

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

UNIVERSITE DJILLALI LIABES DE SIDI BEL ABBES
FACULTE DE TECHNOLOGIE
DEPARTEMENT D'ELECTRONIQUE



LABORATOIRE DE TELECOMMUNICATIONS ET TRAITEMENT
NUMERIQUE DU SIGNAL

THESE

Pour l'obtention du

DIPLOME DE DOCTORAT EN SCIENCES

Spécialité : Electronique

Présentée par :

AOUNALLAH NACEUR

Utilisation des antennes intelligentes dans les systèmes de communications sans fil

Jury

Président:	NAOUM Rafah	Prof. à l'Université de Sidi Bel Abbès
Examineurs:	FEHAM Mohamed	Prof. à l'Université de Tlemcen
	BASSOU Abdesselam	Prof. à l'Université de Bechar
Directeur de thèse:	BOUZIANI Merahi	Prof. au centre universitaire El Bayadh

Année Universitaire 2014-2015

Remerciements

Je tiens tout d'abord à remercier chaleureusement Mr Bouziani Merahi, professeur au centre universitaire d'El Bayadh, d'avoir dirigé, et encadré cette thèse. Merci tout d'abord de m'avoir proposé ce sujet, ainsi que pour le temps passé à me conseiller, à m'apporter vos expériences, et merci aussi pour la confiance et l'autonomie que vous m'avez accordées. Je salue aussi la souplesse et l'ouverture d'esprit de mon directeur de thèse qui a su me laisser une large marge de liberté pour mener à bien ce travail de recherche.

Je tiens à exprimer ma profonde gratitude à Mr Naoum Rafah, professeur à l'université de Sidi Bel Abbes, qui m'a fait l'honneur de présider le jury de thèse de doctorat, pour l'intérêt et le soutien dont il a fait preuve. Je remercie aussi vivement messieurs Feham Mohamed professeur à l'université de Tlemcen et Bassou Abdesselam professeur à l'université de Bechar qui ont accepté la charge des examinateurs, pour leurs promptitudes et leurs remarques vraiment très encourageantes sur ce travail.

J'aimerais aussi adresser avec beaucoup d'attention mes remerciements à monsieur Taleb-Ahmed Abdelmalik, professeur à l'université de Valenciennes, France, pour m'avoir accueilli dans son laboratoire de recherche LAMIH.

Je souhaite aussi remercier mes collègues enseignants chercheurs avec qui j'ai eu la chance de travailler. Et toutes les personnes qui ont contribué de près ou de loin à l'aboutissement de mes travaux de recherche.

Enfin, je remercie ma famille, et tout particulièrement mes parents et ma femme, ainsi que mes frères et sœurs. Vous m'avez motivé et m'avez fait confiance pour toujours aller plus loin. La réussite de cette thèse est aussi le fruit de votre soutien, aussi je la partage avec vous.

Résumé

Le développement des techniques d'antennes mises en œuvre dans les systèmes de communications a rapidement soulevé le problème de l'encombrement et de la fiabilité des composants utilisés. En effet, une antenne tournante mécaniquement nécessite des mécanismes précis et d'entretien contraignant. L'apparition des antennes intelligentes (en particulier l'antenne adaptative) constituées d'un ensemble d'éléments capteurs a donc permis de s'affranchir des composants mécaniques jusqu'ici inévitables en les remplaçant par des méthodes calculatoires. Le principe de fonctionnement de l'antenne intelligente est la création d'un diagramme de rayonnement modifiable dynamiquement par des algorithmes de traitement numérique des signaux sophistiqué afin d'orienter le lobe principal du diagramme de rayonnement dans la direction du signal utile et mettre des nuls dans la direction du signal indésirable qui est l'interfèrent, et ainsi le canal de transmission peut être amélioré par la réduction du niveau des pollutions électromagnétiques et l'obtention d'un meilleur rendement énergétique.

L'objectif de cette thèse est en premier temps de montrer l'importance des réseaux d'antennes dans l'élargissement de la capacité du canal de transmission sans fil en exploitant la diversité spatiale, et en second temps d'étudier et designer l'optimal algorithme d'adaptation sur lequel peut l'antenne intelligente se baser pour former numériquement, automatiquement, et dynamiquement son parfait faisceau de rayonnement. Le choix du meilleur algorithme adaptatif se fait après une comparaison entre différents algorithmes se trouvant dans la littérature des systèmes à réseaux d'antennes intelligentes. La méthode DMI-RLS proposée dans cette thèse représente en bref une combinaison de deux algorithmes adaptatifs de formation de faisceaux. L'estimation de la direction d'arrivée de l'onde incidente représente une étape cruciale dans un système d'antenne adaptative. Plusieurs approches d'estimation de l'angle d'arrivée et qui devront être optimisées font partie de notre étude.

Mots clés: Traitement d'antenne, antenne intelligente, réseaux d'antennes, algorithmes adaptatifs de formation de faisceaux, estimation de l'angle d'arrivée.

Abstract

The development of antenna techniques used in communication's systems quickly raised the problem of the clutter and the reliability of the used components. In fact, a mechanical turning antenna requires a precise mechanisms and constraining maintenance. The appearance of the smart antennas (especially the adaptive antenna) comprising a set of sensor elements has allowed to overcome the mechanical components so far unavoidable by replacing them with computational methods. The operating principle of smart antenna is the creation of a beam pattern dynamically modifiable through digital processing algorithms of sophisticated signals in order to steer the main lobe of the radiation pattern in the direction of the desired signal and to put nulls in the direction of unwanted signal that is the interferer, and so the transmission channel can be improved by reducing the electromagnetic pollution level and obtaining better energy efficiency.

The objective of this thesis is firstly, to show the importance of antenna arrays in expanding the wireless transmission channel capacity by exploiting the spatial diversity. Secondly, to study and designate the optimal adaptive algorithm on which it can be based the smart antenna to form digitally, automatically, and dynamically its perfect radiation beam. On the other hand, the selecting of the best adaptive algorithm is based on a comparison between different algorithms found in the literature of smart antennas network systems. The DMI-RLS method proposed in this thesis is, briefly, a combination of two adaptive beamforming algorithms. The direction of arrival estimation of the incident wave is a crucial step in an adaptive antenna system. Several approaches for angle of arrival estimation which must be optimized form part of our study.

Keywords: Array processing, smart antenna, antenna arrays, adaptive beamforming algorithms, angle of arrival estimation.

ملخص

استحدثت تقنيات الهوائيات المستخدمة في أنظمة الاتصالات أثار بسرعة مشكلة الازدحام ومصادقية المكونات المستعملة. في الواقع، هوائي التدوير الميكانيكي يتطلب آليات دقيقة وصيانة ملزمة. وقد سمح ظهور الهوائيات الذكية (وخصوصا الهوائي المتكيف) التي تضم مجموعة من عناصر استشعار من تجاوز المكونات الميكانيكية و التي لا يمكن حتى الآن تجنبها من خلال استبدالها بطرق حسابية. إن مبدأ عمل الهوائي الذكي هو خلق مخطط إشعاع قابل للتعديل ديناميكيا من خلال إدخال خوارزميات متطورة خاصة بالمعالجة الرقمية للإشارات لتوجيه الفص الرئيسي لمخطط الإشعاع في اتجاه الإشارة المطلوبة و وضع الصفر في اتجاه الإشارة غير المرغوب فيها التي هي تداخل، وبذلك يمكن تحسين قناة الإرسال عن طريق خفض مستوى التلوث الكهرومغناطيسي وتحقيق قدر أكبر من فعالية الطاقة.

الهدف من هذه الرسالة هو أولا إظهار أهمية شبكة الهوائيات في توسيع قدرة قناة الإرسال اللاسلكي من خلال استغلال التنوع الفضائي، وثانيا دراسة وتصميم خوارزمية التكيف المثلى التي يمكن أن يستند عليها الهوائي الذكي لتشكيل شعاعه الأمثل أوتوماتيكيا، رقيا، وديناميكيا. من ناحية أخرى، يستند اختيار أفضل خوارزمية التكيف على المقارنة بين مختلف الخوارزميات الموجودة في أدبيات أنظمة شبكات الهوائيات الذكية. إن طريقة DMI-RLS المقترحة في هذه الأطروحة هي، باختصار مزيج من اثنين من خوارزميات التكيف الخاصة بتكوين الشعاع. تقدير اتجاه وصول الموجة القادمة هو خطوة مهمة في نظام هوائي متكيف، عدة طرق لتقدير زاوية الوصول و التي يجب أن تكون المثلى تشكل جزءا من دراستنا.

الكلمات المفاتيح: معالجة الشبكات، هوائي ذكي، شبكات الهوائيات، خوارزميات تكوين الشعاع التكيفي، تقدير زاوية الوصول.

