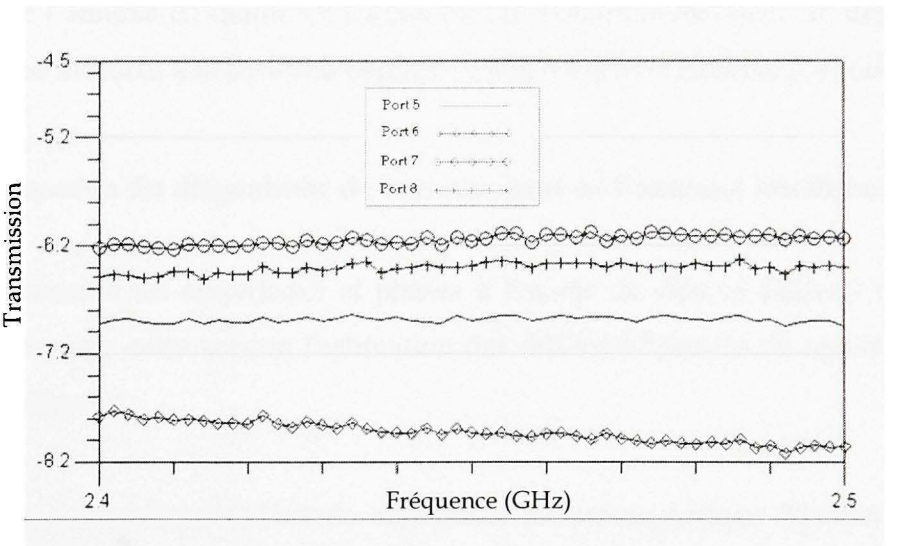


Figure 4.55 *Mesures de la transmission entre le port 3 et les sorties de la matrice de Butler.*

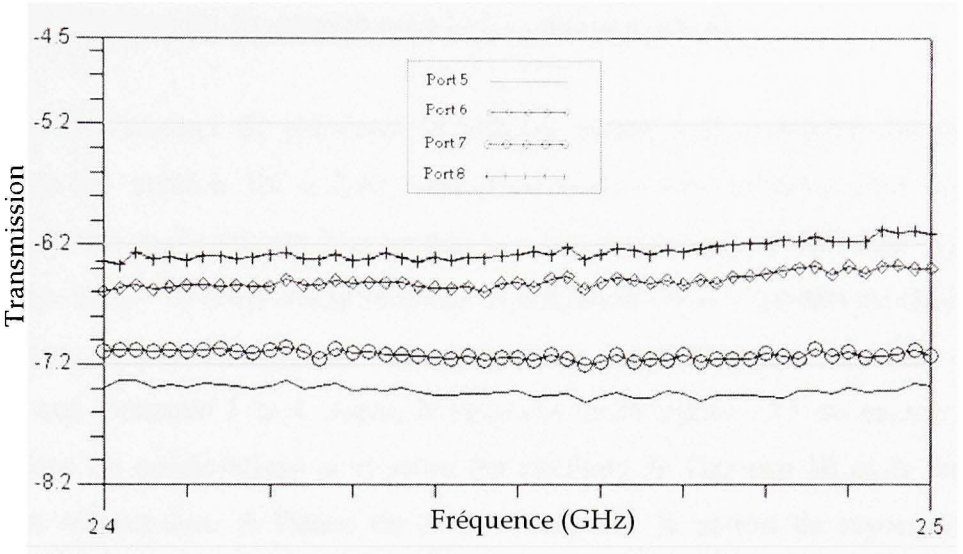


Figure 4.56 *Mesures de la transmission entre le port 4 et les sorties de la matrice de Butler.*

Le tableau de l'annexe III donne en particulier les valeurs numériques du déphasage et des amplitudes mesurés à la sortie du déphaseur à la fréquence centrale $2,43\,GHz$.

4.6.2 Estimation du diagramme de rayonnement de l'antenne intelligente

Après avoir mesuré les amplitudes et phases à l'entrée de chaque élément rayonnant, nous abordons dans cette section l'estimation des différents patrons de rayonnement de l'antenne intelligente.

Pour ce faire, nous allons utiliser le simulateur électromagnétique Momentum®. En effet, nous pouvons utiliser le réseau d'antennes de la figure 4.14 avec les phases et amplitudes mesurées dans la section 4.5 afin d'estimer le patron de rayonnement de chaque port d'entrée de la matrice de Butler.

4.6.2.1 Diagramme de rayonnement à la fréquence centrale

Le tableau de l'annexe III présente les valeurs numériques mesurées des phases et atténuations des signaux RF à 2,43 GHz. Ces valeurs sont utilisées pour définir les signaux qui sont appliqués par Momentum aux entrées des quatre éléments rayonnants de l'antenne. La distribution d'amplitude de Tchebysheff (SLL = 20 dB) est choisie pour notre réseau, et par conséquent, une atténuation supplémentaire de 2.38 dB sera appliquée aux éléments 1 et 4. Ainsi, la structure de la figure 4.15 est excitée par des signaux dont les pondérations sont selon les résultats de l'annexe III et le circuit est simulé par Momentum. À l'issue de cette simulation, le patron de rayonnement est calculé. Les figures 4.57, 4.58, 4.59 et 4.60 illustrent les quatre patrons de rayonnement calculés pour chacun des ports d'entrée de l'antenne intelligente.

Les diagrammes de rayonnement montrent qu'il ya une légère déviation du lobe principal par rapport au réseau isotrope. Nous avons déjà vu lors des simulations de l'antenne que le patron d'un seul élément présente déjà une déviation de 3° et il était prévu qu'avec un réseau à plusieurs éléments cette déviation serait présente.

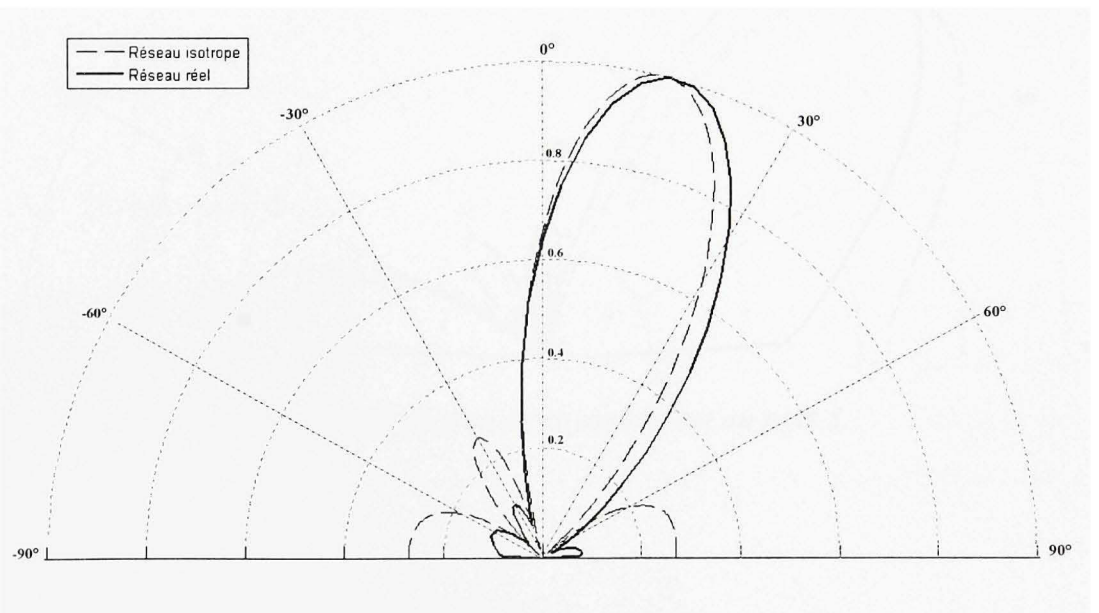


Figure 4.57 *Patron de rayonnement au port 1.*

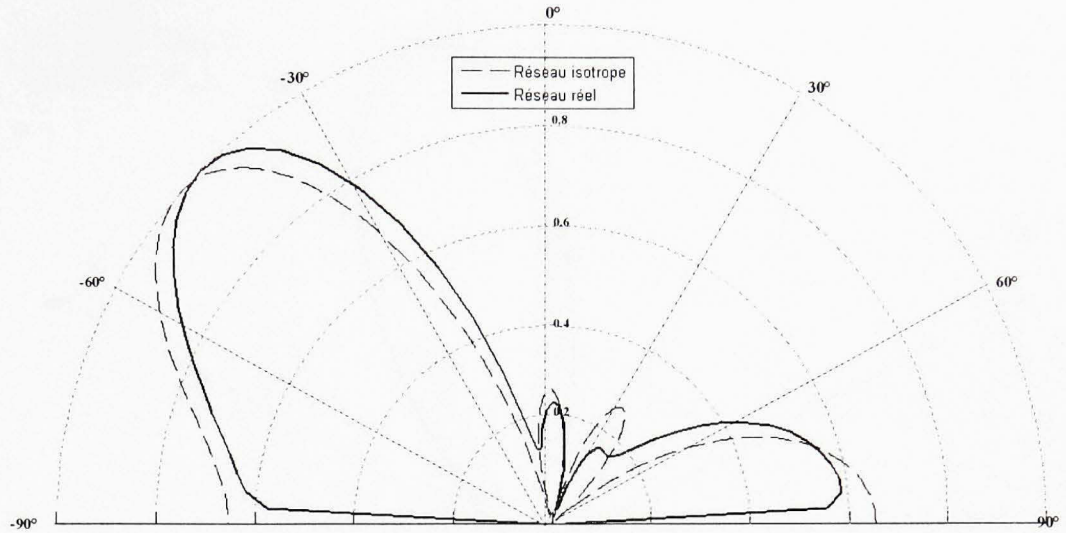


Figure 4.58 *Patron de rayonnement au port 2.*

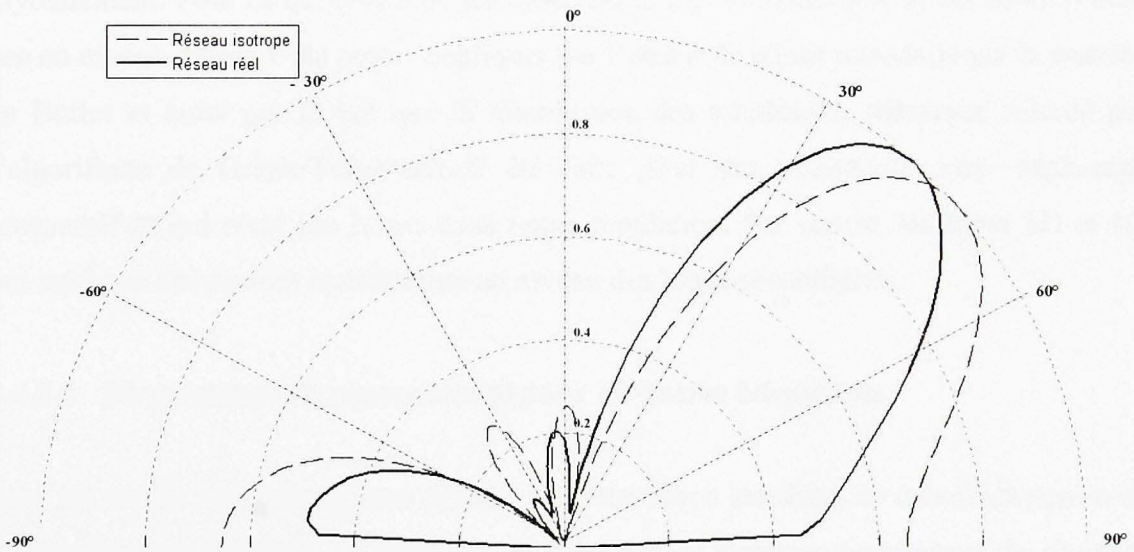


Figure 4.59 *Patron de rayonnement au port 3.*

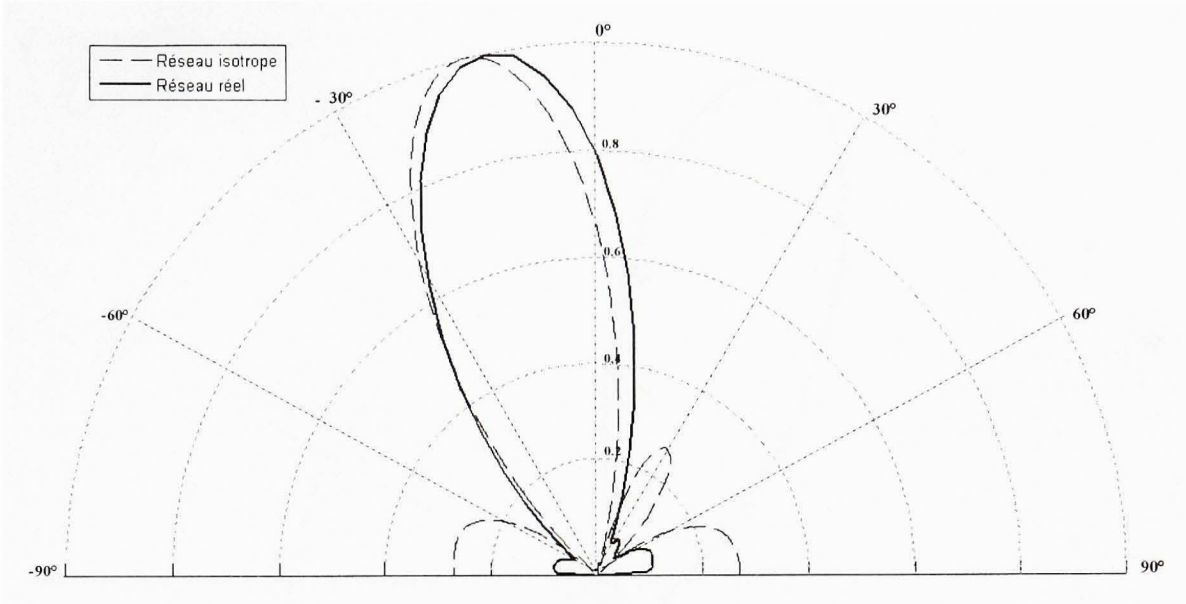


Figure 4.60 *Patron de rayonnement au port 4.*

Nous avons aussi réussi à atténuer les lobes secondaires dans les patrons de rayonnement. Pour ce qui concerne les lobes 2G et 2D, l'atténuation de ces lobes n'était pas au niveau désiré. Cela peut s'expliquer par l'erreur de phase introduite par la matrice de Butler et aussi par le fait que la distribution des amplitudes théorique calculé par l'algorithme de Dolph-Tchebyscheff été faite pour des excitations sans déphasage progressif ce qui n'est pas le cas dans notre simulation. Par contre, les lobes 1D et 1G ont subi une atténuation satisfaisante au niveau des lobes secondaires.

