

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR
ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE

UNIVERSITE ABOU BEKR BELKAID-TLEMCCEN
FACULTE DE TECHNOLOGIE
DEPARTEMENT DE GENIE ELECTRIQUE
ET D'ELECTRONIQUE
LABORATOIRE DE TELECOMMUNICATIONS LTT



THESE

Pour obtenir le titre de

Docteur en Télécommunications

Présentée par Monsieur

GUENAD Boumediene

Etude et Conception de Réseaux d'Antennes à Faisceaux Multiples et de leurs Systèmes d'Alimentations

Soutenue Le 30 juin 2013

Jury :

Président :	K .GHAFFOUR	Prof. à l'Université de Tlemcen.
Examineurs :	Y. BENTOUTOU	Directeur de recherche au C.D.S(Oran).
	L. HADJ ABDERRAHMANE	Maître de recherches A au C.D.S(Oran).
	M.KAMECHE	Maître de recherches A au C.D.S(Oran).
Directeur de thèse :	F. T. BENDIMERAD	Prof. à l'Université de Tlemcen.
Co-Directeur de thèse :	S. M. MERIAH	Prof. à l'Université de Tlemcen.

Année universitaire 2012-2013

*A la mémoire de mon beau-père **Dr LAHOUEL Houcine.***

A mes parents.

A ma Chère Oume Abdelaziz.

A tous ceux que j'aime.

Et à ceux qu'on oublie.

Remerciements

Avant tout je remercie le bon Dieu qui m'a donné de l'aide et de la patience pour achever ce travail.

Mes premiers remerciements sont adressés à mon directeur de thèse, F.T.BENDIMERAD, Professeur l'université de Tlemcen. Je lui suis reconnaissant pour les qualités scientifiques et pédagogiques de son encadrement. Sa confiance et son soutien m'ont beaucoup aidé à accomplir ce travail. Il a su guider cette étude avec sagesse, tout en me laissant une grande liberté.

J'adresse mes sincères remerciements à Monsieur S.M.Meriah, professeur à l'Université de Tlemcen, qui a bien voulu assurer la direction de cette thèse, pour son soutien et ses précieux conseils.

J'adresse également mes remerciements à Monsieur K .GHAF FOUR, professeur à l'université de Tlemcen pour l'honneur qu'il me fait en acceptant de présider le jury chargé d'examiner ce travail.

J'exprime ma reconnaissance à Y. BENTOUTOU Directeur de recherche au C.D.S(Oran) , et L. HADJ ABDERRAHMANE, Maître de recherches A au C.D.S(Oran), qui m'ont fait l'honneur d'examiner ce travail.

Je tiens à associer à ces remerciements, Monsieur M.KAMECHE, Maître de recherches A au C.D.S(Oran), pour m'avoir fait l'honneur de participer au jury.

Un grand merci à tous mes collègues du département d'électronique de l'université de Chlef .

Je remercie tout particulièrement les membres laboratoire de Telecommunication de Tlemcen *LTT* .

Résumé

Depuis plusieurs années, le domaine des télécommunications et des nouvelles technologies connaît un véritable essor. On assiste aujourd'hui à un engouement sans précédent du grand public pour les applications de communication multimédia (données, voix, photos, vidéos) et la demande est de plus en plus forte pour un transfert à haut débit entre des équipements communicants mobiles et à encombrement réduit. De plus, que le mode d'utilisation soit nomade ou sédentaire, les technologies radio sans fils (*Bluetooth, WiFi, GPRS, UMTS, WiMax*) connaissent un grand succès. Pour répondre à ces besoins croissants de communication sans fils à haut débit, les futures générations d'équipements vont faire appel à des antennes de plus en plus performantes. Celles-ci devront fonctionner sur plusieurs bandes de fréquences ou sur une large bande. Mais elles devront aussi, pour des raisons pratiques et esthétiques, être intégrées aux systèmes radio, ce qui requiert la mise au point de structures compactes, discrètes et n'ayant pas de problèmes de compatibilité électromagnétique avec les circuits électroniques environnants. Pour répondre à ces différents objectifs, nous avons axé notre recherche sur les antennes multifaisceaux sont un sous-système particulièrement important dans la mesure où ils permettent de réutiliser une même ouverture rayonnante pour l'ensemble des faisceaux à produire ,cette thèse se compose de deux études indépendantes :

la première partie. Apporte une contribution à l'étude de la synthèse de la puissance rayonnée dans l'espace par un réseau de sources multifaisceaux. Une caractéristique importante pour une antenne multifaisceaux multiples est le découplage obtenu entre les accès de chaque faisceau et il est de nature très différente selon que les empreintes de chaque faisceau sont disjointes, à recouvrement partiel ou total. On donne tout d'abord le cheminement qui permet de retrouver l'expression du diagramme de la puissance rayonnée en fonction des caractéristiques élémentaires de chaque source, de la géométrie des sources dans le réseau et de la loi de pondérations de l'ensemble des éléments rayonnants. Une condition d'orthogonalité entre les faisceaux élémentaires et entre les coefficients d'excitations des sources doit être remplie. Ensuite une méthode mathématique d'optimisation est développé dans le cas d'optimisation sans contrainte (couvertures disjointes)

et le cas d'optimisation avec contrainte de deux couvertures (à recouvrement partiel et total).

La seconde partie.

Nous présentons dans cette partie une topologie d'un réseau d'antenne à formation de faisceaux basée sur nouvelle matrice de Butler. Une revue de la littérature scientifique nous a permis de constater de réalisations de ce genre à l'aide de lignes microruban en ondes centimétriques existent à ce jour. Une méthode de modélisation analytique de la matrice de Butler est d'abord proposée de cette matrice a été menée afin de mieux comprendre le fonctionnement de ce type de *Beamforming*. L'antenne développer a fourni de très bonnes performances qui très utile pour les systèmes de communications *WIMAX*. Finalement une structure de matrice de Butler a été développée en technologie micoruban appliqué aux antennes développées auparavant.

Mots clés : Antennes multifaisceaux, Méthode variationnelles, réseau d'alimentation, Matrice de Butler, Répartiteurs orthogonales, Technologie micro-ruban..

Table des matières

Remerciements	ii
Résumé	iii
Liste des figures	ix
Liste des tableaux	xiii
Introduction générale	1
1 Rappels sur les réseaux d'antennes multifaisceaux.	3
1.1 Introduction.	3
1.2 Les systèmes de télécommunications.	4
1.2.1 Présentation des systèmes de communications.	4
1.2.1.1 Faisceaux hertziens point à point.	4
1.2.1.2 Systèmes point-multipoints.	5
1.2.1.3 Système terrestre.	5
1.3 Les couvertures multifaisceaux.	6
1.3.1 Présentation.	6
1.3.2 Les antennes multifaisceaux dans les systèmes de télécommunications.	7
1.3.3 Domaines d'utilisation.	8
1.3.4 Intérêt des antennes multifaisceaux.	8
1.4 les antennes spatiales multifaisceaux	9
1.4.1 Introduction.	9
1.4.2 La solution " <i>N sources = un spot</i> "	10
1.4.3 Le système <i>FAFR</i> .	12
1.4.4 Les réseaux à rayonnement direct.	13
1.5 Les bases théoriques de la formation réseaux d'antennes multifaisceaux	14
1.5.1 Principe d'échantillonnage	14
Disposition des faisceaux	14
1.5.2 Indépendance des couvertures	15
1.5.3 Formulation de la condition d'orthogonalité	16
1.6 Conclusion	18

2	Synthèse des antennes multifaisceaux	19
2.1	Introduction.	19
2.2	Problèmes de synthèse sans contrainte.	19
2.2.1	Méthodes d'optimisation de réseau d'antennes.	20
2.2.1.1	La méthode variationnelle tridimensionnelle.	20
	Principe	20
2.2.2	Définition du critère	21
2.2.3	Développement mathématique de la méthode variationnelle.	21
2.2.3.1	Stationnarité de J .	24
2.2.4	Algorithme de calcul.	25
2.3	Résultats des simulations	27
2.3.1	"Cas d'une seule couverture"	27
2.3.1.1	Zones à échantillonnage hexagonal complet.	27
2.3.1.2	Zones à échantillonnage hexagonal incomplet.	29
2.3.2	Problème de synthèse sans contrainte " Deux couvertures disjoints".	32
2.4	Problème synthèse avec contrainte "Cas deux couvertures à recouvrement total".	35
2.4.1	Condition d'amplitude et de phase.	36
2.4.2	Formulation du problème.	37
2.4.3	Algorithme de calcul.	38
2.4.4	Résultats de simulation "Cas Deux zones à échantillonnage hexagonal complet à recouvrement total".	40
2.4.5	Deux zones à échantillonnage hexagonal incomplet à recouvrement total.	43
2.5	Problème avec contrainte "Cas deux couvertures à recouvrement partiel".	46
2.5.1	Formulation du problème.	46
2.5.2	Deux zones à échantillonnage hexagonal complet à recouvrement partiel.	47
2.5.3	Deux zones à échantillonnage hexagonal incomplet à recouvrement partiel.	51
2.6	Validation des résultats par comparaison avec littérature.	53
2.7	Conclusion.	55
3	Systèmes d'alimentations des antennes multifaisceaux	56
3.1	Introduction.	56
3.2	Conformateurs de réseaux (<i>Beamformers</i>).	57
	<i>Beamforming</i> numérique	57
	" <i>Beamforming</i> " analogique	58
3.2.1	Matrice de <i>Blass</i>	58
3.2.2	Matrice de <i>Nolen</i>	59
3.2.3	Lentille de <i>Rotman</i>	60
3.2.4	Matrice Multifaisceaux Orthogonal "Matrice de Butler".	61
3.2.4.1	Introduction	61
3.2.4.2	Avantages et inconvénients	61
3.2.4.3	Principe de fonctionnement.	62
3.2.5	Les composants intrinsèques de la matrice de Butler.	64
	a. Les coupleurs <i>3dB</i>	64

a1. Le coupleur ($3dB, 90^\circ$) à jonctions ou hybride	64
a2. Le coupleur ($3dB, 180^\circ$)	65
b. Croisement (<i>Cross-over</i>)	65
c. Déphaseurs.	65
3.3 Réseau linéaire alimenté par une matrice de Butler.	65
3.4 Résultat de simulation d'un réseau linéaire alimenté par une matrice de Butler.	68
3.4.1 Introduction	68
3.4.2 Procédure de conception pour de matrice de Butler.	68
3.4.2.1 Le cas des matrices de Butler utilisant des coupleurs ($3dB, 90^\circ$)	68
a. Nombre et positions des coupleurs	68
b. Positions et valeurs des déphaseurs	68
3.4.2.2 Conception d'une matrice de Butler standard 2×2	69
3.4.2.3 Conception d'une matrice de Butler standard 4×4	70
3.4.2.4 Conception d'une matrice Butler standard 8×8	71
3.4.2.5 Cas des matrices utilisant des coupleurs ($3dB; 180^\circ$).	72
3.4.2.6 Nombre et positions des coupleurs.	72
3.4.3 Conception d'une matrice de Butler non standard 2×2	73
3.4.4 Conception d'une matrice de Butler non standard 4×4	74
3.4.5 Conception d'une matrice de Butler non standard 8×8	75
3.5 Conception d'une matrice de Butler à deux dimensions.	76
3.5.1 Résultats de simulations [65].	77
3.6 Conclusion.	79
4 Conception de réseau d'antennes à faisceaux multiples	80
4.1 Introduction	80
4.2 Etapes de conception du réseau d'antenne	81
4.2.1 Résultat de simulation d'un patch carrée.	81
4.3 Résultat de conception d'un réseau linéaire alimenté par une matrice de Butler 4×4	83
4.3.1 Coupleur hybride 3 dB.	83
Caractéristique Coupleur hybride 3 dB	83
Coupleur $3 db 90^\circ$	84
Coupleur $3 db 180^\circ$	85
4.3.1.1 Discussion du résultat de simulation d'un Coupleur $3 db 90^\circ$	85
4.4 Déphaseur.	86
4.4.1 Discussion du résultat de simulation d'un déphaseur.	87
4.5 Croisement.	88
4.5.1 Discussion du résultat de simulation d'un croisement.	89
4.6 Conception de la matrice de Butler.	90
4.6.1 Discussion des résultats de systèmes globales	92
4.7 conclusion.	96
Conclusion	97
A Champ rayonné par un réflecteur	99
B Théorie d'un réseau linéaire	101

B.1	Rappel rayonnement d'un réseau linéaire à espacement uniforme	101
	Condition pour la non apparition de lobes de réseau	104
C	Méthode détaillée de conception d'une matrice de Butler.	106
C.1	Cas matrice de Butler standard.	106
C.1.1	Procédure simplifiée de détermination des positions et valeurs des déphaseurs.	106
C.2	Cas matrice de Butler non standard.	107
C.2.1	Procédure simplifiée de détermination des positions et valeurs des déphaseurs.	108
	Première ligne de déphaseurs	108
	Deuxième ligne de déphaseurs	108
	K ligne de déphaseurs	108
D	Analogie entre la matrice de Butler et la transformée de Fourier rapide (<i>FFT</i>)	110
D.1	Introduction.	110
D.2	La théorie de la <i>FFT</i>	110
D.3	Exemple <i>FFT</i> d'ordre 8.	115
D.4	Analogie entre algorithme <i>FFT</i> et la matrice de Butler.	116
E	État de l'art sur les antennes imprimées	117
E.1	Introduction.	117
E.2	Courte histoire et description des éléments rayonnants.	118
E.3	Structure d'une antenne microruban.	118
E.3.1	Mécanisme de rayonnement.	119
E.3.2	Conception d'antennes.	120
E.3.2.1	Avantages et limitations.	120
E.3.2.2	Différentes techniques d'alimentation.	121
E.3.2.3	Alimentation par ligne microruban.	121
E.3.2.4	Alimentation par câble coaxial (sonde).	123
E.3.2.5	Alimentation couplée par ouverture.	124
E.3.2.6	Alimentation par couplage de proximité.	124
E.3.2.7	Alimentation par guide d'ondes coplanaire.	125
E.4	Modèle d'Analyse	126
E.4.1	Modélisation mathématique d'un élément de rayonnement.	126
E.4.1.1	Les dimensions du patch rayonnant.	128
E.4.2	Largeur de bande.	130
E.4.3	Choix du substrat.	131
E.5	conclusion	131
F	Liste des travaux durant la thèse	132
F.1	Les Publications Internationales	132
F.2	Les Communications Internationales	132
F.3	Communications Nationales	133

Table des figures

1.1	Exemple d'antennes pour faisceaux hertziens[4].	5
1.2	Adaptation à l'évolution la densité des utilisateurs et réutilisation des fréquences[4].	6
1.3	Principe du multifaisceaux avec un système focalisant [4].	7
1.4	Couverture d'un satellite multi-spots.	10
1.5	Architecture d'un BFN passif (à gauche) et d'un BFN actif (à droite)[7].	10
1.6	Exemple d'utilisation d'un <i>BFN</i> pour réaliser un faisceau avec sept sources.	11
1.7	Exemple d'antenne multifaisceaux <i>FAFR</i> [2].	12
1.8	Échantillonnage en carré du disque terrestre.	14
1.9	Échantillonnage en hexagonal du disque terrestre[25].	15
1.10	Représentation d'une antenne à larges faisceaux et à des faisceaux étroits[7].	15
1.11	Représentation de deux couvertures en recouvrement partiel.	17
2.1	Représentation du gabarit.	22
2.2	Organigramme de résolution numérique de la méthode variationnelle.	26
2.3	Échantillonnage hexagonal complet d'une couverture	27
2.4	Diagramme d'un réseau de 7 sources dans le plan d'observation u.	28
2.5	Contours iso-gain en (dB)(a) avant la synthèse, (b)après la synthèse.	28
2.6	Évolution du critère d'erreur.	29
2.7	(a)Amplitude d'alimentation des sources, (b)Phase d'alimentation des sources.	29
2.8	Échantillonnage hexagonal incomplet d'une couverture	30
2.9	Diagramme d'un réseau de 13 sources dans le plan d'observation u.	30
2.10	Contours iso-gain en (dB)(a) avant la synthèse, (b)après la synthèse.	31
2.11	Évolution du critère d'erreur.	31
2.12	(a)Amplitude d'alimentation des sources, (b)Phase d'alimentation des sources.	32
2.13	Diagramme d'un réseau à deux couvertures disjoints dans le plan d'observation u.	33
2.14	Contours iso-gain en (dB) après la synthèse	33
2.15	(a)Amplitude d'alimentation des sources, (b)Phase d'alimentation des sources.	34
2.16	(a)Amplitude d'alimentation des sources, (b)Phase d'alimentation des sources.	34
2.17	Évolution du critère d'erreur.	35
2.18	Répartiteur orthogonal à deux entrées pour deux couvertures sur la même région.	35
2.19	Organigramme de résolution numérique de la méthode variationnelle avec contrainte d'orthogonalité	39
2.20	Diagramme d'un réseau de 7 sources dans le plans d'observation u (a)Couverture total I , (b)Couverture total II.	40

2.21	Contours iso-niveaux sur le plan (u,v) en (dB)(a)Couverture total I , (b)Couverture total II.	41
2.22	Les valeurs des coefficients d'excitations pour la couverture I (a) module , (b) phase	41
2.23	Les valeurs des coefficients d'excitations pour la couverture II (a) module , (b) phase	42
2.24	(a)Évolution du critère d'erreur. (b)Évolution de la condition d'orthogonalité au cours des itérations.	42
2.25	Diagramme d'un réseau de 13 sources dans le plan d'observation u (a)Couverture total I , (b)Couverture total II.	43
2.26	Contours iso-niveaux sur le plan (u,v) en (dB)(a)Couverture total I , (b)Couverture total II.	44
2.27	Les valeurs des coefficients d'excitations pour la couverture I (a) module , (b) phase	44
2.28	Les valeurs des coefficients d'excitations pour la couverture II (a) module , (b) phase	45
2.29	(a)Évolution du critère d'erreur, (b)Évolution de la condition d'orthogonalité au cours des itérations.	45
2.30	Répartiteur "Dual mode" pour deux couvertures avec recouvrement partiel[27, 42, 43].	46
2.31	Deux couvertures avec recouvrement partiel 4 faisceaux communs.	48
2.32	Diagramme d'un réseau de 7 sources dans le plans d'observation u (a)partiel I , (b)partiel II.	48
2.33	Contours iso-niveaux sur le plan (u,v) en (dB)(a)Couverture partiel I , (b)Couverture partiel II.	49
2.34	Les valeurs des coefficients d'excitations pour la couverture I (a) module , (b) phase	49
2.35	(a)Amplitude d'alimentation des sources, (b)Phase d'alimentation des sources.	50
2.36	(a)Évolution du critère d'erreur, (b)Évolution de la condition d'orthogonalité au cours des itérations.	50
2.37	Deux couvertures avec recouvrement partiel (4 faisceaux communs)	51
2.38	Diagramme d'un réseau de 13 sources dans le plans d'observation u(a)zone I, (b)Zone II.	52
2.39	Contours iso-niveaux sur le plan (u,v) en (dB)(a)Couverture partiel I , (b)Couverture partiel II.	52
2.40	Les valeurs des coefficients d'excitations pour la couverture I (a) module , (b) phase	53
2.41	Les valeurs des coefficients d'excitations pour la couverture II (a) module , (b) phase	53
2.42	(a)Évolution du critère d'erreur, (b)Évolution de la condition d'orthogonalité au cours des itérations.	54
2.43	Diagramme d'un réseau antenne à recouvrement partiel, (b),(d) : Résultat de simulation, (a),(c) : Résultat [27].	54
3.1	Exemple d'un "beamformer" numérique.	58
3.2	(a) Architecture de base de la matrice de Blass[4].	59
3.3	(a) Forme générique des matrices de Nolen et (b) détail d'un noeud [55].	60
3.4	Première lentille de Rotman [4].	60

3.5	Schémas des matrices de Butler 4×4 : (a) matrice non standard, (b) matrice standard[46]	62
3.6	Faisceaux orthogonaux formés par la matrice de Butler 8×8	63
3.7	Modèle de coupleur hybride circulaire[55].	64
3.8	Fonctionnement du coupleur ($3dB, 90^\circ$), (a) en diviseur d'onde de puissance, (b) en combineur de puissance[58].	64
3.9	Fonctionnement du coupleur coupleur ($3dB, 180^\circ$)[58].	65
3.10	(a) :Architecture d'une matrice de Butler standard 2×2 . (b) : Diagramme de rayonnement.	69
3.11	(a) :Architecture d'une matrice de Butler standard 4×4 . (b) : Diagramme de rayonnement.	70
3.12	(a) :Architecture d'une matrice de Butler standard 8×8 . (b) : Diagramme de rayonnement.	72
3.13	(a) :Architecture d'une matrice de Butler 2×2 . (b) : Diagramme de rayonnement.	73
3.14	(a) :Architecture d'une matrice de Butler 4×4 . (b) : Diagramme de rayonnement.	74
3.15	(a) :Architecture d'une matrice de Butler 4×4 . (b) : Diagramme de rayonnement.	75
3.16	Rayonnement d'un réseau plan dans une direction θ, φ	76
3.17	Réalisation d'une matrice de Butler 8×8 à deux dimensions.	77
3.18	Diagramme de rayonnement d'un réseau plan utilisant une matrice de Butler 2×2	78
3.19	Diagramme de rayonnement d'un réseau plan utilisant une matrice de Butler 4×4	78
3.20	Diagramme de rayonnement d'un réseau plan utilisant une matrice de Butler 8×8	78
4.1	Antenne intelligente a faisceau commutable large bande.	80
4.2	géométrie de l'antenne	81
4.3	Densité de courants sur l'antenne à $3.2 GHz$	82
4.4	Pertes de retour de l'élément d'antenne.	82
4.5	Diagramme de rayonnement $2D$	82
4.6	Evolution du gain simulé en 3 dimensions à $3.2 GHz$	83
4.7	Schéma principe d'un coupleur à 3 dB [58, 66].	84
4.8	Dimensions du coupleur $3 dB$	85
4.9	Paramètres S en amplitude des résultats de simulation du coupleur.	86
4.10	Paramètres S en phase des voies de découplage.	86
4.11	Equivalence d'un déphasage crée à l'aide de lignes à retard de phase en technologie microruban[56].	87
4.12	Dimensions du déphaseur	87
4.13	Paramètres S en phase des voies de découplage.	88
4.14	Croisement à pont multicouche, (a) coupe transversale, (b) vue de dessus	88
4.15	Schématique du coupleur 0 dB.	89
4.16	Dimensions du croisement.	89
4.17	Paramètres S en amplitude des résultats de simulation du croisement.	89
4.18	Disposition des composants de la matrice de Butler 4×4	90

4.19	Résultats de simulation des pertes de retour et les pertes d'insertion (a) port 1 (b) port 2.	91
4.20	Résultats de simulation des pertes de retour et les pertes d'insertion (a) port 3 (b) port 4.	92
4.21	(a) Dimensions de la matrice de Butler (b) Distribution du densité de courant à 3.2Ghz.	93
4.22	Simulation de l'adaptation de la matrice de Butler 4×4	94
4.23	Diagrammes de rayonnement obtenus en simulation par la matrice de Butler.	94
4.24	Diagramme de rayonnement de matrice de Butler 4×4 (a) port 1 ,(b) port 2,(c) port 3 et (d) port 4.	95
A.1	Diagramme de rayonnement de réflecteur . (a) Modèle simulé A.3 (b)simulé par [29]	100
B.1	Réseau linéaire à espacement uniforme.	102
C.1	Valeurs des gradients de phases, exprimées en multiple de π/N , jusqu'à une matrice de Butler 32×32 [61].	107
C.2	Positions et valeurs des déphaseurs dans une matrice standard[61].	108
C.3	Positions et valeurs des déphaseurs dans une matrice non standard 32×32 [61].	109
D.1	Opérateur de base pour le calcul de la TFR papillon79,80	114
D.2	Graphe de fluence.	115
D.3	Représentation papillon d'une <i>fft</i> d'ordre 8	115
D.4	L'opération inversement des bits " <i>reverse carry</i> ".	116
E.1	géométrie de l'antenne	118
E.2	Principales formes rencontrées d'antennes imprimées [4]	119
E.3	Lignes de champ d'un éléments imprimées.	119
E.4	Techniques d'alimentation par ligne microruban (a) :Alimentation par ligne micro ruban. (b) :Alimentation par Encoches d'adaptation. (c) :Alimentation pour un rayonnement à polarisation. (d) :Alimentation d'un patch carré par deux lignes déphasées de 90°	122
E.5	Alimentation par câble coaxial (sonde).	123
E.6	Alimentation couplée par ouverture.	124
E.7	Alimentation par couplage de proximité.	125
E.8	Alimentation par guide d'ondes coplanaire.	126
E.9	Antenne microruban a plaque.	127
E.10	Vue de la face supérieure de l'antenne.	127
E.11	Paramètres S en amplitude résultats de simulation d'un patch carrée	130

Liste des tableaux

3.1	Tableau récapitulatif pour une matrice de Butler 2×2	69
3.2	Tableau récapitulatif pour une matrice de Butler standard 4×4	71
3.3	Tableau récapitulatif pour une matrice de Butler standard 8×8	72
3.4	Tableau récapitulatif pour une matrice de Butler non standard 2×2	74
3.5	Tableau récapitulatif pour une matrice de Butler non standard 4×4	75
3.6	Tableau récapitulatif pour une matrice de Butler non standard 8×8	76
4.1	Les performances des faisceaux obtenus par la simulation de matrice de Butler 4×4	96

Introduction générale

Ce travail de thèse s'est déroulé au *laboratoire de Telecommunication de Tlemcen de l'université de Tlemcen* au sein du groupe spécialisé dans Antennes Reconfigurables, Systèmes de Détection et d'Imagerie Microonde *AR-SDIM* visant l'optimisation des performances des antennes radiocommunications haut débit. C'est donc assez naturellement et dès le début de l'année 2006, que le laboratoire s'est positionné sur la thématique d'optimisation et de conception d'antennes multifaisceaux et leurs systèmes d'alimentations. L'objectif de cette thèse est d'améliorer la compréhension et la performance de ce type d'antennes multifaisceaux.

Contexte Le domaine d'antennes multifaisceaux est interdisciplinaire, incluant plusieurs secteurs ; électromagnétisme, les techniques d'optimisation, les techniques RF d'analyse et de conception d'antennes et le traitement du signal. Le système d'antennes adaptatif contrôle d'une manière automatique le faisceau pour augmenter le gain en direction du signal désiré. Cependant, l'implémentation physique des antennes adaptatives est plus complexe que celle des systèmes d'antennes à faisceaux commutés. En outre, les systèmes d'antennes à multiples faisceaux à base de la matrice de Butler sont des techniques conçues pour améliorer la capacité de la station de base sans aucune modification à l'unité mobile. Il est important de souligner que c'est l'antenne et la matrice de Butler qui constituent les éléments principaux dans un système à formation de faisceaux. C'est dans cette vision, qu'on a entamé un projet de recherche qui vise principalement à l'analyse et la synthèse de nouvelles antennes ainsi un nouveau système du traitement RF basé sur une matrice de Butler utilisant des technologies appropriées telles que la technologie microruban.

Organisation de thèse La structure de ce travail reprend les points ci-dessus et s'articule autour de quatre chapitres :

- Le premier chapitre présente le contexte de l'étude des radiocommunications de proximité ainsi que les débuts prometteurs et les spécificités de la communication multifaisceaux. Un certain nombre de contraintes sur les antennes sont dégagées, un état de l'art des antennes multifaisceaux est présenté.

- le seconde chapitre donne la manière de construire un gabarit en deux et trois dimensions représentatif de la répartition spatiale voulue. La nature des paramètres à synthétiser et quelques grands problèmes de synthèse de rayonnement du réseau seront également considérés. On s'intéressera aussi au problème l'orthogonalité des couvertures dans le couvertures à recouvrement total ou partiel (originalité de ce travail).
- Le chapitre trois forme un tout comprenant quelques notions de base sur les systèmes de télécommunications et les antennes, ainsi qu'un important état de l'art sur les différentes techniques d'alimentation des antennes et les systèmes de commutation de faisceaux mettant en avant leurs points forts et leurs points faibles. Ces différentes techniques sont ensuite comparées afin d'opter pour choisir la technique d'alimentation des antennes la plus optimale et pour justifier le choix de la matrice de Butler.
- Dans le dernier chapitre, les simulations et les tests d'une antenne multifaisceaux à faisceau commutable à base de matrice de Butler dans la bande *Wimax* sont développés afin de valider les études et les simulations réalisées dans le projet.

Enfin, nous concluons le manuscrit par une conclusion obtenue ainsi que par une revue des multiples perspectives futures concernant la mise en oeuvre d'un tel système de communication.

Chapitre 1

Rappels sur les réseaux d'antennes multifaisceaux.

1.1 Introduction.

Une antenne télécommunications est un dispositif capable de transmettre ou de recevoir des signaux par des ondes électromagnétiques. Les premières études datent du XIX^e siècle, avec *Hertz* et *Marconi* qui ont réalisé des transmissions radio par application des équations de *Maxwell*[1]. Un avancement significatif dans le développement des antennes s'est produit durant la seconde guerre mondiale à cause de leur importance militaire stratégique dans le domaine des radars et des télécommunications. Le secteur des télécommunications connaît à partir de ce moment là une expansion continue[1] :

- Dans les années soixante commence l'ère spatiale avec les communications téléphoniques et la diffusion de la télévision intercontinentale par satellite.
- Dans les années soixante-dix, la numérisation permet de véhiculer simultanément plusieurs communications sur une même ligne, et assure également l'intégration des services, en transmettant des informations de nature différente : voix, images, écrits, données.
- Les années quatre-vingt voient la naissance de la téléphonie mobile et de l'internet.

Ce secteur concerne plusieurs domaines scientifiques complémentaires

- les mathématiques avec le traitement du signal, la cryptographie, la théorie de l'information et la modélisation numérique,
- la physique avec l'électromagnétisme, les semi-conducteurs, l'électronique et l'opto-électronique,
- l'informatique avec le génie logiciel et la diffusion de la micro-informatique.

Pour faire face à l'augmentation du nombre des utilisateurs et des débits, les futurs réseaux de communications devront mettre en oeuvre des techniques de plus en plus évoluées ; les antennes multifaisceaux une solution proposée.

1.2 Les systèmes de télécommunications.

La part des produits des technologies de l'information et de la communication dans le budget des ménages est passée de 1.3 à 4.2 % entre 1960 et 2005. Cette hausse quasiment ininterrompue n'a pas d'équivalent parmi les autres postes de taille significative (un chiffre d'affaire de 46 milliard d'euros en 2002)[2, 3]. L'abaissement du coût du droit à une communication (voix, vidéo ou données) est le résultat de nombreux efforts conduisant à la maîtrise croissante des techniques micro-ondes qui a permis de réaliser des amplificateurs d'émission de puissance plus élevée, d'élaborer des antennes multifaisceaux à faisceaux conformés épousant la forme de la zone géographique, de réutiliser la même bande de fréquences, plusieurs fois, d'un faisceau à l'autre. Commençons par une présentation des différents types de systèmes de communications.

1.2.1 Présentation des systèmes de communications.

Nous allons maintenant nous intéresser aux différents types de systèmes de communications, en commençant par les systèmes point à point.

1.2.1.1 Faisceaux hertziens point à point.

Un faisceau hertzien est une liaison radioélectrique point à point, bilatérale et permanente, à ondes directives, offrant une liaison de bonne qualité et sûre, permettant la transmission d'informations en mode multiplex à plus ou moins grande capacité, de 3 à 60 voies [1, 4]. En fonction de la bande passante de chaque type, il est possible d'acheminer plusieurs communications téléphoniques simultanément en utilisant le multiplexage soit en transposition de fréquences ou en répartition dans le temps. En télécommunications terrestres par faisceau hertzien, on utilise surtout des paraboloïdes de révolution à des fréquences de 4 à 12 GHz[1]. la figure((1.1).



FIGURE 1.1: Exemple d'antennes pour faisceaux hertziens[4].

1.2.1.2 Systèmes point-multipoints.

Parmi les nombreux systèmes de télécommunication, le domaine des communications personnelles constitue le secteur ayant subi un développement particulièrement spectaculaire ces vingt dernières années, affichant un taux de croissance annuel compris entre 20 et 50% un peu partout dans le monde[5]. Cet engouement témoigne d'un fort marché potentiel qui résulte des besoins grandissant émanant de l'évolution de la société, où les notions de mobilité et de liberté sont devenues indispensables aux progrès socio-économiques. La mobilité de l'utilisateur est réalisée dans les réseaux de télécommunication par l'intermédiaire d'une liaison radio entre le terminal mobile et la station de base (ou le répéteur) connecté au réseau fixe. Selon le type et la localisation de la station de base, deux grandes catégories de systèmes de communication mobile peuvent être définies : le système terrestre et le système satellite.

1.2.1.3 Système terrestre.

Dans le réseau mobile terrestre, le répéteur ou la station de base sont généralement localisés sur un lieu géographique élevé pour offrir une couverture maximum. La zone de service globale d'un système est divisée en de nombreux sous domaines appelés cellules de taille variable selon les caractéristiques techniques du système (fréquence, puissance, ...) et les caractéristiques géographiques ou démographiques du domaine couvert (relief, urbanisation, densité de population, ...). Cette architecture de réseau (figure1.2) autorise la réutilisation de mêmes fréquences de liaison radio dans des cellules non adjacentes, ce qui permet d'augmenter le débit de communications et contribue à contourner les problèmes liés à l'encombrement spectral. Également, la diminution des tailles des cellules, en raccourcissant la longueur des liaisons radioélectriques, permet d'améliorer la qualité

des services. Toutefois, le découpage du domaine de service en cellules complique fortement l'infrastructure du réseau, avec, par exemple, l'introduction de nouveaux services tels que la localisation de l'abonné ou la gestion du changement de cellule.

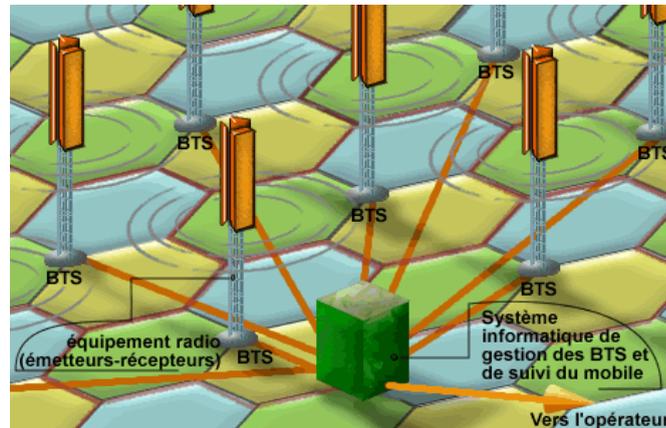


FIGURE 1.2: Adaptation à l'évolution la densité des utilisateurs et réutilisation des fréquences[4].

1.3 Les couvertures multifaisceaux.

1.3.1 Présentation.

La télécommunications actuels sont essentiellement orientés vers la transmission de contenu multimédia à large bande passante, de façon à pouvoir satisfaire les besoins des usagers en termes d'Internet, de télévision haute définition ou encore de vidéo à la demande. Pour assurer de tels services, un débit de l'ordre de 2 à 20 *Mbits/s* simultanés est nécessaire entre les utilisateurs[4, 5].

Du point de vue du satellite et de sa charge utile, cela implique de nombreuses contraintes avec notamment le besoin d'un fort gain de façon à obtenir une puissance isotrope rayonnée équivalente (*PIRE*) suffisante pour la réalisation de couvertures à bande passante élevée et sur des zones étendues, allant d'un simple pays à un continent. De façon à obtenir ces caractéristiques, il n'est pas envisageable d'utiliser des antennes créant un simple faisceau, même si il est conformé à une zone particulière. En effet, le gain étant inversement proportionnel à l'ouverture du faisceau, l'étendue des couvertures et la puissance délivrée par les satellites actuels ne permettraient pas d'obtenir des gains suffisamment élevés. De plus, la même bande de fréquences devrait être utilisée sur toute la couverture, ce qui ne favoriserait pas la capacité. C'est pourquoi une couverture dotée de multiples faisceaux directs est réalisée, avec la plupart du temps une réutilisation de fréquences et de polarisation pour augmenter la capacité des différents canaux. De plus, ces antennes à forts gains permettent l'utilisation d'antennes de réception et de terminaux usagers peu

coûteux car ils n'ont pas besoin de posséder une très forte sensibilité en réception. Du point de vue du satellite, le gain important permet d'augmenter le rapport G/T et la $PIRE$, ce qui limite la puissance en sortie des répéteurs et par conséquent, diminue la masse et le coût de la charge utile. L'antenne la plus utilisée pour ces applications est l'antenne à réflecteur, qui permet d'obtenir des gains très élevés grâce à ses propriétés focalisantes. Des alternatives, telles que les lentilles, les antennes réseaux ou encore les réseaux de formation de faisceaux peuvent être utilisés.

1.3.2 Les antennes multifaisceaux dans les systèmes de télécommunications.

Il convient tout d'abord de signaler que la potentialité des antennes multifaisceaux (figure 1.3) a été reconnue dès la mise en oeuvre de la première antenne à réflecteur. En 1888, le physicien allemand *Heinrich HERTZ* met en évidence l'existence des ondes électromagnétiques imaginées par *James MAXWELL* en 1873 et réalise le premier réflecteur [1]. Cela a permis aux antennes multifaisceaux des années 1980 d'être conçues à base de réflecteurs excités par un réseau de cornet (par exemple, l'antenne du satellite DSCS III)[5]. La reconfiguration du diagramme de rayonnement des antennes multifaisceaux est dépourvue de tout mouvement mécanique. En effet, le diagramme de rayonnement variable peut s'adapter à des tâches désirées telles que le changement de la zone de surveillance et la suppression des signaux interférents. Par conséquent, cette flexibilité est primordiale dans les systèmes antennaires terrestres et spatiales.

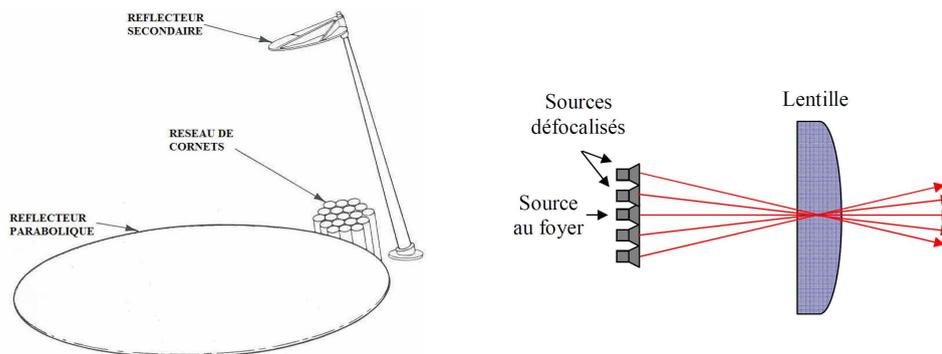


FIGURE 1.3: Principe du multifaisceaux avec un système focalisant [4].

Nous passons maintenant à une présentation des caractéristiques fondamentales des antennes multifaisceaux.

Une antenne multifaisceaux peut présenter des formes très diverses mais elle comporte toujours les organes ci-dessous[4, 6, 7] :

- *Les sources rayonnantes* : Une antenne multifaisceaux peut être formée d'une lentille excitée par un réseau de cornets, un réflecteur illuminé par un réseau de cornets, un réseau planaire, etc.
- *Le réseau de formation de faisceau* : ce réseau permet de répartir la puissance d'alimentation sur les sources selon une loi d'amplitude et de phase servant à former le lobe de rayonnement. Il peut varier d'une configuration simple réalisant la commutation des sources à des configurations plus complexes permettant de reconfigurer les faisceaux. Il peut être basé sur des déphaseurs, fibres optiques ou un répartiteur de faisceau de type circuit (ou optique). Les faisceaux produits en excitant chaque port à part définissent le champ de vue (*FOV : field of view*) de l'antenne multifaisceaux.
- *Le circuit de contrôle (ou le calculateur)* : Il évalue les amplitudes et les phases en fonction de la tâche désirée et commande le circuit de formation de faisceaux.

1.3.3 Domaines d'utilisation.

Les antennes multifaisceaux peuvent être utilisées dans les systèmes de télécommunication comprenant des unités mobiles (systèmes de poursuite) ou fixes (réseaux de desserte), nous allons citer quelques exemples[4, 6] :

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

Parmi les caractéristiques requises pour ce type d'antenne on peut citer : l'angle de couverture spatiale, l'ouverture du faisceau, le gain, les lobes secondaires, la polarisation. Pour les antennes multifaisceaux, on indique par exemple la vitesse de commutation et le nombre de faisceaux simultanés[6].

1.3.4 Intérêt des antennes multifaisceaux.

En dehors du cas simple de la couverture globale, des antennes doivent pouvoir rayonner plusieurs faisceaux afin de pouvoir desservir plusieurs points, simultanément ou par

commutation. Dans le cas d'une couverture multifaisceaux, si les faisceaux sont disjoints et suffisamment séparés (l'angle entre axes de faisceau doit typiquement être supérieur à deux fois l'angle d'ouverture d'un faisceau), on peut réutiliser les mêmes bandes de fréquence d'un faisceau à l'autre. En théorie et par combinaison des techniques de diversité de polarisation et de diversité spatiale (où le facteur de réutilisation de fréquence est au plus égal au nombre de faisceaux), un satellite multifaisceaux à 10 faisceaux disjoints peut offrir 20 fois plus de capacité pour la même bande allouée qu'un satellite monofaisceau travaillant sur une seule polarisation. Les principaux types d'antennes ainsi que l'intérêt des antennes multifaisceaux sont maintenant bien connus. Nous allons maintenant aborder les différentes solutions possibles pour réaliser ces couvertures multifaisceaux à réutilisation de fréquences et de polarisations [7, 8].

1.4 les antennes spatiales multifaisceaux .

1.4.1 Introduction.

Les satellites traditionnels sont le plus souvent des satellites monofaisceau. Or un unique faisceau peut être problématique dans plusieurs cas. D'un côté si le faisceau est très large, il permet d'inonder un grand nombre de terminaux au prix d'un gain limité et d'un gaspillage de ressources. D'un autre côté, un faisceau étroit permet d'avoir un meilleur gain d'antenne mais ne dessert qu'un nombre limité de stations, rendant l'utilisation d'un satellite équivoque. Une solution à ce problème est le multifaisceaux, encore appelé multi-spots ou multi-beams. Un satellite multi-spots combine ces deux avantages dans un même système : plusieurs faisceaux étroits permettent de partager la couverture globale du satellite en plusieurs zones ou spots (figure 1.4). Cependant cette amélioration a un prix : la complexité du système. La présence de plusieurs spots induit inévitablement des interférences entre les différents spots. De plus si l'on souhaite gérer l'interconnexion entre les différentes zones de couverture, cette complexité est accrue. Le multi-spots est une technologie qui peut permettre un gain important de capacité pour un coût et une complexité maîtrisée.

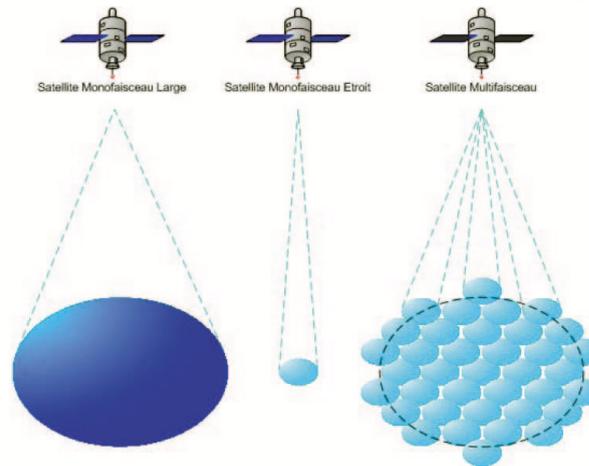


FIGURE 1.4: Couverture d'un satellite multi-spots.

1.4.2 La solution " N sources = un spot"

Le développement des antennes multifaisceaux est étroitement lié à celui des circuits de formation de faisceaux (*Beam Forming Networks*), notamment pour réaliser un spot au sol en combinant le rayonnement de plusieurs sources. Ces circuits permettent de contrôler l'état d'amplitude et de phase de l'alimentation des dispositifs rayonnants de façon à pouvoir combiner et/ou reconfigurer plusieurs ouvertures pour réaliser un faisceau dans une direction particulière. Un faisceau (A, B, C, D, E, ou F) est généré en combinant le rayonnement de plusieurs éléments, sept dans le cas présent. Chacun de ces éléments est alors réutilisé plusieurs fois en fonction des besoins de la couverture. Le *BFN* actif, en revanche, dispose d'un circuit d'amplification et de déphasage derrière chaque élément rayonnant. Ceci permet d'améliorer nettement les performances du système en permettant un contrôle en amplitude et en phase à la fois en émission et en réception. Les pertes dans le réseau d'alimentation sont alors minimisées, la gestion des pondérations s'effectuant au plus près des éléments rayonnants. La complexité et le coût d'un tel système sont par contre largement supérieurs à l'architecture passive. Ces deux architectures de *BFN* sont schématisées sur (figure 1.5).