Table des matières

Remerciements	i
Résumé	ii
Abstract	iii
ملخص	iv
Table des matières	v
Table des figures	ix
Liste des tableaux	xiii
Liste des acronymes et abréviations	xiv
 Introduction générale	 1
 Chapitre I: Les réseaux antennaires dans les communications sans fils	 4
I.1. Introduction	5
I.2. Définition et historique d'une antenne	5
I.3. Le rôle de l'antenne	6
I.4. Principales caractéristiques	7
I.4.1. Impédance, fréquence de fonctionnement et bande passante	7
I.4.2. Diagramme de rayonnement, directivité et gain	9
I.4.3. Polarisation	11
I.5. La propagation de l'OEM et l'influence des obstacles dans le canal	11
I.5.1. Le phénomène de réflexion	12
I.5.2. Le phénomène de diffraction	12
I.5.3. Le phénomène de transmission	12
I.5.4. Le phénomène de diffusion	12
I.6. La modélisation mathématique du canal	12
I.6.1. Filtre linéaire variant au cours du temps	13
I.6.2. Filtre linéaire invariant au cours du temps	13
I.7. Propagation à multi-trajets	14
I.7.1. Effet positif des multi- trajets	14
I.7.2. Effet négatif des multi- trajets	14
I.7.2.1. La dispersion des retards (delay spread)	14
I.7.2.2. L'évanouissements (ou fading) de Rayleigh	15

Table des matières

I.7.2.3. Le décalage en fréquence (Doppler shift)	15
I.8. Notions de diversité	15
I.8.1. La diversité temporelle	15
I.8.2. La diversité fréquentielle	15
I.8.3. La diversité spatiale	16
I.8.4. La diversité de polarisation	16
I.9. Rapide aperçu des principales structures rayonnantes	16
I.10. Les réseaux d'antennes	19
I.10.1. Principe de fonctionnement	20
I.10.2. Facteur du réseau	20
I.10.3. Réseau linéaire uniformément alimenté et régulièrement espacé ..	22
I.10.4. Facteur du réseau d'un réseau bidimensionnel	24
I.10.5. Réseau planaire uniformément alimenté et régulièrement espacé .	26
I.10.6. Réseau circulaire	27
I.11. La nécessité d'un traitement d'antennes	28
I.12. Conclusion	29
Bibliographie	29
Chapitre II: Technologie des antennes intelligentes	33
II.1. Introduction	34
II.2. Qu'est-ce qu'une antenne intelligente ?	34
II.3. Avantages généraux de l'antenne intelligente	35
II.4. Architecture et fonctionnement de l'antenne intelligente	36
II.5. Types de l'antenne intelligente	39
II.5.1. Système à commutation du faisceau	39
II.5.2. Système à réseau adaptatif	41
II.6. Comparaison entre les deux types de l'antenne intelligente	42
II.7. Répartiteurs de faisceaux fixes	42
II.7.1. Matrice de Butler	43
II.7.2. Matrice de Blass	47
II.7.3. Matrice de Nolen	48
II.7.4. La lentille de Rotman	49
II.8. Domaines d'application de la technologie d'antennes intelligentes	50

Table des matières

II.8.1. Les communications satellitaires	51
II.8.2. Les radars	51
II.8.3. La téléphonie mobile	51
II.8.4. La technologie WiMax mobile	52
II.8.5. Les réseaux WiFi	52
II.8.6. Les réseaux ad hoc	53
II.9. Conclusion	53
Bibliographie	54
Chapitre III: Techniques d'estimation de l'angle d'arrivée	57
III.1. Introduction	58
III.2. Méthodes d'estimation de l'angle d'arrivée	59
III.2.1. Les méthodes globales ou classiques	60
III.2.1.1. La méthode de formation de faisceaux	60
III.2.1.2. La méthode de maximum de vraisemblance	62
III.2.2. Les méthodes de sous-espaces	64
III.2.2.1. La méthode de MUSIC	65
III.2.2.2. L'algorithme Root-MUSIC	67
III.2.2.3. La méthode de la norme minimale	70
III.2.2.4. L'algorithme Root-Min-Norm	71
III.2.2.5. La méthode ESPRIT	73
III.3. Comparaison graphique entre les méthodes spectrales	78
III.4. Estimation de l'angle d'arrivée en 2D	79
III.4.1. Résultats de simulation	81
III.5. Conclusion	82
Bibliographie	83
Chapitre IV : Etude des algorithmes adaptatifs de formation de voie	87
IV.1. Introduction	88
IV.2. Définition et principe du Beamforming	89
IV.3. Classification des algorithmes de Beamforming	91
IV.3.1. Méthodes non aveugles	92
IV.3.2. Méthodes aveugles	92
IV.4. L'algorithme à gradient stochastique (LMS)	92

Table des matières

IV.5. L'algorithme LMS Normalisé (NLMS)	97
IV.6. L'algorithme des moindres carrés récurrents (RLS)	100
IV.7. L'algorithme d'inversion directe de la matrice de convergence (DMI) ...	104
IV.8. L'algorithme de module constant (CMA)	108
IV.9. Tableau récapitulatif	113
IV.10. Conclusion	114
Bibliographie	114
Chapitre V: Combinaison d'algorithmes adaptatifs	117
V.1. Introduction	118
V.2. Aperçu de littérature sur des méthodes proposées	118
V.3. La méthode DMI-RLS proposée	120
V.3.1. L'architecture du système et son modèle mathématique	121
V.3.2. La complexité algorithmique de la méthode DMI-RLS	124
V.4. Résultats de simulation	125
V.4.1. Influence du nombre d'antennes	130
V.4.2. Influence de l'espacement inter-éléments	132
V.4.3. Cas de multi-utilisateurs	133
V.4.4. Cas de sources proches	135
V.5. Conclusion	138
Bibliographie	138
Conclusion générale et perspectives	141
Liste des travaux	143

Table des figures

I.1. Historique des radiocommunications	6
I.2. Occupation du spectre radiofréquence	6
I.3. Schéma descriptif d'une transmission radioélectrique	7
I.4. Exemple de coefficient de réflexion et de la bande passante associée	9
I.5. Exemple d'un diagramme de rayonnement tridimensionnel	10
I.6. Différents phénomènes physiques perturbant la propagation d'un signal radiofréquence	11
I.7. (a) Antenne dipôle, (b) Antenne monopôle et son image	17
I.8. La géométrie de l'antenne hélice	18
I.9. Structure d'une antenne patch	19
I.10. Réseau d'antennes schématisé avec son alimentation parallèle	20
I.11. Les différentes configurations géométriques d'un réseau linéaire	22
I.12. Diagramme de rayonnement de réseaux linéaires ayant une distribution d'amplitude uniforme	24
I.13. La configuration géométrique d'un réseau planaire	25
I.14. La configuration géométrique d'un réseau circulaire	28
II.1. Schéma de blocs fonctionnels d'une antenne intelligente	37
II.2. Système à commutation du faisceau	40
II.3. Système à réseau adaptatif	41
II.4. Architecture d'une matrice de Butler 4x4 ; (a) matrice non standard, (b) matrice standard	43
II.5. Facteur de réseau (normalisé) pour un réseau linéaire de 4 antennes à espacement uniforme $d = \lambda/2$ relié à une matrice de Butler 4x4 standard	45
II.6. Facteur de réseau (normalisé) pour un réseau linéaire de 4 antennes à espacement uniforme $d = \lambda/2$ relié à une matrice de Butler 4x4 non standard ...	46
II.7. Topologie de la matrice de Blass de base	47
II.8. Topologie de la matrice de Nolen	49
II.9. Schéma de principe de la lentille de Rotman	50
III.1. Le pseudo-spectre normalisé obtenu par la méthode de formation de faisceaux	62
III.2. Le pseudo-spectre normalisé obtenu par la méthode de Capon	64

Table des figures

III.3. Représentation des valeurs propres classées dans l'ordre décroissant	66
III.4. Le pseudo-spectre normalisé obtenu par la méthode de MUSIC	67
III.5. L'estimation des angles d'arrivée par la méthode de root-MUSIC	69
III.6. Le pseudo-spectre normalisé de MUSIC et les racines obtenues par root-MUSIC	70
III.7. Le pseudo-spectre normalisé obtenu par la méthode de norme minimale .	71
III.8. L'estimation des angles d'arrivée par la méthode de root-Min-Norm	72
III.9. Le pseudo-spectre normalisé de Min-norm et les racines obtenues par root-Min-norm	73
III.10. Principe de la méthode ESPRIT	74
III.11. L'angle d'arrivée simulé en fonction de l'angle d'arrivée théorique par la méthode ESPRIT	77
III.12. L'erreur en fonction de l'angle d'arrivée pour la méthode ESPRIT	77
III.13. Comparaison des Pseudo-spectres (Beamforming, Min-norm, Capon, et MUSIC)	78
III.14. Comparaison des Pseudo-spectres pour le cas de deux sources proches situées à -5° et $+5^\circ$	78
III.15. Géométrie d'un réseau planaire uniforme	79
III.16. Spectres spatiaux de différentes méthodes d'estimation des angles d'arrivée (élévation et azimuth) pour trois sources à $(30^\circ, -30^\circ)$, $(-25^\circ, 60^\circ)$, et $(75^\circ, 40^\circ)$	82
IV.1. Schéma fonctionnel d'un réseau adaptatif de N éléments	89
IV.2. Classification des algorithmes adaptatifs	91
IV.3. Représentation cartésienne du facteur du réseau normalisé pour l'algorithme LMS	94
IV.4. Représentation polaire du facteur du réseau normalisé pour l'algorithme LMS	94
IV.5. L'erreur entre le signal désiré et le signal de sortie de l'algorithme LMS .	95
IV.6. Comparaison entre le signal désiré et le signal à la sortie d'un formateur de voie LMS	95
IV.7. La convergence de l'algorithme LMS pour différentes valeurs du facteur d'adaptation	96