4.6.2.2 Diagrammes de rayonnement pour les autres fréquences

Pour les autres fréquences, nous procédons d'une façon similaire au calcul du patron de rayonnement. Le tableau de l'annexe IV présente les mesures numériques de phase et amplitude pour les fréquences maximale et minimale de la bande ISM. Les figures 4.61, 4.62, 4.63 et 4.64 illustrent la comparaison des diagrammes de rayonnements pour chaque fréquence.

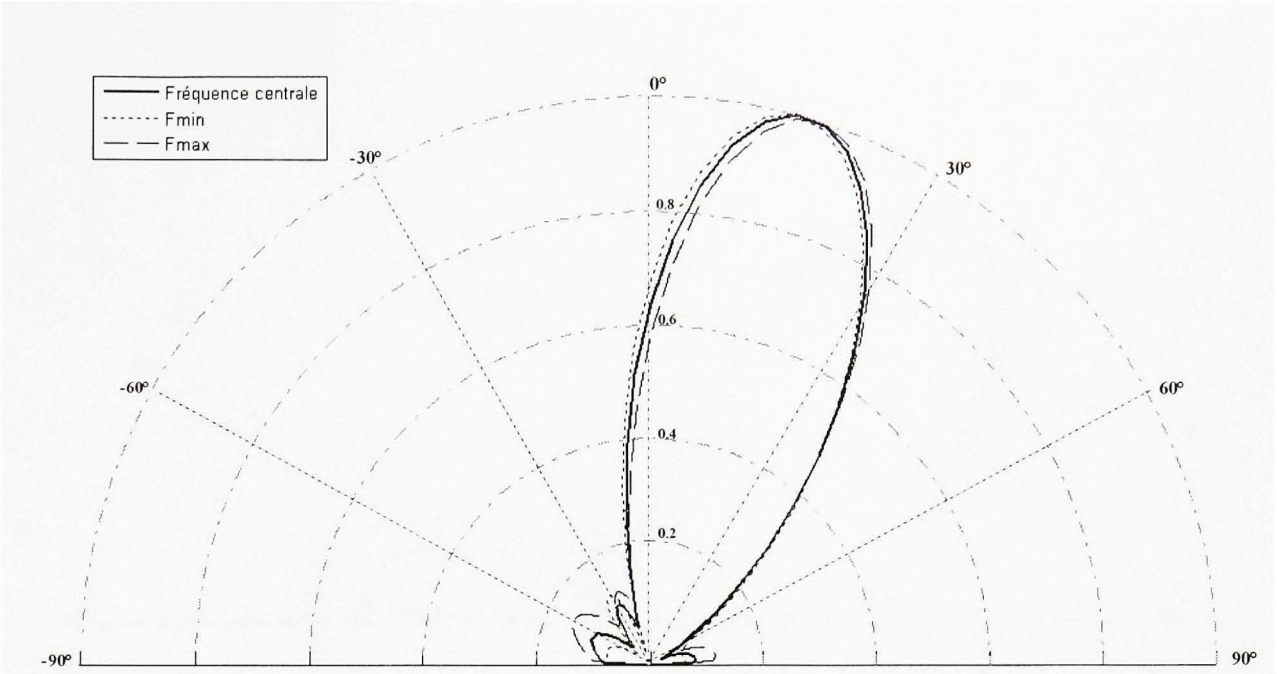


Figure 4.61 *Variation du patron de rayonnement en fonction de la fréquence au port 1.*

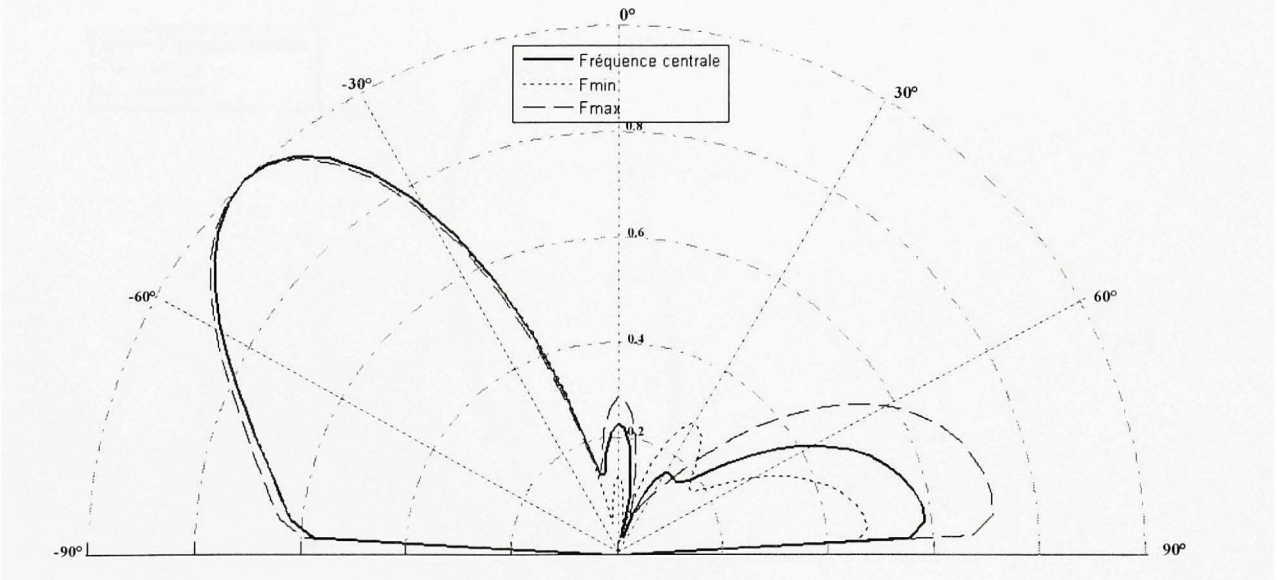


Figure 4.62 *Variation du patron de rayonnement en fonction de la fréquence au port 2.*

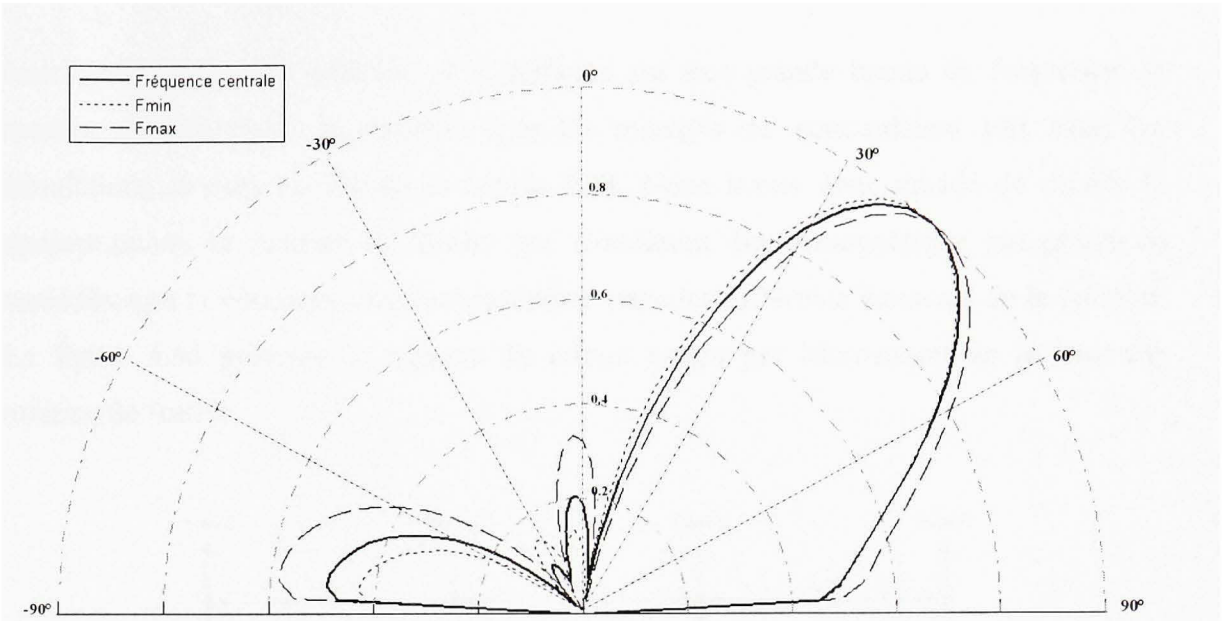


Figure 4.63 *Variation du patron de rayonnement en fonction de la fréquence au port 3.*

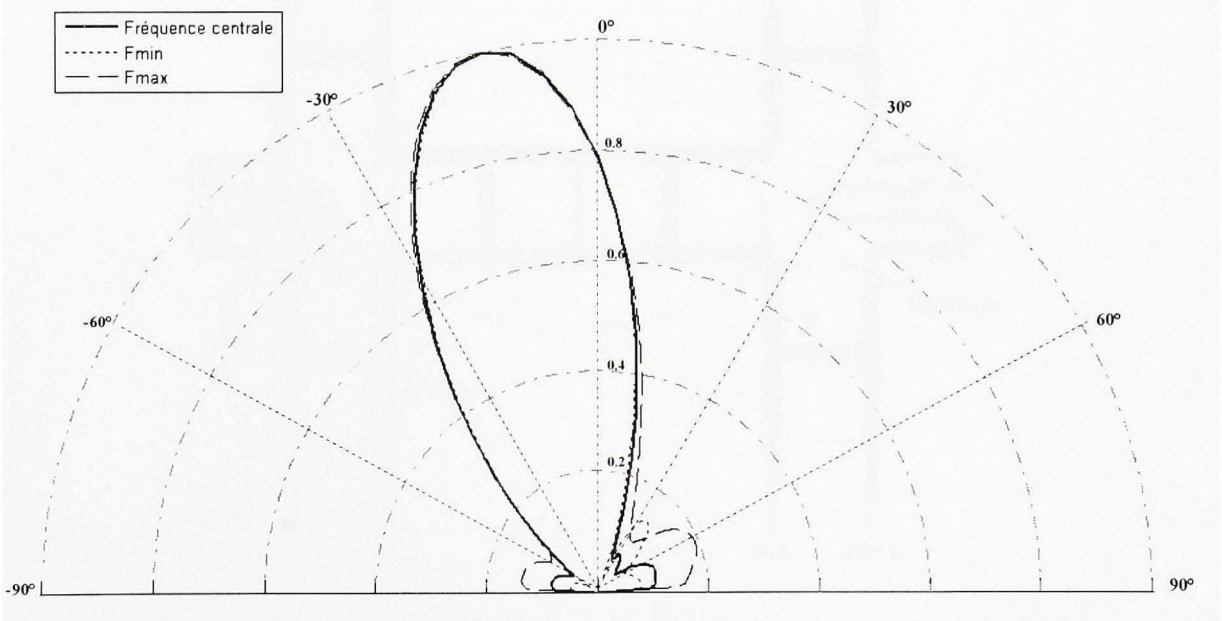


Figure 4.64 *Variation du patron de rayonnement en fonction de la fréquence au port 4.*

Comme conclusion générale sur les patrons de rayonnement, nous avons constaté une grande similitude avec la théorie, mais, seulement dans la bande ISM. Même si la

matrice de Butler est adaptée en impédance sur une grande bande de fréquence, la mesure de déphasage a montrée que les mesures ne concordaient pas avec les simulations circuits en dehors la bande ISM. Nous avons donc décidé de refaire la conception de la matrice de Butler par simulation électromagnétique qui prend en considération le couplage électromagnétique entre les différents éléments de la matrice. La figure 4.65 présente le masque du circuit conçu par Momentum de la nouvelle matrice de Butler.

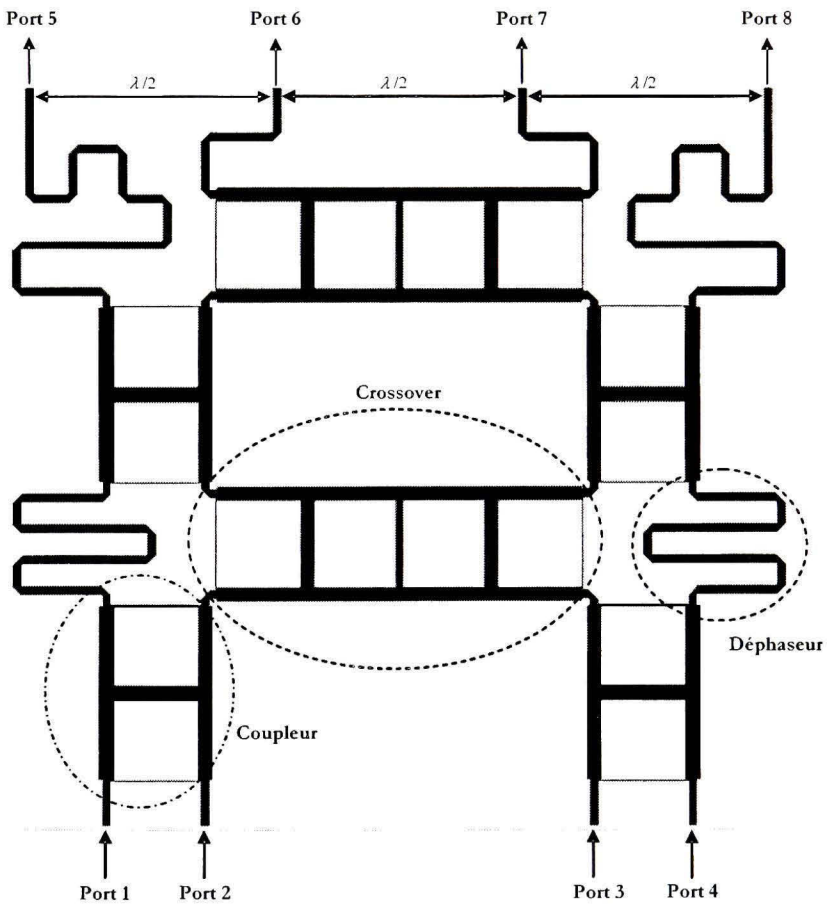


Figure 4.65 *Masque du circuit de la matrice de Butler conçue par simulation électromagnétique.*

La matrice de Butler a été fabriquée et testée. La figure 4.66 montre la photo de la matrice de Butler et la figure 4.67 présente la comparaison entre mesures et simulations de l'adaptation en impédance. La figure 4.68 illustre les résultats de mesures de déphasage et de la transmission entre les ports d'entrées et de sorties de cette nouvelle matrice de Butler.