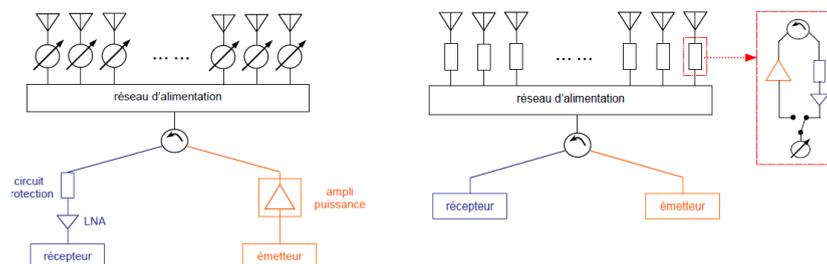


FIGURE 1.5: Architecture d'un BFN passif (à gauche) et d'un BFN actif (à droite)[7].

Si les pondérations en amplitude et en phase sont figées au moment de la conception de façon à obtenir un ensemble de spots donné, le terme de *BFN* fixe est employé. En revanche, si la couverture est reconfigurable, un *BFN* reconfigurable sera utilisé. Il faudra alors un nombre d'éléments de contrôle (déphaseurs et atténuateurs variables) égal au produit du nombre de faisceaux (M) à générer par le nombre requis de sources rayonnantes (N). Les *BFN* peuvent être classés en plusieurs catégories suivant leur mode de fonctionnement. Le *BFN* passif est en général dépourvu de contrôle d'amplitude et les éléments rayonnants sont directement reliés aux déphaseurs, pondérés pour obtenir le bon dépointage [4]. L'étage d'amplificateurs utilisé pour l'émission et la réception est alors situé en amont du système, avant le circuit de distribution. Cette solution a l'avantage d'être peu coûteuse car elle fait intervenir un nombre de composants réduit, mais, en contrepartie, elle entraîne des pertes élevées dans les circuits d'alimentation. C'est pourquoi, aux hautes fréquences, des solutions à base de guides d'ondes sont privilégiées par rapport à des lignes de transmission classiques[4, 9], ce qui entraîne une augmentation non négligeable de l'encombrement et de la masse du système figure 1.6.

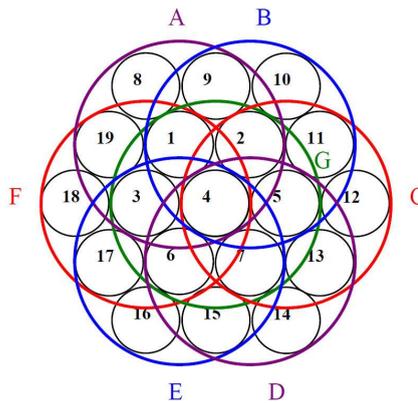


FIGURE 1.6: Exemple d'utilisation d'un *BFN* pour réaliser un faisceau avec sept sources.

Le développement des télécommunications multifaisceaux a permis un fort développement de ces technologies. Le but étant toujours d'obtenir le meilleur compromis entre les performances, le coût et l'encombrement, de nombreuses optimisations ont été faites sur les principaux éléments que sont les déphaseurs et les réseaux d'alimentation. Les déphaseurs employés dans les *BFN* peuvent utiliser des technologies à base de ferrites pour minimiser les pertes d'insertion en dépit de leur lenteur à commuter entre les différents états de phase [4, 9]. Cette solution est la plus utilisée dans les *BFN* passifs où les pertes d'insertion sont le paramètre prépondérant. La première est la topologie série qui permet d'utiliser une ligne commune de transmission entre les éléments en contrepartie d'une forte sensibilité aux imprécisions de réalisation. La seconde est la topologie parallèle, qui permet d'obtenir facilement des signaux de sortie en phase grâce à sa structure étagée où il est facile d'égaliser les longueurs de lignes. La troisième regroupe les matrices de

Butler [10], de Blass [11] et les lentilles de Rotman [12] qui permettent de réaliser des *BFN* très polyvalents et performants.

1.4.3 Le système *FAFR*.

Pour satisfaire à toutes les exigences des couvertures multifaisceaux, des systèmes actifs complexes ont été étudiés et développés. Le plus connu est le système *Focal Feed Array Reflector* représenté sur la figure 1.7 [13, 14]. Ce dispositif est composé d'un seul réflecteur pour réaliser une couverture multifaisceaux avec une source focale active, composée d'éléments rayonnants de type cornet, mais aussi de filtres, d'une chaîne d'amplification, et de circuits de formation de faisceaux pour contrôler la combinaison des ouvertures rayonnantes. Le but d'un tel dispositif, outre le fait de réduire le nombre d'antennes sur le satellite, est aussi de pouvoir contrôler et corriger les niveaux d'interférences entre des spots adjacents et ainsi obtenir d'excellentes performances d'isolation par rapport aux autres technologies existantes. Un démonstrateur a été réalisé et les résultats de mesures obtenus sont très concluants [2, 3]. En effet, le niveau d'isolation est amélioré d'environ 3 à 4 *dB* par rapports aux solutions passives existantes. Cependant, ce système fait intervenir des technologies très complexes et le nombre d'éléments requis pour construire une couverture multifaisceaux est très important. Par exemple, pour obtenir une couverture avec 20 faisceaux en double polarisation, il faut utiliser environ 300 amplificateurs faible bruit et plusieurs centaines de coupleurs, déphaseurs, etc. Ce système est par conséquent très performant, mais d'une grande difficulté à réaliser et surtout extrêmement coûteux [5].

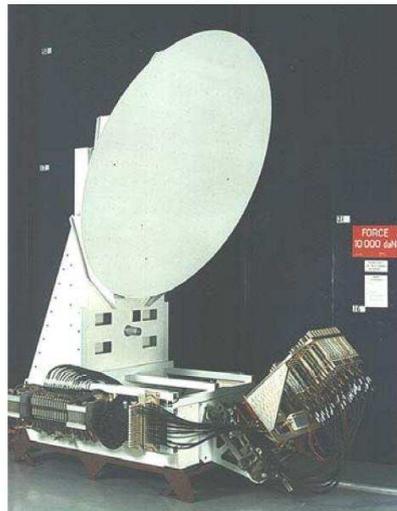


FIGURE 1.7: Exemple d'antenne multifaisceaux *FAFR* [2].

1.4.4 Les réseaux à rayonnement direct.

A la différence du système précédent, le réseau à rayonnement direct ne repose pas sur l'utilisation d'un système focalisant comme c'est le cas avec les réflecteurs et les lentilles. Les réseaux à rayonnement direct, couramment appelés (*DRA Direct Radiating Array*) doivent faire face à de nombreuses contraintes de masse et d'encombrement, c'est pourquoi des optimisations ont été réalisées pour les rendre plus concurrentiels. De nombreux travaux axés sur la conception de réseaux apériodiques montrent que les avantages d'une telle technique sont les suivants [4, 13, 14] :

- Réduction du nombre d'éléments pour limiter le coût, la masse et les pertes au niveau des éléments rayonnants et des *BFN*,
- Réduction du niveau des premiers lobes secondaires à moins de -13.4 dB, qui est la valeur obtenue avec un réseau périodique à excitation uniforme,
- Rejet des lobes de réseaux dans des directions ne correspondant pas à l'angle solide sous lequel est vue la Terre depuis le satellite,
- Réduction des couplages inter-éléments de par la distance importante (3 ou 4λ) pouvant exister entre les différents éléments.

Le principal problème de ces antennes réside dans leur difficulté de conception. La distribution des éléments apériodiques rend l'étude très difficile, notamment pour la prédiction des niveaux et des positions des lobes de réseaux. Ce problème de synthèse de réseaux apériodiques a été soulevé dès les années 1950 [4, 6], mais aujourd'hui encore, il n'y a que des solutions probabilistes ou des algorithmes génétiques pour trouver des distributions d'éléments compatibles avec une couverture donnée.

Ce système consiste à utiliser plusieurs sources dans le plan focal de l'antenne à réflecteur pour générer plusieurs faisceaux. Un réflecteur alimenté à partir de son foyer par une source dont le rayonnement se réfléchit à sa surface, peut être assimilé, du point de vue du rayonnement, à une ouverture circulaire de diamètre D sur laquelle le champ électrique a la même répartition-en amplitude, phase et polarisation que sur l'ouverture de diamètre D du paraboloïde [19, 28]. Le modèle analytique d'une ouverture rayonnante circulaire est donné l'annexe A.

1.5 Les bases théoriques de la formation réseaux d'antennes multifaisceaux

1.5.1 Principe d'échantillonnage

Disposition des faisceaux Le principe de base d'une antenne à faisceaux multiples repose sur l'échantillonnage du champ de vue de l'antenne à l'aide d'un ensemble de faisceaux élémentaire [21,22]. Suivant la forme des zones géographiques à couvrir, il convient de déterminer la disposition optimale des faisceaux élémentaires (échantillons) . Il existe principalement deux types d'échantillonnage :

- **Échantillonnage type carré** En premier lieu, c'est cette configuration qui a été adoptée par les chercheurs, car l'échantillonnage carré est simple à réaliser ; mais cette configuration n'est pas optimale car trop d'énergie est dispersée en bord de la couverture (voir la figure 1.8).

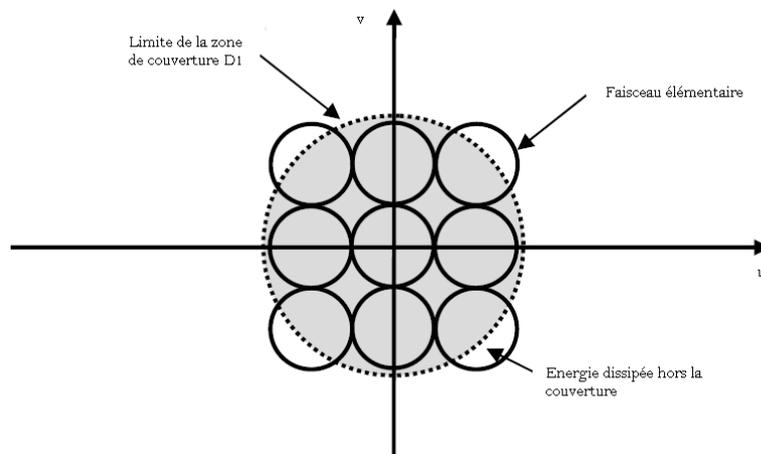


FIGURE 1.8: Échantillonnage en carré du disque terrestre.

- **Échantillonnage type hexagonal** Comme l'échantillonnage carré n'est pas optimale, *Mayan* [24] à proposé un nouveau type d'échantillonnage qui va permettre de limiter les pertes d'énergie, c'est l'échantillonnage hexagonale (voir la figure 1.9).

Nous pouvons exprimer le champ rayonné par l'antenne du faisceau k vers une région déterminé par la somme des diagrammes secondaire associée à chacune des sources prises indépendamment, cette sommation est pondérée par les coefficients d'excitation des sources (1.1) [22, 24, 25] :

$$F_k(u, v) = \sum_{n=1}^{N_l} C_n^k f_n(u, v) \quad (1.1)$$

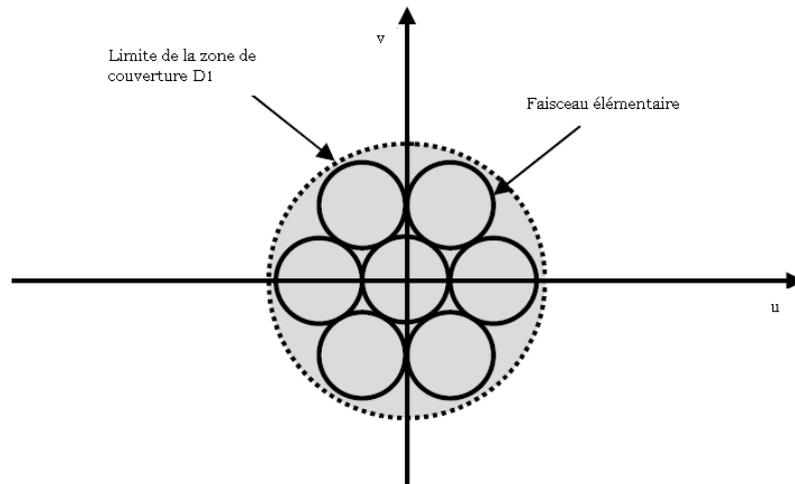


FIGURE 1.9: Échantillonnage en hexagonal du disque terrestre[25].

1.5.2 Indépendance des couvertures

Plus la région à couvrir est importante en surface plus le diagramme d'antenne sera étalé dans l'espace donc de directivité faible. Le développement de la telecommunication spatiale consiste à augmenter le gain sur la couverture en divisant la zone à couvrir en plusieurs zones de surfaces faibles mais avec des diagrammes directifs [5, 27](voir la figure1.10).

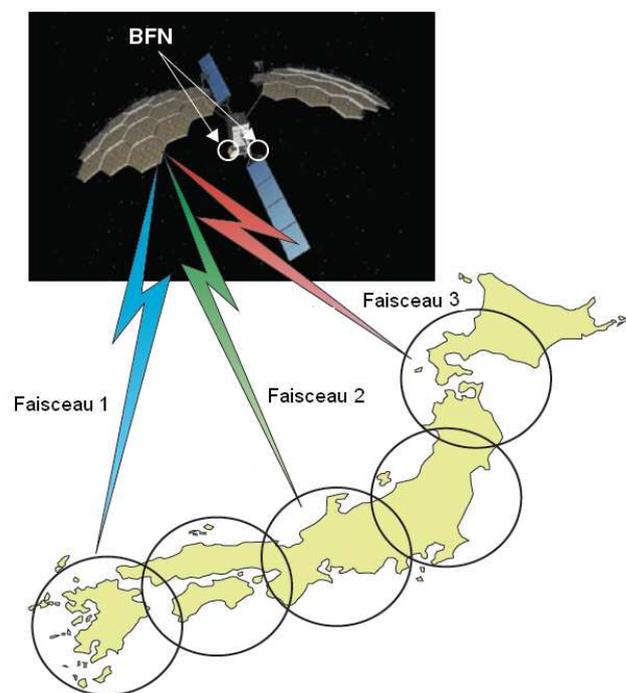


FIGURE 1.10: Représentation d'une antenne à larges faisceaux et à des faisceaux étroits[7].

Cette division de couverture va entraîner des empreintes disjointes, à recouvrement total ou à recouvrement partiel[27, 29]. Il est nécessaire donc de remplir la condition d'orthogonalité entre les faisceaux, afin de satisfaire un bon découplage entre les signaux véhiculés par chaque faisceau. On va considérer maintenant les conditions pour l'obtention de l'indépendance des couvertures $F_l(u, v), F_k(u, v)$ générées par une antenne multifaisceaux (voir la figure 1.10)

1.5.3 Formulation de la condition d'orthogonalité

Les deux diagrammes de rayonnement représentés par les fonctions caractéristique $F_l(u, v)$ et $F_k(u, v)$ et sont indépendants, si et seulement si ces fonctions sont orthogonales sur leur domaine de définition, ce qui s'exprime par [17, 25, 26] :

$$\iint_{\Omega} F_k F_l^* d\Omega = 0 \quad (1.2)$$

Avec

- u, v cosinus directeurs
- $\Omega \equiv (u, v)$ le domaine de définition

La relation (1.2) ne sera jamais vérifiée exactement, elle sera simplement approchée :

$$\iint_{\Omega} F_k F_l^* d\Omega = \epsilon \quad (1.3)$$

Un premier exemple de diagrammes indépendants peut être donné avec deux diagrammes à la même fréquence, dont les lobes principaux ne se recoupent pas. Plus le niveau de lobes secondaires est faible plus est faible. Supposons deux couvertures à recouvrement partiel décrit par la figure 1.11

On va supposer que les diagrammes rayonnés par l'antenne sont formés et qu'ils peuvent être superposés ou à recouvrement partiel. La figure 1.11 représente les deux couvertures associées aux diagrammes l et k, elles se recouvrent partiellement. Ces diagrammes formés sont obtenus par la superposition des diagrammes élémentaires qui appartiennent à chacune des couvertures. Chaque diagramme élémentaire étant associé à une source du réseau focal, un ensemble de source déterminé participe à la formation de chaque faisceau. Dans le cas de deux faisceaux à recouvrement partiel, comme sur la figure 1.11, seules quelques sources participent aux deux faisceaux (sources grisées).

On peut écrire l'équation (1.1) pour les couvertures l et k de la figure 1.11 en séparant les coefficients d'excitation des sources communs aux deux régions[17, 26, 27] :

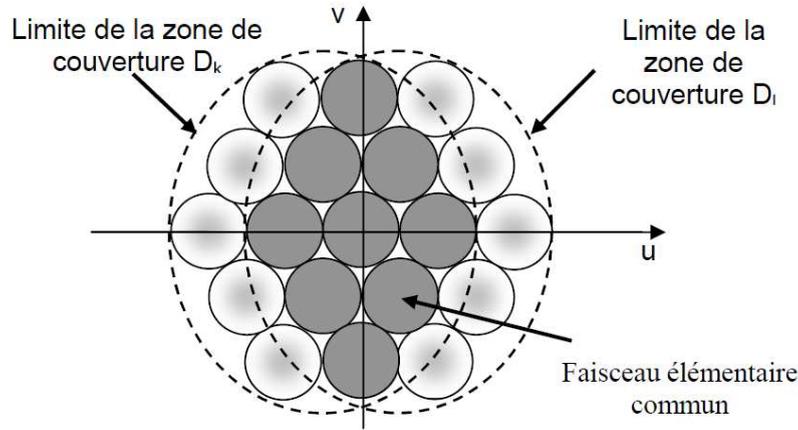


FIGURE 1.11: Représentation de deux couvertures en recouvrement partiel.

– Pour la région l nous avons :

$$F_l(u, v) = \sum_{n=1}^{N_{lk}} \tilde{C}_n^l f_n(u, v) + \sum_{n=N_{lk}+1}^{N_l} C_n^l f_n(u, v) \quad (1.4)$$

– Pour la région k nous avons :

$$F_k(u, v) = \sum_{p=1}^{N_{lk}} \tilde{C}_p^k f_p(u, v) + \sum_{p=N_{lk}+1}^{N_k} C_p^k f_p(u, v) \quad (1.5)$$

avec $\tilde{C}_n^k, \tilde{C}_n^l$ les coefficients des N_{lk} .

$$\begin{aligned} \iint_{\Omega} F_k F_l^* d\Omega &= \sum_{n=1}^{N_{lk}} \sum_{p=1}^{N_{lk}} \tilde{C}_n^l \tilde{C}_p^{k*} \int_{\Omega} f_n f_p^* d\Omega + \sum_{n=1}^{N_{lk}} \sum_{p=N_{lk}+1}^{N_k} \tilde{C}_n^l C_p^{k*} \int_{\Omega} f_n f_p^* d\Omega \\ &+ \sum_{n=N_{lk}+1}^{N_l} \sum_{p=1}^{N_{lk}} C_n^l \tilde{C}_p^{k*} \int_{\Omega} f_n f_p^* d\Omega + \sum_{n=N_{lk}+1}^{N_l} \sum_{p=N_{lk}+1}^{N_k} C_n^l C_p^{k*} \int_{\Omega} f_n f_p^* d\Omega \end{aligned} \quad (1.6)$$

Chaque terme de l'équation (1.6) est composé d'une série d'intégrales qui représente les produits hermétiques de diagramme élémentaires, ces intégrales exprimant le couplage entre deux diagrammes élémentaires. Le recouvrement partiel de couverture génère trois régions distinctes dont une commune. Chaque région a un effet de couplage sur l'autre. Le premier terme représente le couplage des diagrammes rayonnant sur la zone commune (voire les zones grises dans la figure 1.11). Les trois autres termes représentent le couplage des diagrammes d'une zone avec l'autre. On peut dire que l'effet de couplage entre ces zones est très faible car elles mettent en jeu des diagrammes disjoints. L'équation 1.6 peut

se simplifiée à :

$$\iint_{\Omega} F_k F_l^* d\Omega = \sum_{n=1}^{N_{lk}} \sum_{p=1}^{N_{lk}} \tilde{C}_n^l \tilde{C}_p^{k*} \int_{\Omega} f_n f_p^* d\Omega \quad (1.7)$$

Si les faisceaux élémentaires rayonnés par l'antenne sont orthogonaux sur le domaine d'intégration ; ce qui est le cas dans notre étude cette expression devient :

$$\iint_{\Omega} F_k F_l^* d\Omega = G(u, v) \sum_{n=1}^{N_{lk}} \sum_{p=1}^{N_{lk}} \tilde{C}_n^l \tilde{C}_p^{k*} \quad (1.8)$$

Avec $G(u, v) = \int |f_n^2|$ Finalement, si en développe l'équation (1.3) en utilisant l'expression de l'équation (1.8) on obtient :

$$G(u, v) \sum_{n=1}^{N_{lk}} \tilde{C}_n^l \tilde{C}_p^{k*} = \varepsilon \quad (1.9)$$

Pour la formation de couvertures multiples orthogonales sans perte, on voit qu'il est nécessaire d'avoir [17, 27] :

- Des faisceaux élémentaires orthogonaux.
- la condition d'orthogonalité des coefficients d'excitation

$$\sum_{n=1}^{N_{lk}} \tilde{C}_n^l \tilde{C}_p^{k*} = \varepsilon \quad (1.10)$$

1.6 Conclusion

Le présent chapitre a été consacré à l'étude et à la synthèse de réseaux d'antennes à réflecteur à faisceaux multiples. Ces antennes permettent de former un ou plusieurs diagrammes de rayonnement en utilisant un ensemble de sources élémentaires, dont les signaux sont combinés par un dispositif formateur de faisceaux. Nous nous sommes essentiellement intéressés aux antennes spatiales multifaisceaux. Ces antennes sont alimentées par un réseau primaire rayonnant plusieurs faisceaux formés simultanément. Ce type d'antenne permet d'obtenir une amélioration des performances par rapport à une antenne à faisceau formé unique. Dans un premiers temps, nous avons étudié le fonctionnement de ce type d'antenne. La zone de couverture est assurée par la juxtaposition de plusieurs faisceaux très directifs. Afin de satisfaire un bon découplage entre les signaux véhiculés par chaque faisceau, il est alors important de tenir compte de la condition d'orthogonalité entre les faisceaux.

Chapitre 2

Synthèse des antennes multifaisceaux

2.1 Introduction.

Le présent chapitre, divisé en deux parties, décrit les particularités la synthèse de réseaux multifaisceaux constitués d'antennes lorsqu'on souhaite améliorer ses performances par rapport aux structures déjà existantes et établir de nouveaux procédés de formation de diagrammes multifaisceaux ; la première partie la synthèse d'antenne multifaisceaux sans contrainte[25] ,la seconde décrit la méthode d'optimisation d'antenne multifaisceaux multicouvertures (cas de deux couvertures à recouvrement partiel et totale[29–31]).

L'objectifs de cette méthode de synthèse est de trouver la loi d'alimentation d'une antenne réseau, c'est-à-dire un vecteur complexe qui indique la phase et le module qui seront appliqués à chaque éléments rayonnants , et qui permet de vérifier le gabarit demandé, c'est-à-dire les contraintes de rayonnement. La méthode générale consiste à définir une fonction qui mesure l'erreur entre le rayonnement de l'antenne pour une alimentation donnée et le gabarit : il faut alors minimiser cette fonction coût.

2.2 Problèmes de synthèse sans contrainte.

Considérons un réseau à N sources rayonnantes identiques de diagramme élémentaire $f(u, v)$. Chacune d'elles est alimentée par une excitation complexe C^k ,son diagramme de rayonnement sur une couverture k est donné par la formule (1.1).

Dans le cas des problèmes directes de rayonnement, la connaissance a priori de la loi d'alimentation est suffisante pour déterminer le diagramme de rayonnement $F_k(u, v)$.

Notre problème est posé différemment, le départ n'est plus la loi d'excitation, mais le diagramme de rayonnement spécifié par le gabarit. La loi d'alimentation du réseau est pour nous l'inconnu à retrouver, nous avons donc un problème inverse, on peut le partager en deux classes [32, 33] :

- *Problème inverse bien posé* : est un problème direct inversible qui admet une solution exacte.
- *Problème inverse mal posé* : est un problème qui admet plusieurs solutions approchées, si toute fois elles existent.

2.2.1 Méthodes d'optimisation de réseau d'antennes.

Dans cette partie on va présenter quelques méthodes de synthèse de réseaux d'antennes. Elles sont nombreuses et sont le résultat de l'utilisation de techniques mathématiques variées. Si on veut suivre un ordre chronologique, on dira que, pour des raisons de code calcul, des solutions analytiques (méthodes polynomiales, itératives) ont d'abord vu le jour et ont donné des solutions exactes. Pour les méthodes polynomiales, on peut citer Schelkounov, Dolph qui utilise les polynômes de Tchebychev, Villeneuve qui utilise la méthode de Taylor. Les méthodes métaheuristiques, ces méthodes comportent une partie stochastiques elles sont inspirées par des analogies avec la physique ou la biologie par exemple les algorithmes génétiques, colonie de fourmis, l'algorithme du recuit simulé. : toutes ces méthodes sont développées dans [32–34].

2.2.1.1 La méthode variationnelle tridimensionnelle.

La méthode de synthèse développée dans cette partie est extraite des travaux de VOITOVITCH et SAVENKO [37] sur la synthèse d'ouverture continue et plus récemment par Miranda et Magenot [27, 33]. Une présentation unifiée et adaptée au problème des antennes multifaisceaux a été donnée par *Guenad* [35].

Principe On crée une variation des coefficients d'excitation des sources, cette variation agit sur le diagramme de rayonnement donc sur le critère de minimisation. Un développement analytique nous permet de déterminer la condition pour qu'une variation des coefficients n'entraîne pas de variation du critère. cette condition prend la forme de N équations non linéaires à N inconnues qui doivent être résolues par itération. On voudrait que le diagramme de rayonnement soit robuste vis-à-vis de variations sur les pondérations. Cela veut dire qu'on aimerait que le gabarit soit toujours satisfait si on remplace le vecteur des pondérations C^k par un vecteur voisin. Pour cela :

1. On va définir un critère J qui mesure le fait que le diagramme de rayonnement est dans le gabarit ;
2. On va imposer une petite variation au vecteur des pondérations C ;
3. On va chercher C^i tel que $\forall \delta C$, $J(C + \delta C) \simeq J(C)$

2.2.2 Définition du critère

On va définir le critère comme la somme :

- De l'aire du diagramme de rayonnement dans les lobes secondaires (notés LS). Plus cette aire sera petite, plus l'énergie dissipée dans les lobes secondaires sera petite.
- De l'aire de la valeur absolue de la différence entre le diagramme de rayonnement et la forme de lobe voulue dans le lobe principal (noté LP). Cette aire sera d'autant plus petite que le diagramme sera proche de la forme voulue du lobe principal.

Avec ces notations, le critère s'écrit[33, 35] :

$$J = \int_{LP} L(G_M, G_m, f, p) dudv + \int_{LS} |F_1(u, v)|^2 dudv \quad (2.1)$$

où $K(u, v) = |K(u, v)|$ mesure la différence entre la fonction obtenue et la fonction voulue dans le lobe principal :

$$L(G_M, G_m, f, p) = \frac{K(u, v) + |K(u, v)|}{2} p(u, v) \quad (2.2)$$

$$K(u, v) = (G_M(u, v) - |F(u, v)|)(G_m(u, v) - |F(u, v)|) \quad (2.3)$$

avec

- $F(u, v)$: est le diagramme de rayonné par l'antenne sur la zone
- G_M, G_m : fonctions définissant les gabarits maxima et minima respectivement.
- p : est la fonction de pondération .

J est un critère caractérisant l'énergie car il mesure :

- la puissance résiduelle par rapport à la puissance désirée émise dans le lobe principal par $\int_{LP} L(G_M, G_m, f, p) du dv$.
- La puissance dissipé dans les lobes secondaires $\int_{LS} |F_1(u, v)|^2 dudv$.

2.2.3 Développement mathématique de la méthode variationnelle.

Le développement analytique qui permet de déterminer la condition de stationnarité du critère se fait à partir de l'expression des variations des coefficients d'excitations des

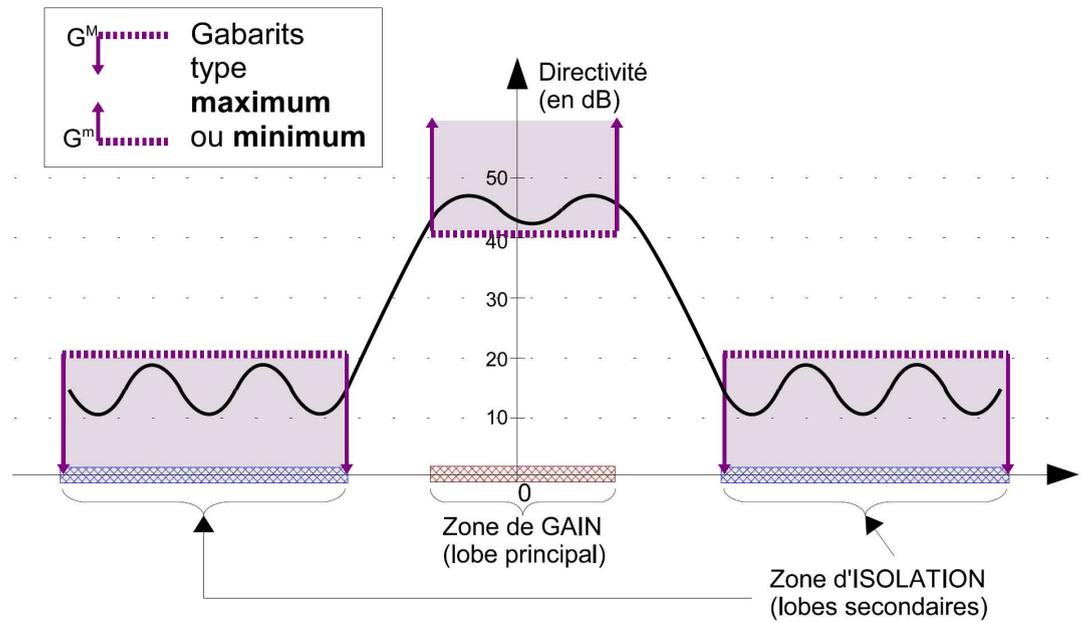


FIGURE 2.1: Représentation du gabarit.

éléments rayonnantes, cette variation agit sur le critère de minimisation. On développe l'expression de δJ , à partir de celle de (J) . Si nous donnons une perturbation δJ à la fonction nous avons [27, 33, 35] :

$$J + \delta J = \iint_{D_1} \frac{(K + \delta K) + |K + \delta K|}{2} p_1 dudv + \iint_{D_1} |F_1 + \delta F_1|^2 dudv \quad (2.4)$$

avec

$$K + \delta K = (G_M - |F_1 + \delta F_1|)(G_m - |F_1 + \delta F_1|) \quad (2.5)$$

$$K + \delta K = G_M G_m - G_M |F_1 + \delta F_1| - G_m |F_1 + \delta F_1| + |F_1 + \delta F_1|^2 \quad (2.6)$$

$$|F_1 + \delta F_1|^2 = (F_1 + \delta F_1)(F_1 + \delta F_1)^* = |F_1|^2 + 2\text{Re}(F_1 \delta F_1^*) + \delta F_1^2 \quad (2.7)$$

Sachant que

$$|F_1 + \delta F_1| \simeq |F_1| + 2\text{Re}(F_1 \delta F_1^*) \quad (2.8)$$

On peut dire que le carré de la variation de est négligeable et on peut mettre l'équation (2.8) comme suit :

$$|F_1 + \delta F_1|^2 \simeq |F_1|^2 + \frac{1}{|F_1|} \operatorname{Re}(F_1 \delta F_1^*) \quad (2.9)$$

l'équation(2.6)devient :

$$K + \delta K \simeq (G_M - |F_1|)(G_m - |F_1|) - \frac{1}{|F_1|} \operatorname{Re}(F_1 \delta F_1^*)(G_M + G_m - 2|F_1|) \quad (2.10)$$

le développement (2.10) nous donne :

$$|K + \delta K| \simeq (G_M - |F_1|)(G_m - |F_1|) \left| 1 - \frac{1}{|F_1|} \operatorname{Re}(F_1 \delta F_1^*) \frac{(G_M + G_m - 2|F_1|)}{(G_M - |F_1|)(G_m - |F_1|)} \right| \quad (2.11)$$

$$K + \delta K \simeq (G_M - |F_1|)(G_m - |F_1|) - \frac{1}{|F_1|} \operatorname{Re}(F_1 \delta F_1^*)(G_M + G_m - 2|F_1|) \quad (2.12)$$

$$|K + \delta K| \simeq (G_M - |F_1|)(G_m - |F_1|) \left| 1 - \frac{1}{|F_1|} \operatorname{Re}(F_1 \delta F_1^*) \frac{(G_M + G_m - 2|F_1|)}{(G_M - |F_1|)(G_m - |F_1|)} \right| \quad (2.13)$$

Pour simplifier cette équation on sépare les termes tels :

$$\begin{aligned} A &= |(G_M - |F_1|)(G_m - |F_1|)| \\ B &= \frac{1}{|F_1|} \operatorname{Re}(F_1 \delta F_1^*) \\ D &= G_M + G_m - 2|F_1| \end{aligned} \quad (2.14)$$

On obtient ainsi le carré de l'équation (2.11) comme suit :

$$|K + \delta K|^2 = |A - B \cdot D|^2 = |A|^2 \left| 1 - B \cdot \frac{D}{A} \right|^2 \quad (2.15)$$

$$|K + \delta K| = \sqrt{|A|^2 \left| 1 - B \cdot \frac{D}{A} \right|^2} \quad (2.16)$$

Après développement, on déduit :

$$|K + \delta K| = |A| \cdot \left(1 - B \cdot \frac{D}{A} \right) \quad (2.17)$$

on pose

$$\sigma = \frac{|A|}{A} = \frac{\left| (G_M - |F_1|) \cdot (G_m - |F_1|) \right|}{(G_M - |F_1|) \cdot (G_m - |F_1|)} \quad (2.18)$$

On obtient donc :

$$(K + \delta K) + |K + \delta K| = (G_M - |F_1|) \cdot (G_m - |F_1|) + \left| (G_M - |F_1|) \cdot (G_m - |F_1|) \right| - (1 - \sigma) \frac{1}{|F_1|} \operatorname{Re}(F_1 \cdot F_1^*) \cdot (G_M + G_m - 2|F_1|) \quad (2.19)$$

On exprime ainsi la variation de la fonctionnelle par :

$$\delta J = 2\operatorname{Re} \left(- \iint_{D_1} F_1 \delta F_1^* \left[\left(\frac{G_M + G_m}{2|F_1|} - 1 \right) (1 + \sigma) \frac{p}{2} + 1 \right] dudv + \iint_{D_1 + D_2} F_1 \delta F_1^* dudv \right) \quad (2.20)$$

Les perturbations δF_i sont obtenues à partir des variations C_n^i , on peut écrire (1.1) :

$$\delta F_1(u, v) = \sum_{i=1}^{N=1} \delta C_n^1 f_n(u, v) \quad (2.21)$$

En introduisant la relation(2.21)dans(2.20), on obtient la relation finale :

$$\delta J = 2R \left[\sum_{i=1}^{N=1} \delta C_n^1 \Phi_1 \right] \quad (2.22)$$

Avec :

$$\Phi_1 = - \iint_{D_1} F_1 \delta F_1^* \left[\left(\frac{G_M + G_m}{2|F_1|} - 1 \right) (1 + \sigma) \frac{p}{2} + 1 \right] dudv + \iint_{D_1 + D_2} F_1 \delta F_1^* dudv \quad (2.23)$$

2.2.3.1 Stationnarité de J .

Deux méthodes sont possibles pour rendre J minimum :

- Soit nous cherchons directement à faire décroître J en remarquant que la fonctionnelle est toujours à valeurs positives ;pour la faire décroître, il suffit de calculer numériquement les variations des coefficients telles que $\delta J < 0$

- Soit nous exprimons la stationnarité de J par l'équation $\delta J = 0$; Lorsque $\delta J = 0$ quelles que soient les variations des coefficients, c'est-à-dire $\forall C_n$ il faut que $\Phi = 0$ nous aboutissons alors à un système d'équations non linéaires que nous résolvons numériquement suivant un processus itératif.

Nous avons adapté la deuxième méthode pour sa simplicité, ce qui permet d'écrire l'équation(2.23)

$$\iint_{D_1+D_2} F_1 f_n^* dudv = \iint_{D_1} F_1 f_n^* \left[\left(\frac{G_M + G_m}{2|F_1|} - 1 \right) (1 - \sigma) \frac{p}{2} + 1 \right] dudv; \forall n = 1 \dots N_1 \quad (2.24)$$

On obtient ainsi un système de N_1 équations non linéaires que l'on peut écrire sous la forme matricielle :

$$\sum_{m=1}^{N_1} C_m^1 I_{m,n} = b_n \quad (2.25)$$

$$\forall n = 1 \dots N_1$$

Où

- $I_{m,n}$ est l'élément d'une matrice complexe.
- b_n est le n^{ime} éléments d'un vecteur complexe.

2.2.4 Algorithme de calcul.

Les coefficients d'excitations recherchés sont solutions du système d'équations non linéaires (2.25), pour résoudre ce système, nous avons utilisé un processus itératif déjà utilisé avec succès dans [25, 33], selon les étapes suivantes :

- Nous fixons le nombre maximum d'itération,
- Nous calculons la matrice de terme constant I ,
- Partant d'un jeu initial de coefficients C^1 nous calculons I et la matrice b_n ,
- Nous résolvons alors le système (2.25) ce qui nous donne un nouveau jeu des coefficients C^1 .

Le contrôle de convergence se fait en évaluant à chaque itération, le critère d'écart J . l'organigramme de la méthode développez dans (figure2.2).

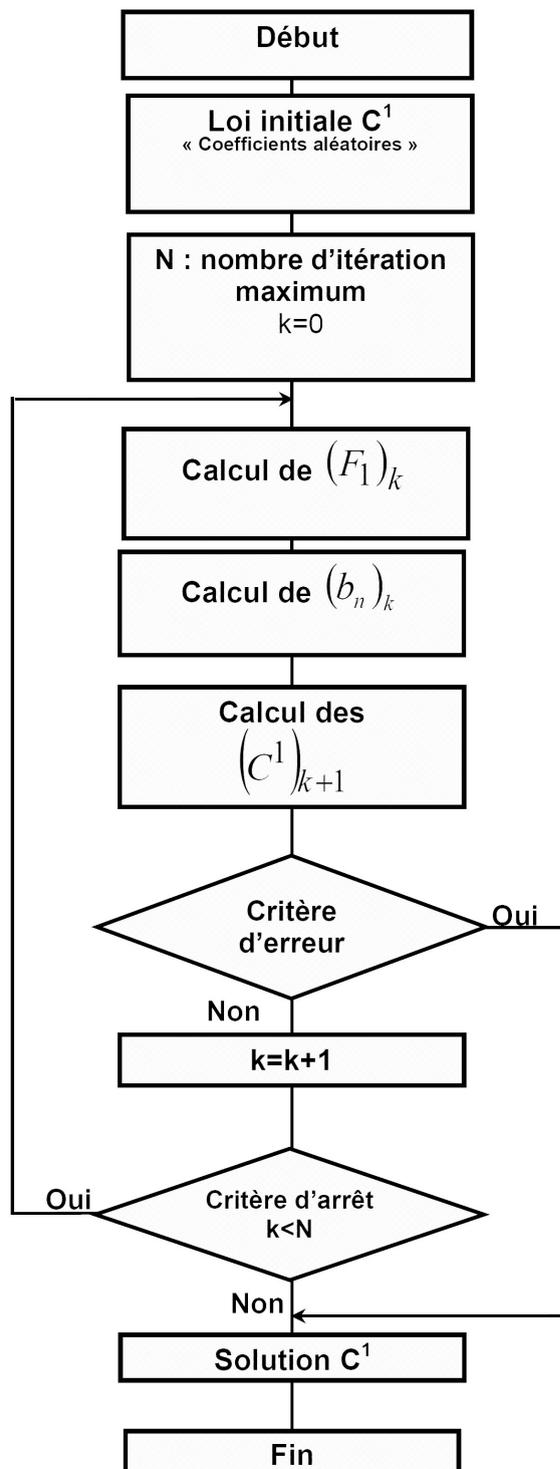


FIGURE 2.2: Organigramme de résolution numérique de la méthode variationnelle.

2.3 Résultats des simulations .

2.3.1 "Cas d'une seule couverture" .

2.3.1.1 Zones à échantillonnage hexagonal complet.

Nous allons visualiser le résultat de la synthèse concernant une antenne spatiale rayonnant 7 faisceaux élémentaires, les spots associés à chaque faisceau sont représentés par la figure (D.4) pour couvrir la couverture $D1$, L'ensemble des faisceaux est disposé sur une grille à maille triangulaire (centre de faisceaux), la distance entre faisceaux élémentaires est fixée à $\Delta S = 0.030$ [39].

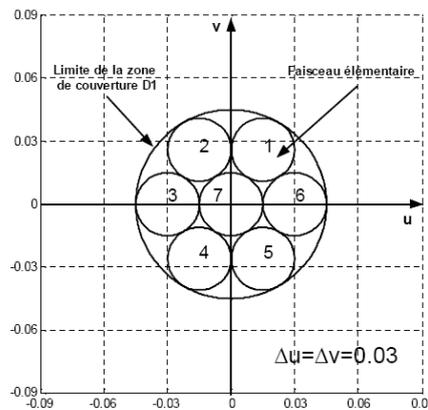


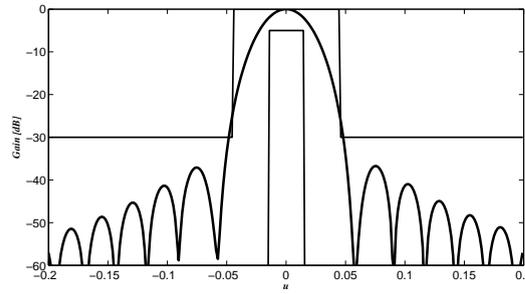
FIGURE 2.3: Échantillonnage hexagonal complet d'une couverture .

Les spécifications du gabarit sont données par :

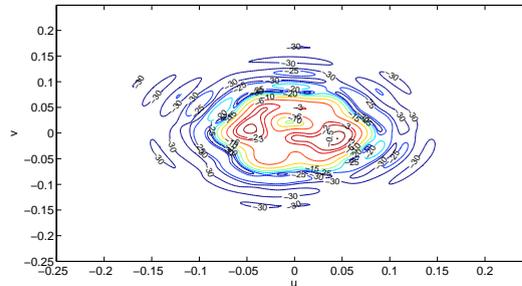
- Étendue maximale du lobe principal $G_{max_u} = G_{max_v} = 0.09$,
- Étendue minimale du lobe principal $G_{max_u} = G_{max_v} = 0.03$,
- Taux d'ondulation = 5 dB ,
- Niveau des lobes secondaires limites $NLS_{Lim} = -30 \text{ dB}$ par rapport au niveau du maximum de rayonnement fixé à 0 dB .

On veut piéger la réponse électromagnétique de notre structure, entre les bornes d'un gabarit défini précédemment . La largeur du faisceau principal est de 0.09 pour le gabarit maximum (G_{max}) et 0.03 pour le gabarit minimum (G_{min}) avec un taux d'ondulation égal à -5 dB .

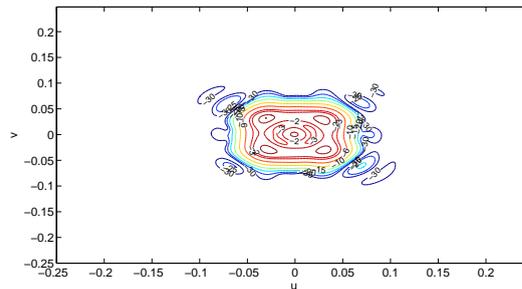
La figure 2.4 représente le résultat de synthèse dans le plan u . il montre clairement que le diagramme respecte parfaitement les contraintes imposées par le gabarit avec un niveau maximum de lobes secondaires de l'ordre de -36.8 dB dans le plan u .

FIGURE 2.4: Diagramme d'un réseau de 7 sources dans le plan d'observation u .

Les figures 2.5.a et 2.5.b montrent les courbes iso-niveaux avant et après l'optimisation, le tracé iso-niveaux nous a permis de visualiser le champ rayonné vers la couverture $D1$. Nous remarquons clairement, qu'après l'optimisation, que la totalité d'énergie est émise dans la zone utile avec une atténuation d'énergie en dehors de cette zone.