Table des figures

IV.8. Représentation cartésienne du facteur du réseau normalisé pour l'algorithme NLMS	98
IV.9. Représentation polaire du facteur du réseau normalisé pour l'algorithme NLMS	98
IV.10. L'erreur entre le signal désiré et le signal de sortie de l'algorithme NLMS	99
IV.11. Comparaison entre le signal désiré et le signal à la sortie d'un formateur de voie NLMS	100
IV.12. Représentation cartésienne du facteur du réseau normalisé pour l'algorithme RLS	102
IV.13. Représentation polaire du facteur du réseau normalisé pour l'algorithme RLS	102
IV.14. L'erreur entre le signal désiré et le signal de sortie de l'algorithme RLS	103
IV.15. Comparaison entre le signal désiré et le signal à la sortie d'un formateur de voie RLS	104
IV.16. Représentation cartésienne du facteur du réseau normalisé pour l'algorithme SMI	106
IV.17. Représentation polaire du facteur du réseau normalisé pour l'algorithme SMI	106
IV.18. L'erreur entre le signal désiré et le signal de sortie de l'algorithme SMI	107
IV.19. Comparaison entre le signal désiré et le signal à la sortie d'un formateur de voie SMI	108
IV.20. Représentation cartésienne du facteur du réseau normalisé pour l'algorithme CMA	110
IV.21. Représentation polaire du facteur du réseau normalisé pour l'algorithme CMA	110
IV.22. L'erreur entre le signal désiré estimé et le signal de sortie de l'algorithme CMA	111
IV.23. Comparaison entre le signal désiré estimé et le signal à la sortie d'un formateur de voie CMA	111
V.1. Architecture du système à réseau d'antenne intelligente	121

Table des figures

V.2. Comparaison entre les diagrammes de rayonnement obtenus par les algorithmes DMI, RLS, et DMI-RLS pour deux utilisateurs situés à -35° et 30° et un interférent situé à 10°	126
V.3. Comparaison de l'erreur entre le signal désiré et les signaux de sortie	127
V.4. Comparaison entre le signal de sortie désirée et le signal de sortie pondérée pour l'algorithme DMI	128
V.5. Comparaison entre le signal de sortie désirée et le signal de sortie pondérée pour l'algorithme RLS	129
V.6. Comparaison entre le signal de sortie désirée et le signal de sortie pondérée pour l'algorithme DMI-RLS	129
V.7. Comparaison entre le signal de sortie désirée et les signaux de sortie pondérée pour les différents algorithmes	130
V.8. Comparaison entre les diagrammes de rayonnement rectangulaires de trois réseaux contenant différents nombres d'antennes quand on a deux directions désirées à $(-35^\circ$ et $+30^\circ)$ et un zéro à 10°	131
V.9. L'erreur quadratique moyenne de l'algorithme DMI-RLS pour différent nombre d'éléments ($N=6$, $N=8$, $N=10$)	132
V.10. Tracés des diagrammes de rayonnement normalisés obtenus par l'algorithme DMI-RLS pour différents espacements inter-éléments quand on a deux directions désirées à $(0^\circ$ et $30^\circ)$ et un zéro à 15°	133
V.11. Diagramme de rayonnement rectangulaire pour plusieurs directions désirées à $(-30^\circ$, -10° , $+10^\circ$ et $+30^\circ)$ et deux zéros à $(-45^\circ$ et $+45^\circ)$	134
V.12. Diagramme de rayonnement polaire pour plusieurs directions désirées à $(-30^\circ$, -10° , $+10^\circ$ et $+30^\circ)$ et deux zéros à $(-45^\circ$ et $+45^\circ)$	134
V.13. Diagramme de rayonnement rectangulaire pour deux directions désirées à $(+5^\circ$ et $+15^\circ)$ et un zéro à $+30^\circ$	135
V.14. Diagramme de rayonnement polaire pour deux directions désirées à $(+5^\circ$ et $+15^\circ)$ et un zéro à $+30^\circ$	136
V.15. Diagramme de rayonnement rectangulaire pour deux directions désirées à $(+5^\circ$ et $+15^\circ)$ et un zéro à $+10^\circ$	137
V.16. Diagramme de rayonnement polaire pour deux directions désirées à $(+5^\circ$ et $+15^\circ)$ et un zéro à $+10^\circ$	137

Liste des tableaux

II.1. Résumé des propriétés de la matrice de Butler 4x4 reliée à un réseau linéaire à espacement uniforme	45
III.1. Résultats obtenus par la méthode ESPRIT	76
IV.1. Complexité algorithmique de l'algorithme LMS	97
IV.2. Complexité algorithmique de l'algorithme NLMS	100
IV.3. Complexité algorithmique de l'algorithme CMA	112
IV.4. Récapitulation des algorithmes adaptatifs utilisés	113
V.1. Complexité de calcul des algorithmes de formation de faisceaux DMI et RLS	125

Liste des acronymes et abréviations

AF	Array Factor
ALU	Antenne Linéaire et Uniforme
AOA	Angle Of Arrival
AWGN	Additive White Gaussian Noise
BER	Bit Error Rate
BF/FV	Beamforming/ Formation de voie
CMA	Constant Modulus Algorithm
DDA	Direct Decision Algorithm
DOA	Direction Of Arrival
ESPRIT	Estimation of Signal Parameters via Rotational Invariance Techniques
LMS	Least Mean Square
MSE / EQM	Mean Square Error / Erreur Quadratique Moyenne
MUSIC	MUltiple Signal Classification
MVDR	Minimum Variance Distortionless Response
NLMS	Normalized Least Mean Square
OAMP	Ouverture Angulaire à Mi-Puissance
OEM	Onde Electromagnétique
PIN	Positive Intrinsic Negative
RF	Radio Fréquence
RLS	Recursive Least Squares
ROS	Rapport d'Onde Stationnaire
RSB	Rapport Signal à Bruit
RSI	Rapport Signal à Interférent
SDMA/ AMRS	Spatial Division Multiple Access/ Accès Multiple par Répartition Spatiale
SMI	Sample Matrix Inversion

Introduction générale

Depuis le début du XXI^{ème} siècle et l'invention de la première antenne qui a été utilisée pour confirmer expérimentalement la théorie de la propagation des champs électriques et magnétiques de Maxwell tout en marquant l'exorde de la transmission sans fils au moyen des signaux électromagnétiques, les systèmes de communications sans fils n'ont cessé de se perfectionner. Grace aux évolutions au rythme élevé de la technologie et les avancées réalisées dans les domaines de l'électronique, des antennes et du traitement du signal, universitaires et industriels ont su optimiser les systèmes reposant sur les réseaux d'antennes tout en offrant toujours plus de fonctionnalités et performances.

L'antenne est le composant indispensable au rayonnement et à la réception des ondes dans une transmission sans fils. En effet, des signaux électriques sont convertis en ondes électromagnétiques se propageant dans les milieux naturels qui représentent les supports de transmission. Le monde qui nous entoure peut être considéré comme une mer invisible d'ondes électromagnétiques. En permanence, et dans toutes les directions de l'espace, elles transportent une énergie dont la provenance est variée: signaux de télévision, signaux de radio, réseaux de téléphonie mobile... Cette incessante cacophonie électromagnétique limite, de façon notable, notre capacité à envoyer et à recevoir de l'information. Plus nous communiquons, plus les interférences de ces ondes radio se multiplient et, pour vaincre le vacarme du bruit de fond électromagnétique, nous devons amplifier les signaux radio émis. Ce faisant, nous renforçons les interférences.

Comme la nature même et les caractéristiques du support radio étaient considérées comme limitatives, il est tout à fait logique que le saut qualitatif ne pouvait venir que d'une meilleure exploitation du spectre par l'utilisation d'une technique efficace. La clé du problème se trouve peut-être dans une nouvelle classe d'antennes qui réduiraient les interférences se trouvant dans le support de transmission. Alors nombreuses antennes classiques diffusent et rayonnent les signaux électromagnétiques presque dans toutes les directions ou de façon peu directive, principalement à cause du fait que la position du récepteur est souvent inconnue. Ce type de transmission pollue l'environnement électromagnétique en augmentant le niveau d'interférence global par une émission de puissance dans des directions inutiles. Les antennes de la nouvelle classe détectent précisément la position des utilisateurs et délivrent des signaux uniquement dans leur direction. De plus, elles peuvent optimiser la réception d'une communication en provenance d'un utilisateur désiré, tout en minimisant les interférences avec d'éventuels signaux venant d'autres télécommunications. Ces antennes d'un nouveau genre sont connues sous le nom d'antennes intelligentes (smart antennas). Parmi elles, les plus performantes sont les antennes adaptatives, qui combinent plusieurs éléments antennaires disposés sous forme d'un réseau et de puissants logiciels basés sur des algorithmes optimaux. Pouvant être intégrées dans un réseau de télécommunication déjà existant, ou bien développées pour de nouveaux réseaux, ces réseaux d'antennes

adaptatives devraient augmenter la qualité des télécommunications sans fils, tout en réduisant le coût d'exploitation. Capables d'envoyer et de recevoir de grandes quantités de données, ils pourraient devenir le pivot des communications Internet sans fils.

Le rôle général d'une antenne classique est la conversion d'un courant électrique et une tension en une onde électromagnétique. Inversement, cette antenne peut aussi capter une onde se propageant dans l'espace, et la transformer en signal électrique. Plus une onde se propage loin, plus son amplitude diminue. De plus, les ondes électromagnétiques peuvent être absorbées ou réfléchies sur leur chemin par des obstacles, tels l'air, des arbres ou des bâtiments. Cependant, les diagrammes de rayonnement de ces antennes sont figés et ne peuvent donc pas s'adapter aux conditions de propagation (influence des obstacles, trajets multiples ...). Le rôle principal d'une antenne intelligente est la détection de l'angle d'arrivée du signal émis par l'utilisateur désiré, puis la focalisation du rayonnement électromagnétique de l'émetteur en direction de l'utilisateur. Un système d'antenne intelligente qui est composé d'une série d'antennes élémentaires (linéaires, circulaires, etc.) peut combiner et pondérer de manière dynamique les différents signaux reçus en utilisant une technique d'adaptation afin de contrôler et améliorer la réception ou la transmission. Cette technique, regroupe les traitements de signal et les algorithmes adaptatifs employés pour contrôler, en temps réel, le diagramme de rayonnement du réseau d'antennes.