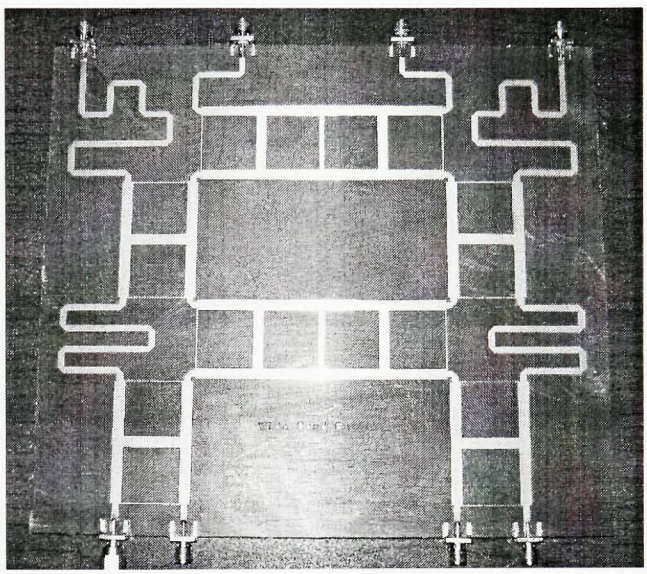


Figure 4.66 *Matrice de Butler obtenue par simulation électromagnétique.*

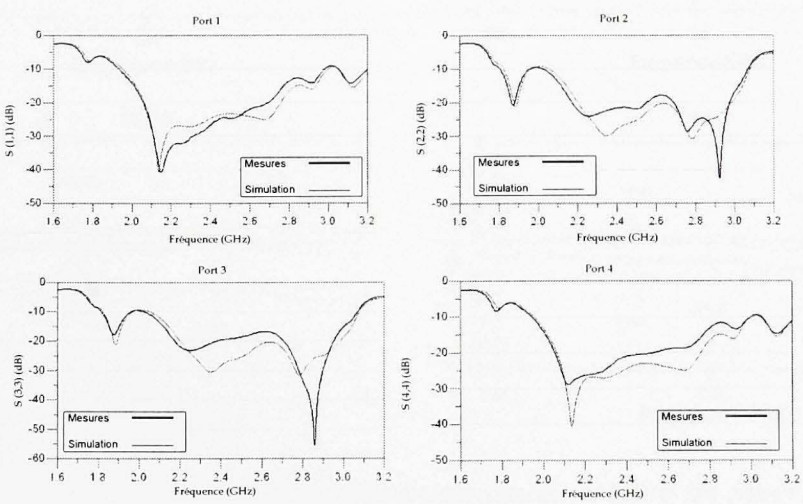


Figure 4.67 *Mesures de l'adaptation de la matrice de Butler conçue par simulation électromagnétique et comparaison avec les simulations.*

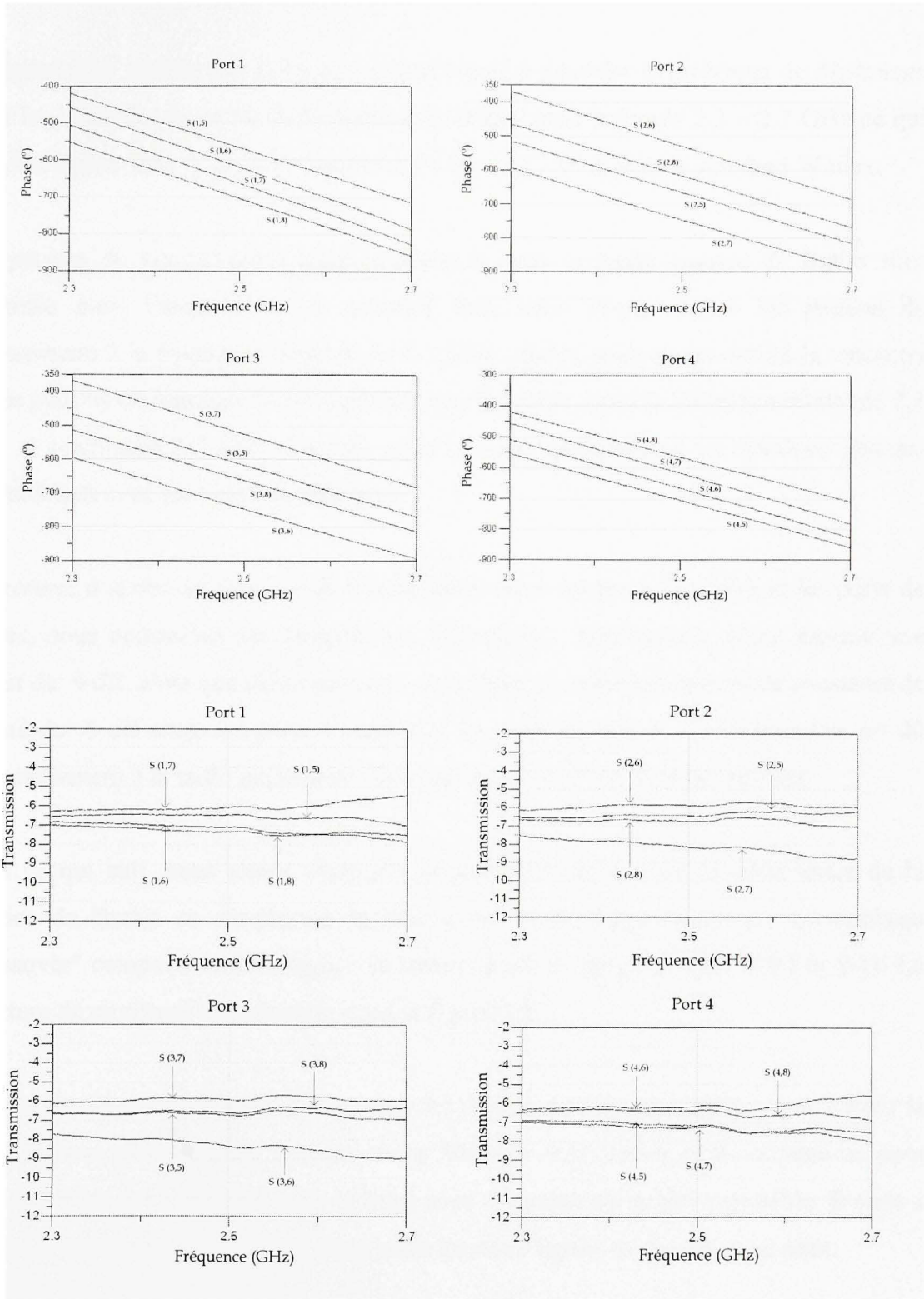


Figure 4.68 *Mesures de déphasage et de la transmission et entre les ports d'entrées et les sorties de la matrice Butler conçue par simulation électromagnétique.*

La figure 4.68 montre que nous avons bien réussi à résoudre le problème de déphasage entre les éléments de sortie de la matrice de Butler dans la bande 2.3 – 2.7 GHz ce qui inclus la bande ISM et aussi les bandes 2.3 GHz et 2.7 GHz pour le standard Wimax.

Les patrons de rayonnement correspondants à cette nouvelle matrice de Butler sont présentés dans l'annexe V. En premier lieu, nous avons estimé les patrons de rayonnement à la fréquence centrale de 2.5 GHz. Après, nous avons estimé la variation de ces patrons en fonction de la fréquence, en particulier, pour la fréquence minimale 2.3 GHz et maximale 2.7 GHz. Comme nous pouvons le constater, les résultats obtenus concordaient avec les patrons théoriques.

Par contre, d'après les mesures de transmission entre les ports d'entrées et les ports de sorties, nous constatons des atténuations importantes. Nous avons même mesuré une valeur de -9 dB, alors que théoriquement, nous devrons avoir une amplitude constante de l'ordre de -6 dB entre les ports d'entrées et les ports de sorties. Ce phénomène est dû essentiellement à la taille importante des coupleurs et des "crossovers" utilisés.

Dans ce qui suit, nous allons examiner la possibilité de réduire la taille totale de la matrice de Butler en remplaçant le "crossover" 0 dB large bande par un nouveau "crossover" composé de deux lignes de transmission et une résistance SMD de 0 Ω. La structure de ce circuit est présentée dans la figure 4.69.

Ce nouveau "crossover" permet de croiser les deux lignes de transmission 1 et 2. Pour la ligne 2, nous allons utiliser une résistance SMD de 0 Ω qui va servir comme un pont pour relier les deux extrémités de la ligne avec le minimum de perte possible. Il reste à étudier le couplage électromagnétique entre les deux lignes au niveau de ce pont.

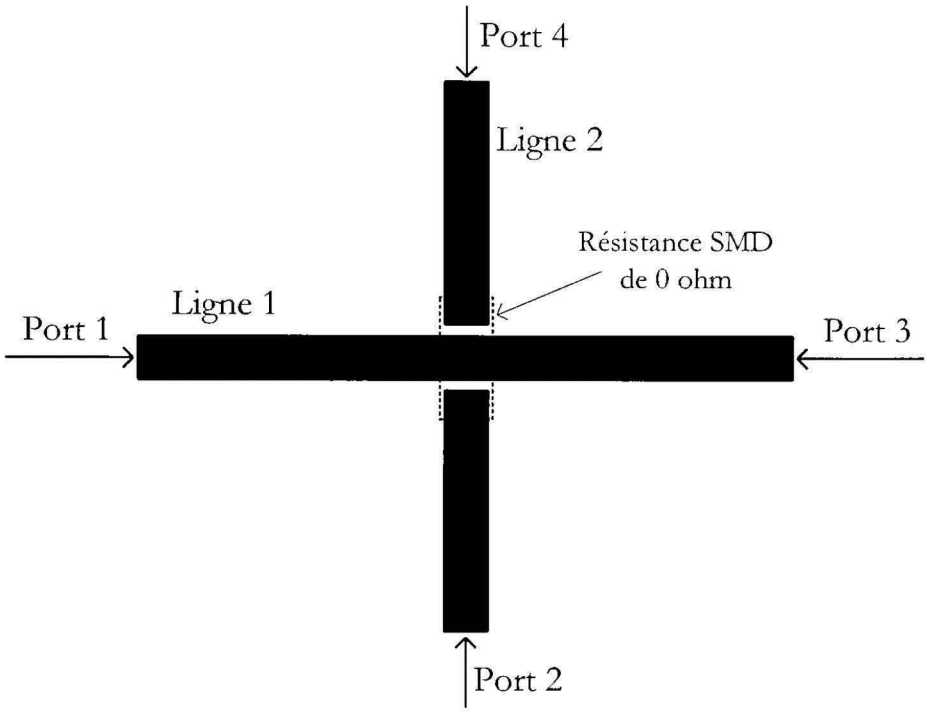


Figure 4.69 *Structure du "crossover" 0 Ω.*

Nous avons fabriqué le "crossover" et mesuré ces paramètres S. La figure 4.70 illustre la photo du circuit et les figures 4.71 et 4.72 présentent les mesures des différents paramètres S.

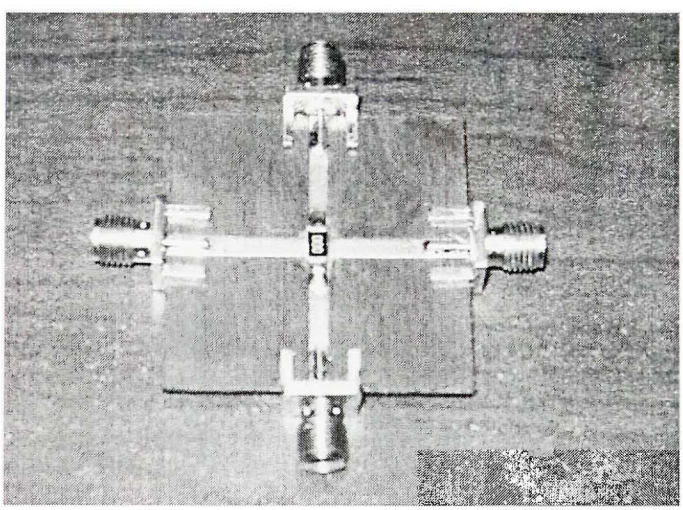


Figure 4.70 *"Crossover" 0 Ω.*

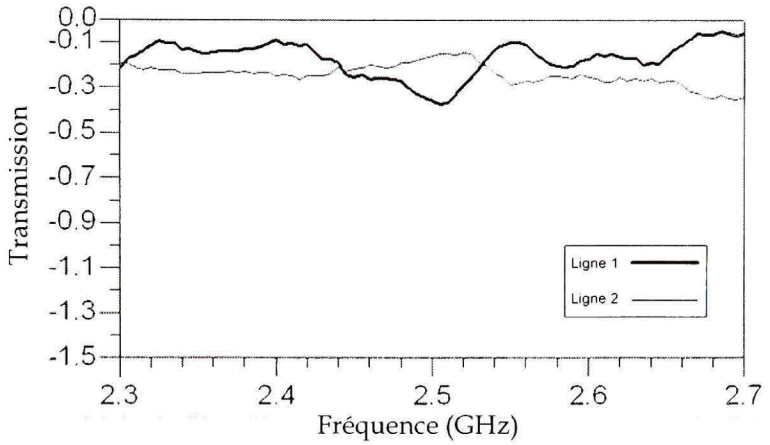
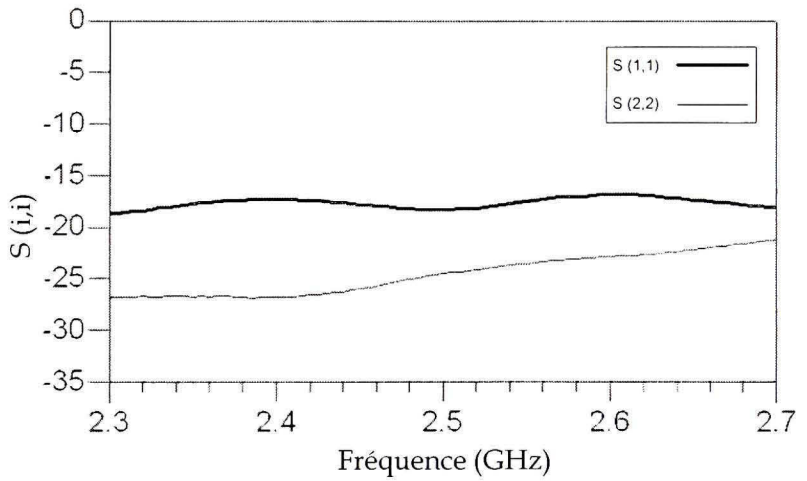


Figure 4.71 *Mesures de la transmission du nouveau "crossover"*



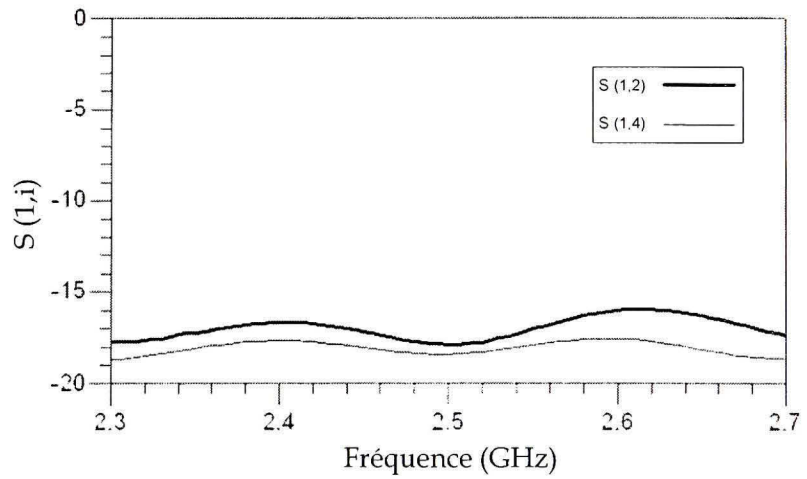


Figure 4.72 *Mesures des pertes par réflexions du nouveau "crossover".*

D'après les mesures des paramètres S de ce nouveau "crossover", nous remarquons que l'adaptation varie entre -27 dB et -16 dB et que l'isolation varie entre -19 dB et -16 dB alors que les pertes d'insertion sont de l'ordre de -0.36 dB.