(a)



(b)

FIGURE 2.5: Contours iso-gain en (dB)(a) avant la synthèse, (b)après la synthèse.

La méthode variationnelle nous a permis, après une dizaine d'itérations, d'obtenir une convergence très satisfaisante du critère d'erreur qui est de l'ordre de $4 \cdot 10^{-3}$. La figure 2.6 représente l'évaluation du critère d'erreur.

La figure 2.7 représente la loi d'excitation des sources en amplitude et phase fournit par la méthode variationnelle :

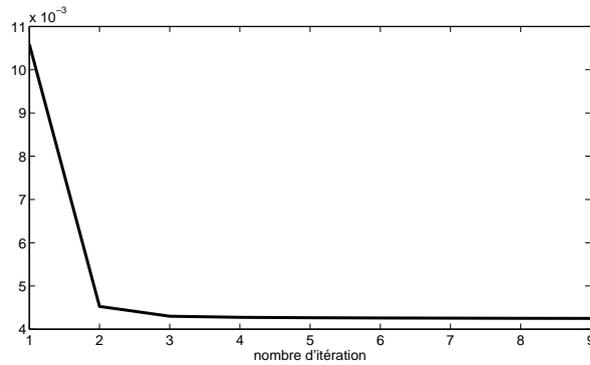
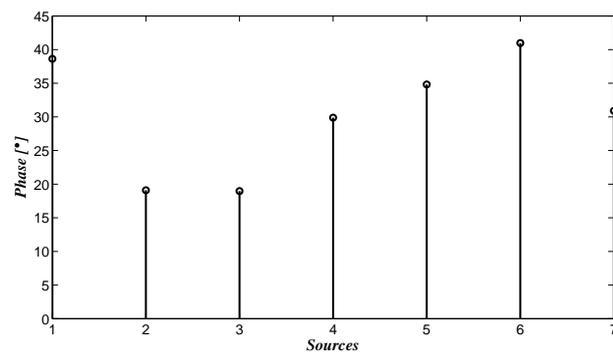
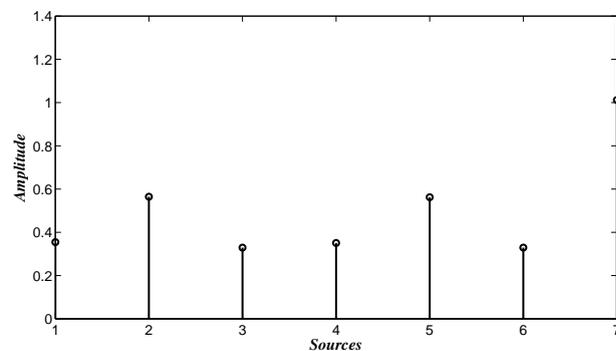


FIGURE 2.6: Évolution du critère d'erreur.



(a)



(b)

FIGURE 2.7: (a)Amplitude d'alimentation des sources, (b)Phase d'alimentation des sources.

2.3.1.2 Zones à échantillonnage hexagonal incomplet.

Nous allons visualiser le résultat de la synthèse concernant une antenne spatiale rayonnant 13 faisceaux élémentaires, les spots associés à chaque faisceau sont représentés par la figure 2.8 pour couvrir la couverture D1[40].

Les spécifications du gabarit sont données par :

- Étendue maximale du lobe principal $G_{max_u} = G_{max_v} = 0.15$,

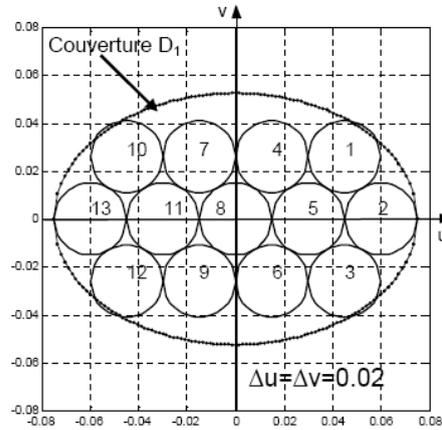


FIGURE 2.8: Échantillonnage hexagonal incomplet d’une couverture .

- Étendue minimale du lobe principal $G_{max_u} = G_{max_v} = 0.09$,
- Taux d’ondulation = 5 dB,
- Niveau des lobes secondaires limites $NLS_{Lim} = -30$ dB par rapport au niveau du maximum de rayonnement fixé à 0 dB.

La figure 2.9 représente deux coupes du diagramme de rayonnement d’un réseau à 13 éléments rayonnants. L’objectif de la synthèse est atteint et l’énergie se trouve parfaitement concentrée autour de l’origine, tout en respectant les contraintes verticales et horizontales imposées par le gabarit , Le niveau des lobes secondaires est de l’ordre de -30 dB.

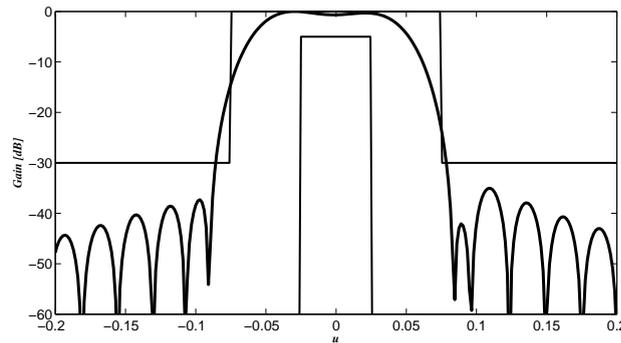
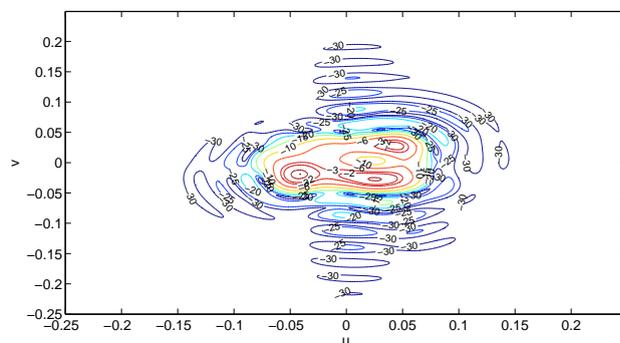
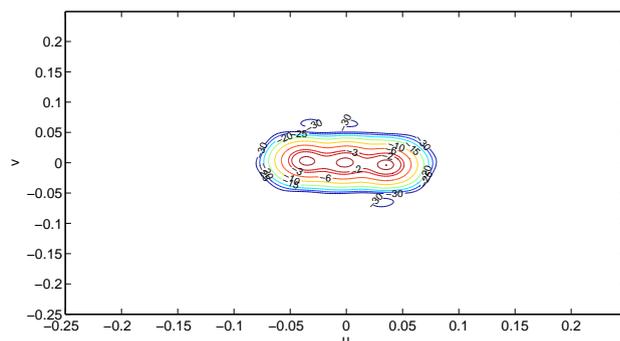


FIGURE 2.9: Diagramme d’un réseau de 13 sources dans le plan d’observation u.

Le comportement électromagnétique dans le plan (u,v) est représenté par les tracés iso-niveaux (figure 2.10). On constate que la synthèse permet de réduire fortement l’énergie émise en dehors de la zone utile.



(a)



(b)

FIGURE 2.10: Contours iso-gain en (dB)(a) avant la synthèse, (b)après la synthèse.

La figure 2.11 représente l'évolution du critère d'erreur. On constate que la méthode variationnelle à besoin d'un peu de moins de 10 itérations pour trouver la solution du problème. L'erreur est de l'ordre de $3.5 \cdot 10^{-3}$.

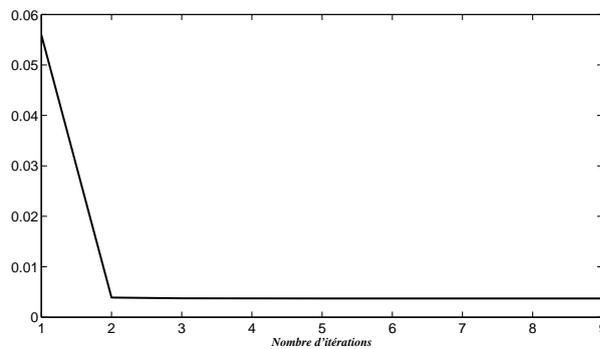
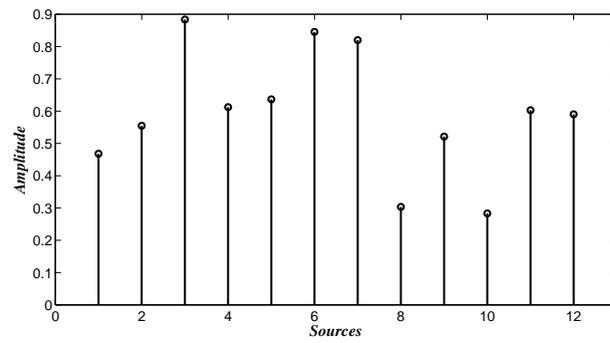
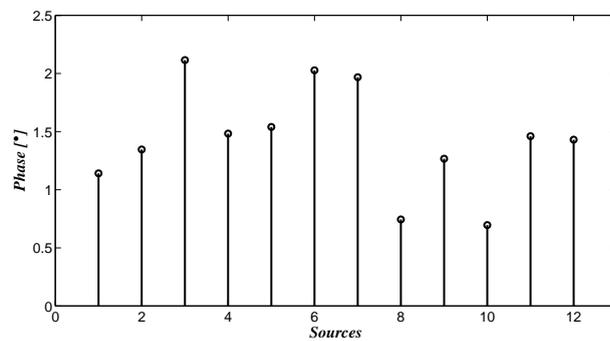


FIGURE 2.11: Évolution du critère d'erreur.

La loi d'amplitude et de phase correspondantes est donnée dans la figure 2.12



(a)



(b)

FIGURE 2.12: (a)Amplitude d'alimentation des sources, (b)Phase d'alimentation des sources.

2.3.2 Problème de synthèse sans contrainte " Deux couvertures disjointes".

Dans ce paragraphe nous présentons un cas de synthèses particuliers de deux couvertures disjointes pour illustrer les différentes possibilités offertes par la méthode d'optimisation développées afin de prouver l'efficacité et la souplesse du logiciel de synthèse. l'étude à été faite dans le cas deux faisceaux simultanés , on pourrait étendre la méthode avec N faisceaux. La synthèse est effectuée avec deux réseaux de 9 et 11 sources. les diagrammes synthétisés sont les suivantes (figure 2.13) :

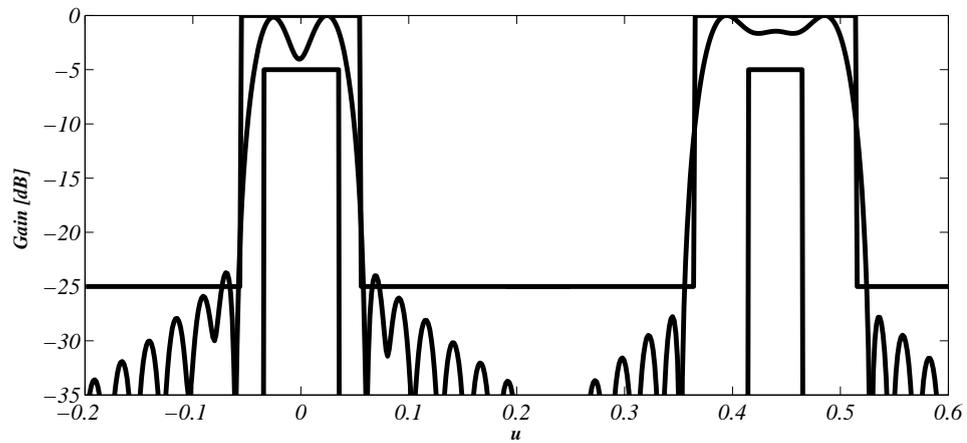


FIGURE 2.13: Diagramme d'un réseau à deux couvertures disjointes dans le plan d'observation u .

La figure 2.14 montre la courbe isoniveau après optimisation pour les deux régions. On voit une bonne distribution du gain dans les deux régions.

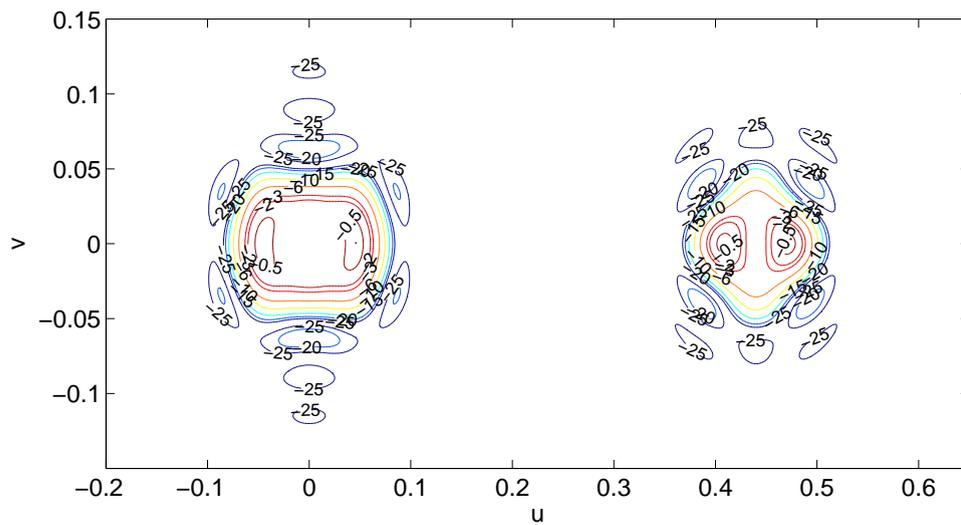
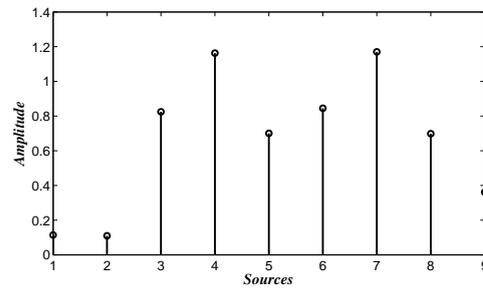
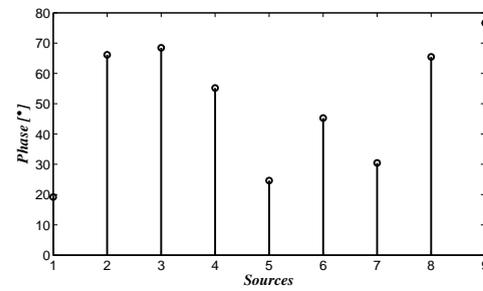


FIGURE 2.14: Contours iso-gain en (dB) après la synthèse .

les figures 2.15 ,2.16 représente les coefficients d'excitations des sources.

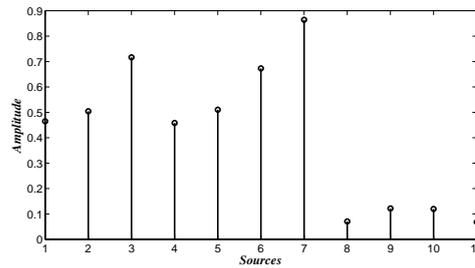


(a)

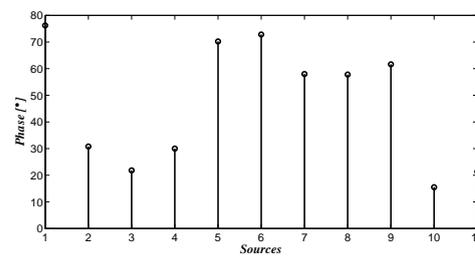


(b)

FIGURE 2.15: (a)Amplitude d'alimentation des sources, (b)Phase d'alimentation des sources.



(a)



(b)

FIGURE 2.16: (a)Amplitude d'alimentation des sources, (b)Phase d'alimentation des sources.

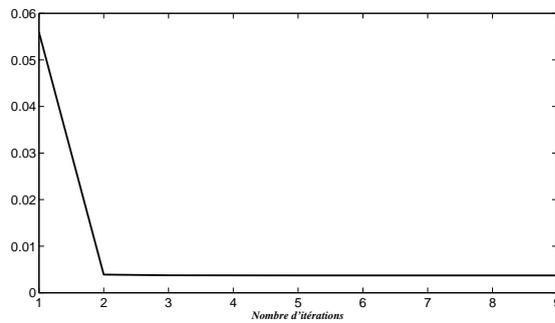


FIGURE 2.17: Évolution du critère d'erreur.

2.4 Problème synthèse avec contrainte "Cas deux couvertures à recouvrement total".

Nous allons essayer de développer une méthode de synthèse variationnelle sur une seule couverture pour des couvertures qui se recouvrent partiellement ou totalement. Les premiers résultats d'une antenne à deux faisceaux générés sur la même région. L'avantage de cette technique est d'augmenter la capacité de transmission de l'antenne permettant ainsi de réduire le nombre total d'antennes sur le satellite. Le coût est payé dans la complexité du répartiteur qui alimente ses sources. On peut représenter le répartiteur associé au réseau dans le cas de deux couvertures à recouvrement total par la figure suivante :

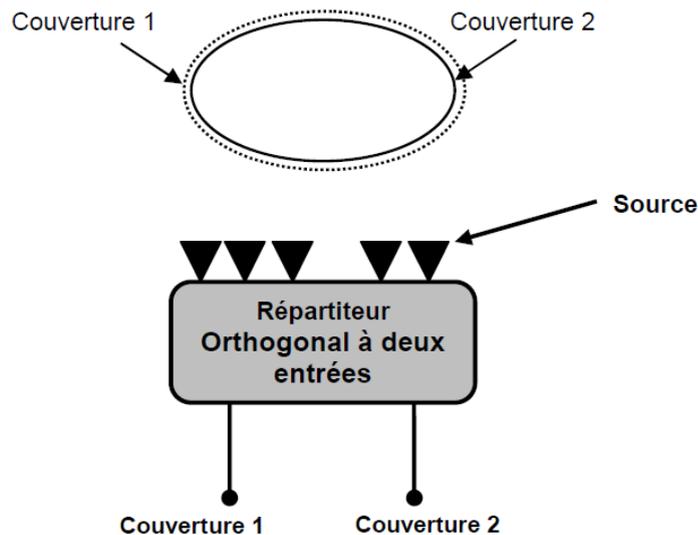


FIGURE 2.18: Répartiteur orthogonal à deux entrées pour deux couvertures sur la même région.

Les diagrammes de rayonnement vers les régions 1 et 2 peuvent être représentés par :

$$F_{1,2}(u, v) = \sum_{n=1}^N C_n^{1,2} f_n(u, v) \quad (2.26)$$

On introduisant la contrainte d'orthogonalité sur les coefficients d'excitation on aura :

$$\sum_{n=1}^N C_n^1 C_n^{1*} = 0 \quad (2.27)$$

2.4.1 Condition d'amplitude et de phase.

Considérons le cas de deux couvertures identiques sur la même région, avec un recouvrement total, l'identité de couverture s'écrit [9, 27, 41] :

$$|F_1|^2 = |F_2|^2 \quad (2.28)$$

En développant cette équation on aura :

$$\left(\sum_{n=1}^N C_n^1 f_n(u, v) \right) \cdot \left(\sum_{n=1}^N C_n^{1*} f_n^*(u, v) \right) = \left(\sum_{n=1}^N C_n^2 f_n(u, v) \right) \cdot \left(\sum_{n=1}^N C_n^{2*} f_n^*(u, v) \right) \quad (2.29)$$

Après développement de cette expression, on obtient :

$$\sum_{n=m}^N \left(|C_n^1|^2 - |C_n^2|^2 \right) \cdot |f_n|^2 + \sum_{n \neq m}^N 2\Re \left(C_n^1 C_n^{1*} - C_n^2 C_n^{2*} \right) \cdot f_n \cdot f_m^* = 0 \quad (2.30)$$

Où \Re est la partie réel. $\forall u, v$ et les $f_n(u, v)$ l'expression (2.30) varie si et seulement si :

$$\sum_{n=m}^N \left(|C_n^1|^2 - |C_n^2|^2 \right) \cdot |f_n|^2 = 0 \quad (2.31)$$

et

$$\sum_{n \neq m}^N 2\Re \left(C_n^1 C_n^{1*} - C_n^2 C_n^{2*} \right) \cdot f_n \cdot f_m^* = 0 \quad (2.32)$$

l'expression va donné des conditions sur l'amplitude comme suit :

$$|C_n^1|^2 = |C_n^2|^2 \quad (2.33)$$

Les conditions sur la phase des coefficients sont données par le développement comme suit :

$$|C_n^1| \cdot |C_m^2| = \Re \left(e^{j(\phi_n^1 - \phi_m^1)} - e^{j(\phi_n^2 - \phi_m^2)} \right) \quad (2.34)$$

Ainsi cette équation peut être simplifiée :

$$\cos(\phi_n^1 - \phi_m^1) = \cos(\phi_n^2 - \phi_m^2) \quad (2.35)$$

Finalemment les conditions sur la phase sont données par :

$$\phi_n^1 + \phi_m^2 = \phi_n^1 + \phi_m^2 = \Phi \quad (2.36)$$

où

$$\phi_n^1 - \phi_m^2 = \phi_n^1 - \phi_m^2 = \Phi \quad (2.37)$$

avec

ϕ : phase à valeur arbitraire.

Les conditions d'amplitude et de phase peuvent être regroupées de la façon suivante [42, 43] :

$$C^2 = C^1 \angle \phi \quad (2.38)$$

où

$$C^2 = (C^1)^* \angle \phi \quad (2.39)$$

2.4.2 Formulation du problème.

Dans le cas où la méthode de synthèse est appliquée à une antenne qui rayonne un seul faisceau, nous avons abouti à un système d'équations non linéaires, qui est donné sous la forme matricielle suivante :

$$I \times C^1 = B \quad (2.40)$$

Les coefficients d'excitation C^2 pour la 2^{ime} couverture sont déduits directement des conditions d'amplitude et de phase. Nous pouvons mettre (2.40) après introduction de la contrainte d'orthogonalité sous la forme matricielle suivante :

$$I_{C_2} = \begin{bmatrix} C_1^{2*} & C_2^{2*} & \dots & C_{N_1}^{2*} \\ \iint_{D_1+D_2} f_1 f_1^* dudv & \iint_{D_1+D_2} f_2 f_1^* dudv & \dots & \iint_{D_1+D_2} f_{N_1} f_1^* dudv \\ \vdots & \vdots & \dots & \vdots \\ \iint_{D_1+D_2} f_1 f_{N_1-1}^* dudv & \iint_{D_1+D_2} f_2 f_{N_1-1}^* dudv & \vdots & \iint_{D_1+D_2} f_{N_1-1} f_{N_1-1}^* dudv \\ \iint_{D_1+D_2} f_1 f_{N_1}^* dudv & \iint_{D_1+D_2} f_2 f_{N_1}^* dudv & \dots & \iint_{D_1+D_2} f_{N_1} f_{N_1}^* dudv \end{bmatrix} \quad (2.41)$$

$$C_1 = \begin{bmatrix} C_1^1 \\ C_2^1 \\ \dots \\ C_{N_1}^1 \end{bmatrix} \quad (2.42)$$

$$\overline{B}_1 = \begin{bmatrix} \iint_{D_1} F_1 f_1^* \left[\left(\frac{G_M + G_m}{2|F_1|} - 1 \right) (1 - \sigma)^{\frac{p}{2}} + 1 \right] dudv \\ \iint_{D_1} F_1 f_2^* \left[\left(\frac{G_M + G_m}{2|F_1|} - 1 \right) (1 - \sigma)^{\frac{p}{2}} + 1 \right] dudv \\ \vdots \\ \iint_{D_1} F_1 f_{N_1}^* \left[\left(\frac{G_M + G_m}{2|F_1|} - 1 \right) (1 - \sigma)^{\frac{p}{2}} + 1 \right] dudv \end{bmatrix} \quad (2.43)$$

Ou sous forme matricielle :

$$I_{C_2} C_1 = \overline{B}_1 \quad (2.44)$$

2.4.3 Algorithme de calcul.

La solution C_1 peut être donnée à chaque itération par :

$$[C_1] = [M_{C_2}^t M_{C_2}]^{-1} M_{C_2}^t \overline{B}_1 \quad (2.45)$$

Le système (2.45) à plus d'équations indépendantes que de variables inconnues, pour résoudre ce système nous avons utilisé un processus itératif déjà utilisé avec succès précédemment, il comprend donc les étapes suivantes :

- Nous fixons un nombre maximum d'itération.
- Nous calculons la matrice de terme constant M_1 .
- Fixant le rapport de phase entre les coefficients d'excitation des sources communes.
- Partant d'un jeu initial de coefficients C^1 , nous calculons F_1 qui va nous donner la matrice \overline{B}_1 et on peut déduire facilement C^2 .
- Nous résolvons alors le système (2.44) ce qui nous donne un nouveau jeu de coefficients C^1 , et ensuite, On peut déduire le nouveau jeu C^2 .

l'organigramme de la méthode avec contrainte (voire figure2.19).

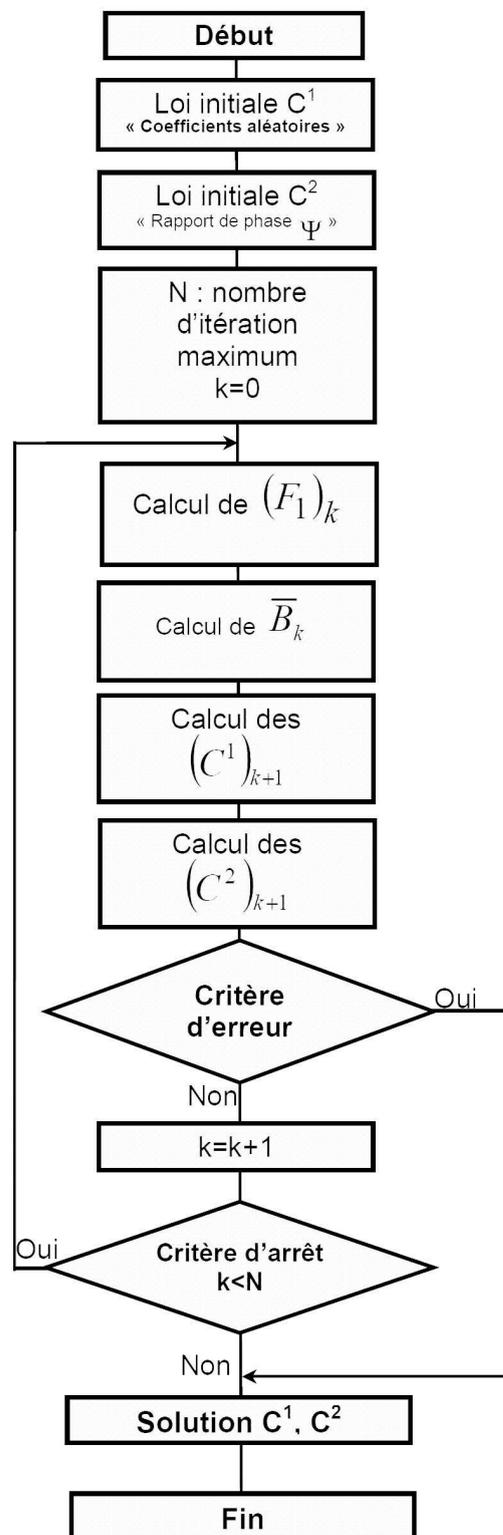
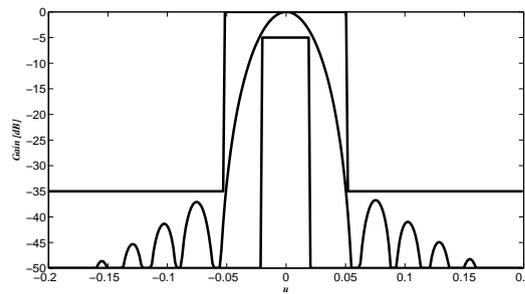


FIGURE 2.19: Organigramme de résolution numérique de la méthode variationnelle avec contrainte d'orthogonalité .

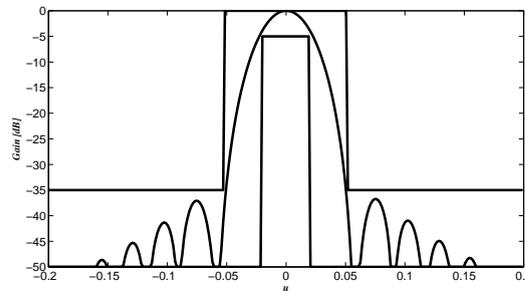
2.4.4 Résultats de simulation "Cas Deux zones à échantillonnage hexagonal complet à recouvrement total".

On présente une première simulation en utilisant la structure définie par la figure ??, mais cette fois comme objectif de créer deux couvertures sur la même région. Nous avons introduit un rapport de phase entre les deux coefficients d'excitations de 90° . Les faisceaux formés associés à chaque entrée d'un répartiteur double entrée et 7 sorties sont représentés par la figure 2.18.

Dans le but d'avoir une représentation du comportement du comportement électromagnétique dans tout l'espace, nous représentons sur les figure 2.20.a et figure 2.20.b le rayonnement du réseau pour chaque faisceau.



(a)



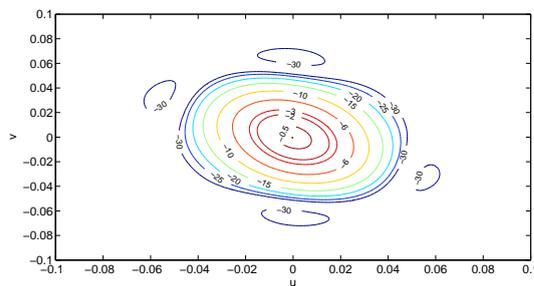
(b)

FIGURE 2.20: Diagramme d'un réseau de 7 sources dans le plans d'observation u
(a) Couverture total I , (b) Couverture total II.

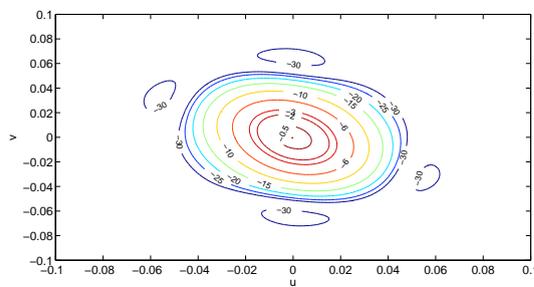
La figure 2.21.a et La figure 2.21.b montrent les tracés iso-niveaux après optimisation pour les deux régions $D1$ et $D2$ respectivement, ils montrent clairement que la totalité est émise dans la zone utiles.

Le module et la phase des coefficients $C1$ et $C2$, obtenus par l'optimisation, sont donnés respectivement dans les figures 2.22.a, figure 2.22.b ,figure 2.23.a et figure 2.23.b.

La figure 2.24.a et figure 2.24.b présentent respectivement la convergence de l'erreur J et de l'orthogonalité, où une erreur finale de 0.0003 est obtenue après 150 itérations ; pour la contrainte d'orthogonalité l'erreur finale est de 0.006.

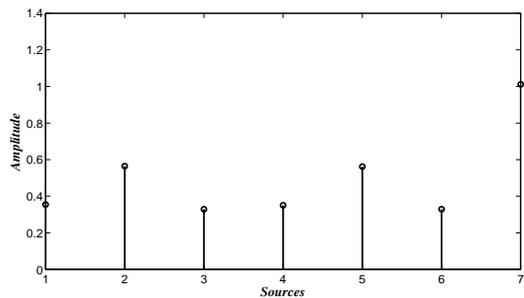


(a)

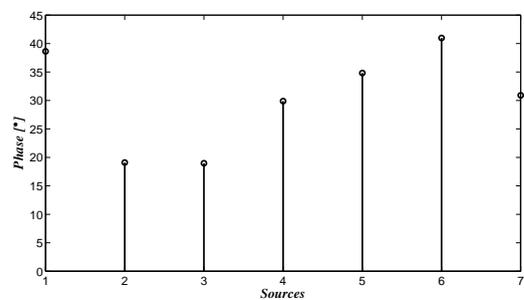


(b)

FIGURE 2.21: Contours iso-niveaux sur le plan (u,v) en (dB) (a) Couverture total I , (b) Couverture total II.

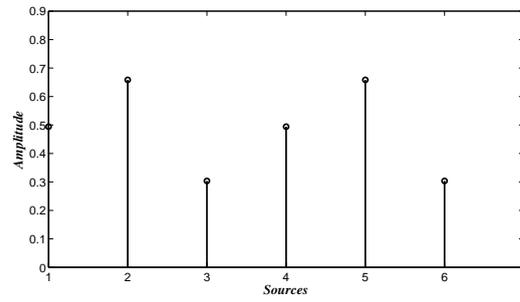


(a)

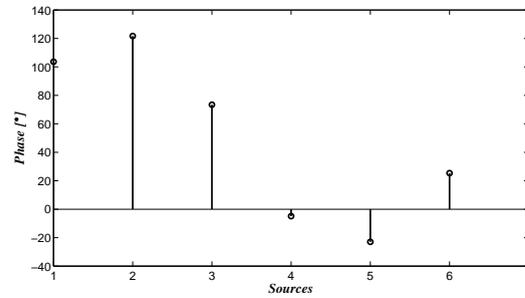


(b)

FIGURE 2.22: Les valeurs des coefficients d'excitations pour la couverture I (a) module , (b) phase

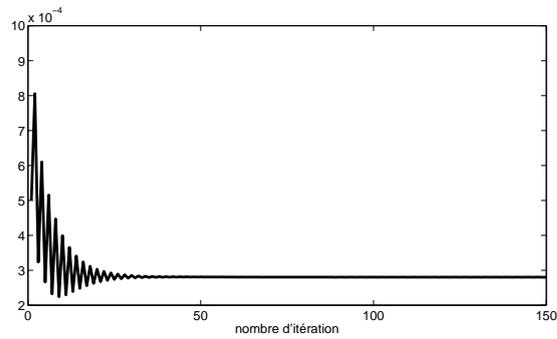


(a)

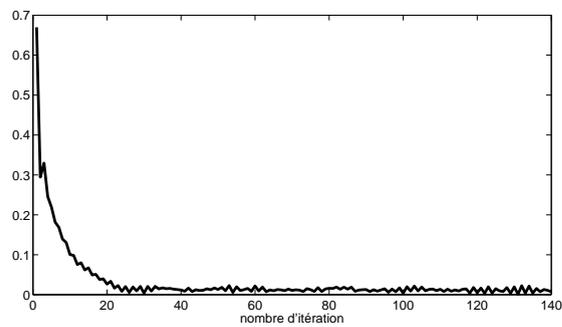


(b)

FIGURE 2.23: Les valeurs des coefficients d'excitations pour la couverture II
(a) module , (b) phase



(a)

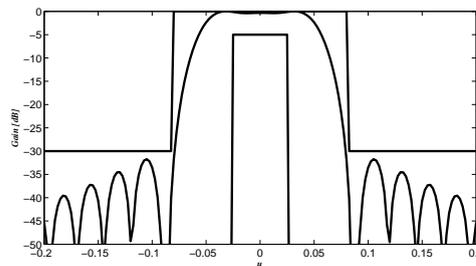


(b)

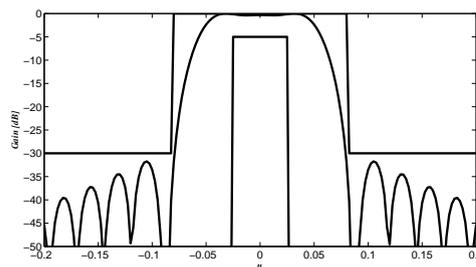
FIGURE 2.24: (a)Évolution du critère d'erreur.
(b)Évolution de la condition d'orthogonalité au cours des itérations.

2.4.5 Deux zones à échantillonnage hexagonal incomplet à recouvrement total.

Afin d'obtenir deux faisceaux qui rayonnent simultanément et qui se recouvrent totalement. Nous allons garder les mêmes contraintes du gabarit décrit dans la figure 2.8 avec un niveau des lobes secondaires égale à -30 dB, et avec un rapport de phase entre C^1 et C^2 égal à -90° . La figure 2.25 représente la synthèse du diagramme de rayonnement par la méthode variationnelle dans les deux plans ($u = 0$) le diagramme de rayonnement respecte parfaitement les contraintes imposées par le gabarit.



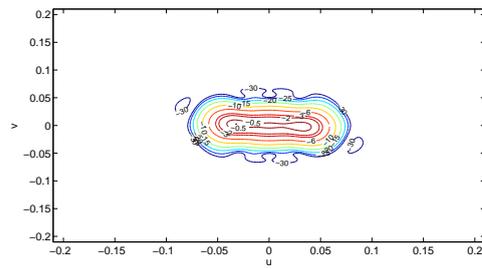
(a)



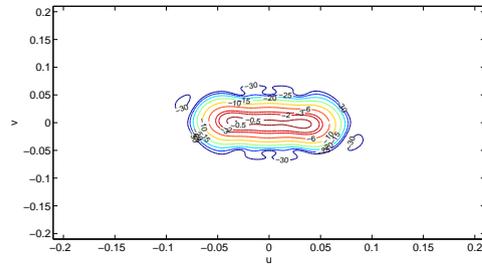
(b)

FIGURE 2.25: Diagramme d'un réseau de 13 sources dans le plan d'observation u
(a) Couverture total I, (b) Couverture total II.

Les figures 2.26.a et 2.26.b montrent les courbes iso-niveaux, après optimisation. Une très bonne répartition de gain sur les zones utiles $D1$ et $D2$ et une atténuation en dehors de cette zone sont observées.

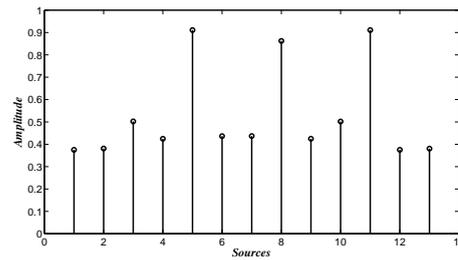


(a)

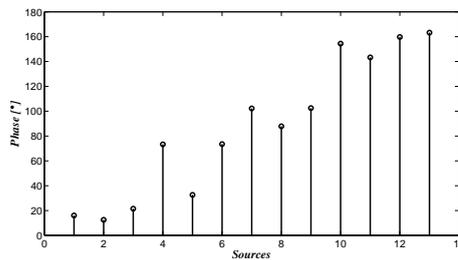


(b)

FIGURE 2.26: Contours iso-niveaux sur le plan (u,v) en (dB) (a) Couverture total I , (b) Couverture total II.



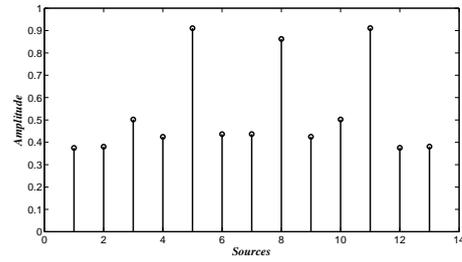
(a)



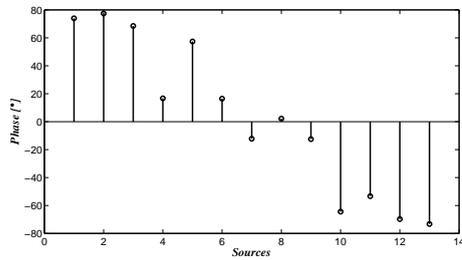
(b)

FIGURE 2.27: Les valeurs des coefficients d'excitations pour la couverture I (a) module , (b) phase

Les figures 2.29.a et 2.29.b montrent respectivement l'évolution de la convergence de la fonction d'erreur et de la contrainte d'orthogonalité. La convergence a été lente, puisqu'il a fallu plus de trois cents itérations.

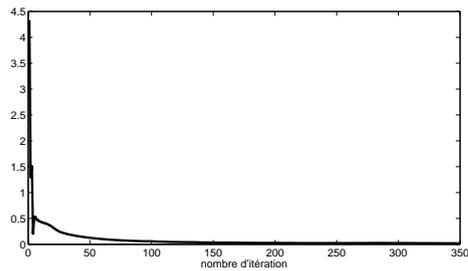


(a)

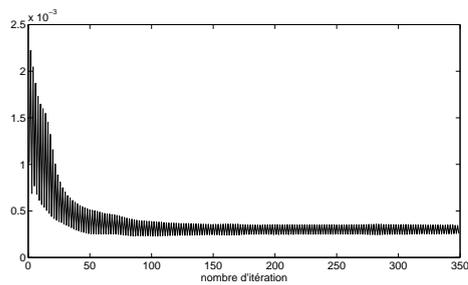


(b)

FIGURE 2.28: Les valeurs des coefficients d'excitations pour la couverture II (a) module , (b) phase



(a)



(b)

FIGURE 2.29: (a)Évolution du critère d'erreur, (b)Évolution de la condition d'orthogonalité au cours des itérations.

2.5 Problème avec contrainte "Cas deux couvertures à recouvrement partiel".

2.5.1 Formulation du problème.

La méthode variationnelle, déjà développée au cas de deux couvertures à recouvrement total, peut être aussi étendue à la synthèse de deux couvertures à recouvrement partiel. Dans ce cas, il est nécessaire de satisfaire la condition d'indépendance entre faisceau qui doit toujours exister si l'on veut assurer une isolation suffisante entre les signaux véhiculés par chaque faisceau. La figures 2.30 montre le répartiteur complet pour l'antenne qui générée deux faisceaux à recouvrement partiel, ce répartiteur est composé de deux répartiteurs simples à une entrée et un répartiteur orthogonal double entrée pour la région commune.

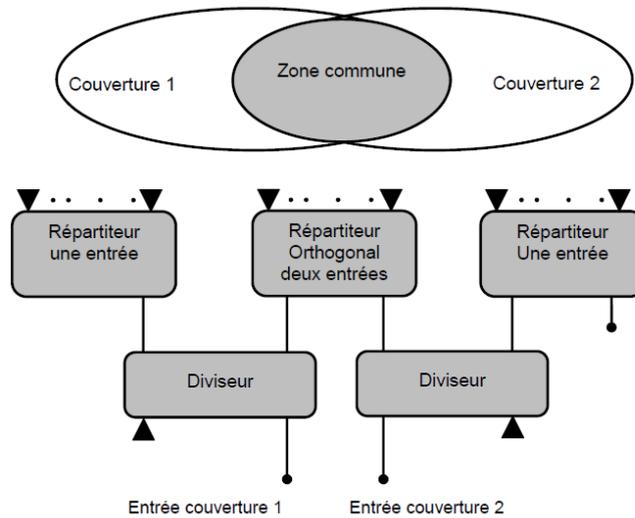


FIGURE 2.30: Répartiteur "Dual mode" pour deux couvertures avec recouvrement partiel[27, 42, 43].

Les champs rayonnés par l'antenne vers les deux régions sont exprimés par :

– Pour la région 1 nous avons :

$$F_1(u, v) = \sum_{n=1}^{N_{12}} \tilde{C}_n^1 f_n(u, v) + \sum_{n=N_{12}+1}^{N_1} C_n^1 f_n(u, v) \quad (2.46)$$

– Pour la région 2 nous avons :

$$F_2(u, v) = \sum_{n=1}^{N_{12}} \tilde{C}_n^2 f_n(u, v) + \sum_{n=N_{12}+1}^{N_2} C_n^2 f_n(u, v) \quad (2.47)$$

avec

- N_{12} est le nombre des faisceaux élémentaires commun aux deux régions.

- N_1 est le nombre de faisceaux élémentaires pour la couverture 1.
- N_2 est le nombre de faisceaux élémentaires pour la couverture 2.

Afin de réduire la complexité de l'algorithme de synthèse, nous avons supposé que les couvertures sont identiques et symétriques ; on peut écrire alors que $N_2 = N_1$. Avec la supposition précédente, les relations d'amplitude et de phase trouvées dans le cas de deux couvertures à recouvrement total sont vraies à la symétrie près. Dans le cas où deux zones se recouvrent partiellement, l'expression 2.44 devient :

$$I_{C_2} = \begin{bmatrix} C_1^{2*} & C_2^{2*} & \dots & C_{N_1}^{2*} \\ \iint_{D_1+D_2} f_1 f_1^* dudv & \iint_{D_1+D_2} f_2 f_1^* dudv & \dots & \iint_{D_1+D_2} f_{N_1} f_1^* dudv \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \iint_{D_1+D_2} f_1 f_{N_1-1}^* dudv & \iint_{D_1+D_2} f_2 f_{N_1-1}^* dudv & \dots & \iint_{D_1+D_2} f_{N_1-1} f_{N_1-1}^* dudv \\ \iint_{D_1+D_2} f_1 f_{N_1}^* dudv & \iint_{D_1+D_2} f_2 f_{N_1}^* dudv & \dots & \iint_{D_1+D_2} f_{N_1} f_{N_1}^* dudv \end{bmatrix} \quad (2.48)$$

$$C_1 = \left[C_1^1 C_2^1 \dots C_{N_1}^1 \right]' \quad (2.49)$$

$$\overline{B}_1 = \begin{bmatrix} \iint_{D_1} F_1 f_n^* \left[\left(\frac{G_M + G_m}{2|F_1|} - 1 \right) (1 - \sigma)^{\frac{p}{2}} + 1 \right] dudv \\ \iint_{D_1} F_1 f_n^* \left[\left(\frac{G_M + G_m}{2|F_1|} - 1 \right) (1 - \sigma)^{\frac{p}{2}} + 1 \right] dudv \\ \vdots \\ \iint_{D_1} F_1 f_n^* \left[\left(\frac{G_M + G_m}{2|F_1|} - 1 \right) (1 - \sigma)^{\frac{p}{2}} + 1 \right] dudv \end{bmatrix} \quad (2.50)$$

Comme précédemment, la résolution de ce système d'équations non linéaires se fait par une méthode itérative comme pour le cas des couvertures avec recouvrement total. La différence avec le cas précédent réside dans l'écriture de la contrainte d'orthogonalité.