Organisation du manuscrit

Le travail de cette thèse se tourne plus particulièrement vers les problématiques rencontrées en traitement d'antennes, dont notamment les applications liées aux réseaux antennaires. Plus exactement, nous nous intéressons à l'estimation de la direction d'arrivée et la formation de faisceaux qui sont les deux importantes tâches d'une telle antenne dite intelligente.

Ce manuscrit est organisé en cinq chapitres. Le premier chapitre présente quelques généralités sur le rôle et le principe de fonctionnement des antennes. Nous commençons par donner une définition ainsi qu'un historique sur les antennes. Les caractéristiques d'antennes telles que; le diagramme de rayonnement, le gain et la directivité, la polarisation et la bande passante, ont été introduites et discutées. Puis, le phénomène de la propagation de l'OEM et l'influence des obstacles dans le canal sont expliqués avant d'aborder un rapide aperçu sur les principales structures rayonnantes. Ensuite, les concepts liés aux systèmes d'antennes réseaux sont donnés; nous décrivons les principales géométries d'antennes réseaux sur lesquelles reposent ces systèmes.

Le principe de fonctionnement des systèmes à antennes intelligentes étant de détecter la position angulaire des sources et de former le faisceau de l'antenne dans les directions privilégiées. Le chapitre II est entièrement consacré à la description des antennes intelligentes; Nous commençons par la réponse à la question « Qu'est-ce qu'une antenne intelligente ? » en introduisant ensuite les avantages, la structure, et le

fonctionnement de cette antenne. Nous détaillons également les types des systèmes à antenne intelligente en faisant une comparaison entre eux. Enfin, une grande attention est portée à la fin du chapitre pour montrer les différents domaines touchés par l'utilisation de la technologie des antennes intelligentes.

Le chapitre III présente les principales familles de méthodes d'estimation de l'angle d'arrivée. Ce sont, les méthodes globales ou classiques (méthode de formation de faisceaux, et méthode de Capon), et les méthodes à sous-espaces (MUSIC et root-MUSIC, Min-Norm et root-Min-Norm, et ESPRIT). Ce chapitre explicite au préalable le modèle simplifié du signal, ainsi que le problème général lié aux angles d'arrivée, sur lesquels se basent les méthodes d'estimation. Dans la plupart des cas, le formalisme des algorithmes est donné pour tenir compte du réseau d'antennes linéaire et uniforme. Des résultats de simulations permettent de comparer le pouvoir et la précision d'estimation de ces algorithmes.

Les deux chapitres suivants se focalisent sur les techniques de formation des faisceaux:

Habituellement, les systèmes à antenne intelligente reposent sur des antennes réseaux et sur un dispositif formateur de faisceaux qui attribue des poids aux éléments de l'antenne réseau afin d'optimiser le signal de sortie selon des algorithmes de contrôle prédéfinis. Dans le chapitre IV, plusieurs algorithmes adaptatifs sont décrits en donnant leurs équations mathématiques. Les avantages et les inconvénients ainsi que les équations de pondérations de chacun des algorithmes donnés sont récapitulés dans un tableau. Un exemple de simulation est proposé après la description de chaque algorithme afin d'illustrer ses performances.

Le chapitre V introduit tout d'abord un état de l'art sur les différents algorithmes basés sur une combinaison, proposés et existent dans la littérature de cet axe de recherche. Puis, il donne l'architecture du système à antenne adaptative qui fonctionne suivant la méthode de combinaison proposée. Ensuite, il montre le développement mathématique nécessaire de l'algorithme de formation de faisceau. Des simulations montrent l'intérêt de ce nouvel algorithme par comparaison avec les deux méthodes conventionnelles sur lesquelles il se repose. De plus, nous montrons la faisabilité de la nouvelle méthode par la présentation de quelques exemples particuliers traitant l'influence du nombre d'antennes dans le réseau, la distance inter-éléments, le cas de sources proches, et le cas de plusieurs utilisateurs.

Enfin, une conclusion générale est présentée, laquelle inclut le bilan du travail réalisé ainsi que des perspectives de recherche.

Chapitre I

Les réseaux antennaires dans les communications sans fils

Sommaire

I.1.Introduction	5
I.2.Définition et historique d'une antenne	5
I.3.Le rôle de l'antenne	6
I.4.Principales caractéristiques	7
I.5.La propagation de l'OEM et l'influence des obstacles dans le canal	11
I.6.La modélisation mathématique du canal	12
I.7.Propagation à multi-trajets	14
I.8.Notions de diversité	15
I.9.Rapide aperçu des principales structures rayonnantes.....	16
I.10. Les réseaux d'antennes	19
I.11. La nécessité d'un traitement d'antennes	28
I.12. Conclusion	29
Bibliographie	29

I.1. Introduction

Le concept des réseaux antennaires a été présenté la première fois dans des applications militaires dans les années 40 [I-1]. Ce développement était significatif dans les communications sans fil car il a amélioré les performances de transmission et de réception des antennes utilisées dans ces systèmes. Le réseau a également permis au système d'antennes d'être électroniquement orienté ; pour transmettre ou recevoir l'information principalement dans une direction particulière sans déplacer ou modifier mécaniquement la structure.

Dans ce chapitre, nous allons dans un premier temps donner les notions nécessaires pour comprendre la suite de ce manuscrit à savoir quelques informations généralistes sur les antennes et la propagation des ondes électromagnétiques dans le canal de transmission. Puis, nous allons passer en revue les principales techniques de diversité utilisées pour améliorer les performances des systèmes de communication sans fils qui ont subi des progrès importants dans la dernière période en termes de recherche et de développement technologique avant de décrire les différents réseaux antennaires au travers de leurs principales configurations.

I.2. Définition et historique d'une antenne

Plusieurs systèmes de communication emploient les ondes électromagnétiques qui se propagent dans l'espace environnant. Pour tels systèmes, les éléments qui sont indispensables à assurer un couplage entre les équipements et le milieu de propagation sont les antennes. Plusieurs définitions ont été données à ces éléments, parmi lesquels la définition de [I-2] : « *Une antenne d'émission est un dispositif qui assure la transmission de l'énergie entre un émetteur et l'espace libre où cette énergie va se propager. Réciproquement, une antenne de réception est un dispositif qui assure la transmission de l'énergie d'une onde se propageant dans l'espace à un appareil récepteur* ».

La figure I.1 dresse un rapide historique des découvertes et inventions liées aux radiocommunications et aux antennes. Le développement des radiocommunications est basé sur la théorie de l'électromagnétisme, mise au point au XIX^{ème} siècle et améliorée au XX^{ème} siècle. Les ondes électromagnétiques, support des radiocommunications, ont été prévues de manière théorique dans le cadre des équations de Maxwell. C'est en 1873 et à Londres que James Maxwell publie son traité d'électricité et de magnétisme : raisonnement qui établit que des perturbations électromagnétiques de fréquences diverses, non perceptibles par nos sens, rayonnent dans l'espace. Les mises en évidence expérimentalement par Heinrich Hertz étaient en 1887, à Karlsruhe : une étincelle électrique jaillit entre deux boules de cuivre, et à quelques mètres, simultanément, une étincelle minuscule prend naissance sur des armatures en forme de boucles. Il est ainsi prouvé que les oscillations électromagnétiques sont induites à distance, c'est la naissance des ondes Hertiennes. Peu de temps après (dans les années 1900), le jeune Guglielmo Marconi, qui va devenir le grand promoteur et industriel de la télégraphie sans fil, commence ses expériences près de Bologne. Lui aussi a l'idée de transmettre

sans fil des messages MORSE. Il pressent que les ondes Hertziennes peuvent se propager à grande distance. Muni de capitaux importants, il augmente progressivement la puissance des appareils émetteurs de Hertz et la sensibilité des dispositifs récepteurs de Branly. Et ainsi, les premières applications de transmission radio sont apparues. Leur développement s'est fait en parallèle avec celui de l'électronique au début du siècle. Le XX^{ème} siècle est ensuite ponctué d'innovations majeures, qui répondaient à des besoins précis.

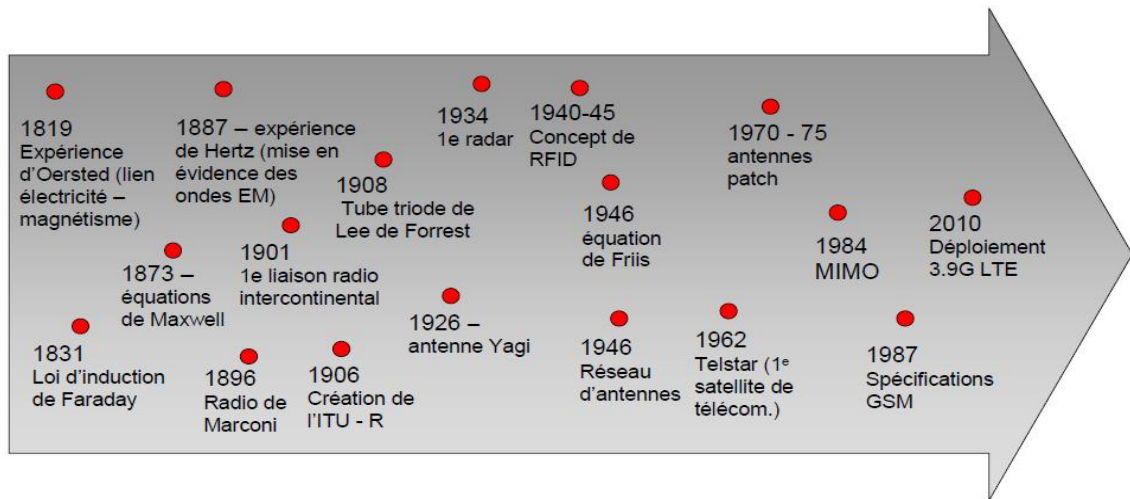


Figure I.1. Historique des radiocommunications (extrait de [I-3])

Les antennes sont utilisées sur une large gamme de fréquence (ou de longueur d'onde) pour un grand nombre d'applications différentes comme le montre la figure I.2.