Ce nouveau "crossover" a été incorporé dans la matrice de Butler dont le masque est présenté dans la figure 4.73.

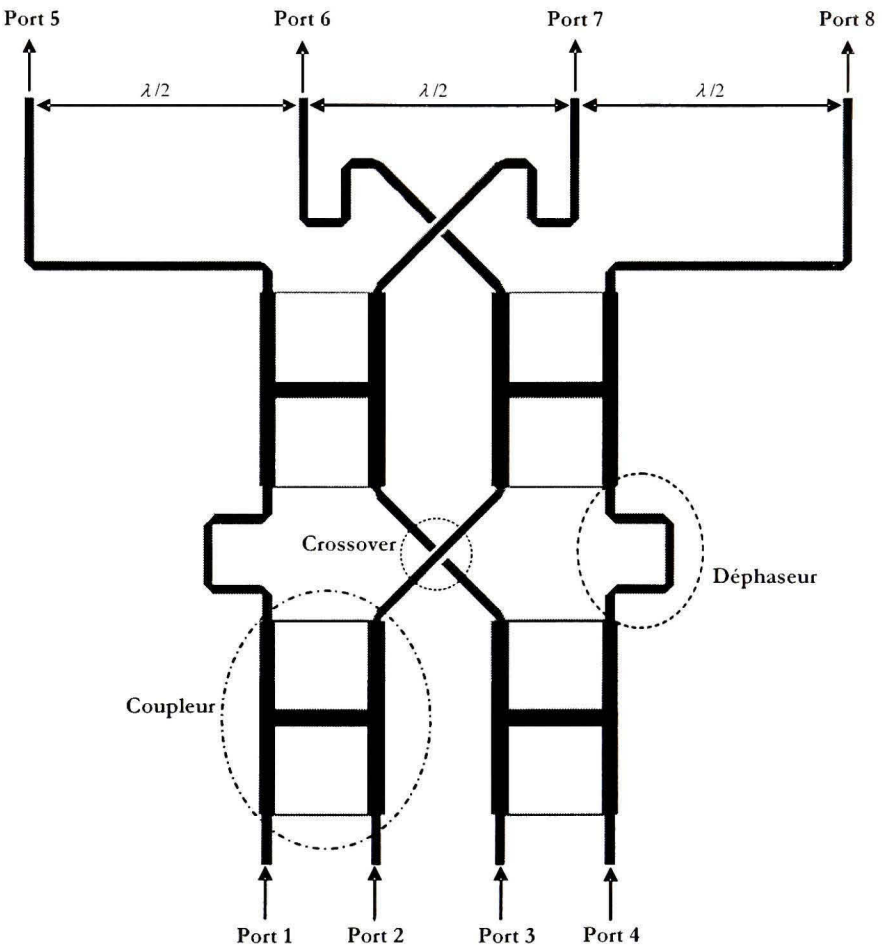


Figure 4.73 *Masque du circuit de la matrice de Butler conçue par le nouveau "crossover" 0 Ω.*

Nous avons fabriqué la nouvelle matrice de Butler et nous avons mesuré les différents paramètres S. la photo du circuit est illustrée dans la figure 4.74.

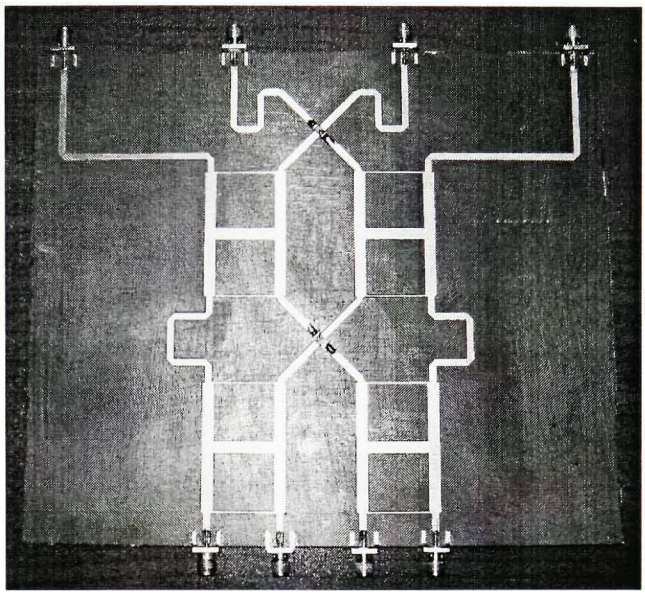


Figure 4.74 *Matrice de Butler obtenue par le "crossover" 0 Ω.*

La réduction de la taille du "crossover" nous a permis de réduire la longueur des lignes de transmission nécessaires pour compenser le déphasage causé par ce "crossover". Nous constatons donc une réduction remarquable de la taille de la matrice de Butler de l'ordre de 49%. Les mesures des paramètres S du circuit sont présentées dans les figures 4.75, 4.76 et 4.77.

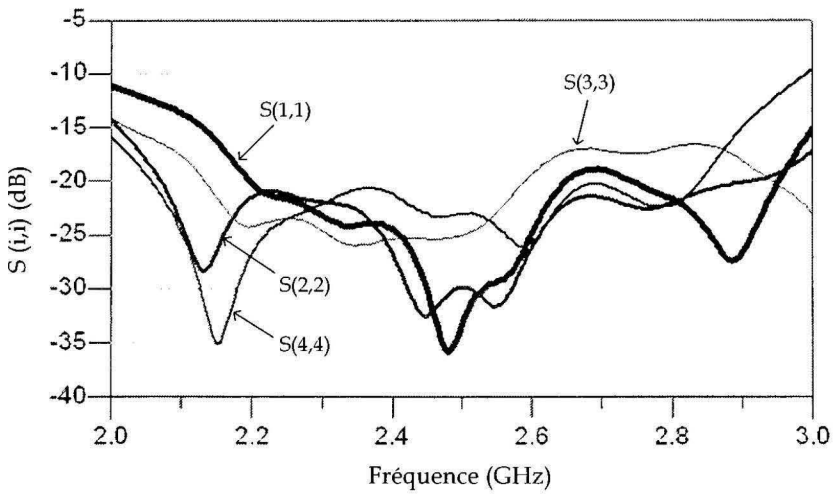


Figure 4.75 *Mesure de l'adaptation de la matrice de Butler aux ports d'entrées.*

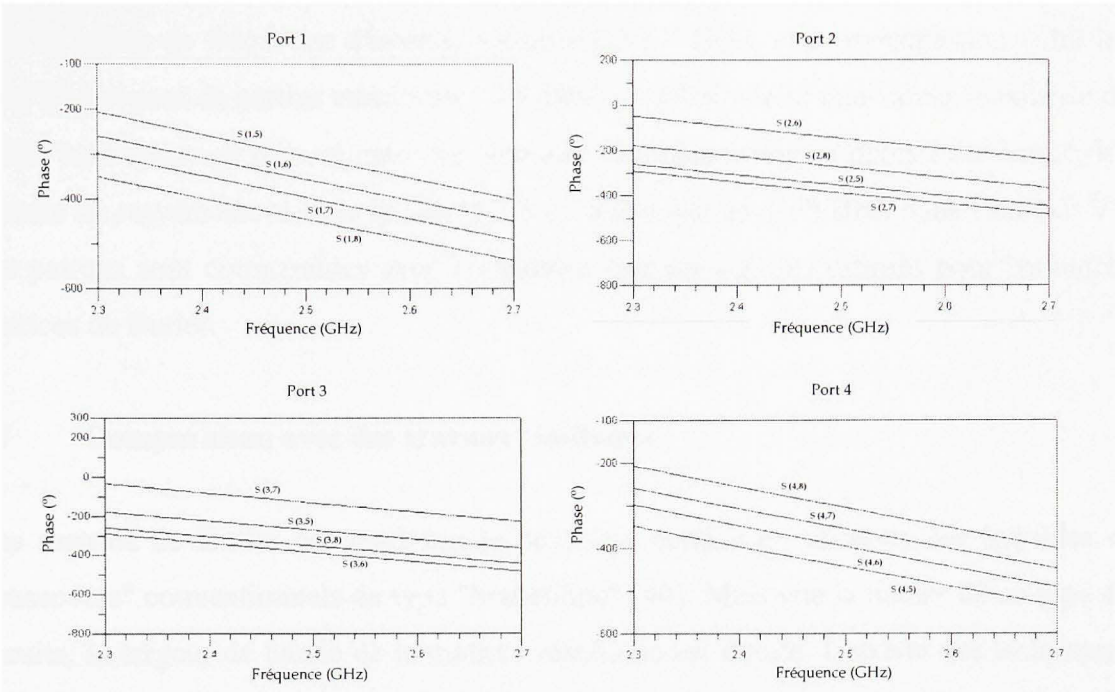


Figure 4.76 *Mesures de déphasage entre les ports d'entrées et les sorties de la matrice Butler.*

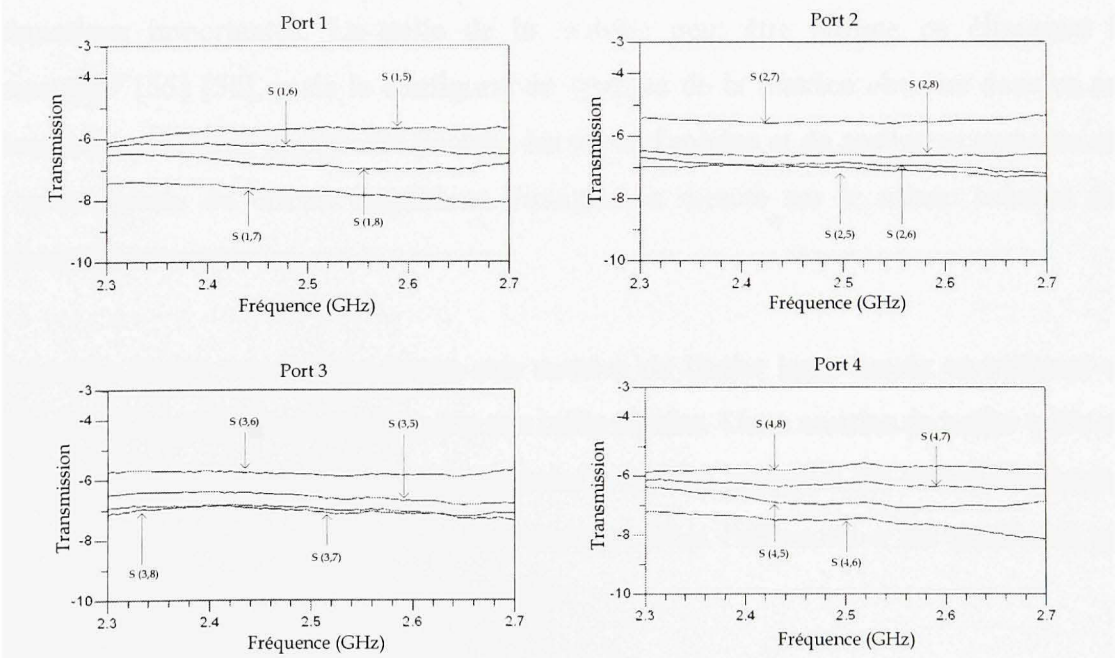


Figure 4.77 *Mesures de la transmission entre les ports d'entrées et les sorties de la matrice Butler.*

En examinant ces figures, nous constatons que l'adaptation en impédance est très bonne dans la bande de fréquence d'intérêt, à savoir 2.3-2.7 GHz, et la transmission entre les ports d'entrées et de sorties varie entre -5.5 dB et -7 dB et atteint une valeur maximale de -8 dB. Le déphasage mesuré entre les éléments rayonnants nous a permet de simuler les patrons de rayonnement dans la bande 2.3-2.7 GHz qui sont illustrés dans l'annexe VI. Ces patrons sont comparables avec les patrons que nous avons estimés pour les autres matrices de Butler.

4.7 Comparaison avec des travaux similaires

Une matrice de Butler conventionnelle peut être conçue en utilisant des hybrides et "crossovers" conventionnels de type "branchline" [40]. Mais vue la nature de ce type de circuits, la largeur de bande de la matrice résultante est étroite. Il existe des techniques qui permettent d'élargir la bande comme par exemple l'utilisation des hybrides et "crossovers" large bande [39] [53] [54] qui ont une taille plus grande, par conséquent, la matrice obtenue par ce type de circuits a une taille considérable qui va donner lieu à des atténuations importantes. La taille de la matrice peut être réduite en éliminant le "crossover" [55] [56], mais la configuration spatiale de la matrice obtenue dans ce cas présente un problème importante puisque les ports d'entrées et de sorties se reparties sur les quatre cotés du circuit empêchant l'intégration directe sur le même substrat des éléments rayonnants.

Dans notre projet, nous avons conçu une matrice de Butler large bande en utilisant un nouveau "crossover" large bande qui a une taille réduite. Cette matrice de petite taille est utilisée pour générer le déphasage nécessaire entre les éléments du réseau d'antennes afin de générer des diagrammes de rayonnement dont l'efficacité a été améliorée par l'utilisation des atténuateurs de lobes latéraux.

4.8 Conclusion

Une antenne intelligente à faisceau commutable a été conçue et fabriquée. Les résultats de simulations électromagnétiques et les mesures réalisées dans le laboratoire sont comparables. Cette antenne présente plusieurs avantages. D'abord, elle est compacte et à faible coût de fabrication puisque nous avons conçu les éléments d'antenne ainsi que le circuit de déphasage sur le même substrat. Deuxièmement, elle est de large bande. Nous avons en effet optimisé la conception de tous les éléments et circuits de l'antenne pour qu'ils fonctionnent sur une bande de fréquence très large. Un nouveau "crossover" de petite taille a été introduit et testé. Il a permet de réduire considérablement la taille de la matrice de Butler tout en permettant d'obtenir une précision acceptable des patrons de rayonnement. Enfin, les lobes latéraux et arrières de cette antenne ont été atténués pour réduire au maximum les interférences causées par la transmission d'une partie de la puissance dans des directions autres que celles des utilisateurs désirés. Les patrons de rayonnement estimés de l'antenne sont très proches des patrons théoriques pour toute la bande de fréquence 2.3-2.7 GHz et la division spatiale a été réalisée avec une déviation de quelques degrés des valeurs nominales.