2.5.2 Deux zones à échantillonnage hexagonal complet à recouvrement partiel.

Dans ce paragraphe, nous allons étudier le cas de 10 sources utilisées pour illuminer deux couvertures de forme hexagonal complète avec 4 sources communes n°(1...4). Les spécifications des couvertures avec recouvrement partiel sont montrées par La figure 2.31 On peut dire aussi que les deux couvertures D_1 et D_2 sont identiques et symétriques par rapport au point S[45].

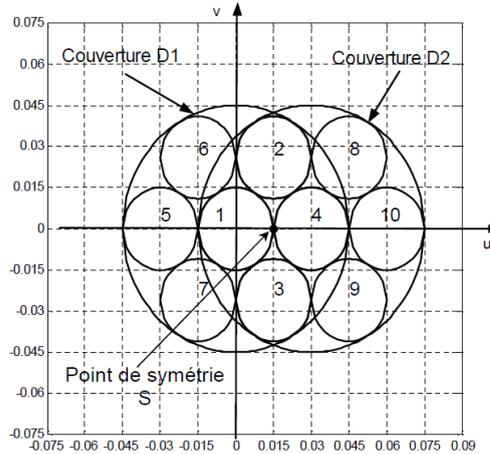
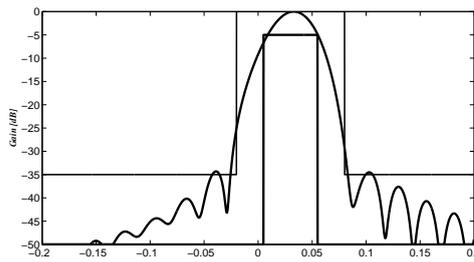
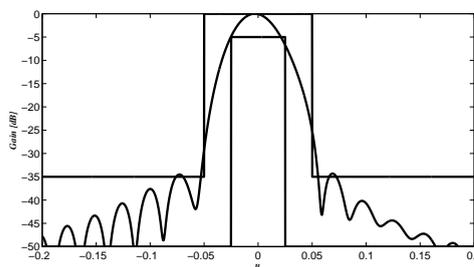


FIGURE 2.31: Deux couvertures avec recouvrement partiel 4 faisceaux communs.

D'après les résultats graphiques du diagramme de rayonnement dans les deux plans ($u=0$) représentés respectivement par les figures ??a et ??b, on peut dire que la méthode de synthèse développer donne des résultats qui respectent parfaitement les contraintes imposées par le gabarit.



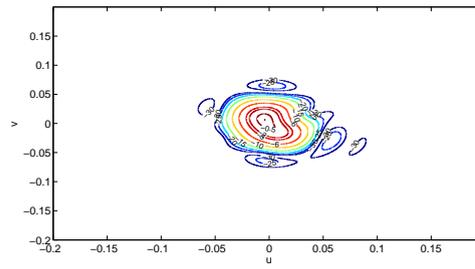
(a)



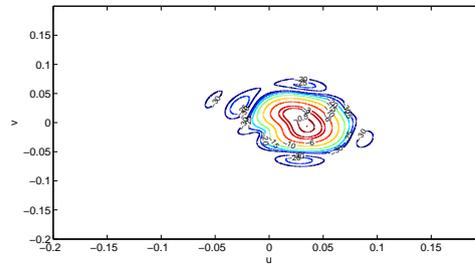
(b)

FIGURE 2.32: Diagramme d'un réseau de 7 sources dans le plans d'observation u (a)partiel I, (b)partiel II.

Les figures 2.33.a et 2.33.b représentent les courbes iso-niveaux après optimisation dans les plans (u,v) . Le module et la phase des coefficients obtenus par optimisation sont représentée par Les figures 2.34 et 2.35.

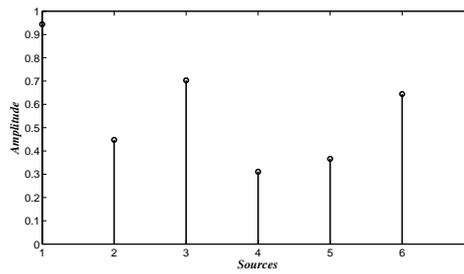


(a)

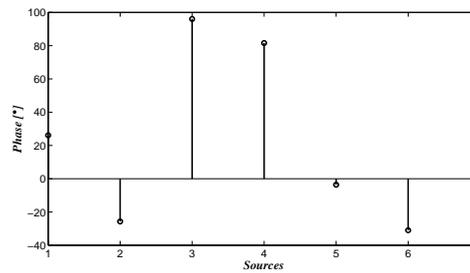


(b)

FIGURE 2.33: Contours iso-niveaux sur le plan (u, v) en (dB) (a) Couverture partiel I , (b) Couverture partiel II.



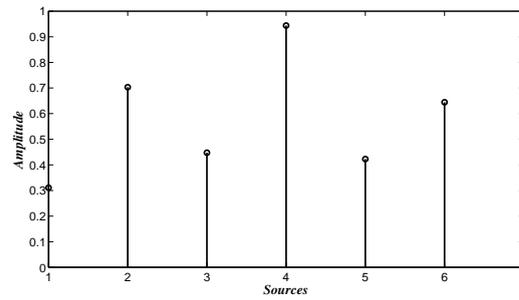
(a)



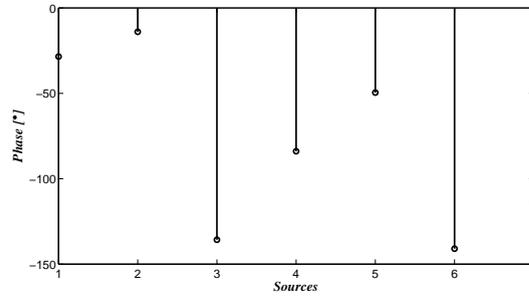
(b)

FIGURE 2.34: Les valeurs des coefficients d'excitations pour la couverture I (a) module , (b) phase

Les figures 2.35.a et 2.35.b montrent respectivement la convergence de la fonction d'erreur et la contrainte d'orthogonalité.

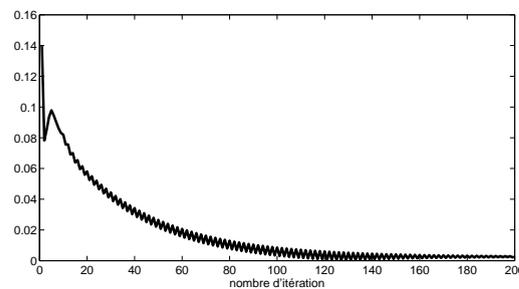


(a)

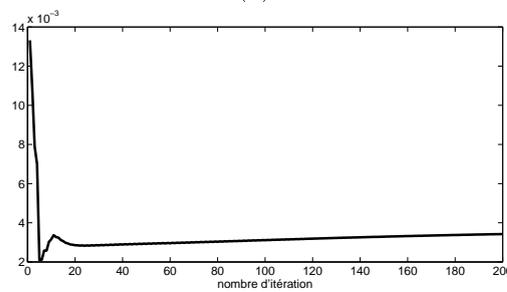


(b)

FIGURE 2.35: (a)Amplitude d'alimentation des sources, (b)Phase d'alimentation des sources.



(a)



(b)

FIGURE 2.36: (a)Évolution du critère d'erreur, (b)Évolution de la condition d'orthogonalité au cours des itérations.

Le module et la phase C^1 , C^2 obtenus par optimisation, sont donnés au figure 2.34 et figure 2.35 . Ces figures montre que les amplitudes d'excitation sont égales pour des

faisceaux symétriques par rapport au point S. Cela est dû à la symétrie des deux couvertures 1 et 2, les deux couvertures sont identiques et symétriques par rapport au point S (figure 2.31). Une permutation des sources, respectant la symétrie, est donc sans effet et on trouve les relations d'amplitude et de phase.

2.5.3 Deux zones à échantillonnage hexagonal incomplet à recouvrement partiel.

Nous présentons maintenant la synthèse de deux couvertures à échantillonnage hexagonal incomplet à recouvrement partiel. Chaque couverture est éclairée par 13 sources élémentaires avec 7 sources dans la zone commune aux deux couvertures (figures 2.37).

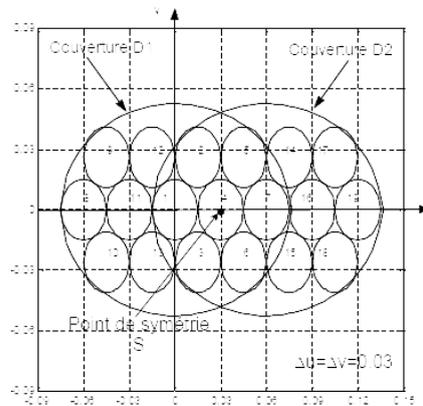


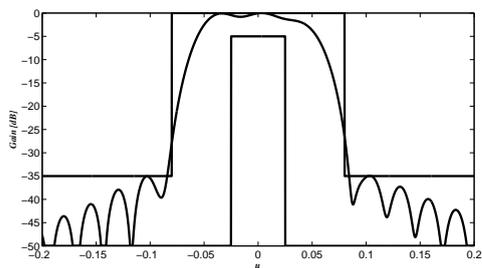
FIGURE 2.37: Deux couvertures avec recouvrement partiel (4 faisceaux communs)

Nous allons garder les mêmes spécifications du gabarit présenté dans l'exemple précédent, mais cette fois avec un niveau maximum des lobes secondaires de $-30dB$. D'après la figure 2.37 les deux couvertures D1 et D2 sont identiques et symétriques par rapport au centre du faisceau $n^{\circ}4$; par la suite on peut déduire le gabarit de la couverture D2 qui est symétrique aussi par rapport à S, il est définie par la figure 2.37. Nous avons fixée un rapport de phase entre C^1 et C^2 égal à 30° en respectant la symétrie par rapport à S.

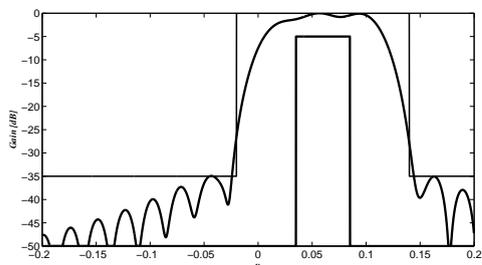
On constate que, pour les deux figures 2.38.a et 2.38.b, le diagramme de rayonnement est contenu dans les limites imposées par le gabarit, le niveau maximum de lobes secondaires est bien respecté.

Suivant l'ordre des représentations, on étale les deux représentations en iso-niveaux pour les deux couvertures D1 et D2 qui sont données par les figures 2.39.a et 2.39.b.

Le module et la phase des coefficients obtenus par optimisation sont représentées par Les figures 2.40 et 2.41.

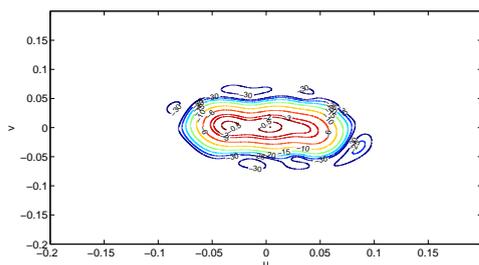


(a)

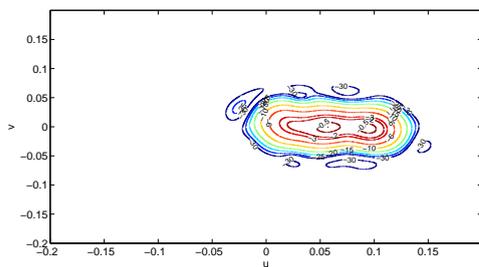


(b)

FIGURE 2.38: Diagramme d'un réseau de 13 sources dans le plans d'observation u (a)zone I, (b)Zone II.



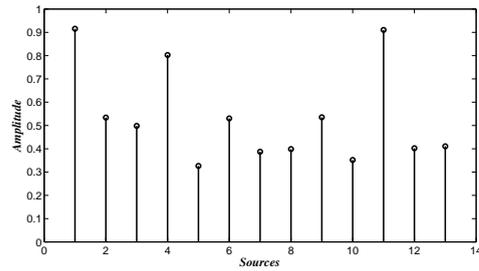
(a)



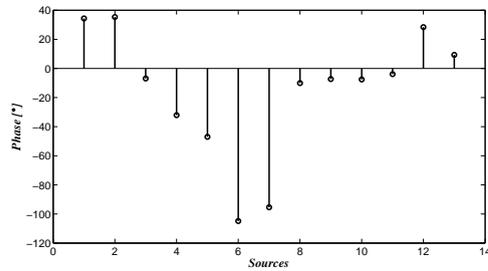
(b)

FIGURE 2.39: Contours iso-niveaux sur le plan (u,v) en (dB)(a)Couverture partiel I , (b)Couverture partiel II.

Les figure 2.40.a et 2.40.b représentent respectivement l'évolution de l'erreur et de la condition d'orthogonalité. La valeur de la contrainte d'orthogonalité à la fin d'optimisation est de 0.0005.

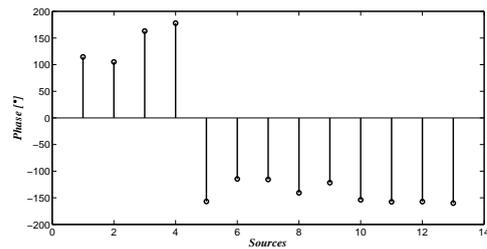


(a)

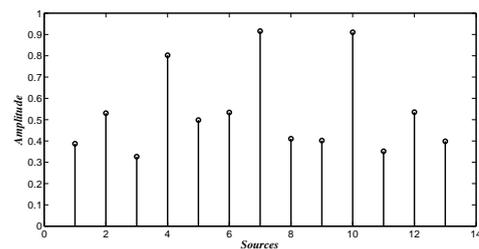


(b)

FIGURE 2.40: Les valeurs des coefficients d'excitations pour la couverture I (a) module , (b) phase



(a)

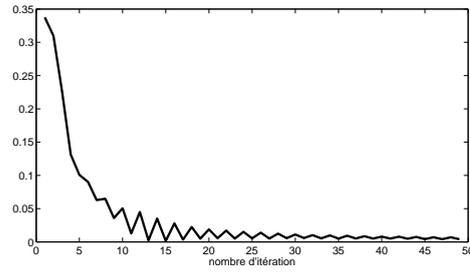


(b)

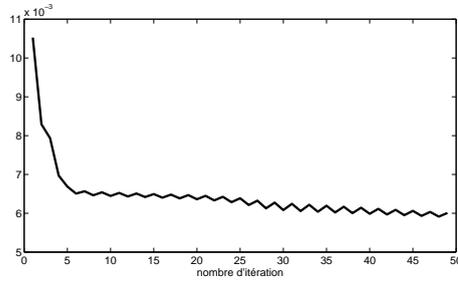
FIGURE 2.41: Les valeurs des coefficients d'excitations pour la couverture II (a) module , (b) phase

2.6 Validation des résultats par comparaison avec littérature.

Nous avons comparés nos résultats à ceux de MIRANDA [17] basé sur la synthèse en amplitude et en phase, et pour des couvertures similaires au la notre figure 2.43.a ,b.c



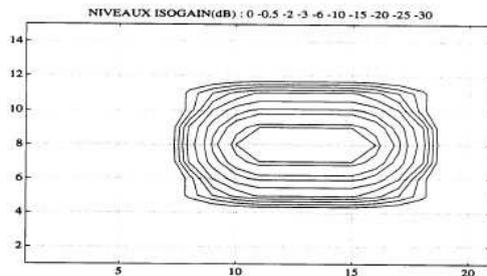
(a)



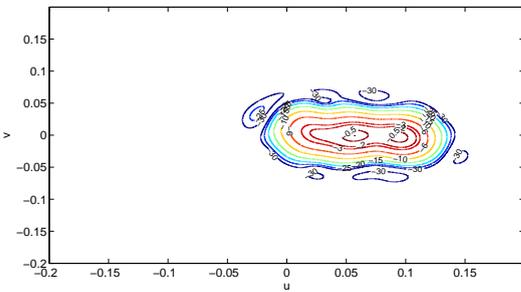
(b)

FIGURE 2.42: (a)Évolution du critère d'erreur, (b)Évolution de la condition d'orthogonalité au cours des itérations.

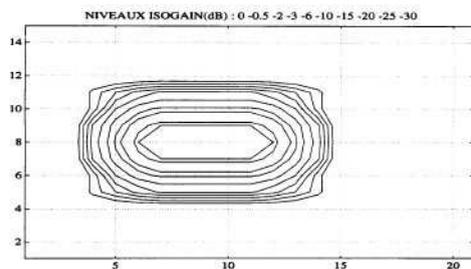
et.d. L'outil de synthèse permet de fournir un niveau de lobe secondaire de l'ordre de -29.6 dB et une contrainte d'orthogonalité à la fin d'optimisation égale à 0.005 . Une amélioration de -6 dB, par rapport à celui obtenu par MIRANDA est observée.



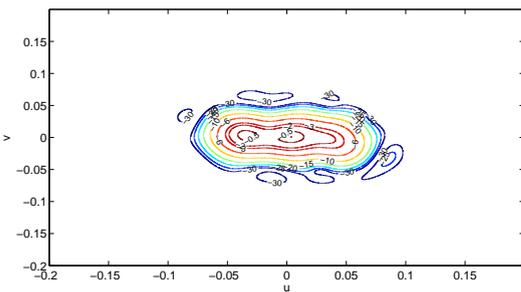
(a)



(b)



(c)



(d)

FIGURE 2.43: Diagramme d'un réseau antenne à recouvrement partiel,
(b),(d) : Résultat de simulation,
(a),(c) :Résultat [27].

2.7 Conclusion.

En cours de ce chapitre nous avons développé et programmé une méthode de synthèse de réseau à faisceau multiples. Cette méthode permet l'optimisation en amplitude et en phase de lois d'alimentation : son efficacité permet au concepteur de visualiser rapidement l'influence de modification de loi d'alimentations. Le travail réalisé dans ce chapitre a permis de développer une méthode de synthèse de réseau rapides et précise. Le logiciel élaboré sera très utile dans la synthèse de réseau d'antenne multifaisceaux à une seule couverture ou deux couvertures à recouvrement totale ou partiel. Nos travaux développés au cours de ce chapitre ont donné lieu à une publication et plusieurs communications internationales .

Chapitre 3

Systèmes d'alimentations des antennes multifaisceaux

3.1 Introduction.

Pour former les faisceaux multiples, un choix de N éléments d'antenne est relié à N ports des faisceaux. Cette architecture, est généralement connue sous le nom de réseau d'alimentation de faisceaux (*Beamforming Network*)[5, 17, 20]. Un résultat simple de réseau est formé quand des signaux induits sur différents éléments de réseau sont combinés. Cette méthode de combiner les signaux de plusieurs éléments est appelée formation de faisceaux. La direction dans laquelle le réseau a la réponse maximale serait la direction du pointage de faisceau. Le faisceau conventionnel se dirigeant où la formation de faisceau peut être réalisée en ajustant seulement la phase des signaux des différents éléments. En d'autres termes, dirigeant un faisceau dans la direction désirée. Cependant, le diagramme de rayonnement d'antenne dans ce cas est fixe, c'est à dire, pour un choix de faisceau dans une direction désirée, un ajustement de phase doit être accompli. Quelques applications de réseau exigent plusieurs faisceaux fixes qui couvrent un certain secteur angulaire. Plusieurs techniques existent et fournissent ces faisceaux fixes telles que les matrices (matrice de Butler, matrice de Blass et matrice de Nolen...) souvent employées.

L'objectif de ce chapitre est de présenter brièvement les architectures d'antennes multifaisceaux utilisant des matrices de Butler standard et non standard pour réaliser des faisceaux multiples indépendant. Les éléments rassemblés dans ce document permettent de comprendre le fonctionnement des matrices de Butler d'ordre N et de connaître leurs propriétés.

3.2 Conformateurs de réseaux (*Beamformers*).

Les réseaux d'alimentation des antennes à multiples faisceaux que l'on appelle plus communément répartiteur de faisceaux (*beamformers*) se retrouvent dans de nombreuses applications du système d'antennes que ce soit dans le domaine civil ou militaire[47?]. Le principal bénéfice d'un tel système est l'augmentation de la capacité du système cellulaire[48, 49]. En effet, la possibilité de balayer le faisceau d'une antenne, sans avoir recours à un quelconque mécanisme de rotation comme on peut en observer sur des navires de guerre par exemple, additionnée à la possibilité d'obtenir un faisceau ayant un gain important et une ouverture à mi-puissance étroite, permet d'effectuer une vaste couverture et de suivre les déplacements d'un utilisateur à l'intérieur d'une même cellule en minimisant le bruit et les brouillages. À ce jour, une foule de techniques innovatrices sont apparues. Cependant le principe est toujours resté le même : pour former des faisceaux multiples, on utilise souvent un réseau de N antennes et on le connecte à un répartiteur de faisceaux à N ports de faisceaux. Le répartiteur a la capacité d'agir sur les antennes pour former les faisceaux dans des directions précises de l'espace à partir de la même ouverture avec une directivité accrue[5]. Ces dernières années, on a constaté un développement considérable des techniques de formations de faisceaux ditent *beamforming*.

Le "*beamforming*" est une technique utilisée par les réseaux d'antennes pour modifier la directivité et la sensibilité du patron de rayonnement[46]. 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[51, 52]. Comme dans le cas des filtres conventionnels, il existe deux façons pour réaliser le "*beamformer*" : numérique et analogique[53, 54] :

***Beamforming* numérique** 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. 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[19].

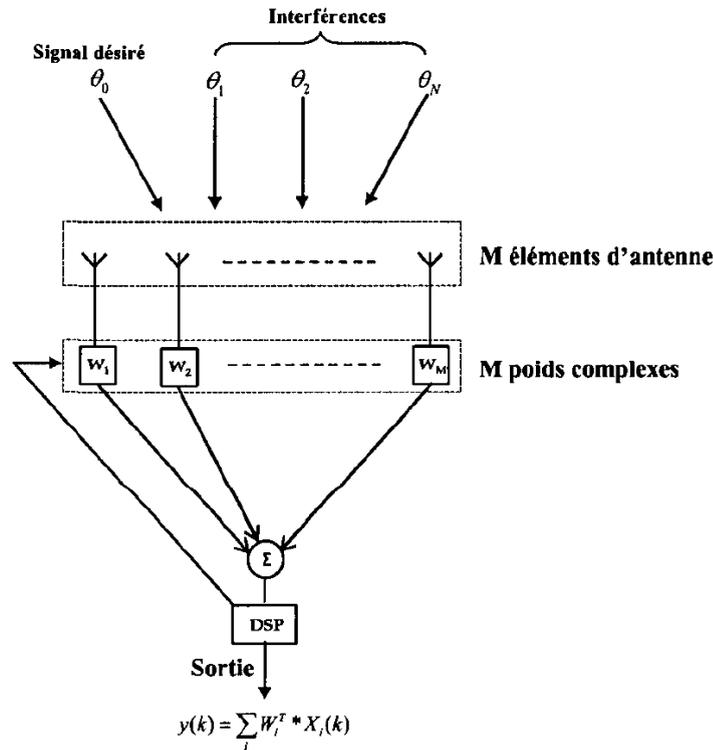


FIGURE 3.1: Exemple d'un "beamformer" numérique.

La figure (3.1) montre le cas d'un "beamformer" numérique classique. Le but est d'optimiser les poids W_t qui maximisent le rapport SIR . Un signal désiré est incident de la direction θ_0 et interfèrent sont incidents des directions $\theta_1, \theta_2, \dots, \theta_N$. 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 $N + 1 \leq M$

"Beamforming" analogique Dans le domaine des répartiteurs de faisceaux passifs, deux classes coexistent, à savoir : les types quasi-optiques (conformateurs de faisceau à lentilles), entraînant un arrangement hybride, soit d'un réflecteur, soit d'un objectif de lentille avec un réseau d'antennes, les types circuits en technologie microruban (microstrip), ligne suspendue (stripline) ou encore en guides d'onde.

3.2.1 Matrice de *Blass*

La matrice de *Blass* [11] est une matrice qui peut générer des faisceaux multiples. C'est un réseau d'alimentation en série avec une structure en treillis figure 3.2, dans laquelle la puissance est diminuée séquentiellement à partir des lignes ("through line") au moyen de coupleurs directionnels. Ces coupleurs déterminent la distribution en amplitude du réseau d'antennes et par conséquent le niveau des lobes secondaires des diagrammes de

rayonnement. Même si la matrice possède une grande souplesse pour la pondération de ses éléments rayonnants, le nombre de composants mis à sa disposition est conséquent. Sa topologie a donc évolué pour arriver à une architecture sans charge, avec moins de composants, mais disposant de moins de degrés de liberté au niveau des pondérats.

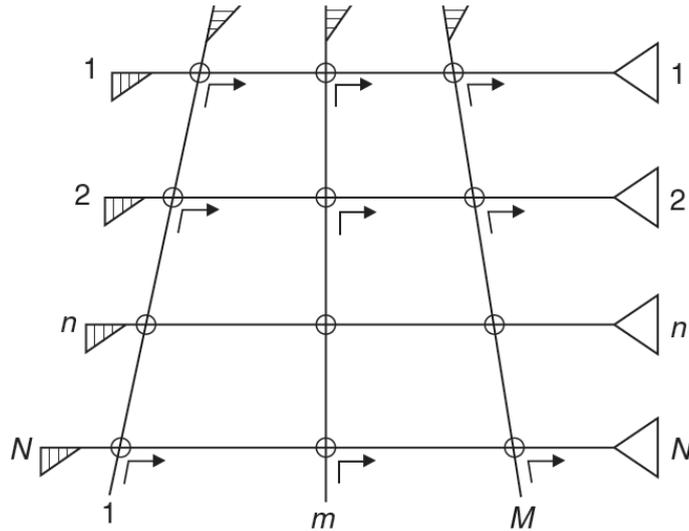


FIGURE 3.2: (a) Architecture de base de la matrice de Blass[4].

La matrice de *Blass* possède plusieurs avantages :

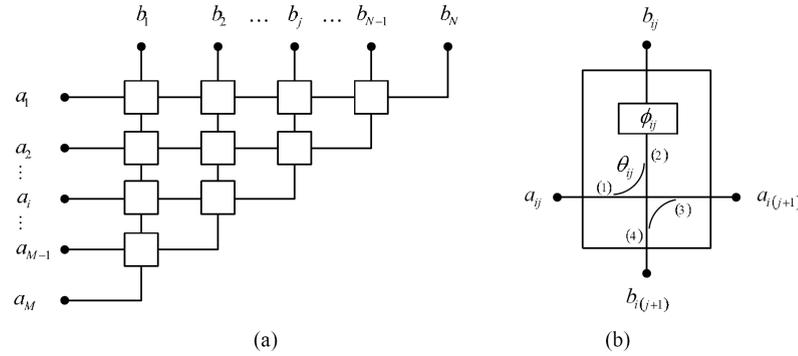
- pour un grand réseau, la disposition d'intercommunication du circuit est simple car il n'y a pas de croisement,
- la pondération en amplitude est possible pour chaque faisceau,
- le temps de retard assure une certaine constante de faisceaux avec la fréquence.

Cependant, elle présente des inconvénients sérieux :

- le nombre de coupleurs devient vite important et cela implique un plus grand coût en matériel et poids,
- plus le nombre de faisceaux augmente, plus l'interaction entre les différentes lignes transverses est grande, ce qui rend les réseaux beaucoup plus difficiles à concevoir.

3.2.2 Matrice de *Nolen*

Comme la matrice de *Blass*, la matrice de *Nolen* peut alimenter un nombre d'antennes différent du nombre d'orientations de faisceaux. La matrice de *Nolen* est composée de déphaseurs et de coupleurs (figure 3.3). Elle est une représentation générale de la transformé discrète de Fourier. Comme la matrice de *Blass*, elle est rarement utilisée à cause de ses pièces coûteuses, et des difficultés de l'ajustement de réseau [55].

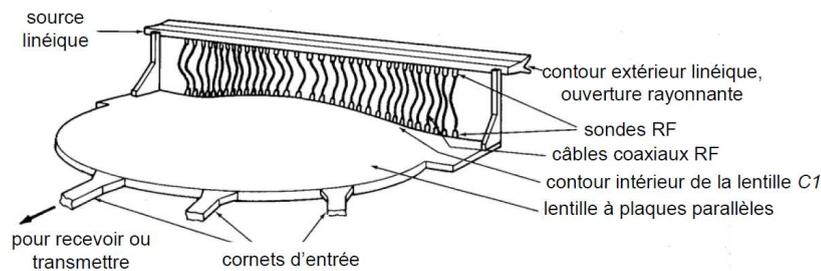

 FIGURE 3.3: (a) Forme générique des matrices de *Nolen* et (b) détail d'un noeud [55].

3.2.3 Lentille de *Rotman*

Le type quasi-optique le plus connu est la lentille de *Rotman* [4]. La procédure de synthèse d'une lentille de *Rotman* est basée sur des principes de l'optique géométrique. L'excitation d'un port d'entrée produit une distribution d'amplitude approximativement uniforme et une déclivité de phase linéaire (gradient de phase constant) aux ports de sortie. La lentille de *Rotman* est intéressante car elle autorise une certaine liberté de conception avec de nombreux paramètres à ajuster. Cependant ses inconvénients ne sont pas négligeables :

- les faisceaux orthogonaux n'existent pas en raison des débordements indésirables du diagramme primaire de la lentille,
- le couplage mutuel entre les ports d'entrée est réel et difficile à maîtriser.

La lentille de *Rotman* dans le domaine millimétrique est essentiellement fabriquée en guides d'onde pour des applications radars et de communications. Les inconvénients des architectures passives sont les pertes dans le circuit de distribution. Pour résoudre ce problème, la plupart des réseaux d'alimentation des antennes d'architectures passives sont basés sur une technique guide d'onde ce qui augmente sensiblement le poids de ces antennes.


 FIGURE 3.4: Première lentille de *Rotman* [4].

3.2.4 Matrice Multifaisceaux Orthogonal "Matrice de Butler".

3.2.4.1 Introduction

Nous abordons dans ce paragraphe une matrice très connue de formation de faisceaux analogique dite la matrice de Butler [10]. nous serons relativement succincts sur le sujet tout en abordant les points principaux . La suite logique de cette thèse implique une étude plus approfondie des matrices de Butler standard (sans faisceau dans l'axe) et non standard (avec faisceau dans l'axe). Nous verrons donc dans un premier temps les composants nécessaires au bon fonctionnement d'un tel système qui sont au nombre de trois, à savoir : les coupleurs $3dB$, les déphaseurs et les croisements. Pour chacun de ces éléments, plusieurs types de configurations microrubans trouvés dans la littérature, sont soulignés. Les systèmes d'alimentation d'antennes multifaisceaux sont connus pour la plupart depuis les années 60. La matrice de Butler est l'un des répartiteurs de faisceaux les plus utilisés. C'est un circuit réciproque passif symétrique à N ports d'entrées et N ports de sorties qui pilote N éléments rayonnants produisant N faisceaux orthogonaux différents (figure 3.5)[10]. C'est un système parallèle, qui est composé de jonctions qui connectent les ports d'entrée aux ports de sortie par des lignes de transmission. Ainsi un signal d'entrée est à plusieurs reprises divisé jusqu'aux ports de sortie. Le lobe principal du diagramme de rayonnement peut être dévié en changeant le port d'alimentation, la somme des faisceaux peut couvrir complètement un secteur de 180° dans le plan horizontal [54, 55].

3.2.4.2 Avantages et inconvénients

La matrice de Butler possède de nombreux avantages [56, 57] :

- un réseau simple employant peu de types de composants (des coupleurs et des déphaseurs fixes), qui est mis facilement en oeuvre par l'utilisation des lignes microrubans,
- elle réalise le pointage électronique dans l'espace sans mouvement mécanique dans le procédé de balayage,
- sa conception est rendue plus facile grâce à la symétrie de sa topologie.

La matrice de Butler n'est pas un circuit d'alimentation parfait, elle a les inconvénients suivants [46, 56, 57] :

- le nombre de composants est grand quand le nombre d'éléments du réseau est grand,
- L'interconnexion est assez complexe pour une grande matrice (beaucoup de exemple plus de 16 croisements sont nécessaires pour une matrice 8×8).
- le pointage et l'ouverture à mi-puissance du faisceau varient avec la fréquence,
- les niveaux des lobes secondaires sont fixés dès que le nombre de faisceaux désiré est choisi,

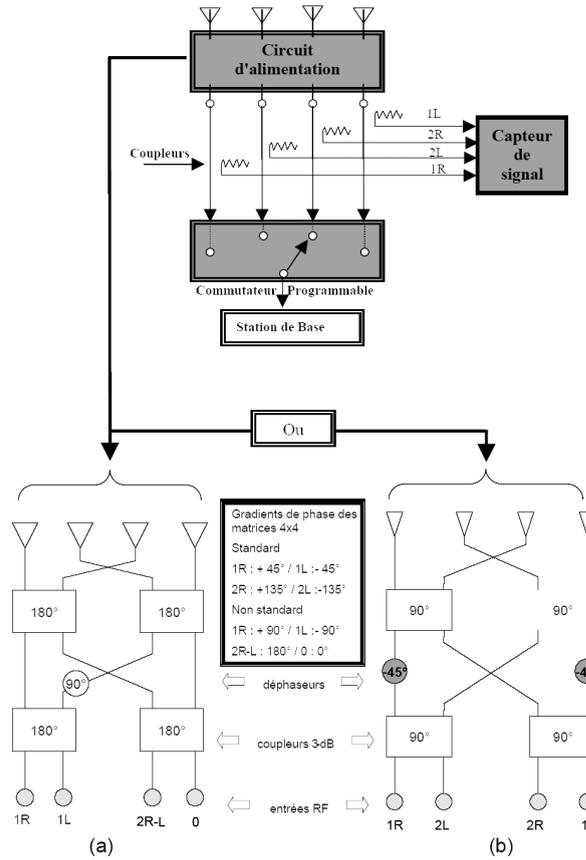


FIGURE 3.5: Schémas des matrices de Butler 4×4 : (a) matrice non standard, (b) matrice standard[46]

- les pertes diélectriques ne sont pas négligeables.

On retrouve les matrices de Butler dans les satellites géostationnaires, tels qu'*INMARSAT-3* pour les systèmes de communications mobiles. On peut ajouter les satellites à orbite basse, tels que les systèmes *IRIDIUM* créés par Motorola qui assurent une desserte globale pour une clientèle effectuant surtout des appels internationaux[5].

3.2.4.3 Principe de fonctionnement.

La matrice de Butler a été introduite en 1961 par *M. Jesse L. Butler* [10] et est un répartiteur de faisceaux unidimensionnel. Elle permet la formation de faisceaux orthogonaux dans l'espace 1. Ce réseau micro-ondes a d'une part les signaux des $N = 2^n$ ($n = 2, 3, \dots$) antennes d'un réseau linéaire à espacement uniforme et de l'autre les $K = N$ signaux correspondants dans le domaine des faisceaux. En théorie, ce circuit est sans pertes et sa réalisation entièrement passive est tout à fait réciproque, ce qui implique que ses propriétés sont les mêmes en transmission qu'en réception. On le retrouve en de multiples déclinaisons utilisant des coupleurs hybrides à 90° et 180° respectivement. La

version couramment utilisée est celle utilisant le premier type de coupleurs et nous nous en tiendrons à celle-ci seulement pour les prochaines lignes.

C'est un circuit réciproque passif symétrique à N ports d'entrées et à N ports de sorties qui pilote N éléments rayonnants produisant N faisceaux orthogonaux différents [46, 56]. C'est un système parallèle, contrairement à la matrice de *Blass* (système série), qui est composé de jonctions qui connectent les ports d'entrée aux ports de sortie par des lignes de transmission de longueur de chemin égal. Ainsi un signal d'entrée est à plusieurs reprises divisé sans perte jusqu'aux ports de sortie ; le schéma d'une matrice de Butler est identique à celui d'une *FFT* (*Fast Fourier Transform*) (annexe D). Les pondérations en sortie sont données par :

$$B_{mn} = \frac{e^{j2\pi[n-(N+1)/2][m-(N+1)/2]/N}}{\sqrt{N}} \quad (3.1)$$

Où B_{mn} : représente l'amplitude du champ du $n^{i\text{me}}$ éléments rayonnant lorsque le port m (dans le sens des faisceaux de droite à gauche) est activé par un signal d'amplitude unitaire, de phase nulle et où N est le nombre d'éléments rayonnants .

La matrice de Butler sert à deux fonctions[56, 57] :

- Distribution des signaux RF aux différents éléments d'antennes ;
- Direction et orthogonalité des faisceaux .

En connectant la matrice de Butler à un réseau d'antennes et un commutateur RF, des multiples faisceaux peuvent être formés. En introduisant un signal RF à un port d'entrée, de la matrice, et via des phases progressives, on peut former un lobe dans une certaine direction de l'espace. D'une manière similaire, si on introduit un second signal RF, un autre lobe va être formé dans autre direction et ainsi de suite. La figure 3.6 illustre ce phénomène. Par exemple, si des ports sont excités par des signaux *RF* égaux en amplitude et en phase, alors deux faisceaux rayonnent simultanément.

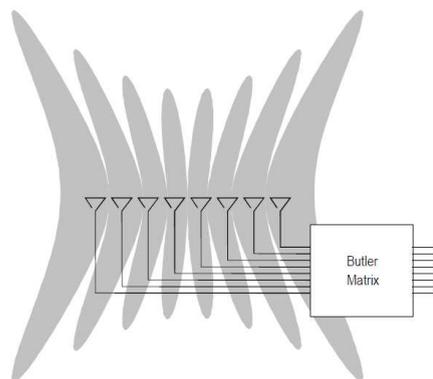


FIGURE 3.6: Faisceaux orthogonaux formés par la matrice de Butler 8×8 .

3.2.5 Les composants intrinsèques de la matrice de Butler.

La matrice de Butler est constituée de trois composants que sont les coupleurs 3dB, les déphaseurs et les croisements. Ces éléments sont présentés dans les sous sections suivantes.

a. Les coupleurs 3dB Les coupleurs directifs sont des dispositifs passifs disposant de quatre ports et permettant aux sorties de recueillir une puissance proportionnelle à l'entrée : ce sont des diviseurs de puissance[18, 58].

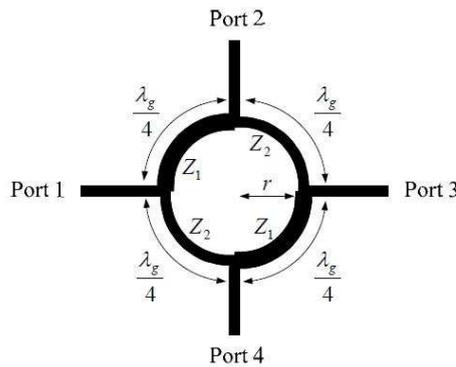


FIGURE 3.7: Modèle de coupleur hybride circulaire[55].

a1. Le coupleur (3dB, 90°) à jonctions ou hybride Son rôle est de diviser la puissance d'entrée et de la répartir équitablement en amplitude les deux ports de sorties, le dernier port étant isolé en général grâce à une charge 50Ω . Cependant ces deux ports de sorties sont déphasés de 90° l'un de l'autre. Ce déphasage est dû au tronçon de ligne de longueur quart d'onde ($\lambda_g/4$) entre les ports 3 et 4 (figure 3.7).

Ce coupleur est employé généralement de deux manières différentes dans une matrice de Butler : en diviseur de puissance (figure 3.8.a) ou en combineur de puissance (figure 3.8.b), selon que l'on soit en émission ou en réception.

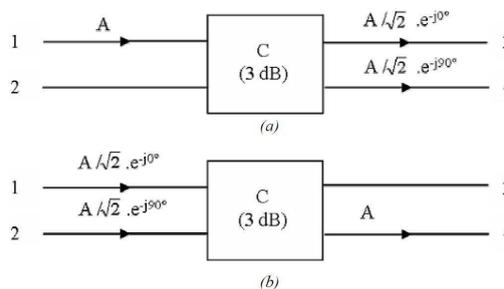


FIGURE 3.8: Fonctionnement du coupleur (3dB, 90°), (a) en diviseur d'onde de puissance, (b) en combineur de puissance[58].

a2. Le coupleur ($3dB, 180^\circ$) Ce type coupleur appelé coupleur contradirectif, le déphasé à la sortie est de 180° (figure 3.9).

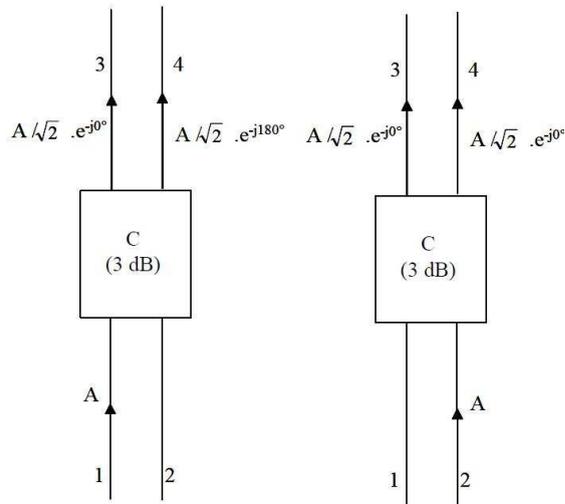


FIGURE 3.9: Fonctionnement du coupleur coupleur ($3dB, 180^\circ$)[58].

b. Croisement (*Cross-over*) Le croisement entre les lignes est le plus grand inconvénient lors de l'implantation de la matrice de Butler. Pour éviter alors que les signaux au niveau des croisements ne se combinent, on doit recourir à des croisements (crossover)[18, 58]. Pour concevoir un croisement, on peut utiliser deux hybrides en cascades. Idéalement, le signal entrant dans un port émerge seulement au port diagonal sans pertes d'insertion et sans erreur de phase.

c. Déphaseurs. Dans cette sous-section, nous présentons les déphaseurs passifs utilisés dans les matrices de Butler. Ces déphaseurs utilisent des sections de ligne de transmission, soit en microruban, coplanaire ou autre type de ligne de transmission. Dans le cadre de cette thèse, la technologie en microruban a été adoptées.

3.3 Réseau linéaire alimenté par une matrice de Butler.

La matrice de Butler est un type de réseau formateur de faisceaux permettant de réaliser une distribution linéaire de phase sur les éléments de sortie. Elle possède N entrées et N sorties, chaque entrée produit un gradient de phase linéaire sur les sorties et à chacune est associée un gradient de phase spécifique, ainsi N faisceaux sont formés et orientés dans des directions différentes[46, 56]. La phase de chaque élément est considérée comme variable qui contrôle la direction du faisceau et par conséquent le diagramme de

rayonnement des faisceaux produits. Le gradient de phase φ ($\varphi = kd \sin(\theta_0)$) devient maintenant une variable qui change l'orientation du lobe principal du diagramme de facteur de réseau. L'expression du rayonnement dans une direction θ (angle forme par la direction d'observation et la normale au réseau) est obtenue par application du théorème de superposition en effectuant la somme des contributions de chaque source [17, 60] :

$$\vec{F}(\vec{u}) = \sum_{n=1}^{N-1} a_n \vec{f}(\vec{u}) e^{j \frac{2\pi}{\lambda} \vec{A}_0 \vec{A}_n \vec{u}} \quad (3.2)$$

Avec $\vec{F}(\vec{u})$ le diagramme de rayonnement de chaque source, a_n la loi d'illumination qui alimente chaque source en phase et en amplitude A_0, A_1, \dots, A_{N-1} sont les centres de phase de chaque source.