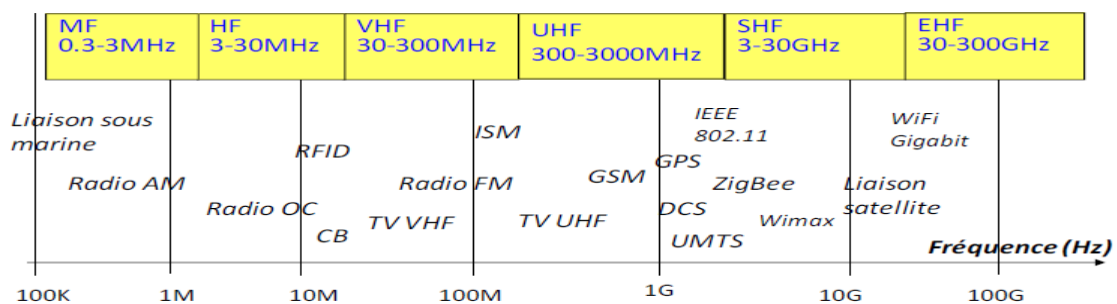


Figure I.2. Occupation du spectre radiofréquence

I.3. Le rôle de l'antenne

Le rôle d'une antenne est de convertir l'énergie électrique d'un signal en énergie électromagnétique transportée par une onde électromagnétique (ou inversement). Autrement dit, l'antenne est considérée comme un équipement de forme variable, utilisé pour émettre ou recevoir des ondes radioélectriques ou encore comme un dispositif qui transforme l'énergie électrique en énergie électromagnétique (antenne émettrice) ou traduit un rayonnement électromagnétique en courant induit (antenne réceptrice). Le synoptique d'une chaîne de transmission radioélectrique pourrait être celui schématisé sur la figure I.3 suivante:

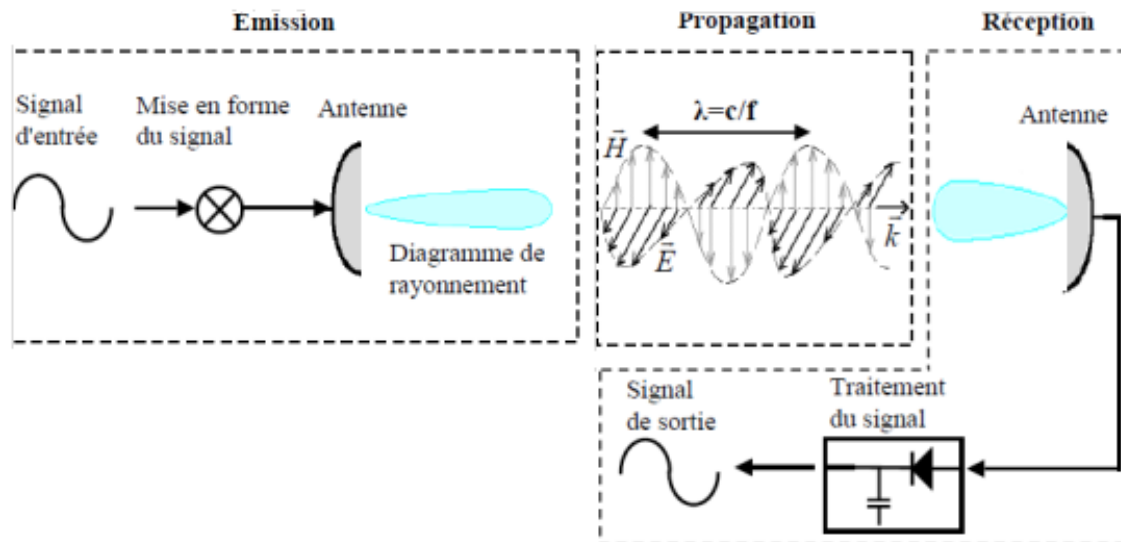


Figure I.3. Schéma descriptif d'une transmission radioélectrique

Le transport d'énergie par une onde électromagnétique va donc permettre le transfert d'information sans support physique à travers un canal ou une liaison radioélectrique, à condition que l'onde électromagnétique soit modulée par un signal informatif. Une liaison radioélectrique est un canal de transmission entre un émetteur et un récepteur, dont le support de transmission est assuré par des ondes électromagnétiques. Comme tous les canaux de communication, il est soumis aux problèmes posés par le bruit et les perturbations, qui vont limiter les performances du système de transmission. Ils sont aussi dépendants des propriétés de l'antenne qui va donner naissance à l'onde électromagnétique, et à l'environnement autour de l'antenne qui va influencer sur la propagation des ondes électromagnétiques. La connaissance et la modélisation de la propagation et des antennes sont nécessaires pour dimensionner un système de transmission sans fils.

En résumé, les principaux rôles de l'antenne sont :

1. permettre une adaptation correcte entre l'équipement radioélectrique et le milieu de propagation,
2. assurer la transmission ou la réception de l'énergie dans des directions privilégiées,
3. transmettre le plus fidèlement possible une information.

I.4. Principales caractéristiques

Une antenne se définit par les caractéristiques principales suivantes : impédance d'entrée, fréquence de fonctionnement et bande passante ; caractéristiques de rayonnement : directivité, gain et diagramme de rayonnement, et polarisation.

I.4.1. Impédance, fréquence de fonctionnement et bande passante

Une antenne se comporte généralement comme un circuit résonant dont la fréquence de résonance centrale dépend des valeurs de l'inductance L et de la capacité C

liées à ses structures, à ses dimensions et des éléments ajoutés. Dans un système, l'antenne est connectée aux autres éléments par une ligne de transmission, généralement d'impédance égale à 50 ou 75 Ohms.

La réponse fréquentielle d'une antenne est caractérisée par l'évolution en fréquence de son impédance d'entrée.

L'impédance d'entrée complexe de l'antenne s'écrit sous la forme suivante :

$$Z_{in}(\omega) = R(\omega) + jX(\omega) \quad (\text{I. 1})$$

Avec $\omega = 2\pi f$ la pulsation, X la réactance, et f la fréquence.

Le coefficient de réflexion Γ , qui correspond au rapport entre l'amplitude du signal réfléchi par l'antenne et l'amplitude du signal d'entrée, dépend de l'impédance caractéristique de la ligne Z_0 et de l'impédance d'entrée de l'antenne $Z_{in}(\omega)$. Ce paramètre est défini par la relation suivante :

$$\Gamma = \frac{Z_{in}(\omega) - Z_0}{Z_{in}(\omega) + Z_0} \quad (\text{I. 2})$$

Les pertes par réflexion RL (en dB) s'en déduisent :

$$RL = -20 \log |\Gamma| \quad (\text{I. 3})$$

et le rapport d'ondes stationnaires (ROS) est défini par :

$$ROS = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|} \quad (\text{I. 4})$$

L'impédance d'entrée est généralement tracée sur un diagramme de Smith qui permet d'avoir simultanément les informations sur l'amplitude et la phase, et sur la nature inductive ou capacitive de l'antenne. A la résonance de l'antenne, l'impédance d'entrée de l'antenne est purement réelle et le tracé du diagramme de Smith croise l'axe horizontal.

La bande passante d'une antenne est définie comme la plage de fréquences dans laquelle l'antenne est adaptée. Elle peut donc être déterminée en considérant la bande pour laquelle le coefficient de réflexion de l'antenne est inférieur à -10 dB, ce qui correspond à un ROS inférieur à 2 comme illustré par la figure I.4.

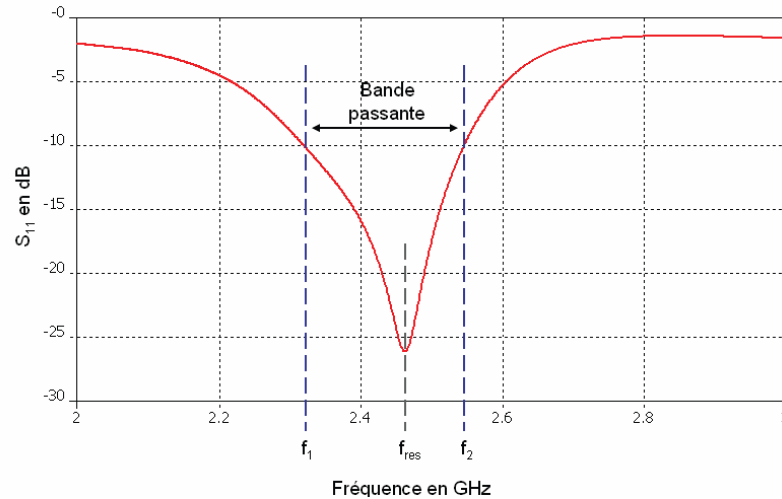


Figure I.4. Exemple de coefficient de réflexion et de la bande passante associée

Les antennes fonctionnent classiquement dans une bande de fréquence étroite, mais avec les évolutions récentes des systèmes radio, de plus en plus d'antennes présentent de larges à ultra larges bandes de fréquences. Certaines peuvent aussi fonctionner dans plusieurs bandes de fréquences distinctes, les antennes sont dites alors multi-bandes. Pour les antennes à faible bande passante, la bande passante est souvent fournie en pourcentage de la fréquence centrale, et pour les antennes larges bandes, le rapport entre des bornes supérieures et inférieures de la bande est généralement donné.