Pour des liaisons en ligne de vue directe, l'utilisation des cordonnées géographique fournies par les mobiles rend cette antenne très efficace. En effet, la commutation vers l'un des lobes pourrait être faite en temps réel au fur et à mesures que les coordonnées sont reçues et le vecteur des angles d'incidence est calculé. Le choix du lobe optimal maximisera le rapport SIR garantissant ainsi une réutilisation accrue des fréquences et une optimisation de la puissance transmise. Dans le cas où il n'y a pas de ligne de vue directe, la commutation pourrait être effectuée par exemple en mesurant la puissance reçue de chaque lobe et par la suite, en choisissant le lobe qui a offre le meilleur rapport signal à bruit.

CONCLUSION ET RECOMMANDATIONS

Ce mémoire a porté sur la faisabilité d'une antenne intelligente assistée par un système de localisation en vue d'améliorer l'efficacité énergétique et spectrale des systèmes de communication sans fil à haut débit. En effet, la dimension spatiale que présente l'antenne est un axe de recherche très prometteur pour améliorer d'avantage la capacité et l'efficacité des futurs systèmes de communication sans fil et de remédier en grande partie au problème de disponibilité du spectre de fréquence. L'antenne intelligente à faisceau commutable est une solution bien adaptée aux systèmes de communication mobiles à haut débits. La réduction des interférences contribue à améliorer le rapport SIR et par conséquent augmenter la capacité totale de ces systèmes sans utilisation de spectre additionnel.

Nous avons consacré le premier volet de notre projet à l'étude et la simulation par MatLab® des algorithmes d'estimation de la direction d'arrivée ainsi que ceux du "beamforming" numérique. Une simplification de la complexité de ces algorithmes a été présentée en éliminant la partie d'estimation de la direction d'arrivée et en se basant sur le fait que les mobiles fourniront leurs positions à l'antenne intelligente.

Dans le deuxième volet de ce mémoire, nous avons conçu une antenne intelligente à faisceau commutable large bande par simulation électromagnétique à l'aide du logiciel Momentum®. Les tests et les mesures réalisés montrent les nombreux avantages d'une telle antenne, entre autres : faible coût de fabrication, facilité de conception et précision des patrons de rayonnement. Ces avantages auront un impact positif sur les systèmes de communication sans fil notamment la réduction importante des interférences et par conséquence l'amélioration du rapport SIR.

À la suite de ce travail, des axes de recherche pourront faire l'objet de plusieurs projets futurs comme par exemple :

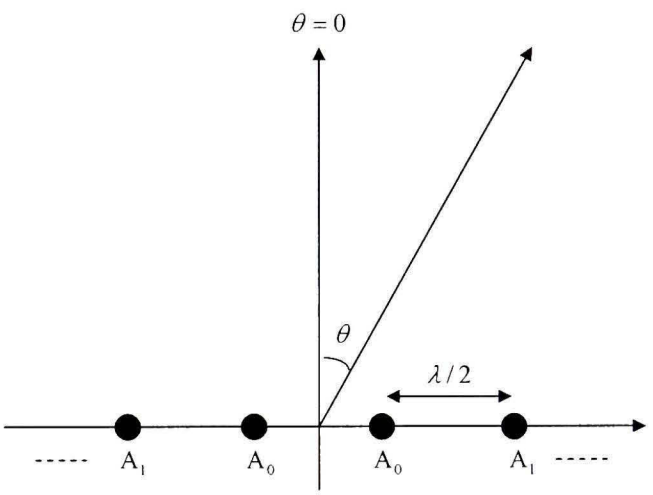
- La conception d'un réseau d'antenne bidimensionnel afin de pouvoir faire un balayage complet de l'espace et d'exploiter aussi l'information sur l'altitude des mobiles.

- L'implémentation d'un algorithme qui permet l'optimisation de la puissance d'émission en fonction de la distance peut être aussi envisagée.

ANNEXE I

Algorithme de Dolph-Tchebyscheff

Nous allons analyser la distribution d'amplitude non uniforme de Dolph-Tchebyscheff. On peut montrer que le patron de rayonnement d'un réseau d'antennes linéaire isotrope est exprimé comme étant une série finie de Fourier à N termes. En effet, le champ lointain total d'un réseau de N antennes est la somme des champs de chaque élément d'antenne.



Pour un nombre pair d'éléments d'antenne, le champ total E est donné par :

$$E_{Pair} = 2 \sum_{k=0}^{k=\frac{N}{2}-1} A_k . \cos\left(\frac{2k+1}{2}\psi\right)$$

A_k : Amplitude de l'élément k et $\psi = \frac{2\pi}{\lambda}.\sin(\theta)$

L'idée est d'identifier et d'égaler les termes qui ont la même puissance dans la série de Fourier et dans le polynôme de Tchebyscheff de degré N.

Pour bien illustrer l'algorithme, nous allons travailler sur le cas d'un réseau à N=4 éléments isotropes linéaires équidistants de $\lambda/2$ et dont le niveau de SLL désiré est de 20 dB.

Nous commençons par calculer le paramètre R défini comme suit :

$$R = 10^{\frac{SLL}{20}}$$

Nous choisissons maintenant le polynôme de Tchebyscheff [57] dont le degré est m = N-1 = 3, soit :

$$T_3(x) = 4x^3 - 3x$$

Maintenant, on résout l'équation suivante :

$$T_3(x_0) = R$$

La solution est donnée par :

$$x_0 = \frac{1}{2}\left[\sqrt[3]{R + \sqrt{R^2-1}} + \sqrt[3]{R - \sqrt{R^2-1}}\right]$$

D'où : $x_0 = 1.54$

Le champ total E_4 est donné par :

$$E_4 = 2 \sum_{k=0}^{k=1} A_k \mathrm{Cos}\left(\frac{2k+1}{2}\psi\right)$$
$$= 2A_0 \mathrm{Cos}\left(\frac{1}{2}\psi\right) + 2A_1 \mathrm{Cos}\left(\frac{3}{2}\psi\right)$$

Or on sait que :

$$\cos\left(\frac{m}{2}\psi\right) = \cos^m\left(\frac{1}{2}\psi\right) - \frac{m(m-1)}{2!}\cos^{m-2}\left(\frac{1}{2}\psi\right)\sin^2\left(\frac{1}{2}\psi\right) + \frac{m(m-1)(m-2)(m-3)}{4!}\cos^{m-4}\left(\frac{1}{2}\psi\right)\sin^4\left(\frac{1}{2}\psi\right)$$

Et que : $\sin^2\left(\frac{1}{2}\psi\right) = 1 - \cos^2\left(\frac{1}{2}\psi\right)$

Donc, on négligeant le facteur 2 de l'équation du champ total E_4 établi précédemment on obtient :

$$E_4 = A_0 \cos\left(\frac{1}{2}\psi\right) + A_1 \cos\left(\frac{3}{2}\psi\right)$$
$$= A_0 \cos\left(\frac{1}{2}\psi\right) + A_1\left(4\cos^3\left(\frac{1}{2}\psi\right) - 3\cos\left(\frac{1}{2}\psi\right)\right)$$

Posons $\mathrm{Cos}\frac{\psi}{2} = \frac{x}{x_0}$, le champ total E_4 devient :

$$E_4 = \frac{4A_1}{x_0^3}x^3 + \left(\frac{A_0 - 3A_1}{x_0}\right)x$$

Maintenant, identifions le polynôme de Tchebyscheff du même degré, soit :

$$T_3(x) = 4x^3 - 3x$$

Nous obtenons le système d'équations suivant :

$$\begin{cases} \dfrac{4A_1}{x_0^3} = 4 \\ \dfrac{A_0 - 3A_1}{x_0} = -3 \end{cases} \rightarrow \begin{cases} A_1 = x_0^3 \\ A_0 = 3(x_0^3 - x_0) \end{cases}$$

Donc, nous obtenons la distribution appropriée normalisée comme suit:

$$\frac{1}{A_0}[A_1 \quad A_0 \quad A_0 \quad A_1]$$

Et comme $R = 10^{\frac{SLL}{20}} = 10$, on en déduit que :

$$x_0 = \frac{1}{2}\left[\sqrt[3]{R + \sqrt{R^2-1}} + \sqrt[3]{R - \sqrt{R^2-1}}\right]$$
$$= \frac{1}{2}\left[\sqrt[3]{10 + \sqrt{10^2-1}} + \sqrt[3]{10 - \sqrt{10^2-1}}\right] = 1.85$$

En remplaçant dans le dernier système d'équations nous obtenons :

$A_0 = 6.34$
$A_1 = 3.65$

Soit en fin, la distribution appropriée normalisée pour un réseau de 4 antennes équidistantes dont le SLL= 20dB :

[0.578 1 1 0.578]

ANNEXE II

Amplitude et déphasage simulés et idéals pour la matrice de Butler à 4 ports.

			Port 5	Port 6	Port 7	Port 8
Port 1	Amplitude (en dB)	Idéale	-6	-6	-6	-6
		Simulation	-6,29	-6,41	-6,37	-6,32
		|Erreur|	0,29	0,41	0,37	0,32
	Phase (en degré)	Idéale	0	-45	-90	-135
		Simulation	0	-45,62	-90,81	-134,61
		|Erreur|	0	0,62	0,81	0,39
Port 2	Amplitude (en dB)	Idéale	-6	-6	-6	-6
		Simulation	-6,28	-6,43	-6,33	-6,33
		|Erreur|	0,28	0,43	0,33	0,33
	Phase (en degré)	Idéale	0	135	270	45
		Simulation	0	134,1	268,97	45,18
		|Erreur|	0	0,9	1,03	0,18
Port 3	Amplitude	Idéale	-6	-6	-6	-6
		Simulation	-6,33	-6,33	-6,43	-6,28
		|Erreur|	0,33	0,33	0,43	0,28
	Phase	Idéale	0	-135	-270	-45
		Simulation	0	-136,2	-271,09	-45,18
		|Erreur|	0	1,2	1,09	0,18
Port 4	Amplitude	Idéale	-6	-6	-6	-6
		Simulation	-6,32	-6,37	-6,41	-6,29
		|Erreur|	0,32	0,37	0,41	0,29
	Phase	Idéale	0	45	90	135
		Simulation	0	43,79	88,98	134,61
		|Erreur|	0	1,21	1,02	0,39

ANNEXE III

Amplitude et déphasage mesurés pour la matrice de Butler à 4 ports pour la fréquence f = 2,43 GHz.

Port 1, f = 2,43 GHz	Élément 1	Élément 2	Élément 3	Élément 4
Amplitude (en dB)	-6,10	-7,19	-6,56	-7,49
Phase (en °)	-143,88	154,91	111,52	71,18

Port 2, f = 2,43 GHz	Élément 1	Élément 2	Élément 3	Élément 4
Amplitude (en dB)	-6,64	-6,19	-7,89	-6,83
Phase (en °)	119,66	-115,87	26,84	161,21

Port 3, f = 2,43 GHz	Élément 1	Élément 2	Élément 3	Élément 4
Amplitude (en dB)	-6,89	-7,86	-6,19	-6,43
Phase (en °)	164,93	27,51	-113,01	120,71

Port 4, f = 2,43 GHz	Élément 1	Élément 2	Élément 3	Élément 4
Amplitude (en dB)	-7,41	-6,52	-7,10	-6,33
Phase (en °)	74,70	113,68	155,15	-146,05

ANNEXE IV

Amplitude et déphasage mesurés pour la matrice de Butler à 4 ports pour les fréquences f = 2,38 GHz et f = 2,48 GHz.

F=2,38 GHz :

Port 1, f = 2,38 GHz	Élément 1	Élément 2	Élément 3	Élément 4
Amplitude	-6,10	-7,09	-6,60	-7,36
Phase	-116,11	-158,99	149,99	107,51

Port 2, f = 2,38 GHz	Élément 1	Élément 2	Élément 3	Élément 4
Amplitude	-6,64	-6,18	-7,70	-6,79
Phase	148,33	-70,50	63,23	-162,46

Port 3, f = 2,38 GHz	Élément 1	Élément 2	Élément 3	Élément 4
Amplitude	-6,86	-7,66	-6,24	-6,49
Phase	-159,15	64,06	-67,77	149,53

Port 4, f = 2,38 GHz	Élément 1	Élément 2	Élément 3	Élément 4
Amplitude	-7,33	-6,63	-7,09	-6,33
Phase	111,09	151,92	-158,93	-118,36

ANNEXE IV, suite

F=2,48 GHz :

Port 1, f = 2,48 GHz	Élément 1	Élément 2	Élément 3	Élément 4
Amplitude	-5,99	-7,16	-6,46	-7,50
Phase	-171,78	107,25	72,08	33,94