Avec :

$$\vec{A}_0 \vec{A}_1 \vec{u} = nd \sin \theta \quad (3.3)$$

$$\begin{aligned} \vec{F}(\vec{u}) &= \vec{f}(\vec{u}) \sum_{n=1}^{N-1} a_n e^{jn \frac{2\pi}{\lambda} d \sin \theta} \\ &= \vec{f}(\vec{u}) AF(\vec{u}) \end{aligned} \quad (3.4)$$

$AF(\vec{u})$ est le facteur de réseau qui dépend que du pas du réseau et de sa loi d'excitation. Pour des réseaux linéaires constitués d'éléments rayonnants identiques, le champ rayonné par le réseau dans une direction \vec{u} est donc donné par le produit du facteur de réseau $AF(\vec{u})$ multiplié par le rayonnement d'une source élémentaire $\vec{f}(\vec{u})$ (pour plus de détails sur la théorie d'un réseau linéaire voir annexe B). On considère ici le cas d'une illumination uniforme normalisée ($\|a_n = 1\|$) et d'un gradient de phase constant, on peut écrire :

$$a_n = e^{-jn\phi} \quad (3.5)$$

Le facteur de réseau s'écrit alors :

$$AF(\theta) = \sum_{n=1}^{N-1} e^{(jn \frac{2\pi}{\lambda} d \sin \theta - \varphi)} \quad (3.6)$$

Posons $x = e^{(jn \frac{2\pi}{\lambda} d \sin \theta - \varphi)}$

pour $x \neq 1$, on a :

$$\begin{aligned}
 AF(\theta) &= \sum_{n=1}^{N-1} x^n \\
 &= \frac{x^N - 1}{x - 1} \\
 &= x^{\frac{N-1}{2}} \frac{x^{\frac{N}{2}} - x^{-\frac{N}{2}}}{x^{\frac{1}{2}} - x^{-\frac{1}{2}}}
 \end{aligned} \tag{3.7}$$

En faisant abstraction du facteur $Nx^{\frac{N-1}{2}}$, on propose de travailler sur un facteur de réseau normalisé à 1 pour sa valeur maximum, et dont l'expression est :

$$AF(\theta) = \frac{\sin N\left(\frac{\pi}{\lambda}d \sin \theta - \frac{\varphi}{2}\right)}{N \sin\left(\frac{\pi}{\lambda}d \sin \theta - \frac{\varphi}{2}\right)} \tag{3.8}$$

Cette fonction (3.8) est périodique et maximale pour toute valeur annulant le numérateur et le dénominateur, soit :

$$\frac{\pi d}{\lambda} \sin \theta - \frac{\varphi}{2} = k\pi \text{ avec } k \text{ entier} \tag{3.9}$$

L'un des lobes est obtenu pour la direction θ_0 pour $k=0$:

$$\frac{\pi d}{\lambda} \sin \theta_0 - \frac{\varphi}{2} = 0 \tag{3.10}$$

Le déphasage φ induit donc une direction de pointage dans la direction θ_0 telle que :

$$\theta_0 = \arcsin\left(\frac{\lambda \varphi}{2d\pi}\right) \tag{3.11}$$

Pour une loi uniforme, on peut mettre le facteur de réseau sous la forme :

$$AF(\theta) = \frac{\sin N\left(\frac{\pi}{\lambda}d \sin \theta - \sin(\theta_0)\right)}{N \sin\left(\frac{\pi}{\lambda}d \sin \theta - \sin(\theta_0)\right)} \tag{3.12}$$

3.4 Résultat de simulation d'un réseau linéaire alimenté par une matrice de Butler.

3.4.1 Introduction

La matrice de Butler était en premier temps décrite par *BUTLER* [10], elle comporte N ports d'entrée et un nombre égal de ports de sortie ou éléments rayonnants. Le signal injecté dans un seul port produit des excitations d'amplitude égales à tous les ports de sortie, mais avec un gradient de phase constant entre eux, il en résulte un rayonnement à un angle précis dans l'espace. D'autres chercheurs, notamment *ALLEN* et *DELANEY* [62] qui ont travaillé sur cette matrice et ont publié plusieurs croquis de matrice de 8 et 16 éléments respectivement. Une étude théorique qui était mise par *ALLEN* et qui concernait le taux d'ouverture rayonnante et l'orthogonalité des faisceaux adjacents dans les réseaux. D'autres auteurs auparavant ont publié les différentes architectures de la matrice en donnant des valeurs précises, de tous les écarts de phases et la position, des ports d'entrée des différents faisceaux, mais ces auteurs n'ont pas donné une procédure de conception de cette matrice. Le paragraphe qui va suivre montre la procédure de formulation paramétrique de la matrice de Butler. Les méthodes proposées ont été exposées en détaille par *MOODY* [61] et *MACNAMARA* [63, 64]. Dans cette partie de simulation est décrite une méthode de conception de matrice de butler alimentée par un patch carrée.

3.4.2 Procédure de conception pour de matrice de Butler.

3.4.2.1 Le cas des matrices de Butler utilisant des coupleurs ($3dB, 90^\circ$)

a. Nombre et positions des coupleurs Le nombre de coupleurs par niveau équivaut à la moitié de l'ordre de la matrice, $N/2$. Par exemple pour une matrice 8×8 , $n = 3$ (n représente le nombre de niveaux de coupleurs utilisés dans la matrice) et par conséquent, cette matrice possède trois niveaux de quatre coupleurs $3dB$, soit douze coupleurs au total. La position et le nombre de coupleurs étant maintenant connus, il nous reste à déterminer les positions et les valeurs des déphaseurs, ainsi que les gradients de phase à la sortie de la matrice [61].

b. Positions et valeurs des déphaseurs Comme nous avons pu le constater, les valeurs des déphaseurs sont des multiples de π/N et vu que la matrice est symétrique, seulement la moitié de celle-ci est analysée. Il y a $(n - 1)$ niveaux de $N/2$ déphaseurs, soit un total de $N.(n - 1)/2$ déphaseurs. Pour une matrice de Butler 16×16 , on a 3

niveaux, chacun contient 8 déphaseurs et on aura un total de 24 déphaseurs[61–63]. la procedure détaillée de conception d'une matrice de butler est présentée dans l'annexe C.

3.4.2.2 Conception d'une matrice de Butler standard 2×2

Cette matrice ne contient pas de déphaseurs, elle est représentée en fait par un seul coupleur ($3dB, 90^\circ$) figure 3.10.a. L'expression matricielle de la fonction de transfert du coupleur est la suivante :

$$\begin{bmatrix} S_1 \\ S_2 \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & e^{-j\pi/2} \\ e^{-j\pi/2} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_1 \\ E_2 \end{bmatrix} \quad (3.13)$$

Le tableau 3.1 suivants résume les caractéristiques d'une tel matrice :

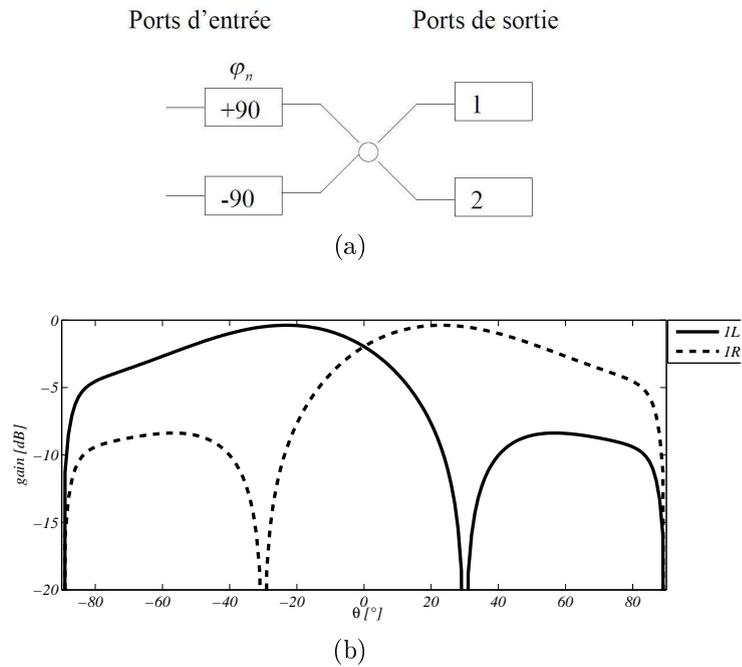


FIGURE 3.10: (a) :Architecture d'une matrice de Butler standard 2×2 . (b) : Diagramme de rayonnement.

Numéro de ligne	Port de faisceau	Gradient de phase ϕ°	Direction de pointage du faisceau θ_0°
1	1R	+90	+30
2	1L	-90	-30

TABLE 3.1: Tableau récapitulatif pour une matrice de Butler 2×2 .

3.4.2.3 Conception d'une matrice de Butler standard 4×4

Cette matrice possède 2^2 entrées et donc on aura une seule colonne qui contient 2 déphaseurs, et deux colonnes qui contiennent chacune 2 coupleurs figure 3.11.a [65].

$$\begin{bmatrix} S_1 \\ S_2 \\ S_3 \\ S_4 \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} e^{-j\pi/4} & e^{-j3\pi/4} & e^{-j\pi/2} & e^{-j\pi} \\ e^{-j\pi/2} & 1 & e^{-j5\pi/4} & e^{-j3\pi/4} \\ e^{-j3\pi/4} & e^{-j5\pi/4} & 1 & e^{-j\pi/2} \\ e^{-j\pi} & e^{-j\pi/2} & e^{-j3\pi/4} & e^{-j\pi/4} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_1 \\ E_2 \\ E_3 \\ E_4 \end{bmatrix} \quad (3.14)$$

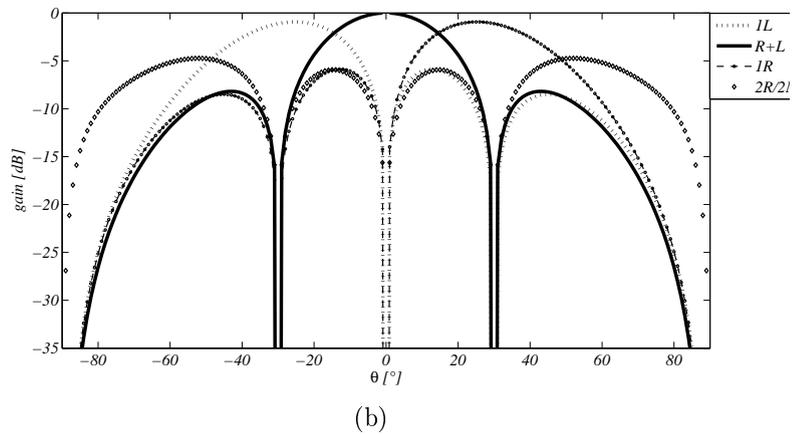
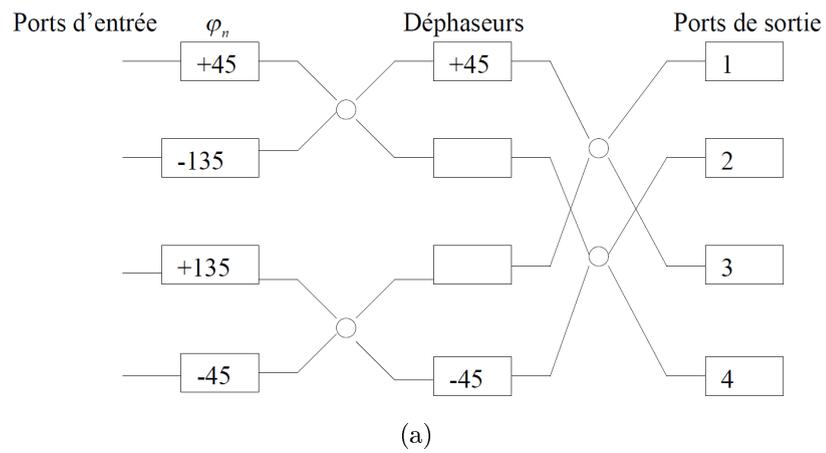


FIGURE 3.11: (a) : Architecture d'une matrice de Butler standard 4×4 . (b) : Diagramme de rayonnement.

les valeurs des déphaseurs et de gradient de phase sont données dans le tableau 3.2 :

Numéro de ligne	Port de faisceau	Gradient de phase ϕ°	Valeurs des déphaseurs
1	1R	+45	+45
2	2L	-135	
3	2R	+135	
4	1L	-45	-45

TABLE 3.2: Tableau récapitulatif pour une matrice de Butler standard 4×4 .

3.4.2.4 Conception d'une matrice Butler standard 8×8 .

Le calcul matriciel d'une matrice de Butler de 8 ports d'entrée 8 port de sortie nous donne :

$$\begin{bmatrix} S_1 \\ S_2 \\ S_3 \\ S_4 \\ S_5 \\ S_6 \\ S_7 \\ S_8 \end{bmatrix} = [S] \begin{bmatrix} E_1 \\ E_2 \\ E_3 \\ E_4 \\ E_5 \\ E_6 \\ E_7 \\ E_8 \end{bmatrix} \quad (3.15)$$

$$[S] = \frac{1}{2\sqrt{2}} \begin{bmatrix} e^{-j5\pi/8} & e^{-j9\pi/8} & e^{-j6\pi/8} & e^{-10j\pi/8} & e^{-j5\pi/8} & e^{-j9\pi/8} & e^{-j8\pi/8} & e^{-j12\pi/8} \\ e^{-j6\pi/8} & e^{-j2\pi/8} & e^{-j11\pi/8} & e^{-7j\pi/8} & e^{-j8\pi/8} & e^{-j4\pi/8} & e^{-j15\pi/8} & e^{-j11\pi/8} \\ e^{-j7\pi/8} & e^{j5\pi/8} & 1 & e^{-j4\pi/8} & e^{-j11\pi/8} & e^{j\pi/8} & e^{-j6\pi/8} & e^{-j10\pi/8} \\ e^{-j8\pi/8} & e^{-j4\pi/8} & e^{-j4\pi/8} & e^{-j\pi} & e^{-j14\pi/8} & e^{j5\pi/8} & e^{-j13\pi/8} & e^{-j9\pi/8} \\ e^{-j9\pi/8} & e^{-j13\pi/8} & e^{-j10\pi/8} & e^{j2\pi/8} & e^{-j\pi/8} & e^{j11\pi/8} & e^{-j4\pi/8} & e^{-j8\pi/8} \\ e^{-j10\pi/8} & e^{-j6\pi/8} & e^{-j15\pi/8} & e^{j5\pi/8} & e^{-j\pi/2} & 1 & e^{-j11\pi/8} & e^{-j7\pi/8} \\ e^{-j11\pi/8} & e^{-j15\pi/8} & e^{-j\pi/2} & e^{-j\pi} & e^{-j7\pi/2} & e^{j5\pi/8} & e^{-j2\pi/8} & e^{-j6\pi/8} \\ e^{-j12\pi/8} & e^{-j8\pi/8} & e^{-j9\pi/8} & e^{j11\pi/8} & e^{-j10\pi/8} & e^{j10\pi/8} & e^{-j9\pi/8} & e^{-j5\pi/8} \end{bmatrix} \quad (3.16)$$

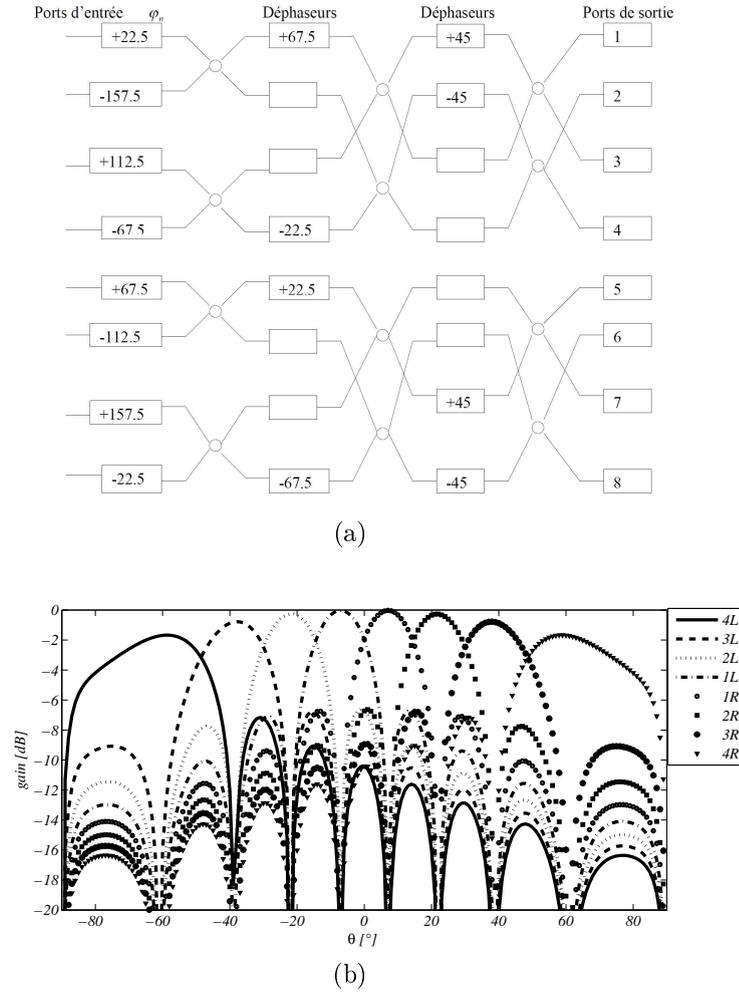


FIGURE 3.12: (a) :Architecture d'une matrice de Butler standard 8×8 . (b) : Diagramme de rayonnement.

Numéro de ligne	Port de faisceau	Gradient de phase ϕ°	Valeurs des déphaseurs
1	1R	+22.5	+45
2	4L	-157.5	-45
3	3R	+112.5	
4	2L	-67.5	
5	2R	+67.5	
6	3L	-112.5	
7	4R	+157.5	+45
8	1L	-22.5	-45

TABLE 3.3: Tableau récapitulatif pour une matrice de Butler standard 8×8 .

3.4.2.5 Cas des matrices utilisant des coupleurs (3dB ; 180°).

3.4.2.6 Nombre et positions des coupleurs.

Le nombre de coupleurs est déterminé avec la même manière que pour les matrices utilisant des coupleurs (3dB, 90°). Pour une matrice qui possède 2^N (N) entrées, on aura

"n" niveaux de coupleurs et chaque niveau comporte $N/2$ coupleurs [64].

3.4.3 Conception d'une matrice de Butler non standard 2×2 .

Un coupleur $3dB$ 180° est représenté par la figure 3.13.a, sa matrice de transfert est donnée par l'équation 3.17 :

$$\begin{bmatrix} S_1 \\ S_2 \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ e^{-j\pi} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_1 \\ E_2 \end{bmatrix} \quad (3.17)$$

Le diagramme de rayonnement d'un réseau linéaire alimenté par une matrice de Butler 2×2 en utilisant des coupleurs ($3dB$, 180°) est donnée par 3.13 :

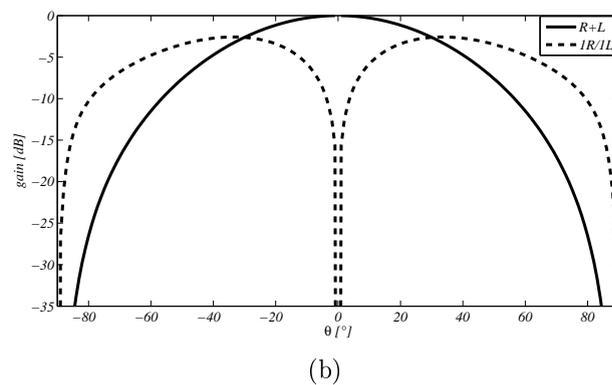
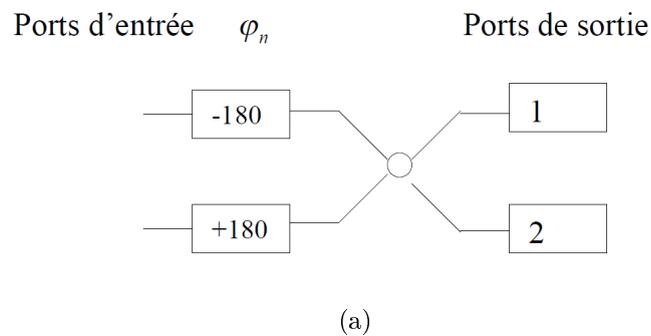


FIGURE 3.13: (a) :Architecture d'une matrice de Butler 2×2 . (b) : Diagramme de rayonnement.

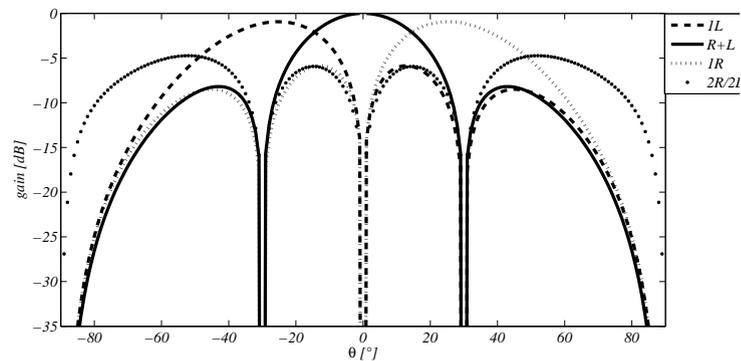
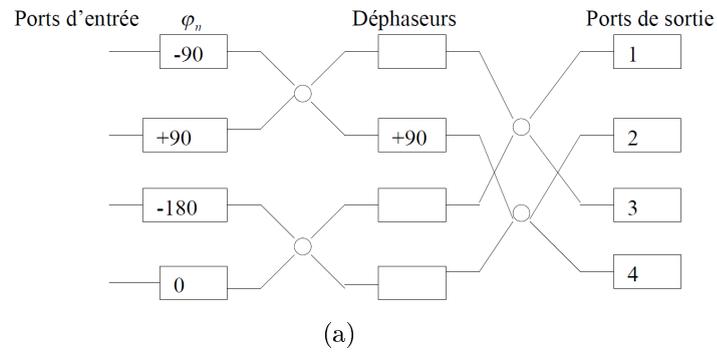
Numéro de ligne	Port de faisceau	Gradient de phase φ°
1	-R+L	-180
2	1R/1L	± 180

 TABLE 3.4: Tableau récapitulatif pour une matrice de Butler non standard 2×2 .

3.4.4 Conception d'une matrice de Butler non standard 4×4 .

Cette matrice possède 2^2 entrées, et donc on aura deux colonnes qui contiennent chacune 2 coupleurs. Elle possède un seul niveau de déphaseurs qui comporte un seul déphaseur ; L'analyse de la matrice de Butler non standard nous donne la fonction de transfert suivante :

$$\begin{bmatrix} S_1 \\ S_2 \\ S_3 \\ S_4 \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ e^{-j3\pi/2} & e^{-j\pi/2} & e^{-j\pi} & 1 \\ e^{-j\pi} & e^{-j\pi} & 1 & 1 \\ e^{-j5\pi/2} & e^{-j3\pi/2} & e^{-j\pi} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_1 \\ E_2 \\ E_3 \\ E_4 \end{bmatrix} \quad (3.18)$$

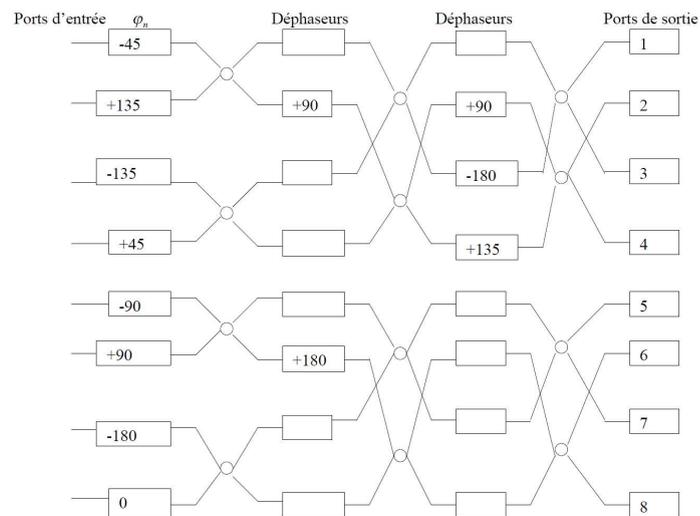

 FIGURE 3.14: (a) : Architecture d'une matrice de Butler 4×4 . (b) : Diagramme de rayonnement.

Numéro de ligne	Port de faisceau	Gradient de phase φ°
1	1L	-90
2	1R	+90
3	2R/2L	± 180
4	R+L	0

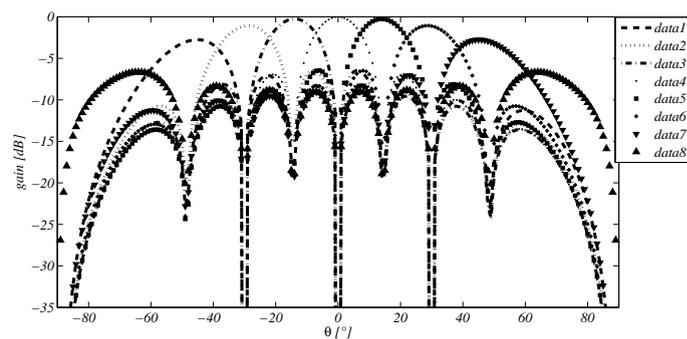
TABLE 3.5: Tableau récapitulatif pour une matrice de Butler non standard 4×4 .

3.4.5 Conception d'une matrice de Butler non standard 8×8 .

Cette matrice possède 12 coupleurs $3dB$ 180° et 5 déphaseurs illustré par la figure 3.15



(a)



(b)

FIGURE 3.15: (a) :Architecture d'une matrice de Butler 4×4 . (b) : Diagramme de rayonnement.

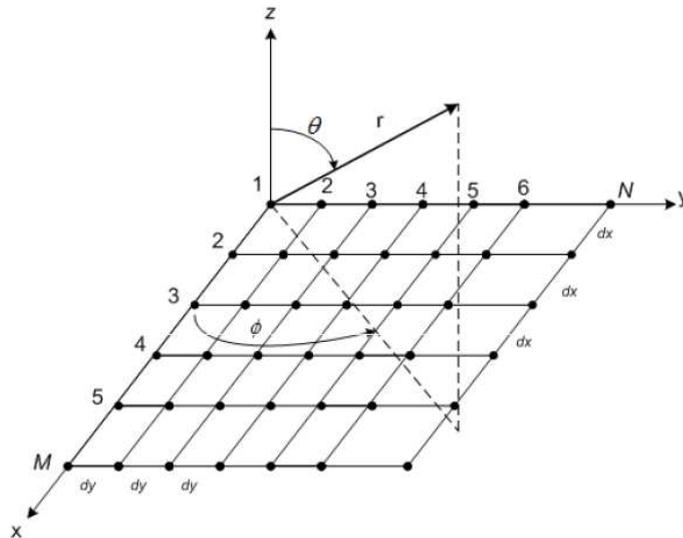
Numéro de ligne	Port de faisceau	Gradient de phase φ°
1	1L	-45
2	3R	+135
3	3L	-135
4	1R	+45
5	2L	-90
6	2R	+90
7	4R/4L	± 180
8	R+L	0

TABLE 3.6: Tableau récapitulatif pour une matrice de Butler non standard 8×8 .

Un exemple de rayonnement d'un réseau linéaire utilisant telle matrice est donné par la matrice est donné par la figure 3.15.b.

3.5 Conception d'une matrice de Butler à deux dimensions.

On considère un réseau plan rectangulaire de $N \times M$ sources identiques (N sources suivant Ox et M suivant Oy) dont les centres de phase A_n, m (n suivant Ox et m suivant Oy) sont régulièrement espacés suivant l'axe Ox d'une distance dx suivant Ox et d'une distance dy suivant l'axe Oy .

FIGURE 3.16: Rayonnement d'un réseau plan dans une direction θ, φ .

l'expression du rayonnement dans une direction θ, φ est obtenue [17] :

$$AF(\theta, \varphi) = \frac{\sin N \left(\frac{\pi}{\lambda} dx \sin \theta \cos \varphi - \frac{\varphi_x}{2} \right)}{N \sin \left(\frac{\pi}{\lambda} dx \sin \theta \sin \varphi - \frac{\varphi_x}{2} \right)} \times \frac{\sin M \left(\frac{\pi}{\lambda} dy \sin \theta \cos \varphi - \frac{\varphi_y}{2} \right)}{N \sin \left(\frac{\pi}{\lambda} dy \sin \theta \sin \phi - \frac{\varphi_y}{2} \right)} \quad (3.19)$$

Les plans principaux sont des plans parallèles à l'un des cotés du réseau plan. D'après les formules de changement de repère sphérique, ils sont donc définis pour $\sin \theta \cos \varphi$

constant et $\sin \theta \sin \varphi$ variable ou $\sin \theta \sin \varphi$ variable et $\sin \theta \cos \varphi$ constant. Dans un de ces plans on a donc l'équation 3.19 devient :

$$R(\Psi) = \frac{\sin N \left(\frac{\Psi}{\lambda} d \sin \Psi - \frac{k\pi}{2N} \right)}{N} \sin \left(\frac{\Psi}{\lambda} d \sin \Psi - \frac{k\pi}{2N} \right) \times \text{constante} \quad (3.20)$$

Pour des matrices utilisant des coupleurs 3 dB 90°

$$k = 2m - 1, m \in \left[1 - \frac{N}{2}, \frac{N}{2} \right] \quad (3.21)$$

3.5.1 Résultats de simulations [65].

Un réseau plan est réalisé en mettant en cascade de réseaux linéaires de façon orthogonale, comme le montre la figure suivante 3.17 :

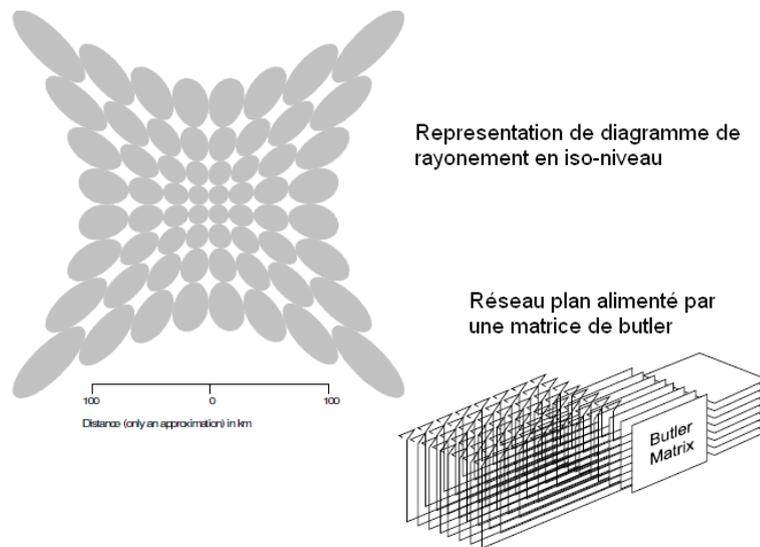


FIGURE 3.17: Réalisation d'une matrice de Butler 8×8 à deux dimensions.

Les courbes qui vont suivre représentent les différents diagrammes de rayonnement du réseau plan utilisant la matrice de Butler $N \times N$ comme répartiteur de faisceaux. La matrice possède autant de ports d'entrée que de sortie, alors dans ce cas on a un réseau carré. Puisqu'un réseau plan comporte plusieurs réseaux linéaires mis en cascade, on aura alors plusieurs lobes principaux en sortie déterminés par application du théorème de la superposition.

Les figures 3.18.a , 3.19.a, 3.20.a sont des représentations tridimensionnelles du diagramme de rayonnement des réseaux planaires alimentés par des matrices de Butler 2×2 , 4×4 et 8×8 respectivement. Elles donnent une vision plus réelle du rayonnement du réseau

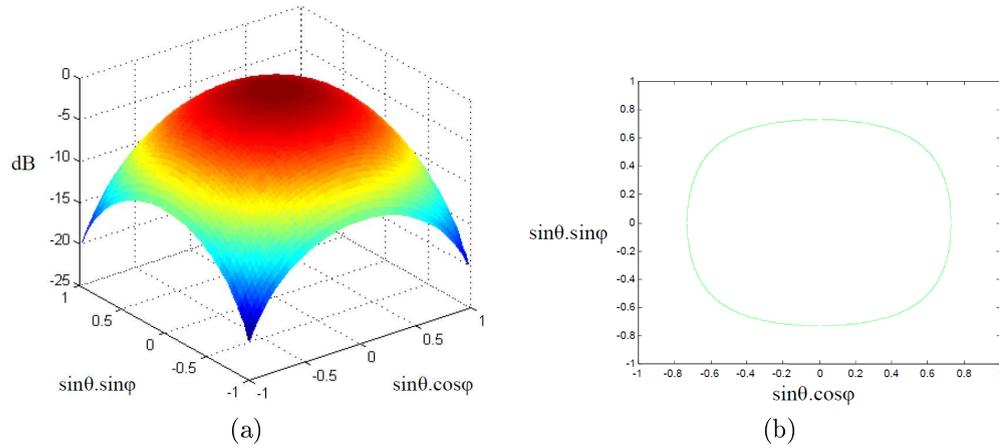


FIGURE 3.18: Diagramme de rayonnement d'un réseau plan utilisant une matrice de Butler 2×2

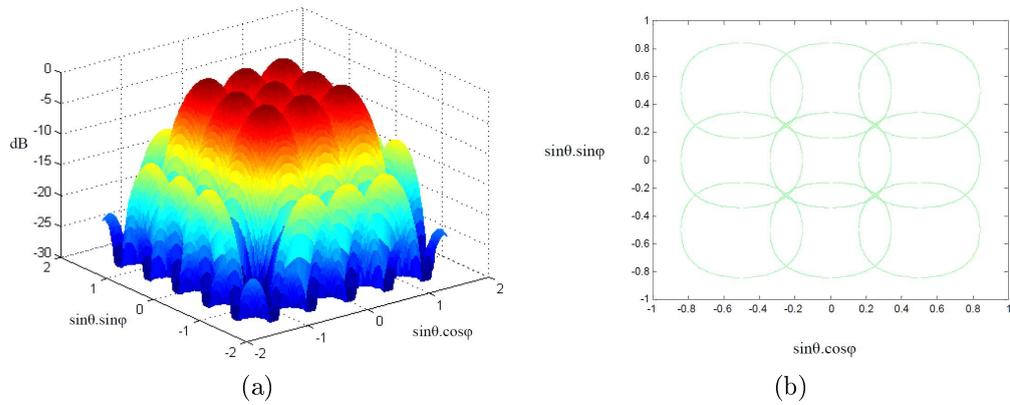


FIGURE 3.19: Diagramme de rayonnement d'un réseau plan utilisant une matrice de Butler 4×4

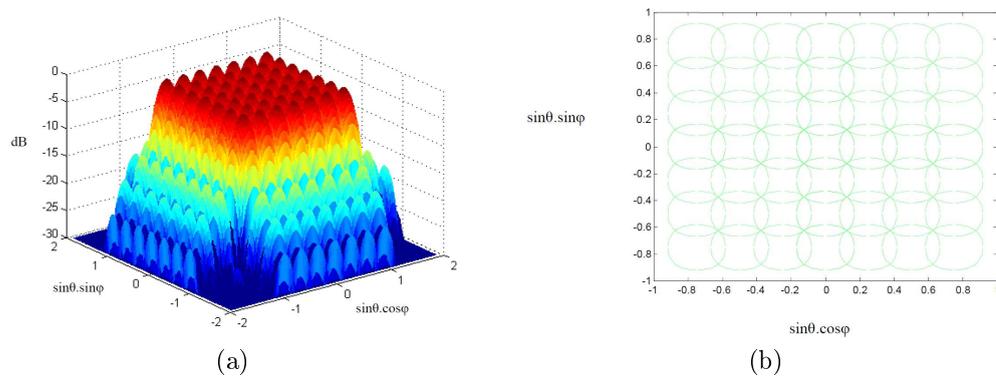


FIGURE 3.20: Diagramme de rayonnement d'un réseau plan utilisant une matrice de Butler 8×8

d'antennes dans tout l'espace. Les lobes principaux représentent la plus grande quantité d'énergie (gain) orientée par le réseau d'antennes, et chaque lobe principal est associé avec de petites énergies orientées dans des directions indésirables, elles sont considérées comme interférences dont on doit minimiser ses niveaux pour augmenter la performance

du réseau formateur de faisceaux. Les figures 3.18.b , 3.19.b,3.20.b montrent les différents contours des faisceaux principaux formes et orientes par la matrice de Butler. La formation d'un grand nombre de faisceaux simultanément est nécessaire pour de grandes couvertures continentales ou mondiales, par exemple les satellites géostationnaires destinés pour des applications spatiales, météorologiques, audiovisuels,etc.

3.6 Conclusion.

Ce chapitre a été consacré à l'étude des répartiteurs pour système d'alimentations d'antennes multifaisceaux. Ces antennes permettent de former un ou plusieurs diagrammes de rayonnement en utilisant un ensemble de sources élémentaires, dont les signaux sont combinés par un dispositif formateur de faisceaux. Nous nous sommes essentiellement intéressés aux matrices de Butler, car ses matrices permettent de dépointer le diagramme de rayonnement d'un réseau d'antennes en appliquant une loi d'excitation en phase et en amplitude. La procédure complet de l'analyse de matrice de Butler es l'objet d'une publication internationale[65]. La matrice de Butler peut produire un nombre plus important de faisceaux de grande qualité avec peu de composants. Elle possède également des faisceaux orthogonaux, ce qui implique moins de perdre . Par conséquent, ce type de matrice constitue un meilleur choix pour les réseaux d'alimentation à multiples faisceaux en technologie microruban (voir chapitre 4 et annexe E).

Chapitre 4

Conception de réseau d'antennes à faisceaux multiples

4.1 Introduction

Dans ce chapitre, nous abordons la conception en technologie miroruban de matrice de Butler sous le logiciel ADS Agilent un exemple pratique d'un antenne intelligente a faisceau commutable . Cette antenne intelligente est constituée de quatre blocs comme l'illustre la figure 4.1 : réseau d'antennes, 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 S ($3.2GHz$) pour une application *Wimax*. Le substrat choisi pour la fabrication est le *ROGER4003*[66].

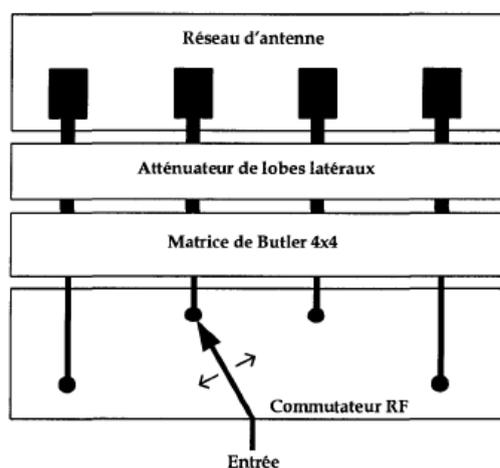


FIGURE 4.1: Antenne intelligente a faisceau commutable large bande.

Le premier bloc est forme du réseau d'éléments rayonnants. Le deuxième bloc est la matrice de Butler qui permet de synthétiser l'ensemble de faisceaux commutable. Le dernier bloc est un commutateur RF 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 commute vers les quatre ports du réseau de déphasage constitué dans notre projet par la matrice de Butler 4×4 [67, 68]. Le port est choisi en fonction de la position de l'utilisateur désiré et/ou en fonction de la position des interférents. Le réseau de déphasage conçu par la matrice de Butler divise le signal a l'entree en quatre signaux de même amplitude et avec le déphasage progressif requis. En fin, le réseau d'antennes généré le diagramme de rayonnement correspondant.

4.2 Etapes de conception du réseau d'antenne

4.2.1 Résultat de simulation d'un patch carrée.

Le réseau d'antenne est composé de quatre éléments rayonnats alimentée par une ligne microruban. Cette antenne est constituée seulement d'un seul substrat ; l'élément rayonnant se trouve sur le coté supérieur , ceci permet d'avoir une integration facile des dispositifs actifs avec les lignes d'alimentation. Les avantages de cette structure sont[69, 70] : efficacité améliorée, bande passante élargie et meilleure isolation entre le circuit d'alimentation et l'élément rayonnant. La géométrie de la structure d'antenne proposée est présentée dans la figure 4.2. Une visualisation de la repartition des courants sur l'antenne est donnée par la figure 4.3 :

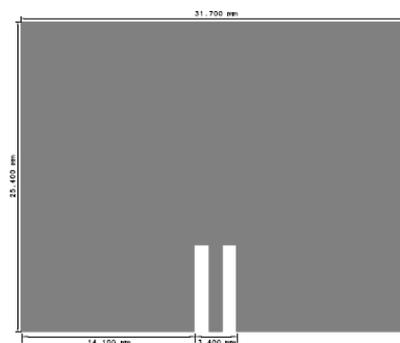


FIGURE 4.2: géométrie de l'antenne .

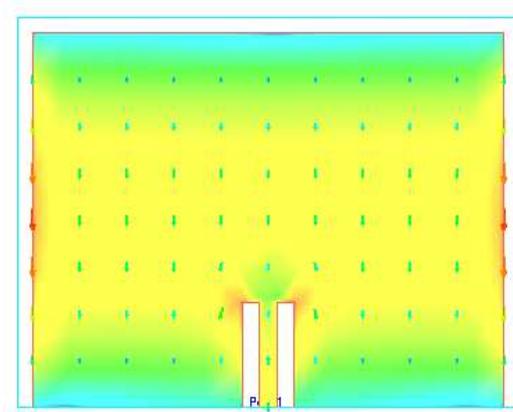


FIGURE 4.3: Densité de courants sur l'antenne à 3.2 GHz.

La figure 4.4 montre la variation du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence .

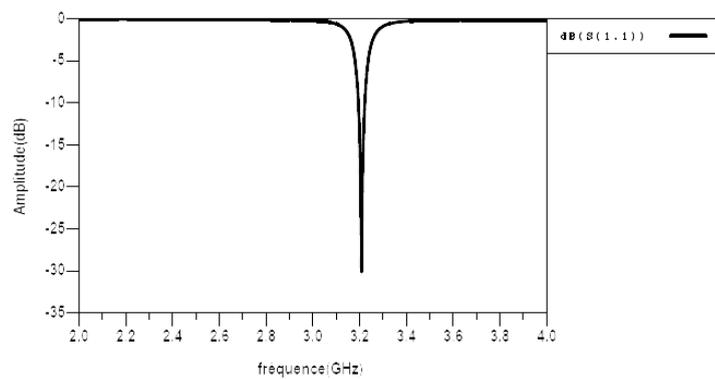


FIGURE 4.4: Pertes de retour de l'élément d'antenne.

Les diagrammes de rayonnement en 2D est donnée par la figure 4.5. La figure 4.6 présente le diagramme de rayonnement en gain 3 Dimensions , il permettent de bien visualiser le rayonnement .

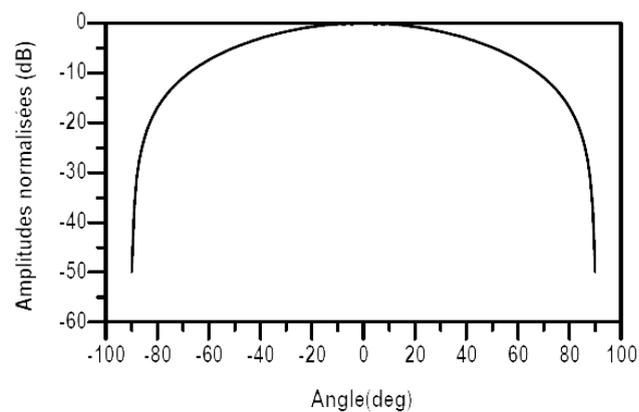


FIGURE 4.5: Diagramme de rayonnement 2D.

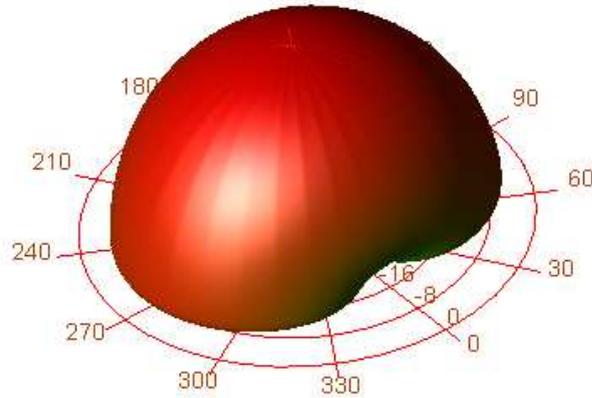


FIGURE 4.6: Evolution du gain simulé en 3 dimensions à 3.2 GHz.

4.3 Résultat de conception d'un réseau linéaire alimenté par une matrice de Butler 4×4 .

Comme nous l'avons présentée 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.

4.3.1 Coupleur hybride 3 dB.

Les coupleurs sont des circuits passifs à quatre ports. Le schéma de principe du coupleur est illustré à la figure 4.7[17, 18, 58].