I.4.2. Diagramme de rayonnement, directivité et gain

Le diagramme de rayonnement permet de représenter graphiquement l'intensité du rayonnement émis ou reçu par l'antenne en fonction des paramètres de direction θ et φ . Pour tracer ce diagramme, l'antenne est considérée comme un point de l'espace. Les vecteurs sont construits à partir de ce point dans toutes les directions (θ, φ) . Les modules de ces vecteurs sont proportionnels à l'intensité du rayonnement dans les directions respectives. La surface de l'espace délimitée par les extrémités de ces vecteurs est appelée le diagramme de rayonnement. Afin de mieux représenter le diagramme de rayonnement, les amplitudes des vecteurs sont normalisées par la valeur maximale de l'intensité de rayonnement.

La représentation tridimensionnelle du diagramme de rayonnement est laborieuse et demande beaucoup de temps du calcul. Par habitude, on considère que les intersections entre cette courbe et les plans contiennent le centre du diagramme.

Les représentations bidimensionnelles sont toujours appelées des diagrammes de rayonnement. Afin d'éviter les confusions, il faut toujours spécifier la position de ce plan par rapport à l'antenne. Le plus souvent, les plans de coupe sont : le plan vertical et le plan horizontal qui sont respectivement, le plan du vecteur électrique $\vec{E}$ et le plan du vecteur magnétique $\vec{H}$.

Les directions dans lesquelles le rayonnement est nul, sont appelées nuls et la région comprise entre deux nuls adjacents se désigne par lobe. La valeur la plus grande

de l'intensité du rayonnement à l'intérieur d'un lobe est appelée le niveau de ce lobe et les valeurs des directions (θ, φ) définissent l'orientation de ce lobe.

L'angle fait par les directions où les intensités sont à -3dB par rapport au niveau maximum d'un lobe, est appelé l'ouverture du lobe.

En considérant le diagramme de rayonnement tracé en valeurs relatives, il est possible d'avoir un ou plusieurs lobes principaux à 0dB , et plusieurs lobes secondaires avec un niveau négatif en décibels.

La figure I.5 représente le diagramme de rayonnement tridimensionnel d'une antenne directive.

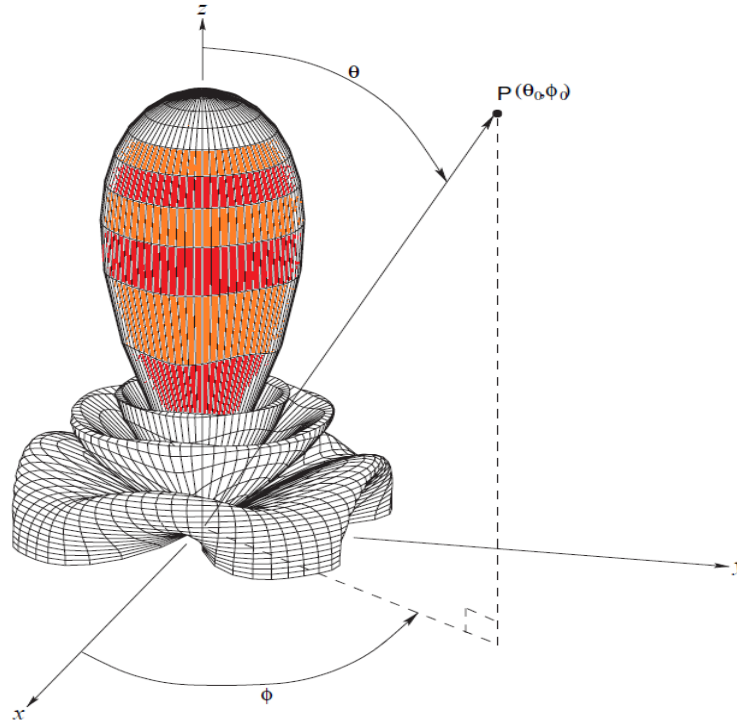


Figure I.5. Exemple d'un diagramme de rayonnement tridimensionnel

La directivité $D(\theta, \varphi)$ d'une antenne est le rapport de $U(\theta, \varphi)$ à la puissance par unité d'angle solide que rayonnerait l'antenne si elle émettait de manière isotrope et à condition que les puissances totales rayonnées P_t soient les mêmes dans les deux cas.

On appelle $U(\theta, \varphi)$ l'intensité de rayonnement comme la puissance rayonnée dans une direction quelconque (θ, φ) par unité d'angle solide. La directivité $D(\theta, \varphi)$ s'exprime :

$$D(\theta, \varphi) = \frac{U(\theta, \varphi)}{P_t/4\pi} \quad (\text{I. 5})$$

Avec :

$$P_t = \int_{\varphi=0}^{2\pi} \int_{\theta=0}^{\pi} U(\theta, \varphi) \sin\theta d\theta d\varphi \quad (\text{I. 6})$$

L'angle solide élémentaire $d\Omega$ d'une antenne est exprimé par :

$$d\Omega = \sin\theta d\theta d\varphi \quad (I.7)$$

Le gain d'une antenne est une mesure importante de ses performances au sein d'un système. Le gain $G(\theta, \varphi)$ se définit comme le rapport de $U(\theta, \varphi)$ à la puissance par unité d'angle solide que rayonnerait l'antenne si elle émettait de manière isotrope et à condition que les puissances P_{ant} admises dans l'antenne soient les mêmes.

$$G(\theta, \varphi) = \frac{U(\theta, \varphi)}{P_{ant}/4\pi} \quad (I.8)$$

Où (θ_0, φ_0) est la direction de rayonnement maximal.

I.4.3. Polarisation

La polarisation d'une antenne correspond à celle du champ électrique $\vec{E}$ de l'onde électromagnétique qu'elle rayonne ou qu'elle reçoit au travers de son lobe principal. La polarisation est de type linéaire si le vecteur champ électrique de l'onde rayonnée par l'antenne est toujours dans la même direction. Une polarisation linéaire peut être horizontale ou verticale. Dans les cas contraires, la polarisation est dite elliptique si le champ électrique décrivant une ellipse.

I.5. La propagation de l'OEM et l'influence des obstacles dans le canal

En télécommunications, le signal reçu dans un canal est, le plus souvent, la somme du signal « direct » et de composantes ayant suivi des trajets multiples et provenant de directions variées. Le signal global est donc aléatoire et fluctuant dans l'espace et dans le temps avec des variations qui peuvent être très importantes surtout dans les liaisons mobiles. Ces variations qui dégradent la qualité du signal sont fonctions des caractéristiques électromagnétiques, de la température et de l'humidité des milieux traversés et elles s'expliquent par plusieurs phénomènes liés à la propagation décrits dans les paragraphes suivants et illustrés dans la figure I.6.

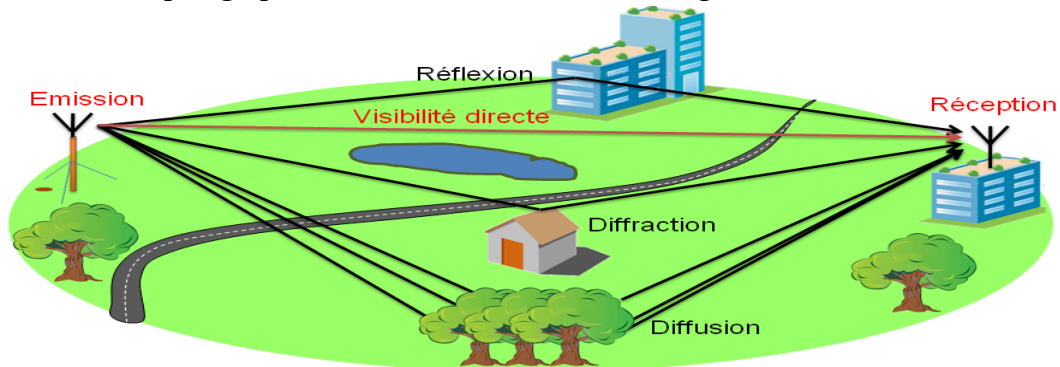


Figure I.6. Différents phénomènes physiques perturbant la propagation d'un signal radiofréquence

Les obstacles que rencontre l'onde en parcourant un trajet entre l'émetteur et le récepteur agissent différemment et engendrent différents phénomènes en fonction de la taille des obstacles par rapport à la longueur d'onde, de leurs natures et de leurs formes.

I.5.1. Le phénomène de réflexion

Ce phénomène est un changement de direction du rayonnement électromagnétique quand celui-ci atteint un obstacle dont la taille est grande et ses irrégularités de surface sont petites rapport à la longueur d'onde λ . La trajectoire de l'onde est alors modifiée ainsi que son amplitude et sa phase en fonction de l'angle d'incidence. La réflexion peut être totale sur une surface réfléchissante parfaitement lisse, ou bien partielle sur une surface absorbante et/ou rugueuse.

I.5.2. Le phénomène de diffraction

Le phénomène de diffraction intervient lorsque l'onde rencontre un obstacle dont la taille est de l'ordre de la longueur d'onde. La diffraction se manifeste chaque fois qu'un diaphragme ou qu'un changement d'indice de réfraction se présente sur le parcours d'une surface d'onde [I-4].