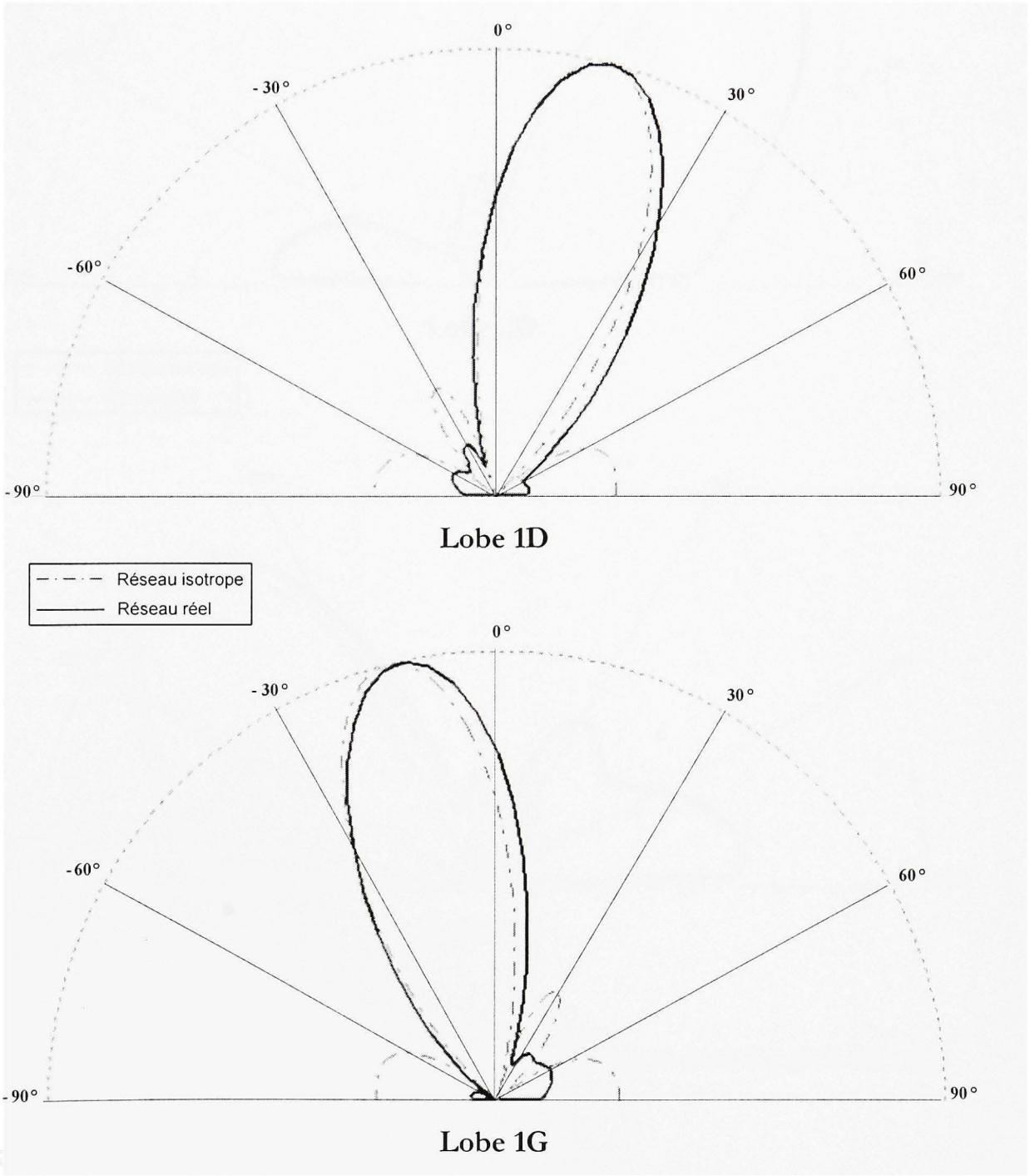
Port 2, f = 2,48 GHz	Élément 1	Élément 2	Élément 3	Élément 4
Amplitude	-6,58	-6,06	-7,94	-6,79
Phase	89,86	-162,30	-9,84	123,68

Port 3, f = 2,38 GHz	Élément 1	Élément 2	Élément 3	Élément 4
Amplitude	-6,88	-8,03	-6,12	-6,37
Phase	127,16	-9,33	-159,66	90,60

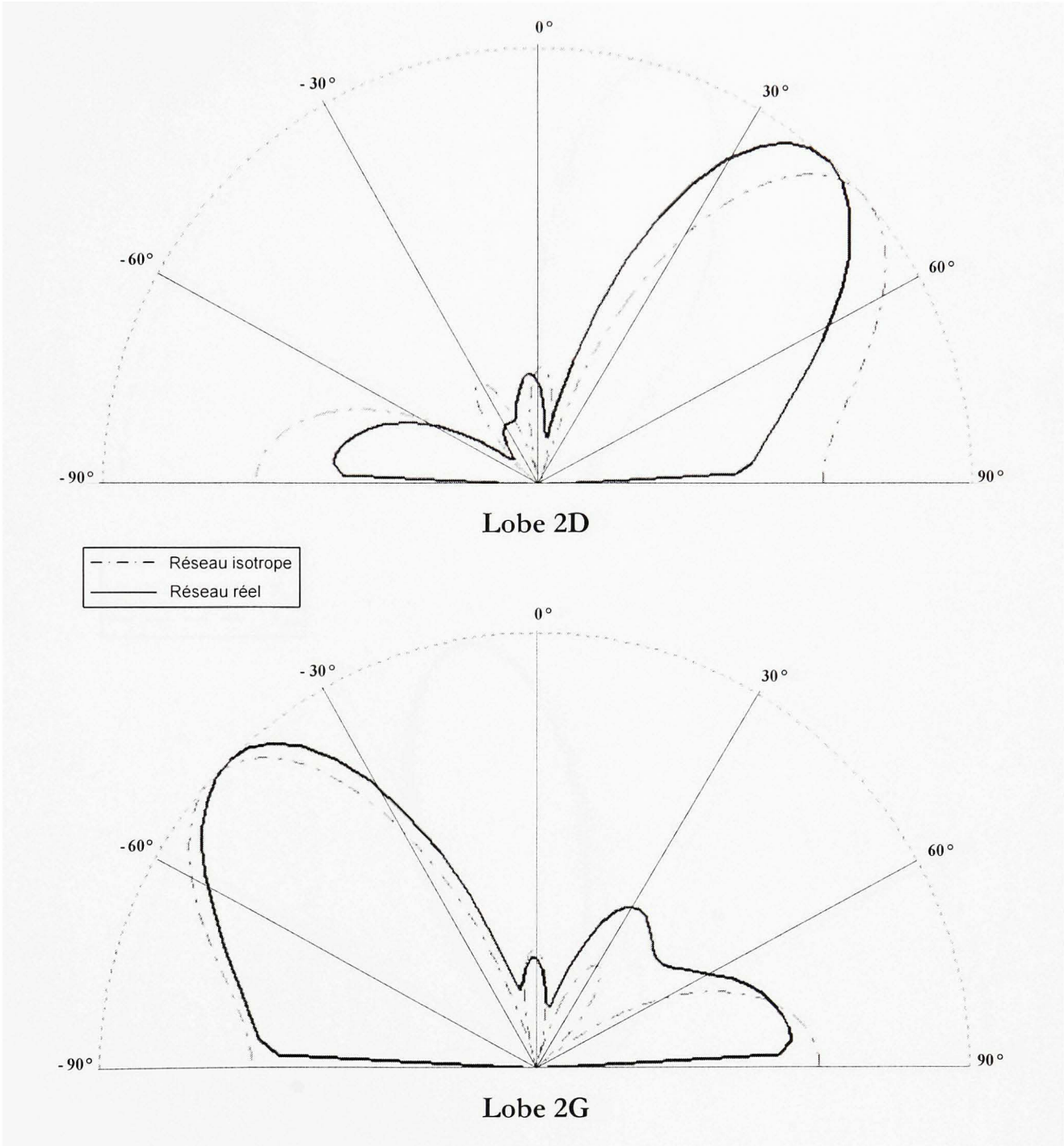
Port 4, f = 2,38 GHz	Élément 1	Élément 2	Élément 3	Élément 4
Amplitude	-7,46	-6,44	-7,11	-6,19
Phase	37,04	74,17	107,47	-173,59

ANNEXE V

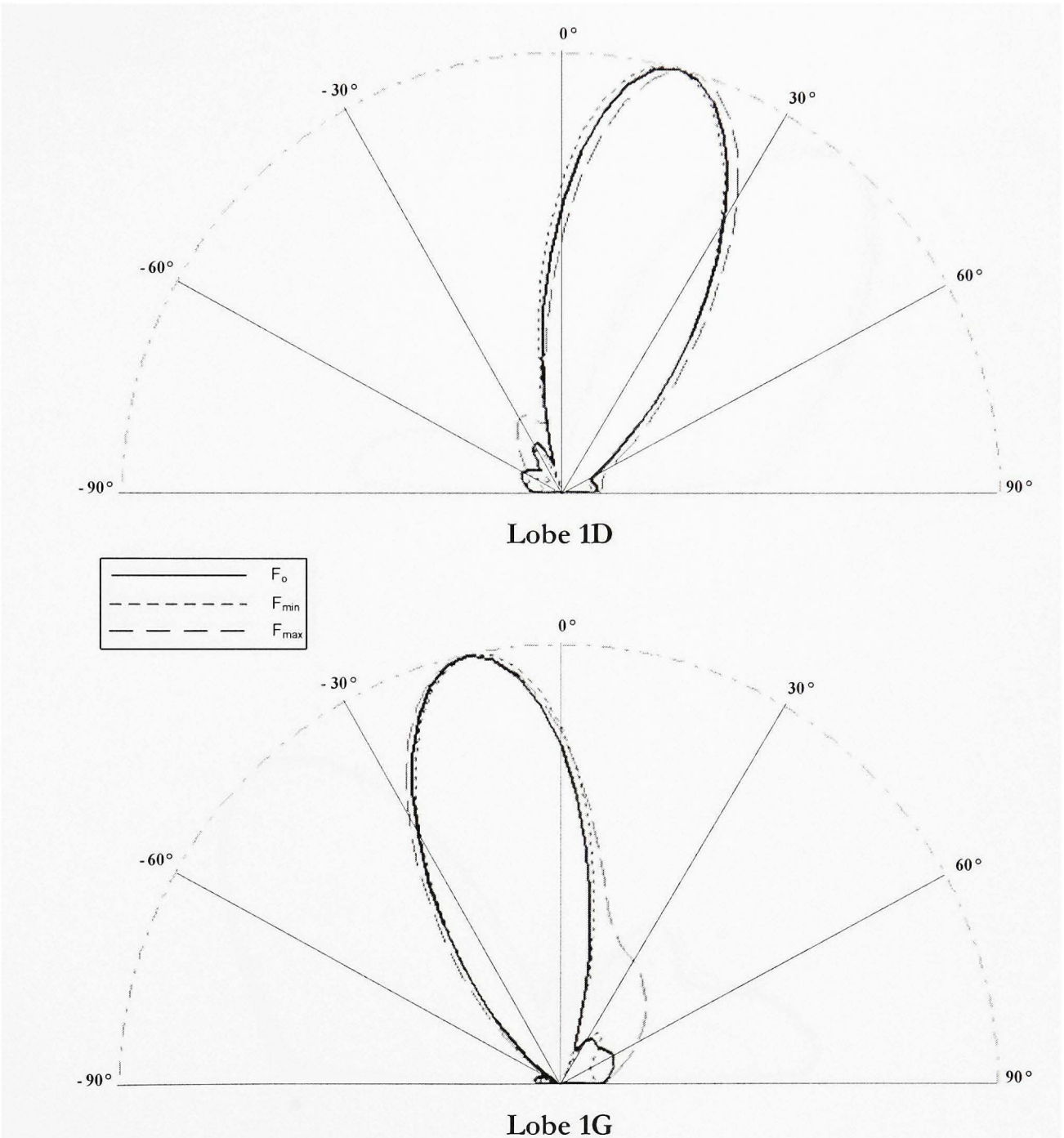
Patrons de rayonnement correspondants à la matrice de Butler conçue par simulation électromagnétique.



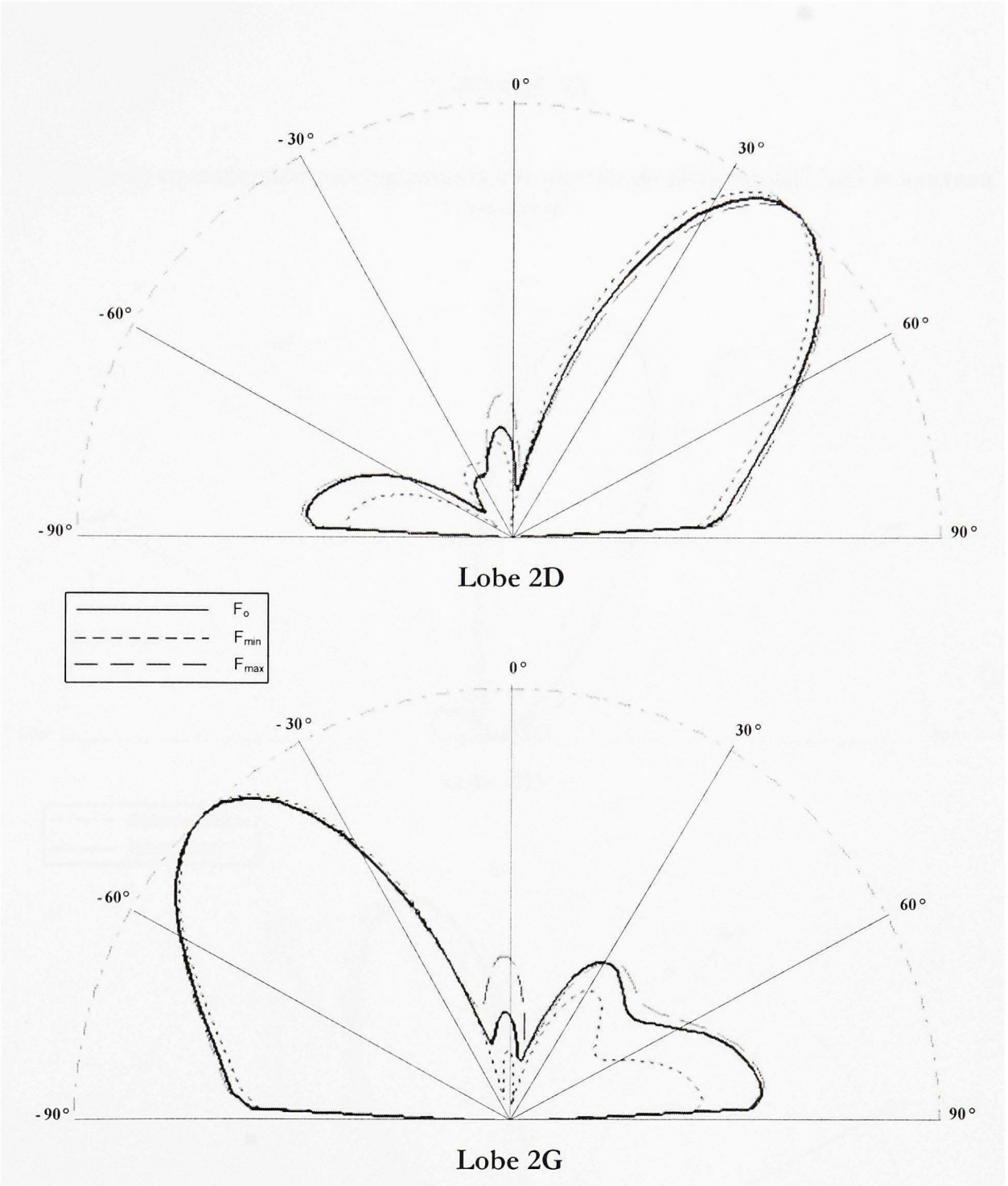
Patron de rayonnement des lobes 1D ***et 1G et comparaison avec le patron théorique.***



Patron de rayonnement des lobes 2D et 2G et comparaison avec le patron théorique.