Caractéristique Coupleur hybride 3 dB

- Facteur de couplage :

$$C = 10 \times \log_{10}\left(\frac{P_2}{P_1}\right)(dB) \quad (4.1)$$

- Facteur de directivité :

$$D = 10 \times \log_{10}\left(\frac{P_2}{P_3}\right)(dB) \quad (4.2)$$

- Facteur de d'isolation :

$$D = 10 \times \log_{10}\left(\frac{P_1}{P_4}\right)(dB) \quad (4.3)$$

- Pertes d'insertions :

$$IL = 10 \times \log_{10}\left(\frac{P_2 + P_3}{P_1}\right)(dB) \quad (4.4)$$

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[17, 18, 58].

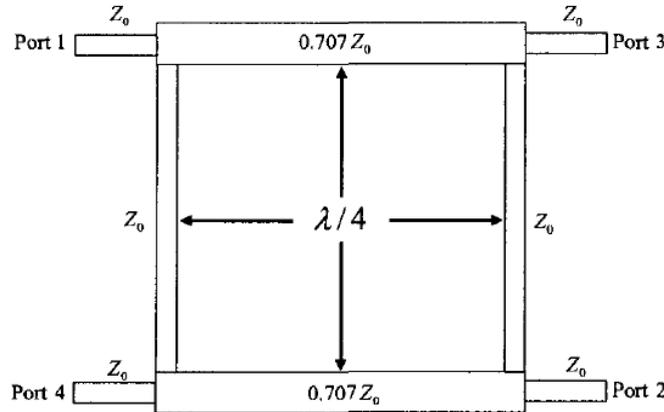


FIGURE 4.7: Schéma principe d'un coupleur à 3 dB [58, 66].

où P_1 , P_2 , P_3 et P_4 représentent les puissances d'entrées et de sorties aux ports 1, 2, 3 et 4. Le couplage mesure la fraction de puissance sur la voie couplée, et les pertes d'insertion mesurent celle sur la voie directe. Si le dispositif est sans pertes et de directivité infinie on a : $P_2 + P_3 = P_1$. La directivité mesure le rapport de puissance disponible sur les voies couplées et découplées ; Elle est infinie pour un coupleur idéal. L'isolation est une mesure du découplage entre l'entrée du signal et la voie isolée.

L'utilisation du coupleur se retrouve dans de nombreux systèmes électroniques. Par exemple le duplexeur, qui a pour fonction de coupler sur la même antenne deux canaux de largeur de bandes très différentes en laissant découplés leurs émetteurs respectifs, requiert en général l'usage de deux coupleurs 3 dB. Ce coupleur 3 dB est le plus employé, nous nous intéresserons en particulier aux coupleurs -3 dB à jonctions en échelle, appelés aussi coupleurs hybrides, ou hybrides tout simplement, et aux coupleurs 3 dB à jonctions en anneau. En effet, dans une matrice de Butler, ce sont des coupleurs 3dB à 90° codirectifs et des coupleurs 3 dB à 180° contradirectifs qui sont employés. Ces deux types de coupleur 3 - dB, respectivement à déphasage 90° et 180°, sont les plus employés dans la conception des matrices de Butler[46, 56, 65].

Coupleur 3 db 90°. L'expression matricielle de la fonction de transfert du coupleur est la suivante :

$$\begin{bmatrix} S_1 \\ S_2 \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & e^{-j\pi/2} \\ e^{-j\pi/2} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_1 \\ E_2 \end{bmatrix} \quad (4.5)$$

Coupleur 3 db 180°. Sa matrice de transfert est donné par[56, 65] :

$$\begin{bmatrix} S_1 \\ S_2 \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ e^{-j\pi} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_1 \\ E_2 \end{bmatrix} \quad (4.6)$$

$$\begin{bmatrix} S_1 \\ S_2 \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ -1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_1 \\ E_2 \end{bmatrix} \quad (4.7)$$

4.3.1.1 Discussion du résultat de simulation d'un Coupleur 3 db 90°.

Les dimensions optimisées sous ADS sont présentées sur la figure 4.8.

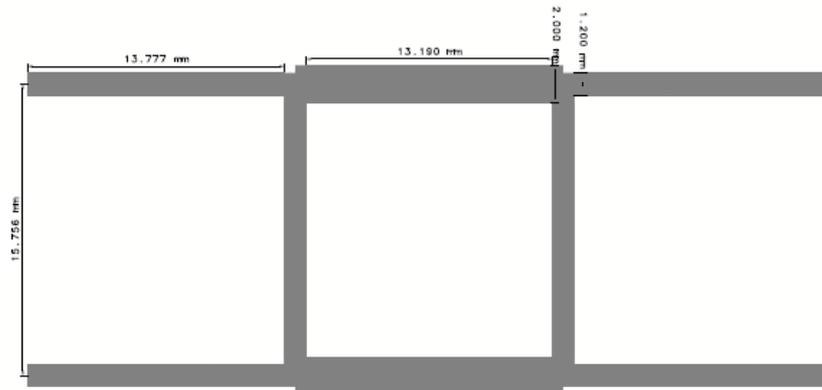


FIGURE 4.8: Dimensions du coupleur 3 dB.

La simulation électromagnétique des pertes par réflexions de l'ensemble du coupleur est représentée dans la figure 4.9, Les voies d'isolation et de réflexion affichent les meilleures performances autour de la fréquence centrale de 3,2 GHz et leurs paramètres S en amplitude restent inférieurs à -35 dB sur toute la bande de fréquence.

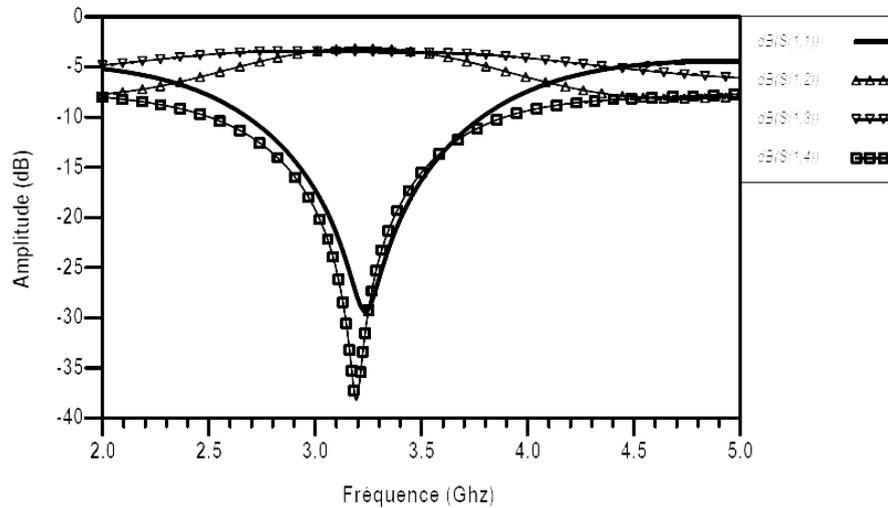


FIGURE 4.9: Paramètres S en amplitude des résultats de simulation du coupleur.

Les voies de découplage (ports 3 et 4 de la figure 4.9) offrent en amplitude une égalité à la fréquence centrale de $3,2\text{ GHz}$ avec un niveau inférieur de -5 dB . Quant à la différence de phase de ces voies de découplage (figure 4.10), elle reste à 89° .

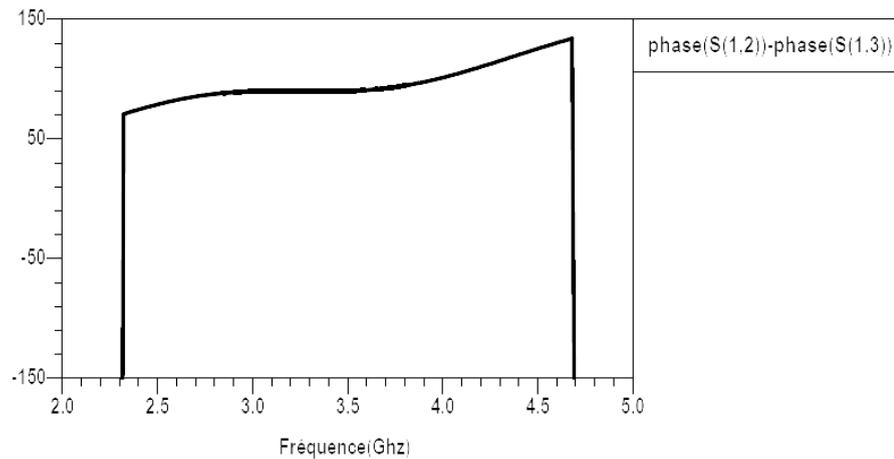


FIGURE 4.10: Paramètres S en phase des voies de découplage.

4.4 Déphaseur.

Dans cette sous-section, nous présentons les déphaseurs passifs utilisés dans les matrices de Butler. Ces déphaseurs utilisent des sections de ligne de transmission, soit en micro-ruban, coplanaire ou autre type de ligne de transmission. La ligne *CPW* possède une certaine longueur d'onde guidée à une fréquence particulière. Cette longueur représente la distance entre deux crêtes de l'onde guidée et est équivalente à un cycle de phase (360°). Pour créer un retard de phase θ avec une ligne *CPW* par rapport à une autre, on

ajoute donc une section supplémentaire ΔL de telle manière que [56, 58] :

$$\Delta L = \theta \frac{\lambda_g}{360} \quad (4.8)$$

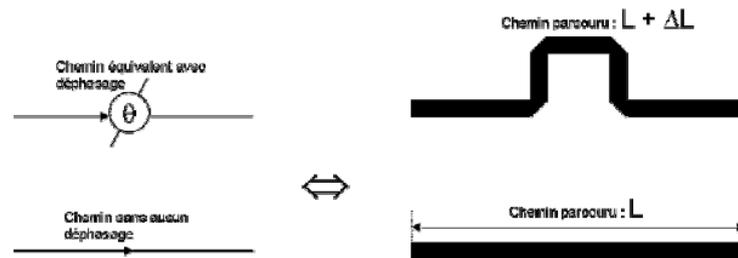


FIGURE 4.11: Equivalence d'un déphasage créée à l'aide de lignes à retard de phase en technologie microruban[56].

4.4.1 Discussion du résultat de simulation d'un déphaseur.

La géométrie d'un déphaseur est donnée par figure 4.12.

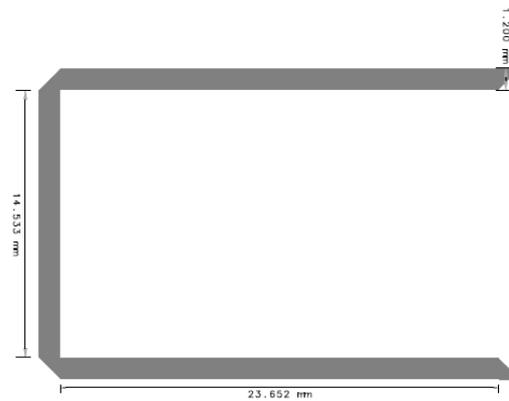


FIGURE 4.12: Dimensions du déphaseur .

En ce qui concerne la phase, la matrice offre un gradient équilibré à 3.2 GHz avec une moyenne de 44° pour 45° attendu.

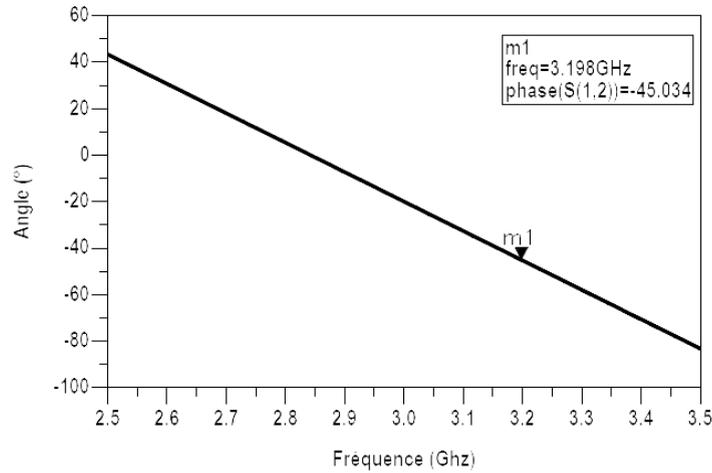


FIGURE 4.13: Paramètres S en phase des voies de découplage.

4.5 Croisement.

Le croisement entre les lignes est le plus grand inconvénient lors de l'implantation de la matrice de Butler. Le croisement avait été réalisé par une feuille d'or rectangulaire sur une couche d'isolant diélectrique mince.

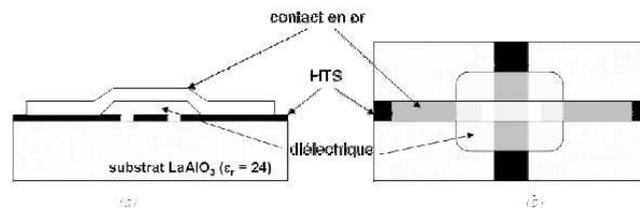


FIGURE 4.14: Croisement à pont multicouche, (a) coupe transversale, (b) vue de dessus

Pour éviter alors que les signaux au niveau des croisements ne se combinent, on doit recourir à des croisements (crossover) [56, 71]. Pour concevoir un croisement, on peut utiliser deux hybrides en cascades, ce type de jonction est appelé aussi coupleur 0 dB .

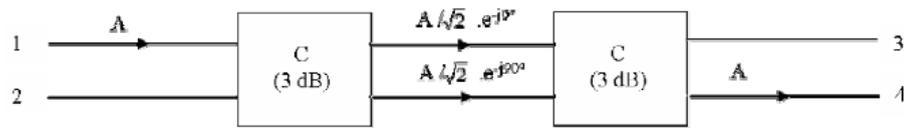


FIGURE 4.15: Schématisation du coupleur 0 dB.

Idéalement, le signal entrant dans un port émerge seulement au port diagonal sans pertes d'insertion et sans erreur de phase[58].

4.5.1 Discussion du résultat de simulation d'un croisement.

La géométrie d'un croisement est présentée dans la figure 4.16.

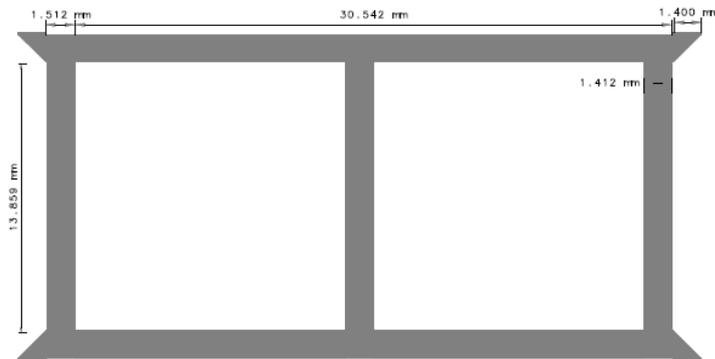


FIGURE 4.16: Dimensions du croisement.

D'après les résultats de simulation et de mesure présentés dans la figure 4.17 les réflexions sont moins que 20 dB , l'isolation entre les deux ports 1 et 2 est inférieure à 50 dB , et l'isolation entre les port 1 et 4 est nettement supérieure à 25 dB . Le couplage est de l'ordre de 0.43 dB et il est considéré comme constant dans la bande 3 GHz et 3.5 GHz .

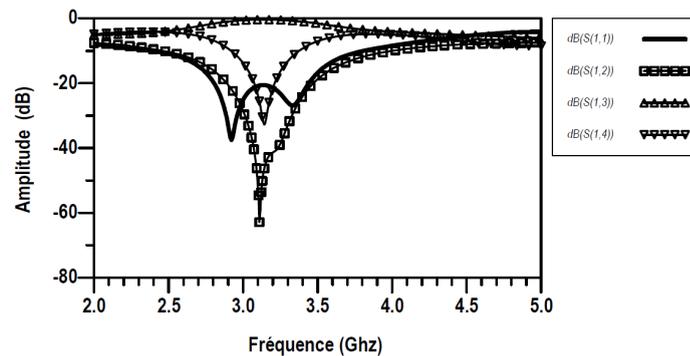


FIGURE 4.17: Paramètres S en amplitude des résultats de simulation du croisement.

Les croisements introduisent un déphasage non nul entre l'entrée 1 et la sortie 3 (entrée 4 et sortie 2). Ce déphasage est non désiré mais facile à l'éliminer. Un déphasage additionnel demeure nécessaire pour le compenser.

4.6 Conception de la matrice de Butler.

Cette matrice emploie quatre coupleurs 3 dB , deux croisements et un ou deux déphaseurs selon que se place dans le cas d'une matrice standard. Les quatre coupleurs ont été interconnectés par deux croisement et deux lignes de transmission illustre sur le masque de la figure 4.18. 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 4.18 atteint les 4 éléments rayonnants avec le même déphasage progressif.

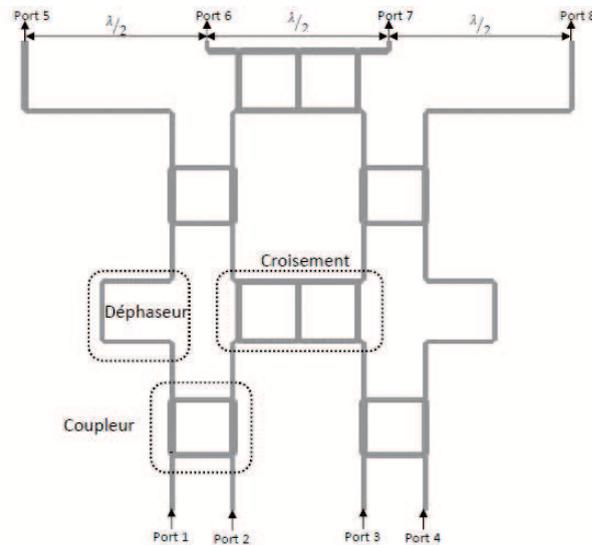


FIGURE 4.18: Disposition des composants de la matrice de Butler 4×4 .

Cette matrice est conçue et optimiser pour un fonctionnement optimal $f = 3.2\text{ Ghz}$; La simulation globale du système a été effectuée en 2 temps :

- sans le réseau d'antennes,
- avec le réseau d'antennes pour calculer les paramètres S de réflexion et d'isolation des voies d'entrées.

À partir de ces résultats, on peut conclure que les résultats obtenus sont très proches des valeurs théoriques. Ces résultats sont obtenus avec les transitions pour bien montrer l'efficacité de la technologie microruban pour la réalisation de la matrice de Butler. Le signal incident provenant des ports (1 ou 2 ou 3 ou 4) est divisé en quatre ports de sortie (5 ou 6 ou 7 ou 8) avec des amplitudes égales et des phases relatives spécifiques. La figure 4.19,4.20 montre les résultats de mesures des paramètres S des ports 1,2,3 et 4 de la

matrice de Butler (les autres ports sont adaptés à 50Ω). Ces résultats démontrent que la matrice possède de bonnes performances en terme d'amplitude (S_{15}, S_{16}, S_{17} et S_{18}) qui sont aux alentours de -8.5 dB . Les coefficients de réflexions sont bien supérieurs à 25 dB .

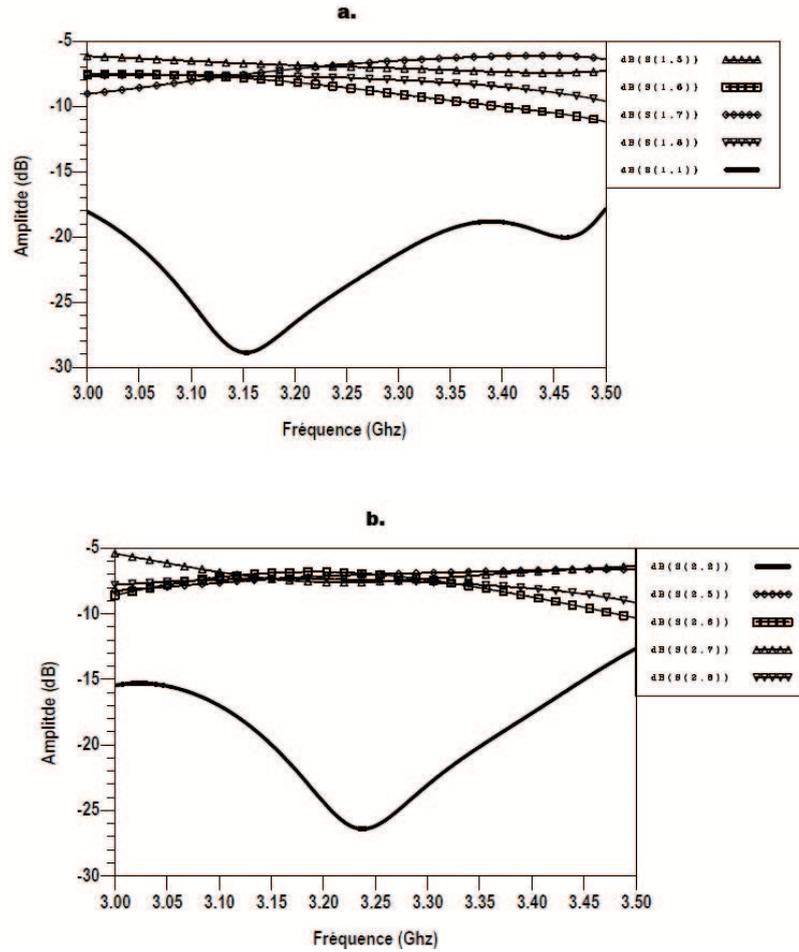


FIGURE 4.19: Résultats de simulation des pertes de retour et les pertes d'insertion (a) port 1 (b) port 2.

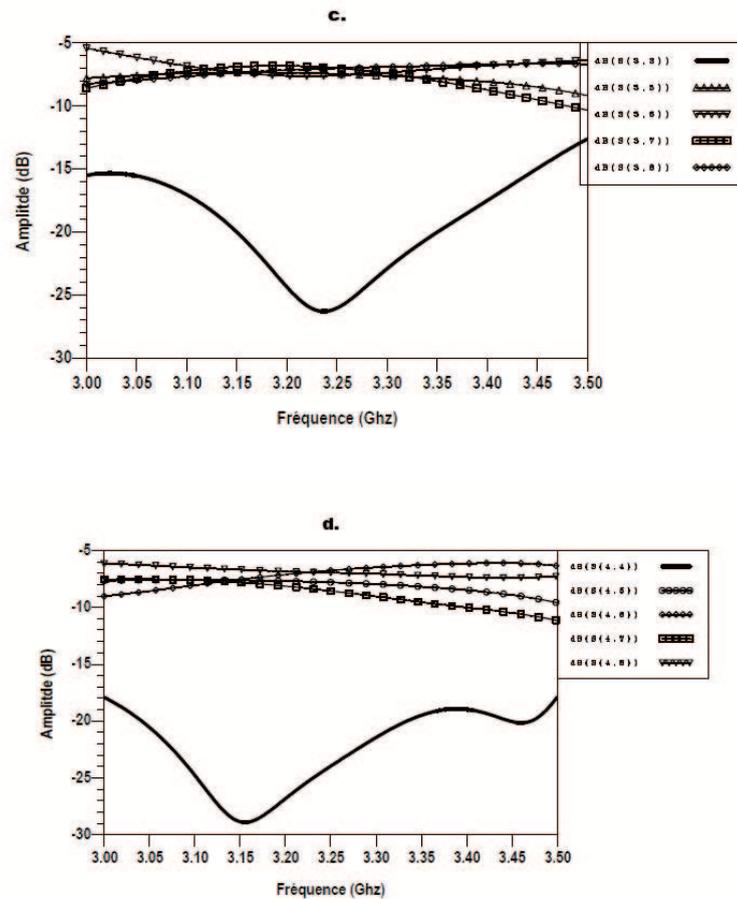
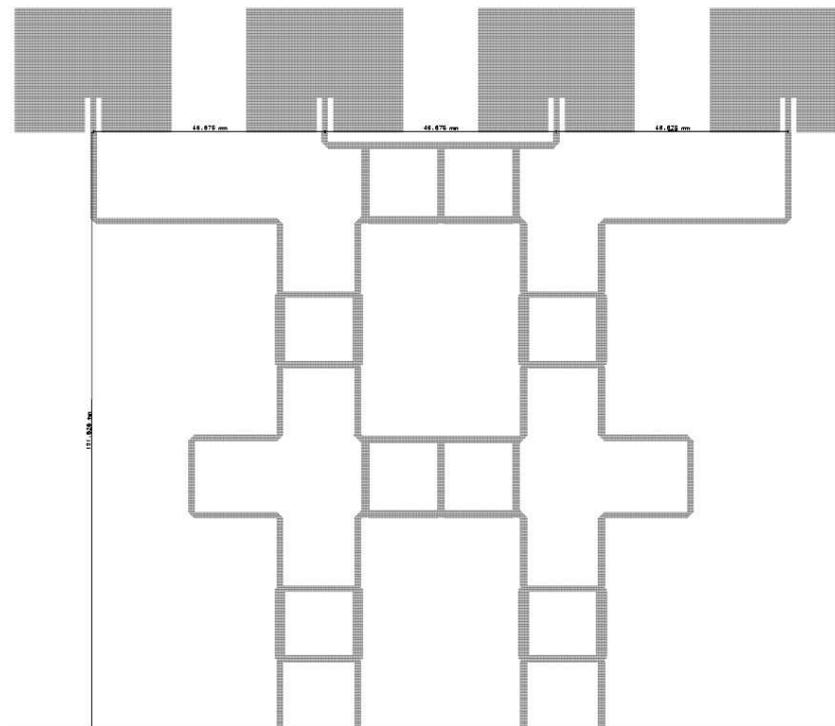


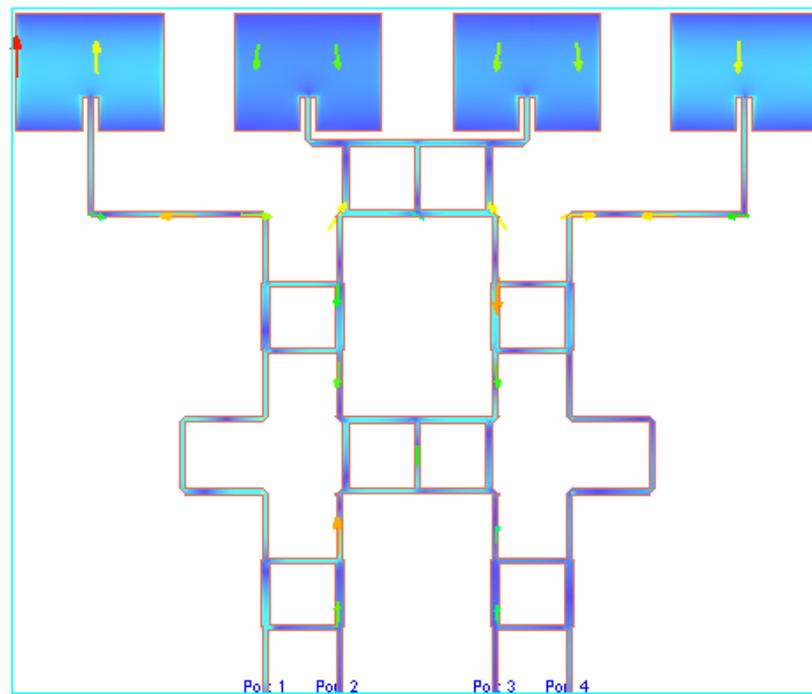
FIGURE 4.20: Résultats de simulation des pertes de retour et les pertes d'insertion (a) port 3 (b) port 4.

4.6.1 Discussion des résultats de systèmes globales

La figure 4.21 montre le schéma de cette future matrice avec son réseau d'antennes. 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. La taille approximative du système est de $140\text{cm} \times 120\text{cm}$



(a)



(b)

FIGURE 4.21: (a) Dimensions de la matrice de Butler (b) Distribution du densité de courant à 3.2Ghz.

Pour pouvoir tester la matrice en termes de formation de faisceaux, cette matrice (figure 4.18) est connecté à un réseau d'antenne qui est montré à la figure 4.21; le choix de la distance entre les éléments d'antenne est $\lambda_0/2$. Cette distance est justifiée par un

minimum de l'effet du couplage mutuel entre les éléments et de la non apparition des lobes réseaux. La Figure montre les résultats de simulations des paramètres S de la matrice de Butler (les autres ports sont adaptés à $50\ \Omega$). Ces résultats démontrent que la matrice possède de bonnes performances en terme des coefficients de réflexions sont bien supérieurs à $25\ \text{dB}$ (figure 4.22).

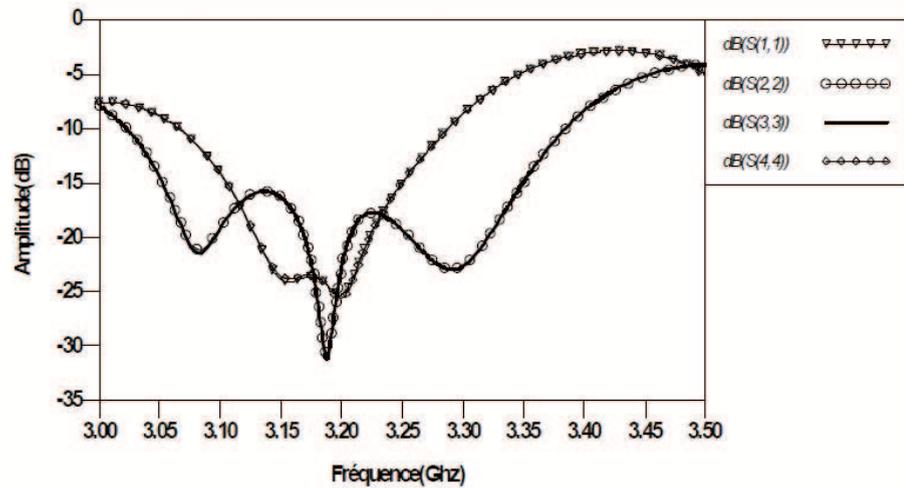


FIGURE 4.22: Simulation de l'adaptation de la matrice de Butler 4×4 .

La figure 4.23 montre les résultats de simulation et de la mesure de la matrice de Butler des différents faisceaux générés par le système global (matrice de Butler + réseau d'antennes). Ce système permet de générer 4 faisceaux dans des directions -40° , -15° , 15° et 40° respectivement. Les résultats de mesure confirment le concept théorique adopté.

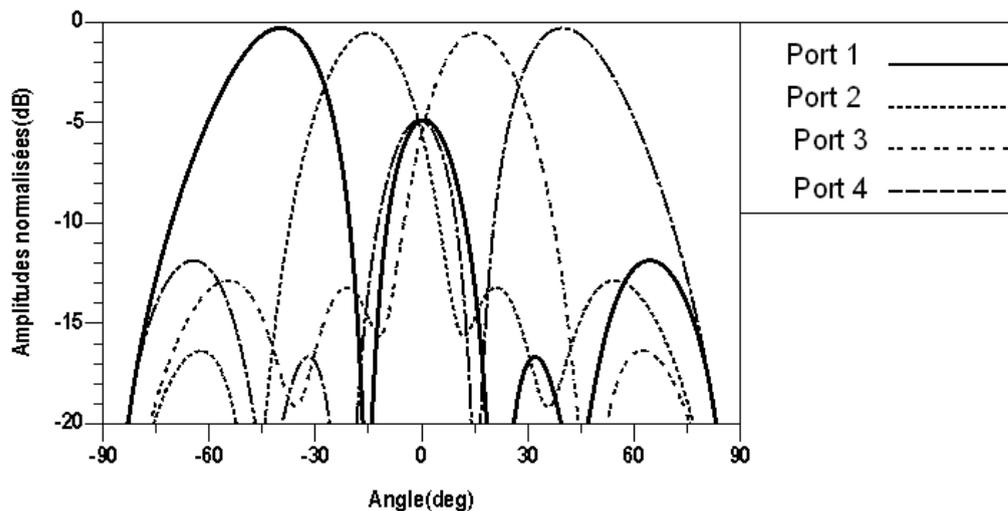
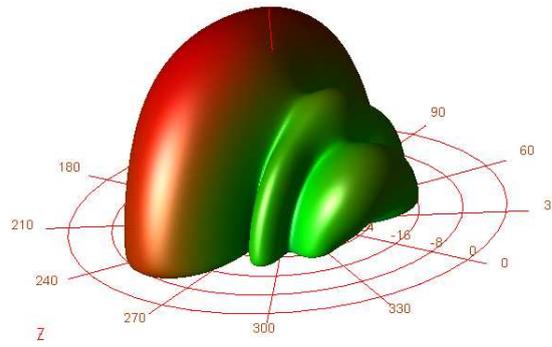
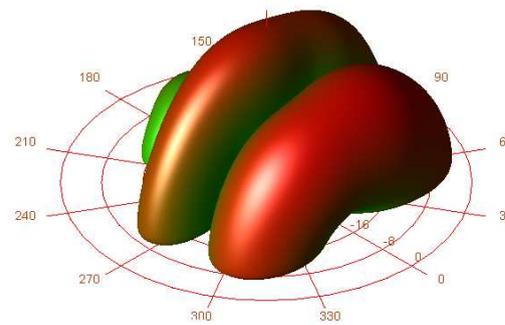


FIGURE 4.23: Diagrammes de rayonnement obtenus en simulation par la matrice de Butler.

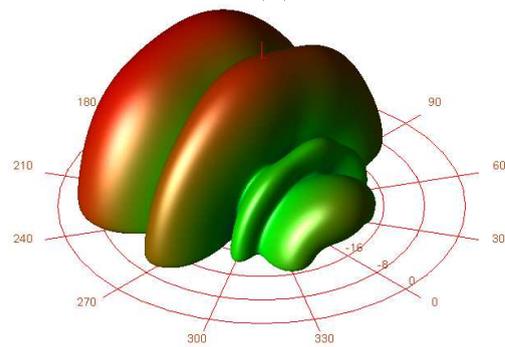
Le diagramme de rayonnement 3D est représenté figure 4.24 :



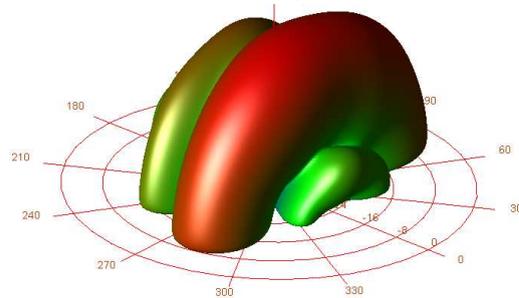
(a)



(b)



(c)



(d)

FIGURE 4.24: Diagramme de rayonnement de matrice de Butler 4×4 (a) port 1 ,(b) port 2,(c) port 3 et (d) port 4.

Les phases progressives aux éléments d'antennes pour une matrices de 4×4 (voir tableaux 4.1) :

Ports d'entrée de la matrice	Pointages	Ouverture à -3 dB
1R	$+15^\circ$	23°
2R	$+40^\circ$	26°
2L	-15°	26°
1L	-40°	23°

TABLE 4.1: Les performances des faisceaux obtenus par la simulation de matrice de Butler 4×4 .

4.7 conclusion.

Ce chapitre regroupe les étapes de conception et de simulations de matrice de Butler 4×4 qui se compose de quatre coupleurs hybrides 90° , deux croisement et deux déphaseurs et avec son réseau d'antennes de 4 éléments rayonnants. Ses différents composants ont déjà été étudiés pour qu'elle soit la plus performante possible. Ainsi, la matrice sans patch a été simulée dans sa totalité.

Ensuite, une mise en réseau d'éléments rayonnants a été nécessaire pour que celui-ci soit relié au répartiteur. Cette matrice avec son réseau plan de 4 sources élémentaires a été simulée dans sa totalité.

la matrice proposée pour former un système à formation de faisceaux, ayant pour résultat quatre faisceaux orthogonaux à -40° , -15° , 15° , et 40° , respectivement. Les diagrammes de rayonnement mesurés des faisceaux concordent bien avec les résultats théoriques.

Dans ce chapitre, nous avons conçu une matrice de Butler. 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. Ces dispositifs rendent la matrice proposée de Butler appropriée aux réseaux *Wimax* à 3.2 GHz.

Conclusion générale

Les travaux exposés dans cette thèse s'inscrivent dans le domaine de la conception de réseaux d'antennes imprimées à faisceaux multiples et de leurs systèmes d'alimentation. Les principales étapes d'une étude de recherche et de développement appliquée à la conception de l'antenne requise ont été abordées au cours de cette thèse.

Tout d'abord, un état de l'art des antennes réseaux multifaisceaux a été proposé afin de mettre en évidence les exigences et les besoins de ce type d'aérien. Une étude détaillée des antennes multifaisceaux a été exposée pour caractériser l'influence des différents paramètres de l'antenne et donc définir une méthodologie de conception répondant favorablement aux exigences électromagnétiques requises sur la couverture terrestre et spatiales. A l'issue de ce travail, nous avons développé un outil pour caractériser les performances d'une antenne à réflecteur multifaisceaux. Celui ci a été détaillé dans le chapitre 2. On donne tout d'abord le cheminement qui permet de retrouver l'expression du diagramme de la puissance rayonné en fonction des caractéristiques élémentaires de chaque source, de la géométrie des sources dans le réseau et de la loi de pondérations affectée à l'ensemble des éléments rayonnants. Dans une seconde étape, nous nous sommes orientés vers l'optimisation du diagramme de rayonnement, principalement la minimisation du niveau des lobes secondaires, dans le cas d'un réseau d'antennes à réflecteur monocouverture et double couverture en respectant la contrainte d'orthogonalité entre les couvertures. Pour résoudre le problème de synthèse, nous avons fait appel à la méthode variationnelle. La méthode variationnelle a été développée pour la synthèse de réseaux d'antennes à réflecteur pour deux zones d'échantillonnage complète et incomplète. La formulation choisie pour le critère d'erreur a permis un développement analytique aboutissant à un système d'équations non linéaires pouvant être résolu numériquement. La définition du diagramme de rayonnement souhaité se fait par des gabarits, ceci permet non pas de spécifier un niveau à atteindre mais deux bornes dans lesquelles le module du diagramme calculé doit être contraint.

La deuxième partie a été consacrée à l'étude des répartiteurs pour système d'alimentations d'antennes multifaisceaux. Ces antennes permettent de former un ou plusieurs

diagrammes de rayonnement en utilisant un ensemble de sources élémentaires, dont les signaux sont combinés par un dispositif formateur de faisceaux. Nous nous sommes essentiellement intéressés aux matrices de Butler, car ses matrices permettent de dépointer le diagramme de rayonnement d'un réseau d'antennes en appliquant une loi d'excitation en phase et en amplitude, elle permet aussi à la formation de faisceaux orthogonaux dans l'espace. Une fois l'historique et la problématique des répartiteurs a définie qu'il existe deux grandes familles de matrices de Butler qui permettent obtenir ou pas un faisceau dans l'axe principal suivant que l'on utilise des coupleurs ($-3dB, 180^\circ$) ou des coupleurs ($-3dB, 90^\circ$). Or comme nous l'avons vu dans le chapitre 3 le seul coupleur exploitable dans le domaine millimétrique en technologie imprimée est le coupleur en échelle à 90° , celui à 180° étant contra-directif, c'est l'objectif de chapitre 3.

Dans le chapitre 4, nous présentons dans cette partie une topologie d'un réseau d'antennes à formation de faisceaux basé sur nouvelle matrice de Butler. Une revue de la littérature scientifique nous a permis de constater que de réalisations de ce genre à l'aide de lignes microruban en ondes centimétriques existent à ce jour. L'antenne développée a fournit de très bonnes performances qui très utiles pour les systèmes de communications WIMAX. Finalement une structure de matrice de Butler a été développée en technologie microruban appliqué aux antennes développées auparavant a l'aide du logiciel Momentum.

Plusieurs perspectives peuvent être avancées à l'issu de ces études :

- L'étude a été faite dans le cas de deux faisceaux simultanés, on pourrait étendre la méthode à des problèmes avec plus deux faisceaux simultanés. Avec N faisceaux simultanés, on obtiendrait N systèmes couplés avec des relations de couplage sur les coefficients des sources communes à deux faisceaux adjacents et à recouvrement partiel.
- Généralisation de notre logiciel développé dans des situations réalistes[74].
- Élargir cette étude en cas de matrice de Butler non standard, à d'autres techniques d'alimentations indirects de réseaux d'antennes et à des formes variables.
- Étendre le design développé vers une matrice de Butler la bande millimétrique, utile pour les systèmes de communications futurs.

Annexe A

Champ rayonné par un réflecteur

Le champ rayonné par une ouverture rayonnante circulaire est donnée par l'expression analytique suivante A.1 [4, 6, 28] :

$$E(p) = \frac{4}{1 + e_0} \left[e_0 \frac{J_1(p)}{p} + 2(1 - e_0) \frac{J_2(p)}{p^2} \right] \quad (\text{A.1})$$

Avec

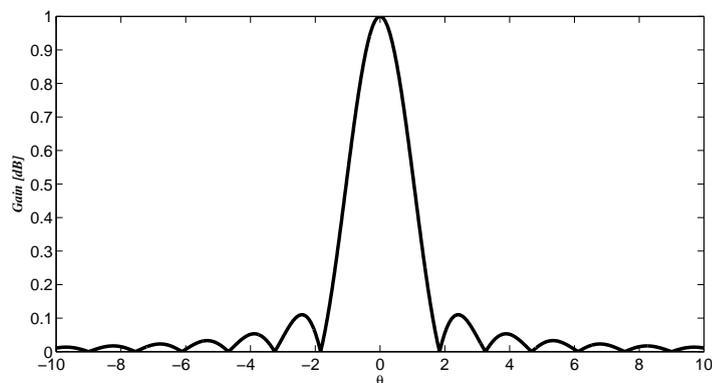
- e_0 : représente le niveau de champ sur le bord de l'ouverture rayonnante.
- J_1, J_2 : représente les fonctions de Bessel d'ordre 1 et 2.
- p est une variable secondaire donnée par A.2 :

$$p = \frac{\pi D}{\lambda} \sin \theta \quad (\text{A.2})$$

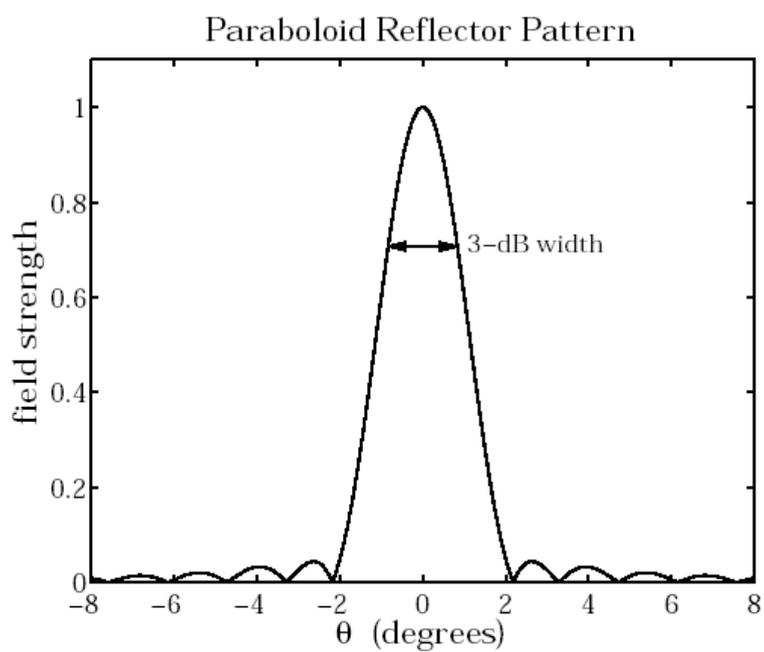
Donc la relation A.3 peut être exprimée en fonction des cosinus directeurs par :

$$E(u, v) = \frac{4}{1 + e_0} \left[e_0 \frac{J_1\left(\frac{\pi D}{\lambda} \sqrt{u^2 + v^2}\right)}{p} + 2(1 - e_0) \frac{J_2\left(\frac{\pi D}{\lambda} \sqrt{u^2 + v^2}\right)}{p} \right] \quad (\text{A.3})$$

Afin de tester la fiabilité du modèle analytique choisi, nous avons comparé le modèle analytique avec le modèle réel d'un réflecteur parabolique avec différents types de sources figure A.1 :



(a)



(b)

FIGURE A.1: Diagramme de rayonnement de réflecteur .

(a) Modèle simulé A.3

(b) simulé par [29]

Annexe B

Théorie d'un réseau linéaire

B.1 Rappel rayonnement d'un réseau linéaire à espacement uniforme

Soit un réseau linéaire à espacement uniforme tel qu'illustré à la figure B.1 où sont disposés A éléments rayonnants isotropes excités par un front d'onde plan en provenance de la source située en champ lointain. Le champ capté par l'antenne 2 est le même que celui capté par l'antenne 1 mais décalé dans le temps et ainsi de suite pour les autres antennes.