I.5.3. Le phénomène de transmission

Ce phénomène est encore appelé réfraction, il traduit le passage d'une onde d'un milieu à un autre dont l'indice est différent. Dans le cas où le second milieu est d'épaisseur finie, l'onde est à nouveau réfractée dans le premier milieu et traverse ainsi l'obstacle.

I.5.4. Le phénomène de diffusion

Ce phénomène a lieu lorsqu'une onde rencontre un paquet très dense d'objets de dimensions du même ordre de grandeur que λ . Quand une onde rencontre une surface dont la dimension des irrégularités est comparable voire supérieure à λ , la réflexion devient diffusion. Dans ce cas, l'onde incidente est réfléchiée en sous-ondes dans plusieurs directions avec différentes atténuations [I-5].

I.6. La modélisation mathématique du canal

Le canal de propagation peut être considéré comme un système qui transforme un signal d'entrée en un autre signal de sortie. Il peut être modélisé par un filtre linéaire à cause des atténuations et des variations d'amplitude et de phase qui sont généralement dues à la distance, aux obstacles et aux trajets, de plus, les interactions des ondes électromagnétiques avec l'environnement sont elles mêmes supposées linéaires. Ce système peut être vu soit variant ou soit non-variant au cours du temps.

I.6.1. Filtre linéaire variant au cours du temps

Le canal de propagation varie dans le temps dans le cas où il y a un mouvement soit de l'émetteur, soit du récepteur, ou soit aussi des obstacles. Dans ce cas, le canal est équivalent à un filtre linéaire variant dans le temps.

Les signaux émis $e(t)$ et reçu $r(t)$ en bande de base sont reliés par la relation suivante :

$$r(t) = h(t, \tau) * e(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} e(t - \tau) h(t, \tau) d\tau \quad (I.9)$$

Où : $h(t, \tau)$ représente la réponse impulsionnelle qui dépend du temps t et du retard τ .

Le phénomène de multi-trajets peut être modélisé par une réponse impulsionnelle complexe qui comprend l'atténuation, le délai des ondes et la phase du signal sur toutes les versions du signal reçu (chaque trajet a une version différente du signal). Si le canal contient N trajets alors la réponse impulsionnelle $h(t, \tau)$ en bande de base est [I-6, I-7]:

$$h(t, \tau) = \sum_{k=0}^{N-1} a_k(t, \tau) \delta(\tau - \tau_k) e^{-j\beta_k(t, \tau)} \quad (I.10)$$

Où a_k , τ_k , β_k sont respectivement, l'amplitude, le retard et la phase du $k^{ième}$ trajet. Ces paramètres varient en fonction du temps t .

I.6.2. Filtre linéaire invariant au cours du temps

Le canal de propagation est dit invariant dans le temps si l'émetteur et le récepteur sont fixes et s'il n'existe aucun mouvement d'obstacles dans l'environnement. Dans ce cas, les caractéristiques du canal n'évoluent pas dans le temps et dans l'espace.

Les signaux émis $e(t)$ et reçu $r(t)$ en bande de base sont reliés par la relation suivante :

$$r(t) = h(\tau) * e(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} e(t - \tau) h(\tau) d\tau \quad (I.11)$$

Où $h(\tau)$ représente la réponse impulsionnelle du canal qui peut être déduit de la réponse impulsionnelle $h(t, \tau)$.

La réponse impulsionnelle complexe d'un canal de propagation invariant dans le temps $h(\tau)$ s'écrit comme suit [I-7]:

$$h(\tau) = \sum_{k=0}^{N-1} a_k \delta(\tau - \tau_k) e^{-j\beta_k} \quad (I.12)$$

Cela traduit bien que chaque trajet (k) de l'onde est affecté par une atténuation a_k , un retard τ_k et une phase β_k . Ces paramètres sont indépendants du temps.

Ainsi, on peut dire que la réponse impulsionnelle du canal de propagation contient toutes les informations nécessaires.

I.7. Propagation à multi-trajets

Les différents obstacles qui sont une partie du milieu de propagation radio électrique comme les maisons, les immeubles ou encore la végétation naturelle, permettent à l'onde émise d'emprunter plusieurs voies ou chemins avant d'atteindre l'antenne de réception. Ces obstacles engendrent des ondes réfléchies, ayant des amplitudes et des phases atténuées par rapport au trajet direct de l'onde. Ainsi, si un signal modulé est transmis, une multitude de répliques de ce dernier arriveront sur le récepteur avec des retards de propagation. Ces répliques portent le nom de multi-trajets ou trajet multiple [I-8]. Le trajet multiple signifie selon [I-9] que l'intensité du champ en un point donné est la somme d'un nombre d'ondes arrivant à partir de différentes directions ou différentes sources.

Les multi-trajets ont des phases différentes en réception à cause du temps et des directions d'arrivée différents. Les combinaisons de signaux au niveau du récepteur sont aussi bien constructives que destructives. Les multi-trajets peuvent avoir des caractéristiques (amplitudes et phases) bien différentes si l'objet émetteur est mobile, dus aux fluctuations du canal, tandis que si ce dernier est stationnaire, les conditions de propagation peuvent être très proches.

I.7.1. Effet positif des multi- trajets

Le principal avantage des trajets multiples est de rendre possible des communications dans les cas où l'émetteur et le récepteur ne sont pas en visibilité directe. Dans ce cas les trajets multiples permettent aux ondes radio de franchir les obstacles (montagnes, bâtiments, tunnels, ...) et donc d'assurer une certaine continuité de service radio.

I.7.2. Effet négatif des multi- trajets

Les trajets multiples sont également à l'origine de plusieurs inconvénients dont les trois principaux sont :

I.7.2.1. La dispersion des retards (delay spread)

Les différents trajets ont des longueurs différentes et donc que les signaux associés vont arriver avec des retards différents. La dispersion de retard peut être calculée selon la formule suivante :

$$\text{Dispersion des retards} = \frac{\text{le plus long trajet} - \text{le plus court trajet}}{c}$$

Avec : $c = 3 \times 10^8$ [m/s] est la célérité

I.7.2.2. L'évanouissements (ou fading) de Rayleigh

Ce phénomène est du aux interférences des multi trajets qui peuvent être constructives ou destructives. Ces évanouissements se manifestent par des variations temporelles très importantes des phases. La façon constructive de ce phénomène peut être réalisée quand les signaux multiples reçus s'additionnent et produisent un signal reçu résultant et plus puissant que le signal du seul trajet direct.

I.7.2.3. Le décalage en fréquence (Doppler shift)

C'est le changement de la fréquence d'un signal électromagnétique reçu par un récepteur mobile par rapport à un émetteur fixe ou bien par un récepteur fixe par rapport à un émetteur mobile. La variation apparente de fréquence est proportionnelle à la vitesse relative entre le récepteur et l'émetteur le long du chemin qui les sépare. La direction de déplacement a aussi un effet sur ce décalage en fréquence. Si v est la vitesse relative du mobile et f la fréquence de la porteuse transmise, l'effet Doppler décale cette fréquence, à la réception d'une quantité :

$$f_{dop} = f \frac{v}{c} \cos \theta_n \quad (I.13)$$

I.8. Notions de diversité

Le principe de base de la diversité est la réception de plusieurs répliques du signal transmis, dont chacune passe par un canal différent. Autrement dit, la diversité exploite les copies disponibles d'un signal pour réduire au maximum les effets d'évanouissements [I-10]. L'idée est de fournir au récepteur M copies d'un même signal transmis sur des canaux indépendants. Si cette hypothèse d'indépendance est vérifiée, la probabilité pour que les M copies soient simultanément sévèrement atténuées est beaucoup plus faible que celle d'avoir une seule copie autant atténuée [I-11]. Les types de diversité qui peuvent être exploités sont principalement : la diversité temporelle, la diversité fréquentielle, la diversité spatiale et la diversité de polarisation.

I.8.1. La diversité temporelle

Elle consiste à la transmission de plusieurs copies indépendantes de la même information à des instants différents. Dans cette technique, l'information présente à un instant donné est envoyée dans plusieurs paquets successifs. Si la séparation temporelle entre ces paquets redondants est supérieure au temps de cohérence du canal $(\Delta t)c$, on peut considérer qu'ils seront affectés par des évanouissements temporels indépendants. Généralement, l'utilisation d'un entrelaceur temporel bien dimensionné peut permettre de vérifier cette hypothèse [I-10].

I.8.2. La diversité fréquentielle

Elle consiste à utiliser des techniques telles que le saut de fréquence. Son intérêt réside dans le fait que les évanouissements subis par des signaux à des fréquences

suffisamment espacées sont indépendants. Avec le saut de fréquence, les paquets de bits successifs qui transportent l'information sont transmis sur des fréquences différentes et ne sont donc pas altérés de la même manière. En fait, l'exploitation de cette diversité nécessite un entrelaceur fréquentiel qui devra avoir une latence supérieure ou égale à la bande de cohérence $(\Delta f)c$ du canal [I-12].

I.8.3. La diversité spatiale

Quand à elle sera naturellement exploitée dans un système de communication à réseau antennaires qui consiste à utiliser plusieurs antennes (deux antennes au minimum) convenablement espacées pour que l'onde transmise subisse des évanouissements relativement indépendants. Ainsi, pour des canaux indépendants, si on note p la probabilité d'avoir une atténuation importante sur un canal, la probabilité d'avoir une atténuation importante sur M canaux simultanément sera égale à p^M [I-13]. On peut dire alors que l'utilisation de la diversité dans un réseau d'antennes apporte un certain gain par rapport à l'utilisation d'une seule antenne. Cependant, la simple diversité spatiale consiste à utiliser deux antennes au lieu d'une seule. Avec le bon emplacement de ces antennes, on s'assure que dans la quasi-totalité du temps, au moins une des deux antennes sera dans une position favorable pour recevoir le signal de communication.