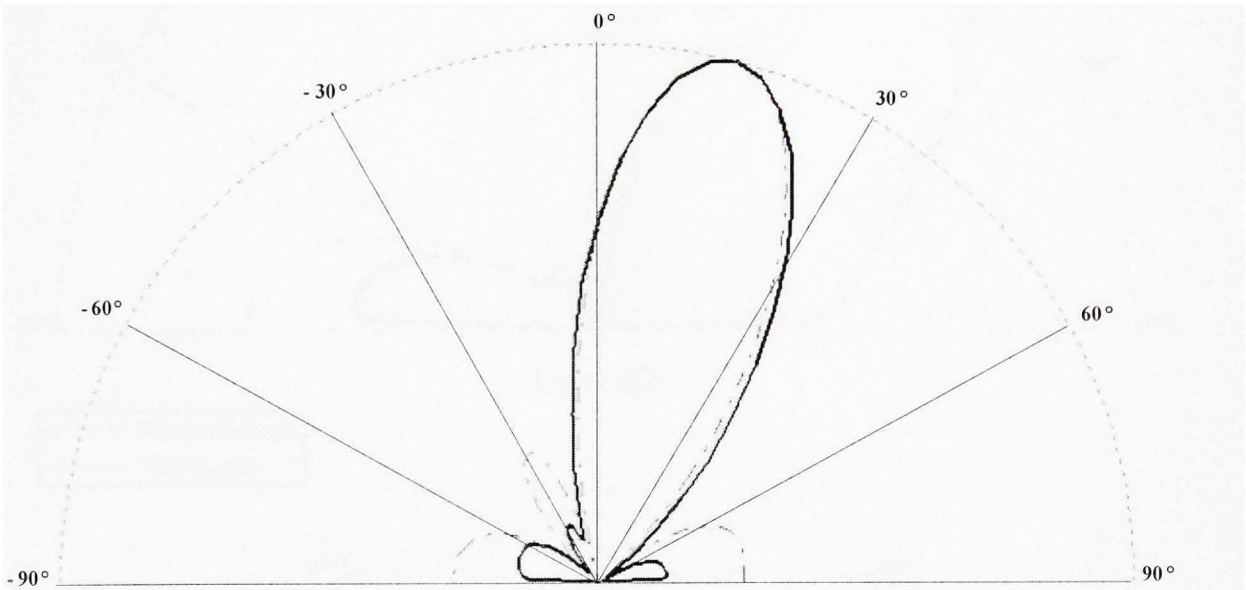
Variation du patron de rayonnement des lobes 1D et 1G en fonction de la fréquence.



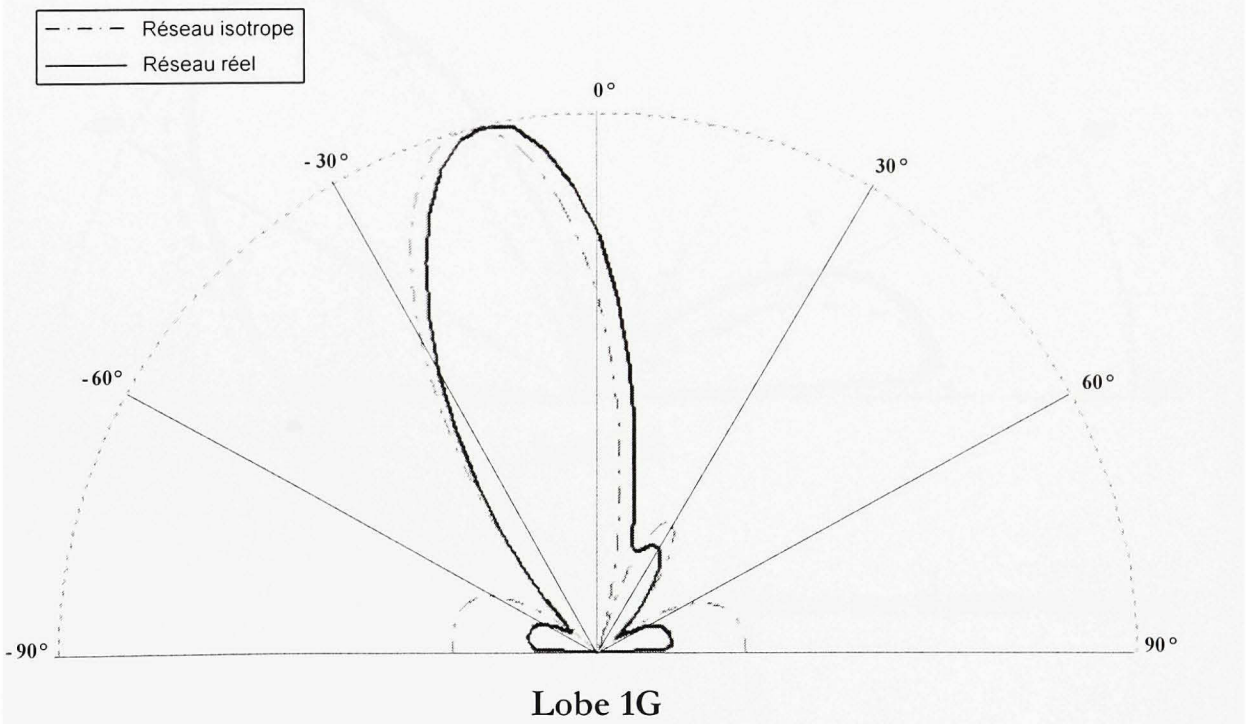
Variation du patron de rayonnement des lobes 2D et 2G en fonction de la fréquence.

ANNEXE VI

Patrons de rayonnement correspondants à la matrice de Butler conçue par le nouveau "crossover".

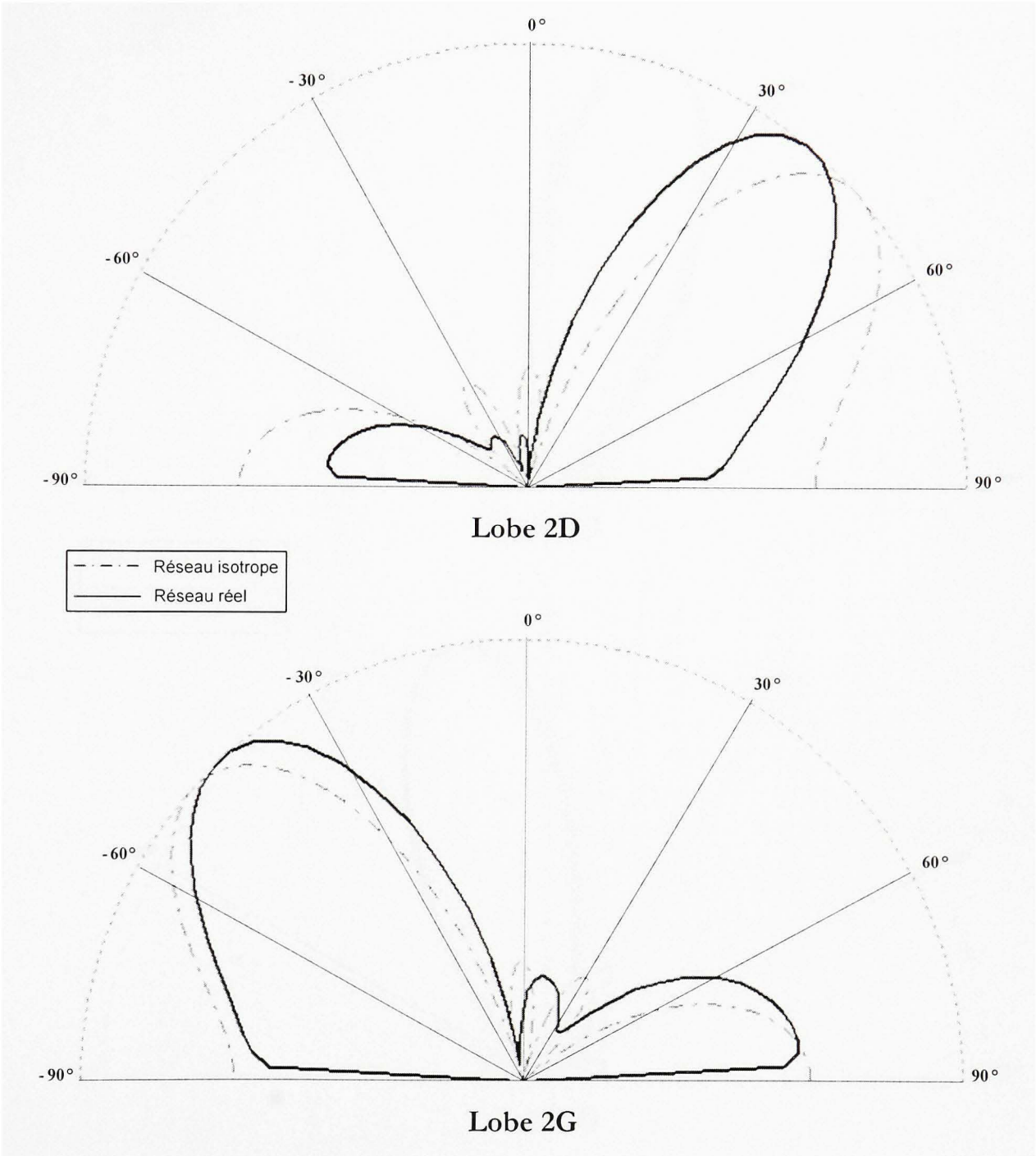


Lobe 1D

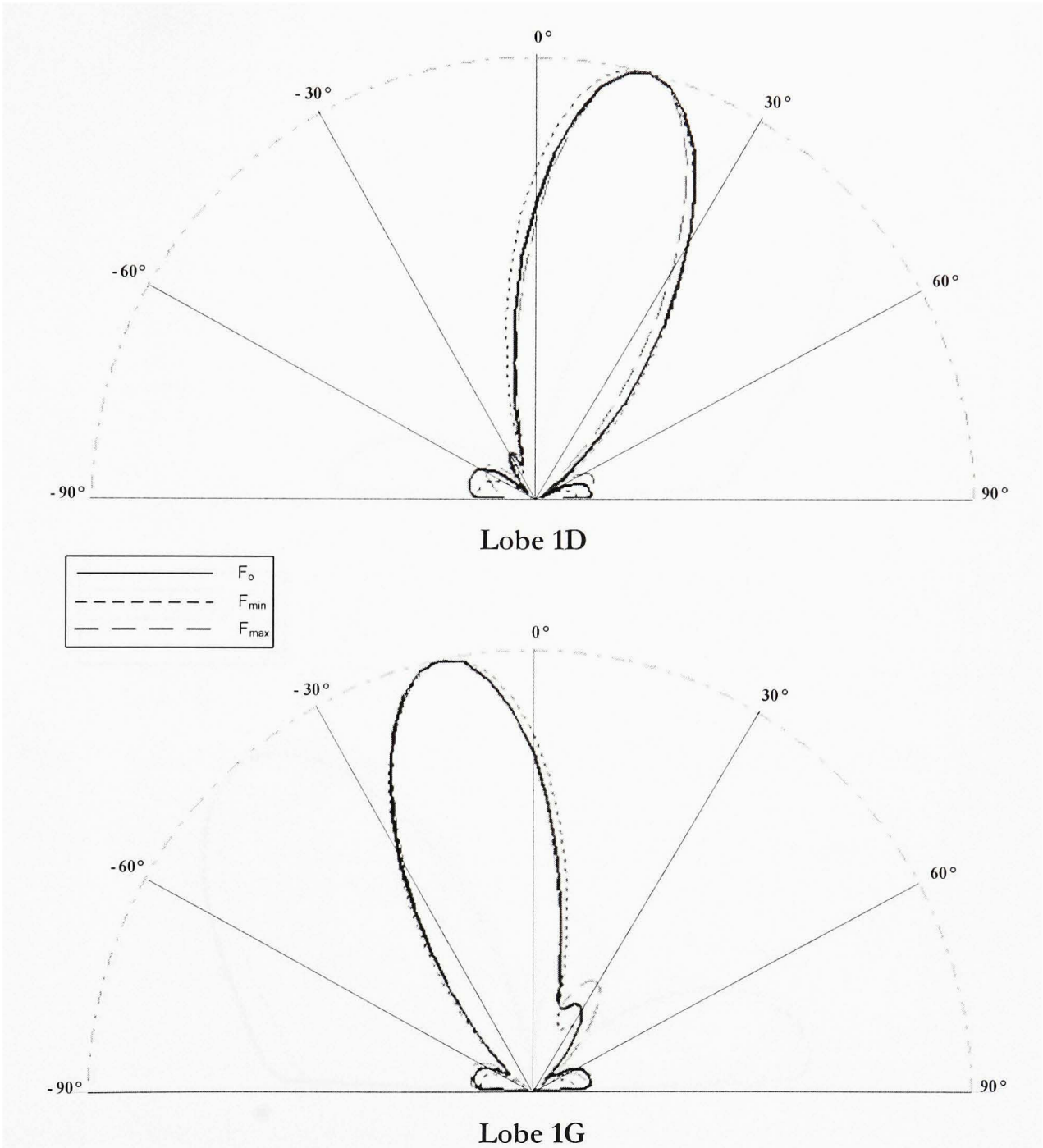


Lobe 1G

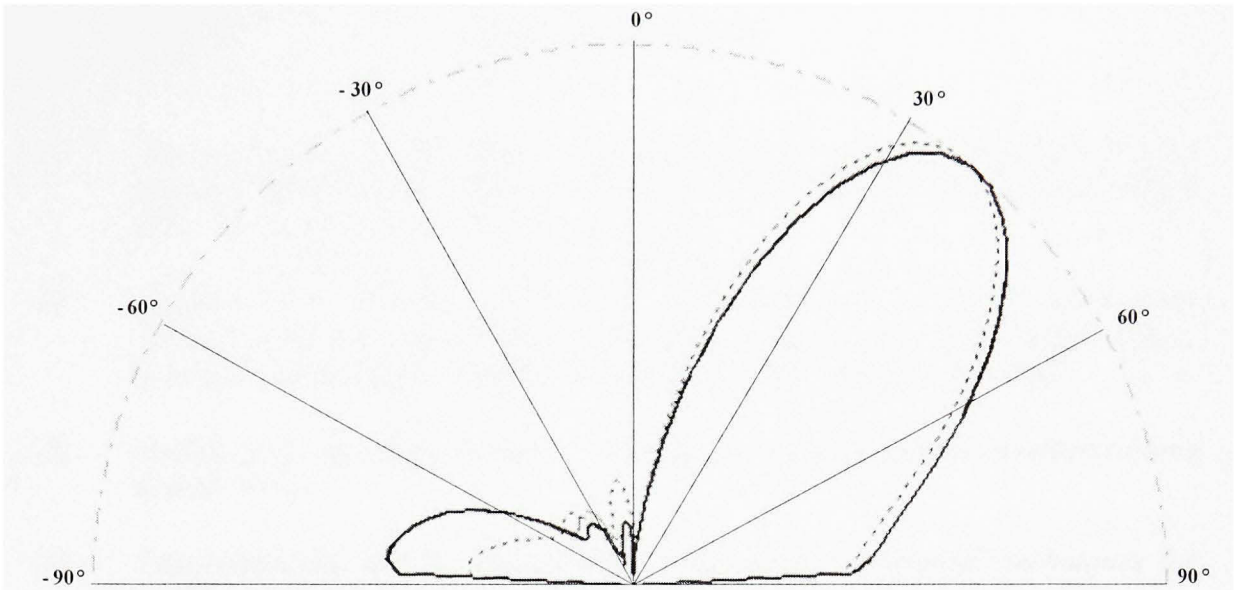
Patron de rayonnement des lobes 1D et 1G et comparaison avec le patron théorique.