Pour démontrer les principes de l'antenne réseau, on l'analyse généralement en réception et comme toute antenne est réciproque, le fonctionnement en transmission est similaire. Tel qu'illustré à la figure B.1, on peut interconnecter plusieurs antennes réparties dans l'espace et faire une combinaison pondérée des signaux reçus, ce qui forme un dispositif connu sous l'appellation d'antenne réseau. Cette configuration offre plusieurs avantages comme la possibilité de faire un balayage électronique d'un faisceau et la synthèse d'un diagramme de rayonnement particulier en jouant sur la pondération des signaux des antennes. On peut formuler le problème pour l'antenne n comme suite :

$$x_n(t) = x_1(t - [n - 1]\tau) \quad n = 1 \dots N \quad (\text{B.1})$$

Ce délai interélément se traduit par un déphasage :

$$\begin{aligned} x_n(t) &= x_1 e^{-j[n-1]\omega\tau} \\ &= x_1 e^{-j[n-1]\varphi} \end{aligned} \quad (\text{B.2})$$

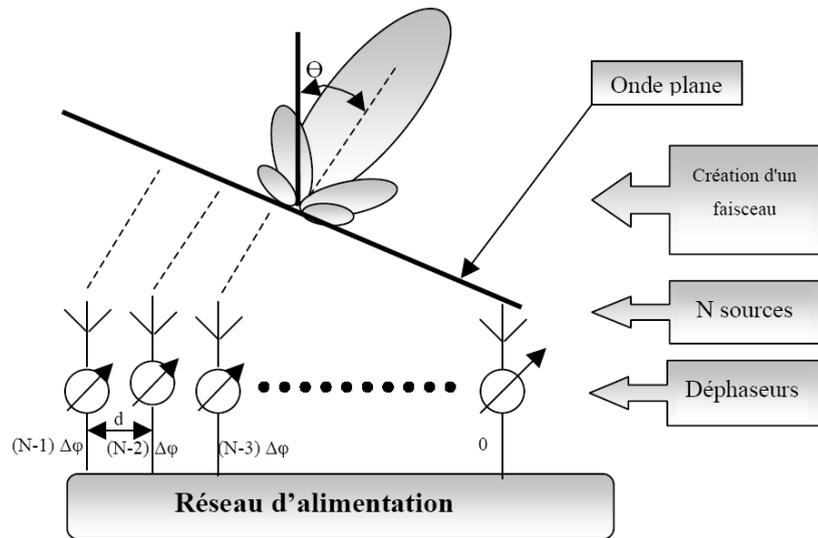


FIGURE B.1: Réseau linéaire à espacement uniforme.

où $\tau = \beta d \sin \theta$ est le déphasage interélément, d est la distance séparant les antennes et $\tau = 2\pi/\lambda$ est la constante de phase(rad/m). Ainsi, on a le vecteur des entrées :

$$\begin{aligned}
 x &= [x_1, x_2, \dots, x_N]^T \\
 &= x_1 [1, e^{-j\varphi}, \dots, e^{-j(N-1)\varphi}]^T \\
 &= x_1 d(\varphi)
 \end{aligned} \tag{B.3}$$

où $d(\varphi)$ est le vecteur de réponse du réseau. En appliquant une pondération complexe aux signaux des antennes tel que montré sur la figure B.1 et en combinant ensuite les signaux résultants, on obtient le signal[17, 46] :

$$\begin{aligned}
 y &= \sum_{n=1}^N \omega_n x_n \\
 &= W^T x \\
 &= x_1 W^T d(\psi)
 \end{aligned} \tag{B.4}$$

où le vecteur de pondération complexe $W = [w_1, w_1, \dots, w_N]^T$

Le terme multipliant x_1 dans (B.6) est le facteur réseau

$$f_r(\psi) = W^T d(\psi) \quad (\text{B.5})$$

et dans le cas particulier où la pondération est à amplitude uniforme et à phase progressive soit :

$$f_r(\psi) = f_r(u) = \begin{bmatrix} 1 & e^{j\alpha} & e^{j2\alpha} & \dots & e^{j(N-1)\alpha} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 \\ e^{-j\psi} \\ e^{-2j\psi} \\ \dots \\ e^{-j(N-1)\psi} \end{bmatrix} \quad (\text{B.6})$$

Finalement on peut écrire (B.6) :

$$f_r(\psi) = f_r(u) = 1 + e^{-j(\psi-\alpha)} + e^{-j2(\psi-\alpha)} + \dots + e^{-j(N-1)(\psi-\alpha)} \quad (\text{B.7})$$

La dernière ligne de l'équation précédente est une progression géométrique qui se réduit à l'expression suivante [59, 60] :

$$\begin{aligned} f_r(u) &= \frac{1 - e^{-jNu}}{1 - e^{-ju}} \\ &= \frac{e^{-j\frac{N}{2}u} (e^{j\frac{N}{2}u} - e^{-j\frac{N}{2}u})}{e^{-j\frac{1}{2}u} (e^{j\frac{1}{2}u} - e^{-j\frac{1}{2}u})} \\ &= e^{-j\frac{N-1}{2}u} \frac{\sin\left(\frac{Nu}{2}\right)}{\sin\left(\frac{u}{2}\right)} \end{aligned} \quad (\text{B.8})$$

où $u = \psi - \alpha$. Le module du facteur de réseau est :

$$|f_r(u)| = \frac{\sin\left(\frac{Nu}{2}\right)}{\sin\left(\frac{u}{2}\right)}. \quad (\text{B.9})$$

Le déphasage introduit par le terme $e^{-j\frac{N}{2}u}$ de (B.8) vient du fait que le point de référence est la première antenne du réseau et si nous prenons le centre du réseau comme référence,

ce qui sera le cas à partir de maintenant, ce déphasage est nul et donc :

$$f_r(u) = \frac{\sin\left(\frac{Nu}{2}\right)}{\sin\left(\frac{u}{2}\right)} \quad (\text{B.10})$$

Pour faire en sorte que la valeur maximale du facteur de réseau soit unitaire, on normalise ce dernier comme suit :

$$F_r(u) = \frac{\sin\left(\frac{Nu}{2}\right)}{N \sin\left(\frac{u}{2}\right)} \quad (\text{B.11})$$

Donc :

$$E(\text{total}) = [E(\text{un élément})] \times [\text{Facteur réseau}] \quad (\text{B.12})$$

Le maximum de rayonnement peut être orienté suivant la valeur $\Delta\phi$. La direction de rayonnement maximale est donnée par :

$$\cos \theta_0 = -\frac{\lambda \Delta\varphi}{2\pi d} \quad (\text{B.13})$$

Le faisceau s'incline toujours du côté où les phases retardent. La variation de $\Delta\phi$ entraîne celle de θ_0 : C'est le principe des antennes à balayage électronique. Les lobes secondaires présentent un maximum lorsque le numérateur de l'équation (B.9) est maximal c'est-à-dire :

$$\frac{N\psi}{2} = \pm(2n+1)\frac{\pi}{2} \quad (\text{B.14})$$

On aura donc :

$$\theta_s = \sin^{-1}\left(\frac{1}{kd} \pm \frac{(2n+1)\pi}{N}\right) \quad (\text{B.15})$$

En augmentant l'espacement d entre les éléments du réseau, ce dernier devient grand physiquement, cela veut dire que la largeur du lobe principal sera petite ainsi que pour les lobes secondaires. La séparation entre les éléments rayonnants peut prendre n'importe quelle valeur mais pour assurer qu'aucun d'autre maxima principal (*grating lobe*) se présente dans des directions autres que $\theta = 0$ l'espacement entre éléments ne doit pas être égal à des multiples de la longueur d'onde λ .

Condition pour la non apparition de lobes de réseau Pour un réseau destiné à balayer un domaine $\sin(\theta_m)$ la condition pour qu'un lobe de réseau n'apparaisse pas est

que le lobe le plus proche soit encore dans le domaine imaginaire, ce qui se traduit par :

$$\frac{\lambda}{d} > 1 + |\sin(\theta_m)| \quad (\text{B.16})$$

Cette condition est réalisée pour $d \leq \frac{\lambda}{2}$ qui conduit à $|\sin(\theta_m)| \leq 1$. Cependant, en pratique, on essaiera de minimiser le nombre de sources en prenant d le plus grand possible θ_m donné sans faire apparaître de lobe de réseau gênant.

Annexe C

Méthode détaillée de conception d'une matrice de Butler.

C.1 Cas matrice de Butler standard.

Pour une matrice standard utilisant des coupleurs 90° , il y a $(n - 1)$ lignes de $N/2$ déphaseurs, soit un total de $N(N - 1)/2$ déphaseurs [61, 63, 64].

C.1.1 Procédure simplifiée de détermination des positions et valeurs des déphaseurs.

Les matrices utilisant des coupleurs $3\text{ dB } 90^\circ$ sont symétriques par rapport à leur ligne médiane. Dans cette partie nous allons donner une procédure complète de positionnement. En général, les gradients de phase pour une matrice utilisant des coupleurs (3 dB , 90°) sont de la forme :

$$\begin{aligned}\varphi_n &= \pm(2p - 2) \times \frac{\pi}{N} \\ \text{avec } p &\in \left[1, \frac{N}{2}\right] \text{ (entier)}\end{aligned}\tag{C.1}$$

Où le gradient de phase φ_n est positif ou négatif et dépend comment le faisceau est orienté : Soit à droite (*Right*, *R*) ou à gauche (*Left*, *L*) de la normale au réseau. Ces valeurs de gradients de phase sont récapitulées dans la figure C.2.

La première colonne qui contient tous les ports d'entrée de la matrice est divisée en groupes de deux, de quatre et de huit. Les deux entrées de chaque paire sont combinées par un coupleur 3 dB et la colonne suivante contient les déphaseurs. Dans cette colonne les

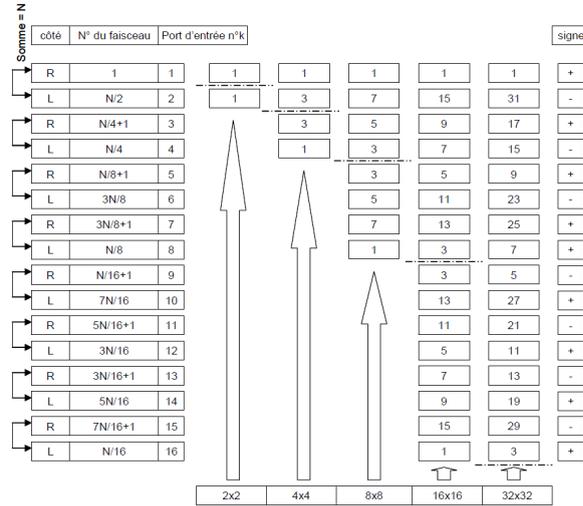


FIGURE C.1: Valeurs des gradients de phases, exprimées en multiple de π/N , jusqu'à une matrice de Butler 32×32 [61].

déphaseurs sont places en face des extrémités de chaque groupe de quatre, les valeurs des déphaseurs sont égales a 90 moins le gradient de phase φ_n entre les éléments rayonnants associés avec les ports d'entrée appartenant a la même ligne ($90 - \varphi_n$). La colonne qui contient les déphaseurs est suivie par une autre colonne qui contient des coupleurs $3 dB$ et par conséquent, on aura une deuxième colonne qui comporte des déphaseurs. Dans cette deuxième colonne, les déphaseurs sont places en face des extrémités de chaque groupe de huit et ses valeurs sont égales a 90° moins deux fois le gradient de phase φ_n entre les éléments rayonnants associés avec les ports d'entrée appartenant à la même ligne ($90 - 2 \times \varphi_n$). Sur cette même colonne d'autres déphaseurs sont places sur les lignes adjacentes a celles qui se situent aux extrémités de chaque groupe de huit, et ils ont les mêmes valeurs que celles des voisines, c'est -à- dire ($90 - 2 \times \varphi_n$). Une autre colonne de coupleurs qui va être suivie par une troisième colonne de déphaseurs qui auront pour valeurs($90 - 4 \times \varphi_n$) . [61].

C.2 Cas matrice de Butler non standard.

De la même manière que pour la procédure antérieure, il y a $(n - 1)$ niveaux(lignes de coupleurs), chaque ligne ayant M coupleurs avec[63, 65] :

$$M = \frac{N}{2} - 2^{k-1} \quad (\text{C.2})$$

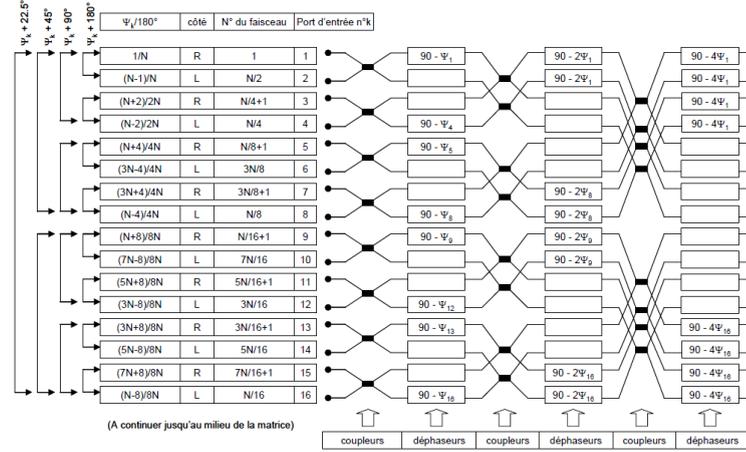


FIGURE C.2: Positions et valeurs des déphaseurs dans une matrice standard[61].

$k=1$ étant la ligne de déphaseurs la plus proche des sorties. Cette dernière permet donc d'utiliser :

$$S = \sum_{k=1}^{k=n-1} 2^{k-1} = 2^{n-1} - 1 \quad (\text{C.3})$$

avec S est le nombre de déphaseurs de moins qu'une matrice utilisant des coupleurs $3dB 90^\circ$

C.2.1 Procédure simplifiée de détermination des positions et valeurs des déphaseurs.

Première ligne de déphaseurs On considère que $k = 1$ représente la ligne de déphaseurs la plus proche des sorties. Cette ligne comporte $\frac{N}{2} - 1$ déphaseurs dont les valeurs sont multiples progressifs de $\psi_0 = \frac{\pi i}{N}$, avec $N = 2^n$. Ces déphaseurs sont situés entre la 2^e colonne. Les autres n'ont pas de déphasage. Ainsi pour une matrice 32×32 il y a 15 déphaseurs, dont les valeurs varient de ψ_0 à $15\psi_0$, situées entre la colonne 2 et la colonne 16. la première colonne et que les 16 dernières ne présentent pas de déphasage.

Deuxième ligne de déphaseurs La deuxième ligne $k = 2$ comporte $\frac{N}{2} - 2$ déphaseurs répartis en deux groupes identiques dont les valeurs de déphasage sont des multiples entiers de ψ_0 variant par valeurs croissantes paires entre $2\psi_0$ à $\left(\frac{N}{2} - 2\right)\psi_0$. Le premier groupe est réparti de la 2^e colonne à la $\frac{N}{4}$ colonne, le second a les même valeurs que le premier et est situé entre la $\frac{N}{2} + 2$ colonne et la $\frac{3N}{4}$ colonne.

K ligne de déphaseurs De manière, la k^e ligne comporte $\frac{N}{2} - 2^{k-1}$ déphaseurs répartis en 2^{k-1} groupes de $2^{n-k} - 1$ valeurs croissantes variant de $2^{k-1}\psi_0$, le premier

déphaseurs étant placé sur la 2^e colonne. la dernière ligne de déphaseurs comporte des déphaseurs de valeur constante $2^{n-1}\psi_0$ espacés régulièrement de 4 colonnes, le premier déphaseur étant sur la 2^e colonne.

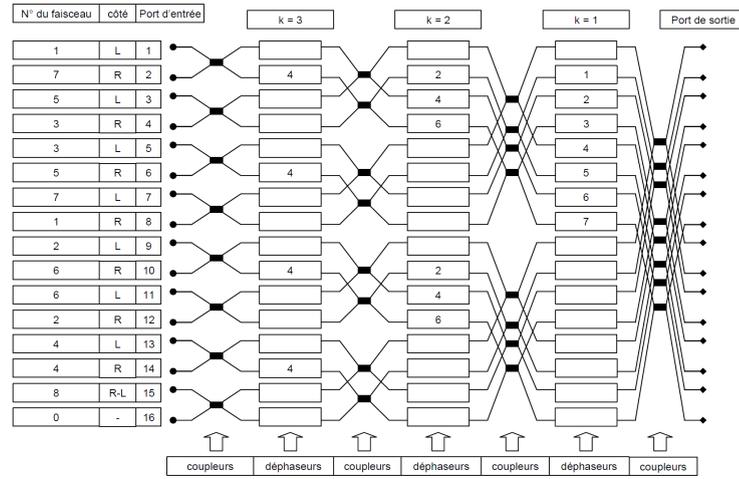


FIGURE C.3: Positions et valeurs des déphaseurs dans une matrice non standard 32×32 [61].

Annexe D

Analogie entre la matrice de Butler et la transformée de Fourier rapide (*FFT*)

D.1 Introduction.

La matrice de Butler est parmi les réseaux formateurs de faisceaux les plus importants et les plus utilisés à cause de nombreux avantages qu'elle présente. Cette matrice a pour objet de produire des faisceaux multiples.

Différents schémas de conception de cette matrice ont été présentés, parmi lesquels la procédure de MOODY [61]. Mais ces auteurs n'ont pas donné des formulations de procédures de conception simples et facile à comprendre.

la matrice de Butler et la transformée de Fourier rapide (*FFT*) se ressemblent dans ces principes de base, en particulier, l'équivalence directe dans les propriétés topologiques (architecture) entre la configuration de la matrice de BUTLER et le diagramme de flux du signal de la *FFT* [75-77].

D.2 La théorie de la *FFT*.

La transformée de Fourier rapide *TFR* ou *FFT* (*Fast Fourier Transform*) est simplement un algorithme permettant de réduire le nombre d'opérations, en particulier le nombre de multiplications, pour calculer la *TFD*; Ce temps de calcul est en effet primordial pour réaliser des systèmes numériques en temps réel [78]. Si on choisit une formalisation

matricielle de la Transformée de Fourier discrète, et en se plaçant dans le cas où elle est calculée pour N valeurs aux fréquence $f = \frac{kF_e}{N}$, l'opération peut être formalisée par le passage d'un vecteur d'échantillons temporels [79, 80] :

$$\begin{bmatrix} x(0T_e) \\ x(1T_e) \\ \dots \\ x((N-1)T_e) \end{bmatrix} \quad (D.1)$$

que l'on notera plus simplement :

$$\begin{bmatrix} x_0 \\ x_1 \\ \dots \\ x_{N-1} \end{bmatrix} \quad (D.2)$$

Un vecteur fréquentiel est donner par :

$$\begin{bmatrix} X\left(\frac{0F_e}{N}\right) \\ X\left(\frac{1F_e}{N}\right) \\ \dots \\ X\left(\frac{(N-1)F_e}{N}\right) \end{bmatrix} \quad (D.3)$$

que l'on notera plus simplement par :

$$\begin{bmatrix} X_0 \\ X_1 \\ \dots \\ X_{N-1} \end{bmatrix} \quad (D.4)$$

Au moyen d'une matrice de passage $P = \frac{1}{N} \left(p_{n,m} \right)$ avec $P_{n,m} = e^{-j2\pi \frac{nm}{N}}$. donc l'équation peut être formuler par :

$$\begin{bmatrix} X_0 \\ X_1 \\ \dots \\ X_{N-1} \end{bmatrix} = P \begin{bmatrix} x_0 \\ x_1 \\ \dots \\ x_{N-1} \end{bmatrix} \quad (\text{D.5})$$

En introduisant la racine n^{ime} de l'unité :

$$W = e^{-j\frac{2\pi}{N}}$$

L'équation matricielle précédente s'écrit :

$$\begin{bmatrix} X_0 \\ X_1 \\ X_2 \\ \dots \\ X_{N-1} \end{bmatrix} = \frac{1}{N} \begin{pmatrix} 1 & 1 & 1 & \dots & 1 \\ 1 & W & W^2 & \dots & W^{N-1} \\ 1 & W^2 & W^4 & \dots & W^{2(N-1)} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 1 & W^{N-1} & W^{2(N-1)} & \dots & W^{(N-1)(N-1)} \end{pmatrix} \begin{bmatrix} x_0 \\ x_1 \\ x_2 \\ \dots \\ x_{N-1} \end{bmatrix} \quad (\text{D.6})$$

En séparant les échantillons d'ordre pair et d'ordre impair, il vient :

$$\begin{bmatrix} X_0 \\ X_1 \\ X_2 \\ \dots \\ X_{N/2-1} \end{bmatrix} = \frac{1}{N} T_2 \begin{bmatrix} x_0 \\ x_2 \\ x_4 \\ \dots \\ x_{2(N/2-1)} \end{bmatrix} + \frac{1}{N} T_1 \begin{bmatrix} x_1 \\ x_3 \\ x_5 \\ \dots \\ x_{(N-1)} \end{bmatrix} \quad (\text{D.7})$$

avec

$$T_2 = \begin{pmatrix} 1 & 1 & 1 & \dots & 1 \\ 1 & W^2 & W^4 & \dots & W^{2(N/2-1)} \\ 1 & W^4 & W^8 & \dots & W^{4(N/2-1)} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 1 & W^{2(N/2-1)} & W^{4(N/2-1)} & \dots & W^{2(N/2-1)(N/2-1)} \end{pmatrix} \quad (\text{D.8})$$

$$T_2 = \begin{pmatrix} 1 & 1 & 1 & \dots & 1 \\ W & W^3 & W^5 & \dots & W^{N-1} \\ W^2 & W^6 & W^{10} & \dots & W^{2(N-1)} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ W^{N/2-1} & W^{3(N/2-1)} & W^{5(N/2-1)} & \dots & W^{(N-1)(N/2-1)} \end{pmatrix} \quad (D.9)$$

En désignant par $T_{N/2}$ la matrice qui vient en facteur du vecteur colonne des élements d'indice pair et en décomposant la matrice facteur du vecteur des élements d'indice impair en un produit d'une matrice diagonale par la matrice $T_{N/2}$, on obtient :

$$\begin{bmatrix} X_0 \\ X_1 \\ X_2 \\ \dots \\ X_{N-1} \end{bmatrix} = \frac{1}{N} T_{N/2} \begin{bmatrix} x_0 \\ x_2 \\ x_4 \\ \dots \\ x_{2(N/2-1)} \end{bmatrix} + \frac{1}{N} \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & W & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & W^2 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 1 & 0 & 0 & \dots & W^{(N/2-1)} \end{pmatrix} \begin{bmatrix} x_0 \\ x_2 \\ x_4 \\ \dots \\ x_{2(N/2-1)} \end{bmatrix} \quad (D.10)$$

Pour les $N/2$ derniers termes du vecteur fréquentiel, on obtient en utilisant la propriété $W^N = 1$:

$$\begin{bmatrix} X_{N/2} \\ X_{N/2+1} \\ X_{N/2+2} \\ \dots \\ X_{N-1} \end{bmatrix} = \frac{1}{N} T_{N/2} \begin{bmatrix} x_0 \\ x_2 \\ x_4 \\ \dots \\ x_{2(N/2-1)} \end{bmatrix} - \frac{1}{N} \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & W & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & W^2 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 1 & 0 & 0 & \dots & W^{(N/2-1)} \end{pmatrix} \begin{bmatrix} x_0 \\ x_2 \\ x_4 \\ \dots \\ x_{2(N/2-1)} \end{bmatrix} \quad (D.11)$$

Il apparaît ainsi que le calcul de X_k et de $X_{k+N/2}$ met en œuvre les mêmes calculs à un changement de signe près. Ce calcul peut être représenté par le diagramme suivant :

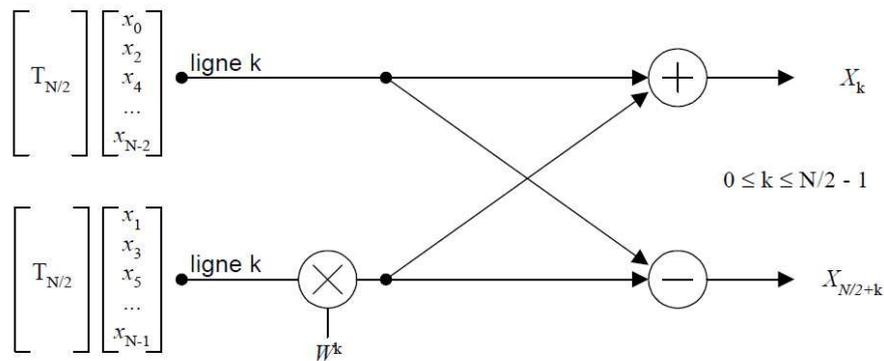


FIGURE D.1: Opérateur de base pour le calcul de la TFR papillon 79,80 .

Il apparaît alors que le calcul d'une Transformée de Fourier d'ordre N revient au calcul de deux Transformées d'ordre $N/2$ auquel s'ajoutent $N/2$ multiplications complexes. En itérant ce principe on descend jusqu'aux Transformées de Fourier sur deux valeurs, qui s'effectuent au moyen de la matrice :

$$T_2 = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix} \quad (D.12)$$

En énumérant toutes les multiplications à effectuer on constate finalement que l'algorithme de la Transformée de Fourier Rapide (*TFR* ou *FFT* en anglais pour Fast Fourier

Transform (Cooley and Tuckey 1965)) qui vient d'être développé va demander $N \log_2(N)$ multiplications au lieu des N^2 multiplications du calcul direct.

D.3 Exemple FFT d'ordre 8.

Une FFT d'ordre 8 aura pour diagramme :

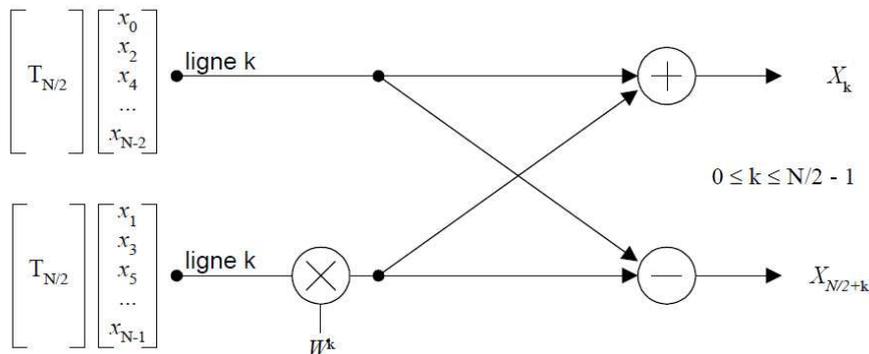


FIGURE D.2: Graphe de fluence.

On voit d'après le contenu de T_4 que l'on a intérêt à regrouper x_0 avec x_4 , x_2 avec x_6 , et de même x_1 avec x_5 , et x_3 avec x_7 . Le diagramme a alors la forme suivante avec les ronds noirs représentent l'opération d'addition, les traits épais identifient le terme soustrait :

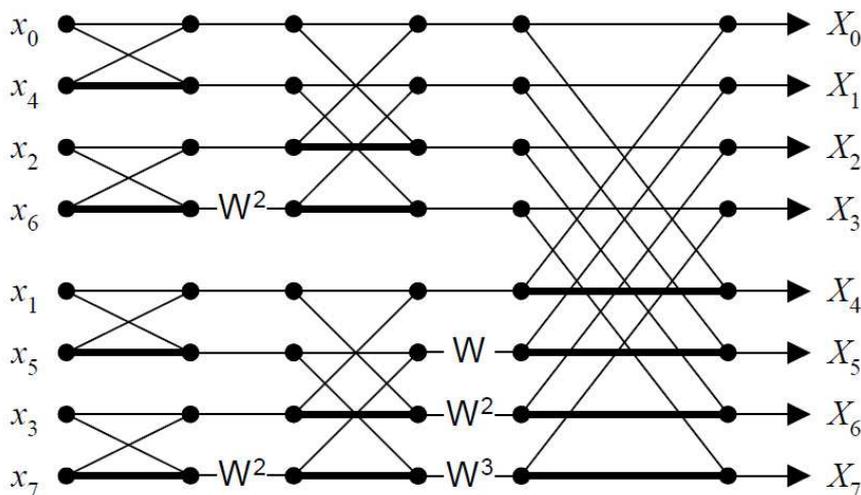


FIGURE D.3: Représentation papillon d'une fft d'ordre 8 .

On constate dans ce diagramme la présence de 4 papillons FFT d'ordre 2, 2 papillons FFT d'ordre 4 et 1 papillon FFT d'ordre 8. De plus, alors que les termes X_i apparaissent

dans l'ordre, l'ordre des x_i a été modifié. Cette modification appelée renversement digital, consiste à inverser la représentation binaire des indices des x_i avant chaque calcul de *FFT*.

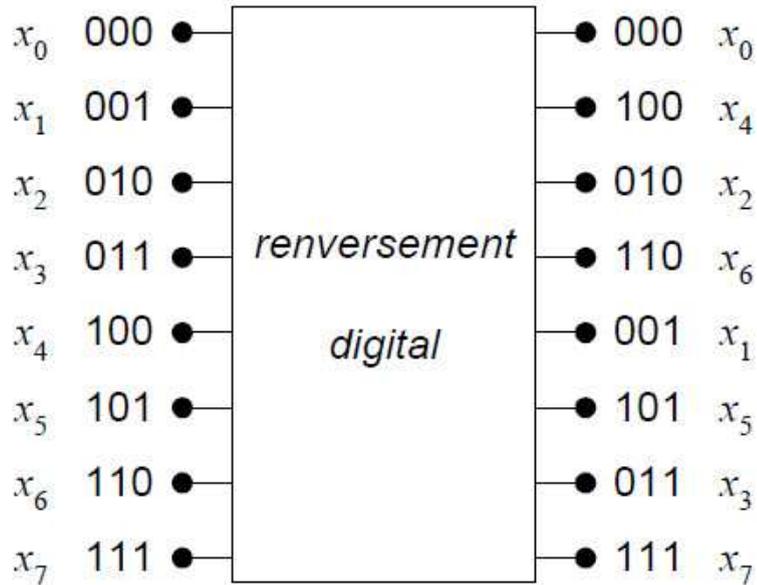


FIGURE D.4: L'opération inversement des bits "reverse carry".

D.4 Analogie entre algorithme *FFT* et la matrice de Butler.

La première analogie la plus flagrante est la représentation en papillon. De plus, la matrice de Butler classique possède N entrées et N sorties. Elle utilise $N/2 \log_2 N$ coupleurs [75]. L'algorithme de la *FFT* le plus connu est celui de *Cooley - Tukey*, également appelé algorithme de réduction à base 2 dans le domaine temporel. Dans le cas d'une *FFT* selon l'algorithme de *Cooley - Tukey*, le nombre d'opérations est considérablement réduit égale $N/2 \log_2 N$. Les matrices de BUTLER les plus courantes sont généralement des matrices utilisant des coupleurs (3 dB, 90°), alors que les *FFT* sont généralement présentées sous forme de combinaisons somme différence correspondant à des matrices de BUTLER utilisant des coupleurs 180° .

Annexe E

État de l'art sur les antennes imprimées

E.1 Introduction.

Afin d'assurer la propagation dans l'air, il est nécessaire qu'un dispositif génère une onde rayonnée. Le rôle de l'antenne d'émission est de transformer la puissance électromagnétique guidée, issue d'un générateur en une puissance rayonnée. Dans ce sens, c'est un transducteur. De façon inverse, la puissance rayonnée peut être captée par une antenne de réception. Dans ce sens, l'antenne apparaît comme un capteur et un transformateur de puissance rayonnée en puissance électromagnétique guidée. Elle joue le même rôle qu'un télescope qui capte la lumière issue des étoiles et la transforme. Dans la plupart des cas, une antenne peut être utilisée en réception ou en émission avec les mêmes propriétés rayonnantes. On dit que son fonctionnement est réciproque.

Pendant les deux dernières décennies les antennes microruban (*microstrip*) ont évolué comme une activité innovatrice majeure dans les antennes. Jusqu'au début des années 1990 les technologies microruban étaient employées spécialement pour les applications commerciales. Un grand nombre de produits destinés aux technologies sans fil sont apparus sur le marché. Les antennes microruban ont quelques particularités qui les rendent idéales pour plusieurs applications commerciales. Basées sur la technologie des circuits imprimés, elles sont très peu dispendieuses à produire. La production en grande quantité est facile. Leur profil plat leur permet d'être montées dans le même boîtier que le produit qu'elles servent. Souvent elles peuvent être intégrées sur la plaque qui contient le circuit radio-fréquence ou micro-onde [69, 70].

E.2 Courte histoire et description des éléments rayonnants.

L'idée d'un élément rayonnant à microruban date de 1950 et le concept a été proposé par *Deschamps*. Quelques années plus tard *Gutton* et *Baissinot* ont breveté une antenne basée sur microruban. Le besoin d'une antenne mince pour l'industrie militaire et spatiale a réanimé le développement des antennes microruban au début des années 1970. Des circuits tels amplificateurs, déphaseurs et mélangeurs peuvent être réalisés en hybrides grâce aux lignes microruban[69].

E.3 Structure d'une antenne microruban.

La structure d'une antenne microruban, telle qu'illustrée par la figure E.1, est une plaque métallique (patch) placée sur un substrat diélectriques. La surface inférieure du substrat est couverte d'une couche métallique qui sert comme un plan de masse.

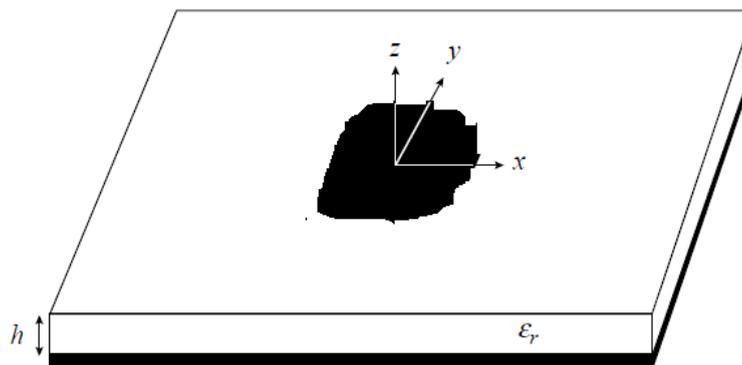


FIGURE E.1: géométrie de l'antenne .

Pour simplifier l'analyse et la prédiction des performances de l'antenne, la plaque (patch) est généralement carrée, rectangulaire, circulaire, triangulaire, elliptique ou autre forme commune (Figure E.2). Parmi toutes ces formes, l'élément rectangulaire est sans conteste le plus facile à analyser pour la compréhension des mécanismes de rayonnement des antennes microruban.

En ce qui concerne les antennes, le substrat le plus approprié est celui possédant une constante diélectrique faible, une épaisseur grande (par rapport à la longueur d'onde d'opération) et peu de pertes ($\tan \delta$). Un substrat épais augmente la puissance rayonnée par l'antenne, réduit les pertes par effet Joule et améliore la bande passante de l'antenne. En contrepartie, le poids est augmenté. Cependant, il faut faire attention aux ondes de surface qui augmentent avec l'épaisseur du substrat.

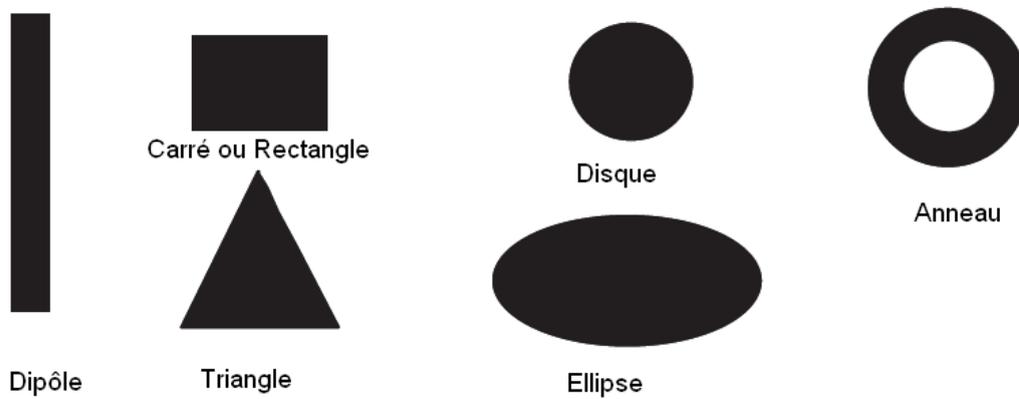


FIGURE E.2: Principales formes rencontrées d'antennes imprimées [4]

E.3.1 Mécanisme de rayonnement.

Pour mieux comprendre le mécanisme de rayonnement des antennes imprimées, la littérature scientifique s'appuie généralement sur la théorie de l'optique (figure E.3)[81, 82].

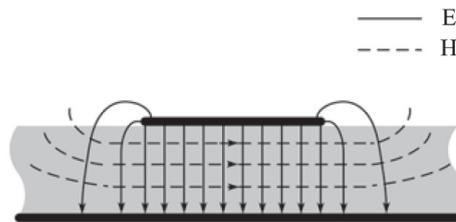


FIGURE E.3: Lignes de champ d'un élément imprimé.

La source ponctuelle placée en (a) émet un rayonnement uniforme dans toutes les directions. Une partie de ce dernier est réfléchi par le plan de masse, puis par le conducteur supérieur et ainsi de suite. Certains de ces rayons aboutissent sur l'arrête du conducteur (b), qui les diffractent et par conséquent le champ se décompose en deux composantes normale et tangentielle par rapport au plan de masse. On peut donc envisager trois régions [60] :

- *La région A* : est la plus dense en rayons, le champ électromagnétique s'accumule plus fortement dans cette zone de l'espace. Cette propriété est d'ailleurs utilisée pour la propagation le long des lignes microrubans. En basse fréquence les champs restent concentrés dans cette zone, il y a donc propagation sans rayonnement.
- *La région B (espace libre)* : Occupant tout le demi-espace supérieur à l'antenne, représente une zone où le champ se disperse librement dans l'air et vient s'ajouter au rayonnement propre de la source. Si on augmente la fréquence, ce rayonnement électromagnétique, malgré un rendement restreint, devient significatif d'où un fonctionnement en antenne.

- *La région C* certains rayons atteignent les surfaces de séparation avec une incidence rasante, et restent piégés dans le diélectrique ; Une onde de surface est alors guidée par le bord du diélectrique contribuant pas directement au rayonnement de l'antenne. Toutefois, quand cette onde atteint le bord du substrat (C), elle est diffractée et génère un rayonnement parasite.

E.3.2 Conception 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.

E.3.2.1 Avantages et limitations.

Les antennes microbandes sont de plus en plus utilisées dans des applications sans fil surtout à cause de leurs structures miniaturisées, les rendant ainsi compatibles pour être incorporées dans les dispositifs sans fil portatifs tels que les téléphones cellulaires, etc... Certains autres avantages sont [58, 69] :

- Faible poids, encombrement réduit, configurations conformes possibles ;
- Faible coût de fabrication, production de masse possible ;
- Polarisation linéaire et circulaire pour les télécommunications ;
- Antennes multibandes, multipolarisations possibles ;
- Réseaux d'alimentation et d'adaptation fabriqués simultanément avec l'antenne.

Toutefois, les antennes microruban ont également des limitations que ne présentent pas les antennes traditionnelles [58, 69] :

- Bande passante étroite, souvent associée avec les problèmes de tolérances (géométriques et physiques) ;
- Généralement faible gain ($6dB$) ;
- La plupart des antennes rayonnent uniquement dans le demi-plan ;
- Supportent uniquement des faibles puissances ;
- Pertes de rayonnement par ondes de surfaces.

Ces limitations sont connues depuis plusieurs années et des progrès considérables ont été réalisés depuis pour améliorer les performances des antennes microruban. Notamment,

leur bande passante peut être augmentée de 70% en utilisant une configuration multicouche et leur gain peut s'accroître de 30% en mettant en réseau plusieurs antennes[82].

E.3.2.2 Différentes techniques d'alimentation.

Les antennes microbandes peuvent être alimentées par une variété de méthodes. Ces méthodes peuvent être classifiées en deux catégories, avec contact et sans contact. Dans les méthodes avec contact, la puissance de RF alimente directement la plaque rayonnante en utilisant un élément de connexion tel qu'une ligne microruban. Dans les techniques sans contact, le couplage de champ électromagnétique garantit le transfert de la puissance entre la ligne microruban et le patch rayonnant. Les cinq techniques d'alimentation les plus populaires utilisées sont la ligne microruban, la sonde coaxiale (techniques avec contact), le couplage par ouverture, le couplage par proximité et la ligne coplanaire[70].

E.3.2.3 Alimentation par ligne microruban.

Dans ce type d'alimentation, la ligne microruban est connectée directement à la plaque microruban (Figure E.4.a). L'alimentation peut être gravée sur le même substrat pour obtenir une structure planaire. L'avantage d'une telle technique est la facilité de fabrication et le prix abordable. Cependant, son inconvénient majeur est le rayonnement parasite assez fort, ce qui les rend utilisables uniquement dans des applications qui n'exigent pas des performances élevées.

Pour améliorer l'adaptation entre la ligne micro ruban et l'antenne, il est courant de réaliser des encoches (figureE.4.b) dont la taille est à calculer afin d'obtenir une meilleure adaptation.

La polarisation circulaire est obtenue avec ce type d'alimentation en excitant un patch presque carré selon sa diagonale(figureE.4.c); une autre façon d'obtenir la polarisation circulaire est de réaliser deux lignes d'accès à 90°, débouchant symétriquement sur un patch carré, dont l'alimentation présente un déphasage de 90°(figureE.4.d) [69, 70].

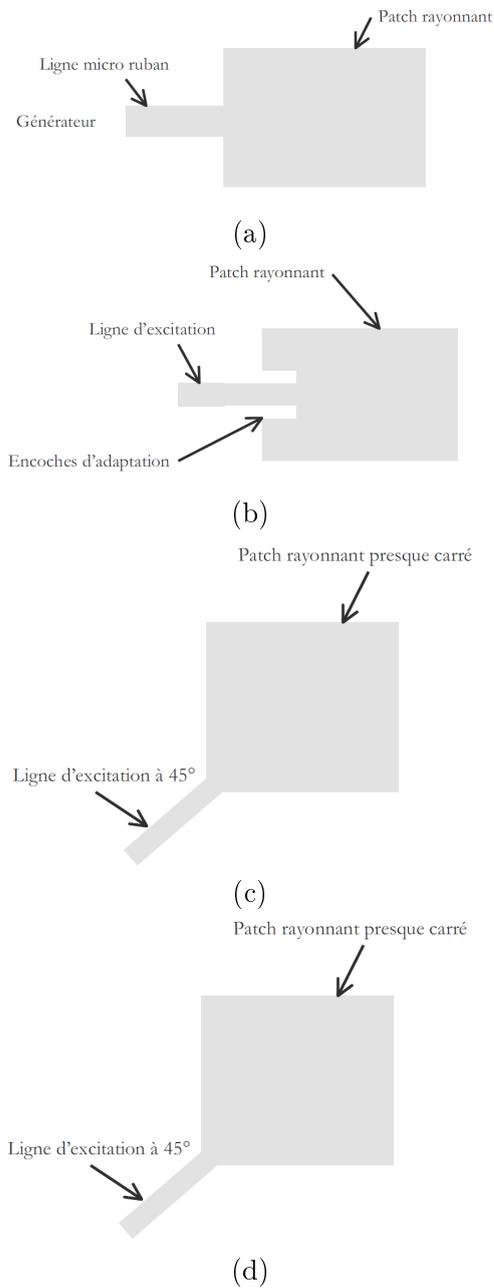


FIGURE E.4: Techniques d'alimentation par ligne microruban

(a) :Alimentation par ligne micro ruban.

(b) :Alimentation par Encoches d'adaptation.

(c) :Alimentation pour un rayonnement à polarisation.

(d) :Alimentation d'un patch carré par deux lignes déphasées de 90° .

Ce type d'alimentation présente les limitations suivantes :

- Une bande passante étroite ;
- Rayonnement parasite possible du circuit de distribution ;
- Rayonnement parasite de la distribution ligne - aérien.

E.3.2.4 Alimentation par câble coaxial (sonde).

L'alimentation coaxiale ou l'alimentation par sonde est une technique très connue utilisée pour alimenter les antennes plaquées. Le conducteur intérieur du connecteur coaxial traverse le diélectrique et il est soude au patch, alors que le conducteur extérieur est relié au plan de masse (Figure E.5).

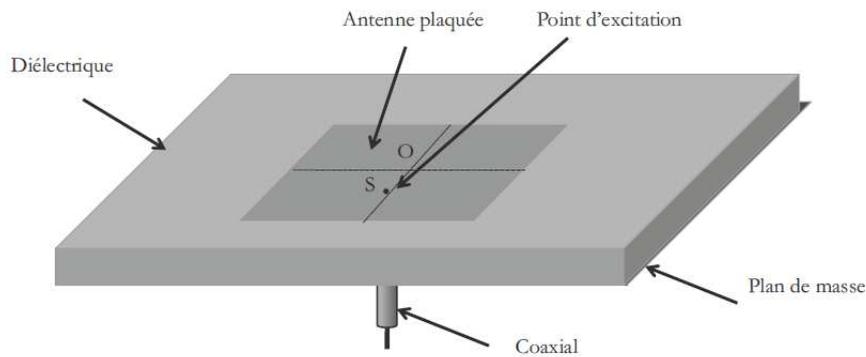


FIGURE E.5: Alimentation par câble coaxial (sonde).