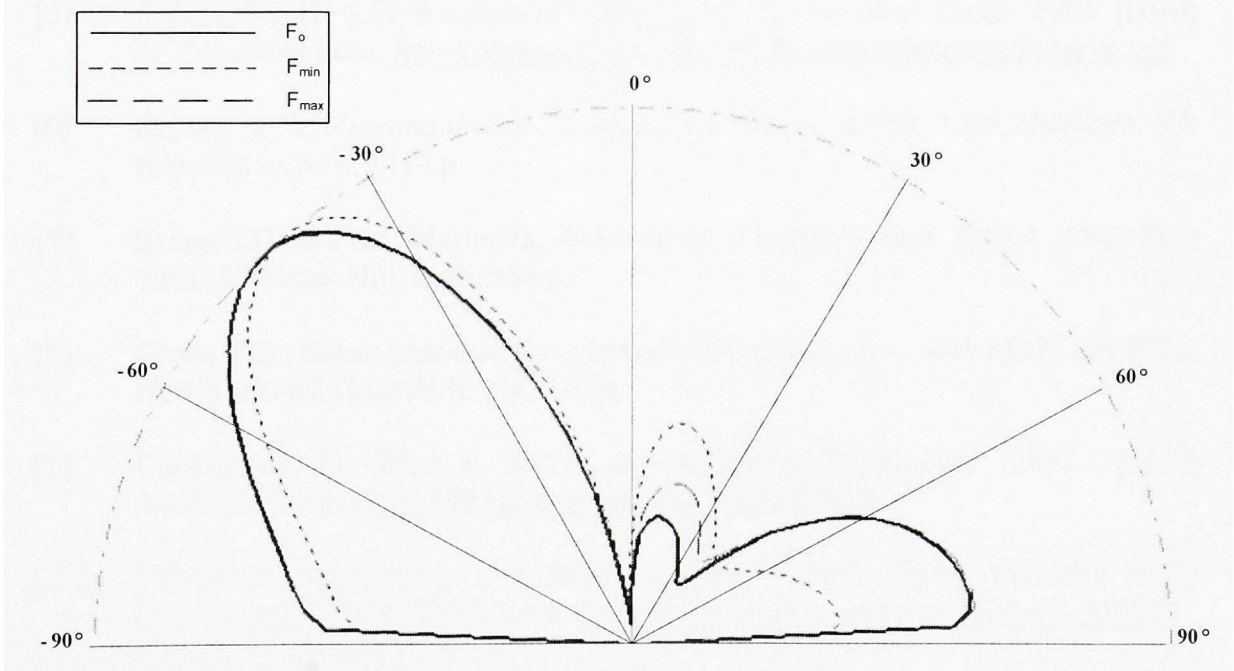
Patron de rayonnement des lobes 2D et 2G et comparaison avec le patron théorique.



Variation du patron de rayonnement des lobes 1D et 1G en fonction de la fréquence.



Lobe 2D



Lobe 2G

Variation du patron de rayonnement des lobes 2D et 2G en fonction de la fréquence.

BIBLIOGRAPHIE

[1] Swales, S.C., et al., *The performance enhancement of multibeam adaptive base-station antennas for cellular land mobile radio systems*. Vehicular Technology, IEEE Transactions on, 1990. 39(1): p. 56-67.

[2] Ohgane, T., et al., *BER performance of CMA adaptive array for high-speed GMSK mobile communication-a description of measurements in central Tokyo*. Vehicular Technology, IEEE Transactions on, 1993. 42(4): p. 484-490.

[3] Harbin, S.A. and B.E. Rainer. *A low-power wireless mobile communications system*. 1994.

[4] Tangemann, M. and R. Rheinschmitt. *Comparison of upgrade techniques for mobile communication systems*. 1994.

[5] Affairs, F.C.C.-C.G. *Wireless 911 Services: FCC Consumer Facts*. 2006 [cited; 3]. Available from: http://www.fcc.gov/cgb/consumerfacts/wireless911srvc.pdf.

[6] Balanis, C.A., *Antenna theory : analysis and design*. 3rd ed. 2005, Hoboken, NJ: John Wiley. xvii, 1117 p.

[7] Kraus, J.D. and R.J. Marhefka, *Antennas for all applications*. 3rd ed. 2002, New York: McGraw-Hill. xviii, 938 p.

[8] Gross, F.B., *Smart antennas for wireless communications : with MATLAB*. 2005, New York: McGraw-Hill. xiv, 270 p.

[9] Corporation, B. *What is 802.11 n*. Broadcom Corporation 2007 [cited; Available from: http://80211n.com/what-is-80211n.html.

[10] Wikimedia Foundation, I. WiMAX MIMO. 2007 [cited Consulté le 01 Novembre 2007; Available from: http://en.wikipedia.org/wiki/WiMAX_MIMO.

[11] Wikimedia Foundation, I. Active Electronically Scanned Array. [cited; Available from: http://en.wikipedia.org/wiki/Active_electronically_scanned_array.

[12] Butler, J. and R. Lowe, *Beam forming matrix simplifies design of electronically scanned antennas.* Electron. Design, Apr. 1961. Volume 9: p. 170–173.

[13] FCC. *Enhanced 911 - Wireless Services.* Federal Communications Commission 2006 [cited; Available from: http://www.fcc.gov/911/enhanced/.

[14] DIRECTIVE 2002/22/CE DU PARLEMENT EUROPÉEN ET DU CONSEIL du 7 mars 2002 concernant le service universel et les droits des utilisateurs au regard des réseaux et services de communications électroniques (directive «service universel»). Journal officiel des Communautés européennes 2002 [cited; Available from: http://eur-lex.europa.eu/LexUriServ/site/fr/oj/2002/l_108/l_10820020424fr00510077.pdf.

[15] Silva, A.P. and G.R. Mateus. *A mobile location-based vehicle fleet management service application*. 2003.

[16] Shaojun, F. and L. Choi Look. *Assisted GPS and its impact on navigation in intelligent transportation systems.* 2002.

[17] Trevisani, E. and A. Vitaletti. *Cell-ID location technique, limits and benefits: an experimental study.* 2004.

[18] Sayed, A.H., A. Tarighat, and N. Khajehnouri, *Network-based wireless location: challenges faced in developing techniques for accurate wireless location information. Signal Processing Magazine*, IEEE, 2005. 22(4): p. 24-40.

[19] Guolin, S., et al., *Signal processing techniques in network-aided positioning: a survey of state-of-the-art positioning designs*. Signal Processing Magazine, IEEE, 2005. 22(4): p. 12-23.

[20] Van Trees, H.L., *Detection, estimation, and modulation theory*. 1968, New York,: Wiley. 4 v.

[21] Godara, L.C., *Application of antenna arrays to mobile communications. II. Beam-forming and direction-of-arrival considerations*. Proceedings of the IEEE, 1997. 85(8): p. 1195-1245.

[22] Bartlett, M.S., *An introduction to stochastic processes, with special reference to methods and applications*. 2nd ed 1966, Cambridge,: Cambridge U.P. xvi, 362 p.

[23] Capon, J., *High-resolution frequency-wavenumber spectrum analysis.* Proceedings of the IEEE, 1969. 57(8): p. 1408-1418.

[24] Makhoul, J., *Linear prediction: A tutorial review*. Proceedings of the IEEE, 1975. 63(4): p. 561-580.

[25] Wikimedia Foundation, I. *Pisarenko harmonic decomposition*. 16 May 200 [consulté le 01 Novembre 2007]; Available from: http://en.wikipedia.org/wiki/Pisarenko_harmonic_decomposition.

[26] Schmidt, R., *Multiple emitter location and signal parameter estimation.* Antennas and Propagation, IEEE Transactions on [legacy, pre - 1988], 1986. 34(3): p. 276-280.

[27] Roy, R. and T. Kailath, *ESPRIT-estimation of signal parameters via rotational invariance techniques*. Acoustics, Speech, and Signal Processing [see also IEEE Transactions on Signal Processing], IEEE Transactions on, 1989. 37(7): p. 984-995.

[28] Johnson, D.H., *The application of spectral estimation methods to bearing estimation problems.* Proceedings of the IEEE, 1982. 70(9): p. 1018-1028.

[29] Alexiou, A. and M. Haardt, *Smart antenna technologies for future wireless systems: trends and challenges*. Communications Magazine, IEEE, 2004. 42(9): p. 90-97.

[30] Yiping, W. and J.R. Cruz. *Adaptive antenna arrays for cellular CDMA communication systems.* 1995.

[31] Garg, V.K., S.R. Laxpati, and W. Dexin, *Use of smart antenna system in universal mobile communications systems (UMTS).* Antennas and Wireless Propagation Letters, 2004. 3: p. 66-70.

[32] Siachalou, E., et al., *On the design of switched-beam wideband base stations.* Antennas and Propagation Magazine, IEEE, 2004. 46(1): p. 158-167.

[33] Song, Y.S., H.M. Kwon, and B.J. Min, *Computationally efficient smart antennas for CDMA wireless communications.* Vehicular Technology, IEEE Transactions on, 2001. 50(6): p. 1613-1628.

[34] Chen, Z. and D. Yang. *A novel smart antennas algorithm for 1x EV-DV systems.* 2003.

[35] Kai-Bor, Y. and D.J. Murrow, *Adaptive digital beamforming for angle estimation in jamming. Aerospace and Electronic Systems*, IEEE Transactions on, 2001. 37(2): p. 508-523.

[36] Liberti, J.C. and T.S. Rappaport, *Smart antennas for wireless communications : IS-95 and third generation CDMA applications*. Prentice Hall communications engineering and emerging technologies series. 1999, Upper Saddle River, NJ: Prentice Hall PTR. xvii, 376 p.

[37] Cohen, H., *Mathematics for scientists and engineers*. 1992, Englewood Cliffs, N.J.: Prentice Hall.

[38] Jean-Sébastien Néron, a.G.-Y.D. *Microstrip EHF Butler Matrix Design and Realization.* ETRI Journal, Dec. 2005 [cited vol.27, no.6; 788-797]. Available from: http://etrij.etri.re.kr/Cyber/servlet/BrowseAbstract?paperid=C40502-0012.

[39] Denidni, T.A. and T.E. Libar. *Wide band four-port butler matrix for switched multibeam antenna arrays.* 2003.

[40] Pham, N.T., L. Gye-An, and F. De Flaviis. *Microstrip antenna array with beamforming network for WLAN applications.* 2005.

[41] Pozar, D.M. *Microwave engineering.* 2005 [cited; 3rd:[xvii, 700 p.]. Available from: http://www.loc.gov/catdir/description/wiley041/2003065001.html

[42] Merritt, R. *GPS on steep ramp in cellphones.* 2007 [cited Consulté le 01 novembre 2007]; Available from: http://www.wirelessnetdesignline.com/showArticle.jhtml?articleID=202801653.

[43] Device.net, G.T. [En ligne] *A GPS Tracking Device Will Give You the Security and Confidence of Never Getting Lost Again.*2007 Consulté le 01 Septembre 2007 [cited; Available from: http://www.gpstrackingdevice.net/.

[44] Calgary, U.o. *GPS is invading cellular phones!* 2007 Consulté le 01 septembre 2007 [cited; Available from: http://weblogs.ucalgary.ca/lynnaray/blog/2007/04/03/gps_is_invading_cellular_phones.

[45] Questex Media Group, I. *Does Your Cell Phone Know Where You Are?* 2007 Consulté le 01 septembre 2007 [cited; Available from: http://cp.gpsworld.com/gpscp/article/articleDetail.jsp?id=388340.

[46] Kaifas, T.N. and J.N. Sahalos, *On the design of a single-layer wideband Butler matrix for switched-beam UMTS system applications* [Wireless Corner]. Antennas and Propagation Magazine, IEEE, 2006. 48(6): p. 193-204.

[47] Mahler, W. and F.M. Landstorfer. *Design and optimisation of an antenna array for WiMAX base stations. in Wireless Communications and Applied Computational Electromagnetics,* 2005. IEEE/ACES International Conference. 2005.

[48] Yoharaaj, D., R.S. Azmir, and A. Ismail. *A New Approach for Bandwidth Enhancement Technique in Microstrip Antenna for Wireless Applications.* in RF and Microwave Conference, 2006. RFM 2006. International. 2006.

[49] A. A. Eldek, A.Z. Elsherbeni, and C.E. Smith. *DUAL-WIDEBAND SQUARE SLOT ANTENNA WITH A U-SHAPED PRINTED TUNING STUB FOR PERSONAL WIRELESS COMMUNICATION SYSTEMS.* Progress In Electromagnetics Research, PIER 2005 [cited 53; 319-333]. Available from: http://ceta.mit.edu/pier/pier53/17.0410301.E.Elsherbeni.S.pdf.

[50] Jang, Y.W., *Broadband cross-shaped microstrip-fed slot antenna.* Electronics Letters, 2000. 36(25): p. 2056-2057.

[51] Microwaves101.com. *Attenuators.* 2007 [cited; Available from: http://www.microwaves101.com/encyclopedia/attenuators.cfm#fixed.

[52] Designs, P.-N. *Couplers and splitters.* 2005 Consulté le Novembre 2007 [cited; Available from: http://www.microwaves101.com/encyclopedia/couplers.cfm.

[53] Koubeissi, M., et al., *Switched-beam antenna based on novel design of Butler matrices with broadside beam.* Electronics Letters, 2005. **41**(20): p. 1097-1098.

[54] Hiranandani, M.A. and A.A. Kishk. *Widening Butler matrix bandwidth within the X-band.* in *Antennas and Propagation Society International Symposium, 2005 IEEE.* 2005.

[55] Hayashi, H., et al., *Four-element planar Butler matrix using half-wavelength open stubs Four-element planar Butler matrix using half-wavelength open stubs.* Microwave and Wireless Components Letters, IEEE, 2002. **12**(3): p. 73-75.

[56] Zheng, S., et al., *Broadband butler matrix with flat coupling*
Broadband butler matrix with flat coupling. Electronics Letters, 2007. **43**(10): p. 576-577.

[57] Wolfram Research, I. *Chebyshev Polynomial of the First Kind.* [cited; Available from: http://mathworld.wolfram.com/ChebyshevPolynomialoftheFirstKind.html.