L'avantage principal de ce type d'alimentation est qu'elle peut être placée à n'importe quel endroit désiré du patch afin d'assurer l'adaptation d'impédance. Cette méthode d'alimentation est facile à fabriquer et a un rayonnement parasite faible. Cependant, son inconvénient principal est qu'elle fournit une bande passante étroite et elle est difficile à modéliser car un trou doit être foré dans le substrat et le connecteur sort en dehors du plan de masse, ce qui ne la rend pas complètement planaire pour les substrats épais ($h > 0.002\lambda_0$). Ce type d'alimentation présente les avantages suivants :

- Pas de pertes par rayonnement de ligne ;
- Sélection possible d'un mode privilégié ;
- Obtention de l'impédance d'entrée par positionnement de la sonde ;
- Prédiction aisée de l'impédance d'entrée pour des substrats faible hauteur ;
- Technique de perçage simple jusqu'à 10 GHz.

Parmi les inconvénients de ce type d'alimentation on trouve :

- Rayonnement parasite de la sonde de type monopolaire ;
- Partie selfique ramenée par l'âme du conducteur à prendre en compte ;
- Technique de perçage et de soudure plus délicate ;
- Rapidement cher et compliqué industriellement pour exciter chaque élément d'un réseau à forte directivité.

Les techniques d'alimentation sans contact que nous allons discuter ci-dessous résolvent ces problèmes.

E.3.2.5 Alimentation couplée par ouverture.

Dans ce type d'alimentation, le patch rayonnant et la ligne microruban d'alimentation sont séparés par le plan de masse tel que représenté à la Figure E.6. Le couplage entre le patch et la ligne d'alimentation est assuré par une fente ou une ouverture dans le plan de masse.

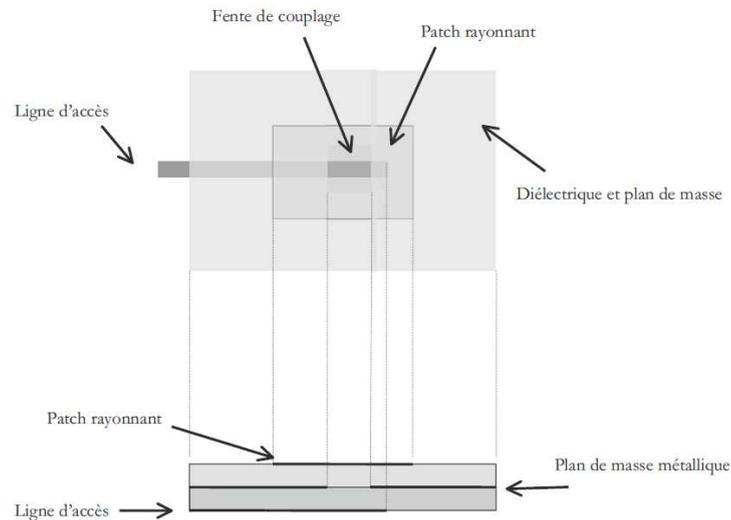


FIGURE E.6: Alimentation couplée par ouverture.

L'ouverture de couplage est habituellement centrée sous le patch. La quantité de couplage à partir de la ligne d'alimentation au patch est déterminée par la forme, la taille et l'emplacement de l'ouverture. Puisque le plan de masse sépare le patch et la ligne d'alimentation, le rayonnement parasite est minimisé. D'une façon générale, un matériau ayant une constante diélectrique élevée est employé pour le substrat inférieur, alors qu'un matériau épais et à une constante diélectrique faible est employé pour le substrat supérieur afin d'optimiser le rayonnement du patch. L'inconvénient majeur de cette technique d'alimentation est qu'elle présente des difficultés au niveau de la fabrication en raison des couches multiples, qui augmentent également l'épaisseur d'antenne. Cette technique d'alimentation fournit aussi une largeur de bande étroite.

E.3.2.6 Alimentation par couplage de proximité.

Cette technique d'alimentation est connue également sous le nom de couplage électromagnétique. Deux substrats diélectriques sont employés tels que la ligne d'alimentation est située entre les deux substrats et le patch est imprimé sur le substrat supérieur comme il est montré à la figure E.7. L'avantage principal de cette technique d'alimentation est qu'elle élimine le rayonnement parasite due à l'alimentation et fournit une largeur de

bande très élevée (au-delà de 13%), en raison de l'augmentation globale de l'épaisseur de l'antenne microbande. Cette technique fournit également des choix entre deux milieux diélectriques différents, un pour le patch et un pour la ligne d'alimentation pour optimiser les performances de l'antenne.

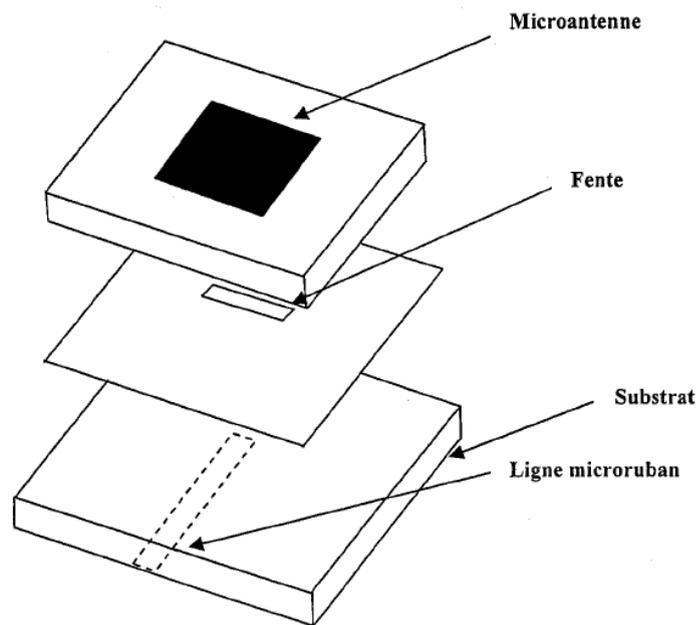


FIGURE E.7: Alimentation par couplage de proximité.

L'adaptation peut être réalisée en contrôlant la longueur de la ligne d'alimentation. L'inconvénient principal de cette technique d'alimentation est qu'elle est difficile à fabriquer en raison des deux couches diélectriques qui nécessitent un alignement approprié. En outre, il y a une augmentation de l'épaisseur globale de l'antenne.

E.3.2.7 Alimentation par guide d'ondes coplanaire.

La structure de l'antenne patch alimentée par une ligne *CPW* est plus simple que celle alimentée par couplage via une ouverture. Cette antenne est constituée seulement d'un seul substrat ; l'élément rayonnant (patch) se trouve sur le côté supérieur et la ligne *CPW* se trouve sur le côté inférieur. Ceci permet d'avoir une intégration facile des dispositifs actifs avec les lignes d'alimentation. Les avantages de cette structure sont : efficacité améliorée, bande passante élargie et meilleure isolation entre le circuit d'alimentation et l'élément rayonnement. Dans le chapitre suivant, on va explorer cette structure en détails (Figure E.8).

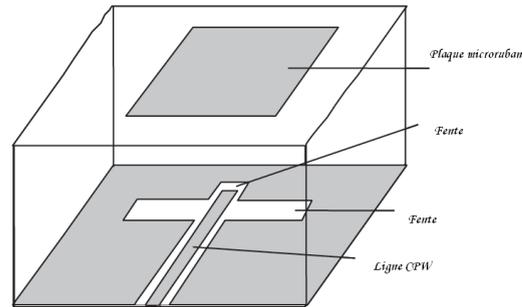


FIGURE E.8: Alimentation par guide d'ondes coplanaire.

E.4 Modèle d'Analyse

Différents modèles peuvent être utilisés pour prédire la fréquence de résonance, la bande passante, l'impédance d'entrée et les caractéristiques de rayonnement de l'antenne micro-ruban. Le modèle de ligne de transmission est le plus simple à implémenter et donne une bonne vue du comportement de l'antenne. Cependant, c'est le modèle le moins précis. Les autres modèles, tels que le modèle de la cavité et l'analyse du champ complet (full-wave analysis) sont plus précis mais aussi plus complexes. Dans ce chapitre, nous nous contentons de présenter le modèle de lignes de transmission et le modèle de la cavité.

E.4.1 Modélisation mathématique d'un élément de rayonnement.

La dimension des éléments utilisés n'est pas un hasard. Ces dimensions vont permettre d'obtenir les caractéristiques de résonance, de diagramme de rayonnement et d'impédance recherchées pour notre antenne. On peut voir (figure E.9) que la plupart des lignes des champs électriques résident dans le substrat et une partie dans l'air. En conséquence, cette ligne de transmission ne peut pas soutenir le mode (TEM) puisque la vitesse de phase serait différente dans l'air et dans le substrat. Au lieu de cela, le mode dominant de propagation serait le mode quasi-TEM [60].

De là, une nouvelle constante effective du diélectriques (ϵ_{eff}) doit être calculée pour représenter le débordement et la propagation de l'onde à travers la ligne. La valeur des (ϵ_{eff}) est légèrement moins que ϵ_r parce que les champs en périphérie de la plaque ne sont pas confinés au substrat, mais sont aussi présents dans l'air tel qu'indiqué par la figure E.9. La valeur de (ϵ_{eff}) est définie par Balanis comme suit [60] :

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[1 + 12 \frac{h}{W} \right]^{-\frac{1}{2}} \quad (\text{E.1})$$

– où ϵ_{eff} constante diélectriques effective du substrat,

- ϵ_r est la constante diélectrique du substrat, h est la hauteur du substrat et W est la largeur de la plaque.

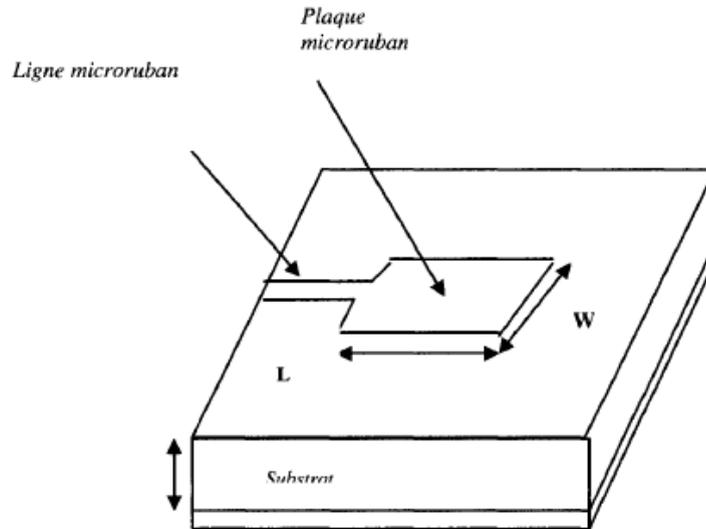


FIGURE E.9: Antenne micro-ruban à plaque.

Pour opérer dans le mode TM_{10} , la longueur de la plaque doit être légèrement moindre que $\lambda/2$ où λ est la longueur d'onde dans le milieu diélectrique et est égal au $\lambda_0\sqrt{\epsilon_{eff}}$ ou λ_0 est la longueur d'onde dans l'air libre[60]. Le mode TM_{10} implique la variation du champ chaque $\lambda/2$ cycle sur la longueur et il n'y a aucune variation sur la largeur de la plaque. A la figure E.10 montrée ci-dessous, l'antenne micro-ruban est représentée par deux fentes, séparées par une ligne de transmission de longueur L et un circuit ouvert aux deux bords. Sur la largeur de la plaque, la tension est maximum et le courant est minimum en raison des bords ouverts. Les champs sur les arêtes peuvent être résolus en composantes normales et tangentielles par rapport à la masse.

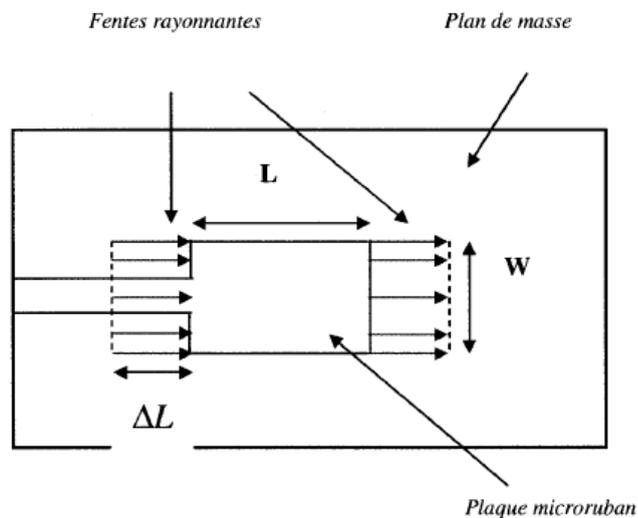


FIGURE E.10: Vue de la face supérieure de l'antenne.

Les champs le long des arrêtes (en largeur) peuvent être modèles comme des fentes rayonnantes et électriquement la plaque apparaît plus grande que ses dimensions physiques. Les dimensions de la pièce sur sa longueur ont maintenant été prolongées à chaque extrémité par une distance δL , donnée empiriquement par *Stutzman* [73] comme suit :

$$\Delta L = 0.412h \frac{(\varepsilon_{eff} + 0.3)\left(\frac{W}{h} + 0.264\right)}{(\varepsilon_{eff} - 0.258)\left(\frac{W}{h} + 0.8\right)} \quad (\text{E.2})$$

La longueur effective de la plaque L_{eff} devient maintenant [60] :

$$L_{eff} = L + 2\Delta L \quad (\text{E.3})$$

Pour une fréquence de résonance donnée f_0 , la longueur effective L_{eff} s'exprime comme suit :

$$L_{eff} = \frac{c}{2f_0\sqrt{\varepsilon_{eff}}} \quad (\text{E.4})$$

Pour une antenne microruban rectangulaire, la fréquence de résonance est définie comme suit [60] :

$$f_0 = \frac{c}{2\sqrt{\varepsilon_{eff}}} \left[\left(\frac{m}{L}\right)^2 + \left(\frac{n}{W}\right)^2 \right]^{\frac{1}{2}} \quad (\text{E.5})$$

où m et n sont les modes le long de L et W respectivement.

Pour un rayonnement optimal, la largeur W doit satisfaire la relation suivante [71, 73] :

$$W = \frac{c}{2f_0\sqrt{\frac{\varepsilon_r+1}{2}}} \quad (\text{E.6})$$

La figure E.10 nous montre les paramètres de largeur W et de longueur L . La largeur de l'élément va influencer la puissance de rayonnement, la bande passante de l'antenne, ainsi que l'impédance d'entrée. En effet, si on utilise une largeur plus grande, on va augmenter la puissance de rayonnement et la bande passante. Bien sûr, une largeur plus étroite fera l'effet inverse. Cependant, il n'y a pas que des avantages à avoir une largeur élevée, car celle-ci influence aussi la polarisation et les lobes mineurs de rayonnement.

E.4.1.1 Les dimensions du patch rayonnant.

Les dimensions du patch rayonnant peut être calculé en utilisant le modèle de la ligne de transmission par les équations suivantes [83, 84] :

Etape 1 Le calcul de la largeur (W) En remplaçant :

$$- c = 3 \times 10^8 m/s$$

$$- \varepsilon_r = 2.2$$

$$- f_0 = 3.2GHz$$

on obtient

$$W = 31.700mm$$

Etape 2 Le calcul de la constante diélectrique effective ε_{reff} [83, 84] :

En remplaçant

$$- \varepsilon = 3.38$$

$$- W = 31.700mm$$

$$- h = 0.51mm$$

on obtient :

$$\varepsilon_{reff} = 3.2794$$

Etape 3 Le calcul de la longueur effective L_{eff} est définie comme :

$$L_{eff} = \frac{c}{2f_0\sqrt{\varepsilon_{eff}}} \quad (E.7)$$

En remplaçant

$$- c = 3 \times 10^8 m/s$$

$$- \varepsilon_{eff} = 3.2794$$

$$- f_0 = 3.2Ghz$$

Après simple le calcul de l'équation précédents nous donne :

$$L_{eff} = 34.3939mm$$

Etape 4

Calcul de l'extension de la longueur (ΔL) ,en remplaçant :

$$- \varepsilon_{eff} = 3.2794$$

$$- W = 30.5mm$$

$$- h = 1.57mm$$

Etape 5

La longueur réelle de la plaque (L) est obtenue comme suite :

$$L_{eff} = L + 2\Delta L \quad (E.8)$$

$\Delta L = 4.4969$, et $L_{eff} = 34.3939$,on obtient $L = 25.400mm$

Etape 6 Finalement le paramètre y_o est définie par :

$$y_0 = 10^{-4} [0.00169\varepsilon^7 + 0.1376\varepsilon^6 - 6.7183\varepsilon^5 + 93.187\varepsilon^4 - 682.69\varepsilon^3 + 2561.9\varepsilon^2 - 4043\varepsilon + 6697] \frac{L}{2} \quad (\text{E.9})$$

En remplaçant chaque paramètre par sa valeur on obtient :

$$y_0 = 1.1333 \text{mm}$$

E.4.2 Largeur de bande.

La largeur de bande, appelée aussi bande passante, d'une antenne définit le domaine de fréquences dans lequel le rayonnement de l'antenne présente les caractéristiques requises. Il s'agit la plupart du temps de la puissance transmise par l'antenne, mais on peut définir d'autres caractéristiques exigées pour le fonctionnement d'une antenne telle que la polarisation. La valeur des limites sur les critères de fonctionnement de l'antenne définit un domaine de fréquences situé entre une valeur minimale f_1 et une valeur maximale f_2 . La bande de fréquence Δf est définie par la différence entre ces deux fréquences[69] :

$$\Delta f = f_2 - f_1 \quad (\text{E.10})$$

Pour connaître la largeur de bande d'une antenne relativement au rayonnement, on trace le paramètre S_{11} de réflexion en fonction de la fréquence figure E.11. On admet généralement que si ce paramètre est inférieur à 10 dB , la puissance de rayonnement est suffisante. Il suffit alors de repérer sur la courbe les valeurs de la fréquence correspondant à cette valeur[58, 59].

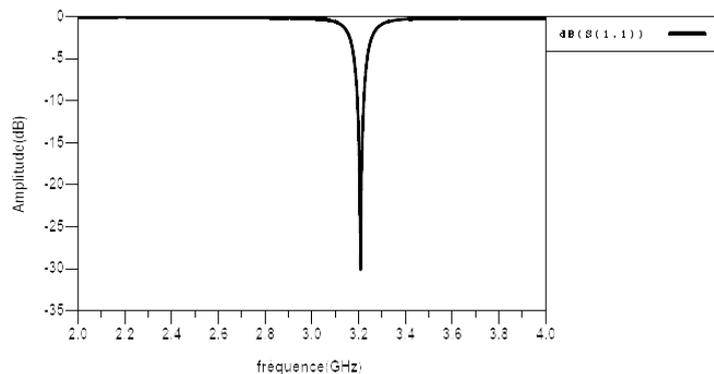


FIGURE E.11: Paramètres S en amplitude résultats de simulation d'un patch carrée .

E.4.3 Choix du substrat.

Le choix du substrat et des dimensions vont être très important dans la conception d'une antenne en microruban. En effet, les paramètres d'épaisseur et de constante diélectrique et de constante diélectrique du substrat vont jouer un rôle important sur les caractéristiques de l'antenne. L'épaisseur du substrat utilisé doit être suffisamment élevée, mais plus petite que $0.11 \lambda_0$, λ_0 est la longueur d'onde de la fréquence pour laquelle on conçoit l'antenne. Cette contrainte doit être respectée parce qu'un élément rectangulaire ne pourra pas entrer en résonance. En plus de rendre notre antenne plus robuste, l'épaisseur du diélectrique va augmenter la puissance de rayonnement et améliorer la plage d'impédance de l'antenne, ce qui veut dire que l'impédance d'une antenne conçue avec un substrat épais va varier moins rapidement lorsque la fréquence change que dans le cas où l'on utilise un substrat mince. Cette caractéristique nous permet donc de concevoir des antennes plus puissantes, mais aussi pouvant tolérer une plage de fréquence beaucoup plus élevée. L'autre caractéristique importante, est le constant diélectrique de ce substrat. Une constante diélectrique faible va permettre d'augmenter la puissance de rayonnement de l'antenne, donc une constante faible va être préférée. Cependant, une constante diélectriques plus faible nécessite des éléments de rayonnement ayant une taille plus grande. En général, les substrats ayant une constante diélectrique $\epsilon_r < 2.5$ sont préférés. La compagnie Rogers Corporation offre une vaste gamme diélectriques dont la populaire *ROGER4003*[66].

E.5 conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté quelques généralités sur les antennes imprimées. Après une introduction sur les antennes imprimées, nous avons décrit l'ensemble des techniques utilisées pour l'alimentation des éléments. Puis on s'est intéressé au rayonnement d'une antenne rectangulaire y compris son principe de rayonnement et son champ rayonné.

Annexe F

Liste des travaux durant la thèse

F.1 Les Publications Internationales

1. B.Guenad, S.M.MERIAH F.T.BENDIMERAD "Multibeam Antennas Array Pattern Synthesis Using a Variational Method", *RADIOENGINEERING*, VOL. 16, N°2, Juin 2007,ISSN 1210 – 2512,"facteur d'impact 0.739 ".
2. B.Guenad, F.T.BENDIMERAD, S.M.MERIAH "Study of a Planar Topology Butler Matrix for Printed Multibeam Antenna" , *International Journal of Computer Science Issues*,VOL. 9, Novembre 2012,ISSN 1694 – 0814,"facteur d'impact 0.217 ".

F.2 Les Communications Internationales

1. B.Guenad, S.M.MERIAH, F.T.BENDIMERAD "Synthèse Par Loi D'alimentation De Reseaux D'antennes A Réflecteur Multifaisceaux" ;*Conférence Internationale sur l'Ingénierie de L'Electronique à U.S.T.Oran*, Algérie, Mai 2006.
2. B.Guenad, S.M.MERIAH, F.T.BENDIMERAD "Contribution A L'optimisation Des Antennes Multifaisceaux" ; *The International Conference Science of Electronic ,Technologies of Information and Telecommunication SETIT 2007*, March 25 – 29 ,2007 Hammamet.Tunusia.
3. B.Guenad, S.M.MERIAH, F.T.BENDIMERAD "Contribution A l'Optimisation Tridimensionnelle des Réseaux D'antennes Réflecteur" *Colloque Telecom'2007 5emes JFMMA ; École Supérieure De Technologie De Fès*, Maroc, 14, 15 16 Mars 2007.
4. B.Guenad, S.M.MERIAH, F.T.BENDIMERAD,"Synthèse d'une antenne réflecteur multifaisceaux pour couverture spatiales" ;*Conférence Internationale sur l'Ingénierie de L'Électronique à U.S.T.Oran*, Algérie, Octobre 2008.

5. B.Guenad, F.T.BENDIMERAD, S.M.MERIAH "Optimisation d'une Antenne Réflecteur Multifaisceaux pour couverture spatiales" cas de recouvrement partiales", *Colloque telecom'2009 émes JFMMA ; Ecole supérieur de Technologie d'Agadir ;* Mars 2009, Agadir, Maroc.
6. B.Guenad, F.T.BENDIMERAD, S.M.MERIAH, "Optimisation tridimensionnelle d'une antenne réflecteur à faisceau multiple pour couverture spatiales -cas de recouvrement total- ", *Colloque International TELECOM 2011 7èmes JFMMA ; Tanger, au* Maroc du 16 au 18 Mars 2011.

F.3 Communications Nationales

1. B.Guenad, S.M.MERIAH, F.T.BENDIMERAD "Synthèse d'une antenne réseau à faisceau multiples pour couverture à recouvrement partiel" ,*4 Conférence sur le génie électrique ; CGE04 à Borj El Bahri, Alger* Avril 2005.
2. B.Guenad, S.M.MERIAH, F.T.BENDIMERAD "Conception de Répartiteur pour Réseaux d'Antennes Imprimées Multifaisceaux",*5 Conférence sur le génie électrique ; CGE05 à Borj El Bahri, Alger* Avril 2007.

Bibliographie

- [1] S.Kazimierz, "*Propagation and Antennas for personal Communications*". Artech house, 1995.
- [2] J.Maurel, P.Lepeltier, L.Pelenc, B.Trancart, "*Conception des antennes spatiales pour les charges utiles complexes de télécommunications* ", *Revue des télécommunications d'Alcatel*, 2001.
- [3] D.Parise, J.Merour, "*Evolution de l'architecture et de la technologie des charges utiles* ", *Revue des télécommunications d'Alcatel*, 2001.
- [4] S. Drabowitch, A. Papiernik, "*Modern Antennas*", *Editions Springer*,2005
- [5] Union internationale des télécommunications, "*Manuel sur les telecommunications par satellites* ", *John Wiley & Sons*,2002.
- [6] O.Picon, "*Les Antennes Théorie, Conception Et Application*", *Dunod*,2009.
- [6] Bhattacharyya, Arun K, " *A novel horn radiator with high aperture efficiency and low cross-polarization and applications in arrays and multibeam reflector antennas* ",*IEEE Trans. On Antennas and Propagation*, N.52 Mai 2004,pp. 2850-2859.
- [7] J.Johansson, G.Caille, "*Synthesis of Main Architectures Used in Modular Active Antennas*, *Information Society technologies*,2004.
- [8] E.W.Matthews, W.G.Scott, C.C.Han, "*Multibeam antennas for data communications satellites*", *Ford Aerospace & Communications Corporation, California, U.S.A.*
- [9] H.J.Visser, "*Array and Phased Array Antenna Basics*", *John Wiley & Sons*,2005.
- [10] J. Butler, R. Lowe, "*Beam-Forming Matrix Simplifies Design of Electronically Scanned Antennas*" *Electronic Design*, Avril 1961, pp. 170-173.
- [11] J. Blass, "*Multidirectional Antenna a New Approach to Stacked Beams*" , *IRE Int. Conf. Record*, Vol. 8, Part 1,1960, pp. 48-50.
- [12] T.Katagi, S.Mano and S.Sato, " *An improved design method of Rotman lens antennas* ",*IEEE Trans. On Antennas and Propagation*, Vol AP-32, N.5 Mai 1984,pp. 524-527.
- [13] P.Shelton, "*Multiple-feed systems for objectives*", *IEEE Trans. On Antennas and Propagation*, Vol 13, N.6 Novembre 1964,pp. 992-994.

- [14] E.W.Matthews, W.G.Scott, C.C.Han, " *Multibeam antennas for data communications satellites* ", *Proceedings of the fifth symposium on Data communications, U.S.A*,1977.
- [15] C. Menudier, *Caractérisation des performances d'antennes à réflecteurs paraboliques illuminées par une source focale BIE Application à l'optimisation d'une couverture multimédia multi-faisceaux*, *Thèse de doctorat*, Université de limoges, 2007.
- [16] Y.Rahmat-Samii, " *A comparaison between Go/aperture field and physical optic methods for offset reflectors* ", *IEEE Trans. On Antennas and Propagation*, Vol 32, N.6 March 1984, pp. 301-306.
- [17] R. C. Hansen, " *Phased Array Antennas* ", *John Wiley & Sons*, 2005.
- [18] Ali Mohamed Ali Sayed Ahmed, *Développement de nouveaux composants passifs multicouches et l'implémentation d'une matrice de Butler large-bande et compacte en technologie GIS* , *Thèse de doctorat*, Université de Toulouse, 2010.
- [19] Litva, J, " *Digital beamforming in wireless communications* ", *Artech House* , 1996.
- [20] Hubregt J. Visser, " *Array and Phased Array Antenna Basics* ", *John Wiley & Sons*, 2005.
- [21] J.Kauffman, W.Croswell, L.Jowers, " *Analysis of the radiation patterns of reflector antennas* ", *IEEE Trans. On Antennas and Propagation*, Vol 24, N.1 septembre 1976, pp. 53-65.
- [22] J.Maalouf, E.Lier, " *Theoretical and experimental study of interference in multibeam active phased array transmit antenna for satellite communications* ", *IEEE Trans. On Antennas and Propagation*, Vol 52, N.1 février 2004, pp. 587-592.
- [23] J.Xllent, " *A theoretical limitation on the formation of lossless multiple beams in linear arrays* ", *IRE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol 9, N.4 juillet 1961, pp. 350-352.
- [24] J.Mayan, " *Adaptive nulling with multiple-beam antennas* ", *IEEE Trans. On Antennas and Propagation*, Vol 26, N.2 Mars 1978, pp. 267-273.
- [25] B.GUENAD, " *Synthèse de Réseaux d'Antennes à Réflecteur à Faisceaux Multiples Pour Systèmes de Télécommunication Spatiale* ", *Thèse de Magister*, Tlemcen, 2005.
- [26] R.Jorgensen, P.Balling, " *Dual offset reflector multibeam antenna for international communications satellite applications* ", *IEEE Trans. On Antennas and Propagation*, Vol 33, N.12 janvier 2003, pp. 1304-1312.
- [27] C.MIRANDA, *Synthèse d'antennes multisources à couvertures multiples*, *Thèse de doctorat*, Université de Toulouse, 1997.
- [28] S. J. Orfanidis, " *Electromagnetic Waves and Antennas* ", <http://www.ece.rutgers.edu/orfanidi/ewa/>.
- [29] J.allent, " *Synthesis of spacecraft array antennas for intelsat frequency reuse multiple contoured beams* ", *Antennas and Propagation, IEEE Transactions* , Vol 33, N.11 Novembre 1985, pp. 1186-1193.

- [30] P.Balling, "*Dual offset reflector multibeam antenna for international communications satellite applications*", *IEEE Trans. On Antennas and Propagation*, Vol 33, N.12 janvier 2003,pp. 1304-1312.
- [31] H. Viskum, E.Pelaca , "*Dual offset reflector multibeam antenna for international communications satellite applications*", *Antennas and Propagation Society International Symposium*, Vol 2, N.12 juin 2002,pp. 776-779.
- [32] H. Edwin, *Handbook of global optimization*, *Kluwer Academic Pub*,2002.
- [33] C. Mangenot, T. Judasz,, "*Méthode de synthèse d'antennes réseau*", *JINA 'S*,1988,pp. 309-315.
- [34] J.Fleuriault,*Synthèse du diagramme de rayonnement de réseau source*, *Thèse de doctorat*, Université de Renne1,1996.
- [35] B.Guenad, F.T.Bendimerad, S.M.Meriah , "*Multibeam Antennas Array Pattern Synthesis Using a Variational Method*", *Radioengineering*, Vol 16, N.2 juin 2007,pp. 28-33.
- [36] T.Touya,*Méthodes d'optimisation pour l'espace et l'environnement*, *Thèse de doctorat*,Université de Toulouse ,2008.
- [37] V.v. Semenov , "*Two problems in antenna synthesis theory*", *Radio engineering and electronic physics*, Vol 17, 1972.
- [38] C. Mangenot,*Méthode de synthèse de réseau linéaires et plans rayonnant un diagramme a contour formé* , *Thèse de doctorat*,Université Paul Sabatier, Toulouse,1989.
- [39] B.Guenad, S.M.Meriah, F.T.Bendimerad , "*Contribution A L'optimisation Des Antennes Multifaisceaux*", *the International Conference Science of Electronic ,Technologies of Information and Telecommunication SETIT 2007*, Tunisia,2007.
- [40] B.Guenad, S.M.Meriah, F.T.Bendimerad , "*Contribution A l'Optimisation Tridimensionnelle des Réseaux D'antennes Réflecteur*", *Colloque Telecom'2007 5emes JFMMA ; École Supérieure De Technologie De Fès*, Maroc,2007.
- [41] B.Guenad, S.M.Meriah, F.T.Bendimerad , "*Synthèse d'une antenne réflecteur multifaisceaux pour couverture spatiales*", *Conférence Internationale sur l'Ingénierie de L'Électronique à U.S.T.Oran*, Algérie,2008.
- [42] G.Ruggerini,, "*The diagonalisation BFN for satellite reflector antennas with simultaneous overlapped multiple coverages*", *IEEE Trans. On Antennas and Propagation*, Vol 1, N.12 janvier 1993,pp. 570-573.
- [43] H.Luh, "*A variable power dual mode network for reconfigurable shaped beam antenna*", *IEEE Trans. On Antennas and Propagation*, Vol 32, N.12 décembre 2003,pp. 1382-1384.
- [44] B.Guenad, S.M.Meriah, F.T.Bendimerad , "*Synthèse d'une antenne réseau à faisceau multiples pour couverture à recouvrement partiel*", *4 Conférence sur le génie électrique ; CGE04 à Borj El Bahri*, Alger,2005.

- [45] B.Guenad, S.M.Meriah, F.T.Bendimerad , "*Optimisation tridimensionnelle d'une antenne réflecteur à faisceau multiple pour couverture spatiales -cas de recouvrement total*", *Colloque International TELECOM 2011 7èmes JFMMA ; Tanger, Maroc,2011*.
- [46] N. Fadlallah, "*Contribution à l'optimisation de la synthèse du lobe de rayonnement pour une antenne intelligente. Application à la conception de réseaux à déphasage*", *Thèse de doctorat, Université de limoges, 2005*.
- [47] H.Meikle, "*Modern Radar Systems*", *John Wiley & Sons, 2008*.
- [48] Z. Jaber, "*Conception d'une antenne intelligente a faisceau commutable assistee par un systeme de localisation des mobiles, Maîtrise En Génie Électrique*", *Université de Québec, 2008*.
- [49] S.C,Swales, "*The performance enhancement of multibeam adaptive base-station antennas for cellular land mobile radio systems*", *IEEE Trans. On Antennas and Propagation*, Vol 39, N.12 Février 1990, pp. 56-67.
- [50] Rashid-Farrokhi, F., Tassiulas, "*Joint optimal power control and beamforming in wireless networks using antenna arrays. Communications*", *IEEE Trans. On Antennas and Propagation*, Vol 46, N.10 Octobre 1998, pp. 1313-1324.
- [51] J.P. Cances, "*Adaptativité d'une charge utile de télécommunication multifaisceaux par reconfiguration de couverture*", *Thèse de doctorat, Ecole nationale supérieure des télécommunications, paris, 1993*.
- [52] Y.Cailloce, G.Caille, "*Space multibeam antenna with very high figure of merit, for Ka-band multimedia via satellite transmission*", *MultiKara, 2000*.
- [53] J.Litva, "*Digital Beamforming in Wireless Communications*", *Artech House Publishers, 2005*.
- [54] Denidni, T. A., Libar, T. E., "*Wide band four-port Butler matrix for switched multibeam antenna arrays*", *IEEE Trans. On Antennas and Propagation*, Vol 3, N.3 Septembre 2003, pp. 2461-2464.
- [55] N.J.Fonseca, "*Étude de systèmes micro-ondes d'alimentation d'antennes réseaux pour applications multifaisceaux*", *Thèse de doctorat, Université de Toulouse, 2010*.
- [56] C. Dall'omo, "*Contribution à l'étude d'antennes à pointage électronique en millimétrique. Conception et réalisation de différentes topologies de Matrices de Butler*", *Thèse de doctorat, Université de Limoges, 2003*.
- [57] I. LAMBERT, "*Etude des matrices de Butler*", *Note technique, Centre de compétence Beragne, Novembre 2002*.
- [58] R.Monfia, "*Rf and microwave coupled-line circuits*", *Artech House Publishers, 1999*.
- [59] A.El-Zooghby, "*Smart Antenna Engineering*", *Artech House Publishers, 2005*.
- [60] A. Balanis, "*Antenna Theory : Analysis and Design*" , *John Wiley & Sons, 1997*.

- [61] H.J. Moody, "The systematic design of the BUTLER matrix", *IEEE Trans. On Antennas and Propagation*, Vol 12, N.6 Novembre 1964,pp. 786-788.
- [62] J.L. Allen, "The theoretical limitation on the formation of lossless multiple beams in linear array", *IEEE Trans. On Antennas and Propagation*, Vol 12, N.6 Juillet 1961,pp. 350-352.
- [63] T. Macnamara, "Simplified design procedure for BUTLER matrices incorporating 90° hybrids or 180° hybrids", *Microwaves, Antennas and Propagation, IEE Proceedings H*, Vol 134, N.1 Février 1987,pp. 50-54.
- [64] T. Macnamara, "Position and magnitudes of fixed phase shifters in Butler matrices incorporating 90° hybrids", *Microwaves, Antennas and Propagation, IEE Proceedings H*, Vol 135, N.5 Octobre 1988,pp. 359-360.
- [65] B.Guenad, S.M.Meriah, F.T.Bendimerad, "Study of a Planar Topology Butler Matrix for Printed Multibeam Antenna", *International Journal of Computer Science Issues*, Vol 9, N.5 Novembre 2012,pp.122.129
- [66] <http://www.rogerscorp.com/acm/index.aspx>
- [67] H.Nort, "Implementation of a 8×8 BUTLER matrix in microchip", *Thèse de doctorat*, Institut of Technology Stockholm, 2005.
- [68] W.Liangjun, "Planar multibeam antenna for W-LAN", *Thèse de doctorat*, Université
- [69] D.pozar, "Microstrip antennas", *Proceedings of the IEEE*, Vol 80, N.1 janvier 1992,pp. 79-91.
- [70] D.Guha, "Microstrip and Printed Antennas : New Trends, Techniques and Applications", *John Wiley & Sons*, 2011.
- [71] S.F.Peik, B.Jolley, "High temperature superconductive Butler matrix beam former for satellite applications", *IEEE Trans. On Antennas and Propagation*, Vol 4, N.7 Juin 1999,pp. 1543-1546.
- [72] M. Ben Kilani, M. Nedil, "Novel wideband multilayer butler matrix using CB-CPW technology", *PIER C Progress In Electromagnetic Research C*, Vol 31, 2012.
- [73] traïi, M, M.Nedil, T.A.Denidni, "Novel UWB multilayer Butler matrix", *IEEE Trans. On Antennas and Propagation*, Vol 1, N.7 Juillet 2010,pp. 1-4.
- [74] Olin, irwin d, "Flat-Top Sector Beams Using Only Array Element Phase Weighting : A Metaheuristic Optimization Approach", *NAVAL RESEARCH LAB WASHINGTON DC*, 2012.
- [75] Shelton, j. paul, "Fast Fourier transforms and Butler matrices", *IEEE Trans. On Antennas and Propagation*, Vol 56, N.3 1968,pp. 350-352.
- [76] J.L. Allen, "The theoretical limitation on the formation of lossless multiple beams in linear array", *IEEE Trans. On Antennas and Propagation*, Vol 12, N.6 Juillet 1961,pp. 350-352.

-
- [77] Ueno, motoharu, "A systematic design formulation for Butler matrix applied FFT algorithm", *IEEE Trans. On Antennas and Propagation*, Vol 29, N.3 , Mai 1981,pp. 496-501.
- [78] Frigo, matteo et johnson, Steven g, "FFTW : An adaptive software architecture for the FFT", *IEEE Trans. On Antennas and Propagation*, Vol 29, N.3 , Mai 1998,pp. 1381-1384.
- [79] Hartwell, John Williams, "A procedure for implementing the fast Fourier transform on small computers", *IBM Journal of Research and Development*, Vol 15, N.5 , 19971,pp. 355-363.
- [80] Frédéric de Coulon, "Traité d'électricité - Théorie et Traitement des signaux " , *Presses Polytechniques et Universitaires Romandes*, 1993.
- [81] C.Ho,L.Fan , "A broad-band uniplanar branch-line coupler using a coupled rectangular slot-line ring", *IEEE Trans. On Antennas and Propagation*, Vol 3, N.6 Juin 1993,pp. 175-176.
- [82] F.T.Bendimerad ,*Synthèse de réseaux périodiques d'antennes microrubans à loi d'alimentation uniforme ou prédéterminée*, Thèse de doctorat, Université de Nice Sophia Antipolis,1989.
- [83] K.A. Carver , "Microstrip antenna technology", *IEEE Trans. On Antennas and Propagation*, Vol 3, N.29 Janvier 1981,pp. 2-24.
- [84] H. Pues , "Accurate transmission line model for the rectangular microstrip antenna", *IEEE Trans. On Antennas and Propagation*, Vol 134, Janvier 1984,pp. 334-340.

الخلاصة: إن الهدف من هذه الدراسة هو تعميق مفهوم شبكات تشكيل الهوائيات متعددة الأحمزة و تبين أنظمة تغذيتها. و نقدم أولاً المسار الذي يسمح للعثور على الخاصية البيانية للقدرة الإشعاعية وفقاً للخصائص الابتدائية لكل مصدر، بهندسة المصادر في الشبكة ويقانون الأوزان المسجل لمجموع العناصر المشعة. و من ثم نوضح طريقة الفرضية التي قد تم تطويرها للحصول على ناقلات الإثارات فيما يتعلق بالفصل المتحصل بين الوصول لكل حزام. و بعدها نقدم حالة التأثير على أبنية الموزعين، و تعتبر مصفوفة بتلر الجهاز الأكثر كفاءة لهذا المشروع. مصفوفة بتلر يمكن أن تنتج عدد أكبر من الأحمزة ذات جودة عالية مع القليل من العناصر بالمقارنة مع أبنية الموزعين الأخرى. و تتوفر على أحمزة متعامدة، وهو ما يعني أقل خسائر. وبالتالي فإنه هو الخيار الأفضل لإجراء دراسة شبكات الإمداد متعددة الأحمزة في التكنولوجيا المطبوعة. و سمحت دراسة نظرية شاملة لإعطاء الإجراء طوبولوجيا لمصفوفة بتلر (بإضافة الشعاع في المحور). وفي الأخير قدمنا نهج مفصل خطوة بخطوة لتصميم شبكات الهوائيات متعددة الأحمزة في التكنولوجيا المطبوعة تمت تغذيتها بمصفوفة بتلر المعيارية لتطبيق Wimax.

الكلمات المفتاحية : الهوائيات متعددة الأحمزة, الطريقة المتغيرة, شبكة الإمداد, مصفوفة بتلر, الموزعين, المتعامدة, التكنولوجيا المطبوعة.

Résumé : L'objectif de notre étude est d'approfondir la connaissance dans la discipline de réseau d'antenne à faisceaux multiples et leurs systèmes d'alimentations. On donne tout d'abord le cheminement qui permet de retrouver l'expression du diagramme de la puissance rayonnée en fonction des caractéristiques élémentaires de chaque source, de la géométrie des sources dans le réseau et de la loi de pondérations affecté à l'ensemble des éléments rayonnants. Ensuite, une méthode de synthèse a été développée pour obtenir les vecteurs excitations en respectant le découplage obtenue entre les accès de chaque faisceau. Après un état de l'art conséquent sur les architectures des répartiteurs, la matrice de Butler a été jugée comme le dispositif passif le plus performant pour ce projet. La matrice de Butler peut produire un nombre plus important de faisceaux de grande qualité avec peu de composants en comparaison les autres architectures des répartiteurs. Elle possède des faisceaux orthogonaux, ce qui implique moins de pertes. C'est par conséquent le meilleur choix pour une étude sur les réseaux d'alimentation à multiples faisceaux dans technologie microruban. Une étude théorique approfondie nous permis de donner une procédure de conception de topologie de matrice de Butler standard (sans faisceau dans l'axe) et non standard (avec faisceau dans l'axe). Une démarche détaillée point par point de la conception d'un réseau d'antennes multifaisceaux en technologies microruban alimentée par une matrice de Butler standard pour application Wimax.

Mots clés : Antennes multifaisceaux, Méthode variationnelles, réseau d'alimentation, Matrice de Butler, Répartiteurs orthogonales, Technologie micro-ruban.

Abstract : The objective of this study is to deepen the knowledge in the discipline of network multibeam antenna and power systems. We first give the path that finds expression pattern of the radiated power as a function of the basic features of each source, the geometry of the sources in the network and the weights assigned to law all radiating elements. Then, a method of synthesis was developed for the excitation vectors obtained respecting the decoupling between the access of each beam. After a profound state of the art on the architectures of beamforming, the Butler matrix was considered as the most powerful passive device for this project. The Butler matrix can produce a larger number of high quality beams with few components compared with other architectures beamforming. It consists of orthogonal beams, which means less losses. It is therefore the best choice for a study on supplying networks with multiple beams in microstrip technology. A thorough theoretical study allowed us to give a framed procedure topology of Butler matrix standard (with no beam within the axis) and non-standard (with the beam within the axis). A procedural approach itemize the design of a multibeam antenna array with a microruban technology powered by a standard Butler matrix aiming for Wimax application.

Keywords : multibeam antenna, variational method, beam forming network, orthogonal beamforming, Microstrip technology.