I.8.4. La diversité de polarisation

Nous parlons de diversité de polarisation quand le même signal est émis et reçu simultanément sur des ondes orthogonalement polarisées et dont les caractéristiques de propagation sont indépendantes. Contrairement à la diversité spatiale, il n'y a pas de contrainte sur l'écartement relatif des antennes, et une diversité d'ordre 2 peut ainsi être facilement obtenue par l'utilisation d'une paire d'antennes de polarisations orthogonales [I-14].

Les diversités temporelles, fréquentielles et spatiales à l'émission diminuent l'efficacité spectrale du système puisqu'elles nécessitent la répétition du même signal. En associant un codage correcteur d'erreurs avec l'une des ces techniques de diversité, on augmente l'efficacité spectrale et on évite le gaspillage des ressources spectrales. On note également que la combinaison de plusieurs techniques de diversité permet de mieux combattre les effets d'évanouissement du canal.

I.9. Rapide aperçu des principales structures rayonnantes

Il existe plusieurs types d'antennes qui diffèrent par leur fonctionnement, leur géométrie, et leur technologie. Les grandes familles d'antennes à l'origine de l'ensemble des structures rayonnantes sont:

- Les antennes filaires (dipôle, monopôle, Yagi)
- Les antennes à fentes (demi ou quart d'onde)
- Les antennes patches (planaires)
- Les antennes à ouverture (cornet)

- Les antennes à réflecteurs (paraboles)

Dans cette section, on ne peut pas faire le détail sur toutes ces catégories d'antennes à cause du grand nombre de type d'antennes, mais on va donner en bref la description de quelques structures rayonnantes qui sont convenablement utilisées à la réalisation des réseaux de systèmes à antenne intelligente et sont aussi rencontrées dans la littérature de ce domaine de recherche [I-15, I-16, I-17].

Les antennes filaires sont les plus anciennes des antennes et la plupart d'elles servent de référence. Cette catégorie regroupe l'ensemble des antennes formées d'une structure de câble conducteur de diamètre faible où l'on considérera des densités linéiques de courant.

Le dipôle est l'une des formes les plus simples des filaires. Il peut être réalisé avec deux tiges métalliques ou brins conducteurs écartés en directions opposés. L'alimentation est le plus souvent présentée au centre de la structure ce qui donne un système symétrique. La forme la plus simple de dipôle résonant est une antenne de taille totale $\lambda/2$, autrement appelée dipôle demi-onde. La longueur de ses tiges est choisie de telle sorte que ce sont des éléments dont la longueur équivaut au quart d'onde à la fréquence de fonctionnement.

L'antenne monopôle est un autre exemple des filaires. En fait, on peut considérer l'antenne monopôle comme la moitié d'une antenne dipôle, où on ajoute une plaque métallique assumée infinie (plan de masse). Les courants induits sur cette plaque produisent une image un peu comme dans un miroir. Donc, la plaque métallique sert à compléter la structure entière (d'une antenne dipôle) par suite de son fonctionnement miroitant. Si la taille latérale de la plaque métallique tend vers l'infini, l'antenne monopôle et le dipôle seront totalement semblables.

Quelle que soit la longueur du monopôle, en appliquant un courant sur sa borne, la tension par rapport à la masse sera la moitié de celle qui apparaîtrait aux bornes du dipôle équivalent excité par le même courant. L'impédance d'entrée du monopôle vaut donc la moitié de celle du dipôle équivalent [I-18].

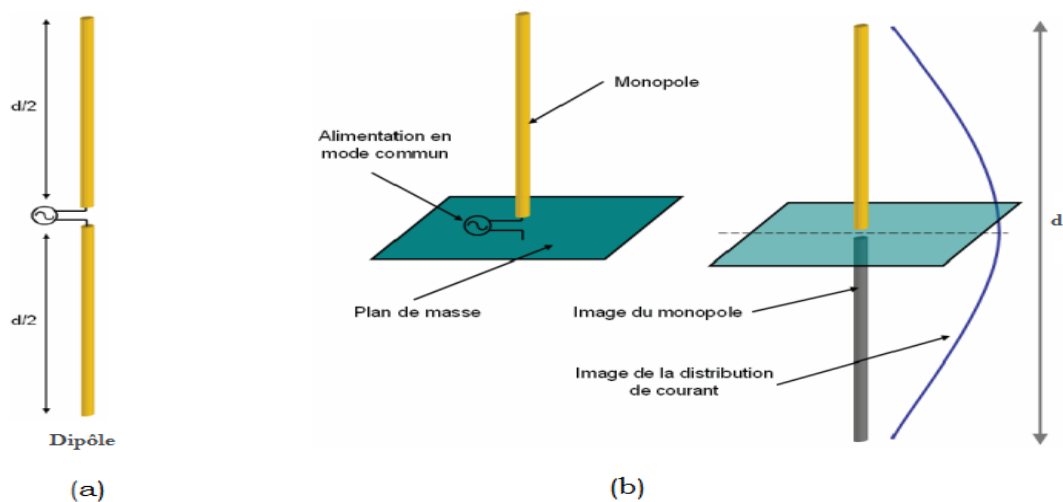


Figure I.7. (a) Antenne dipôle, (b) Antenne monopôle et son image

Le monopole était utilisé comme antenne dans les premières générations de téléphone mobile mais il a été remplacé par d'autres structures plus compactes et multi-bandes. Aujourd'hui ce type d'antenne reste employé notamment au niveau des routeurs ou des cartes réseau Wifi où la contrainte d'encombrement est moins forte et où un rayonnement omnidirectionnel est souhaitable.

L'**antenne hélice** ressemble à un solénoïde étiré dont une extrémité est masquée par un écran métallique, le plan de masse. La ligne d'alimentation est connectée entre le bas de l'hélice et le plan de masse. Les antennes hélices sont des antennes directionnelles pour polarisation circulaire, principalement conçues pour le trafic satellitaire mais utilisables tout aussi bien pour des opérations terrestres [I-19]. Ces antennes ont le comportement d'un guide d'onde produisant une polarisation circulaire grâce à leurs dimensions [I-20].

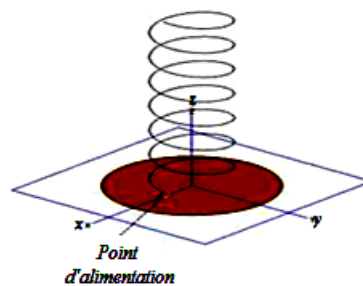


Figure I.8. La géométrie de l'antenne hélice

L'**antenne spirale** a été inventée autour des années 1950 par Edwin Turner. Elle peut être représentée par une ligne de transmission (bras) qui a été enroulée en forme de spirale. Il existe plusieurs variantes comme la spirale carrée, la spirale logarithmique, ... etc. Les caractéristiques de cette antenne dépendront de l'espacement entre les spires, de la largeur des bras, du rayon intérieur et du rayon extérieur [I-21, I-22, I-23]. De plus, cette antenne est classifiée comme une antenne indépendante de la fréquence parce que son gain et son impédance d'entrée restent plus ou moins constants pendant toute sa bande passante, qui est assez importante [I-22]. Lorsque les bras de l'antenne sont alimentés avec une différence de phase de 180° , la zone de rayonnement de l'antenne est un anneau ayant une circonférence égale à une longueur d'onde.

L'**antenne à fente** est une antenne composée d'une surface métallique, généralement une plaque plane, avec un trou ou une fente. Des guides ou des lignes microrubans alimentent ce type d'antenne au milieu de la fente afin qu'elle rayonne l'énergie électromagnétique de façon semblable à une antenne dipôle. Cependant, la forme et la taille de la fente déterminent les caractéristiques de rayonnement. Les antennes à fente peuvent construire des résonateurs avec des modes de résonance duaux à ceux des antennes imprimées. Elles sont en général utilisées en réseau.

L'**antenne à éléments rayonnants imprimés**, communément appelée antenne patch est une ligne microbande de forme particulière. Elle se compose d'un plan de masse et d'un substrat diélectrique dont la surface porte un ou plusieurs éléments métalliques. L'élément rayonnant peut être de forme quelconque, carré, rectangulaire,

circulaire, triangulaire, torique, ... etc. L'antenne patch peut être alimentée soit par contact (sonde coaxiale, ligne micro ruban), soit par proximité (couplage par fente, par ligne,...).

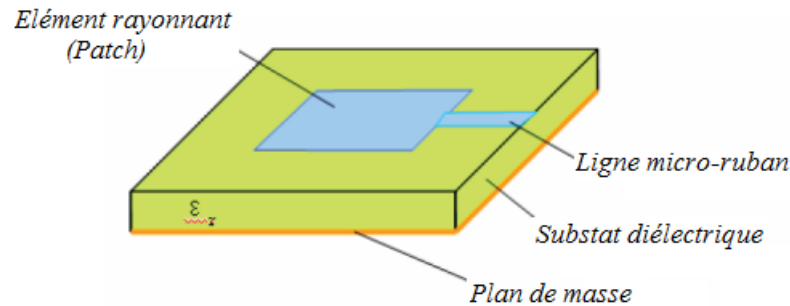


Figure I.9. Structure d'une antenne patch

Les antennes patch ont les avantages des lignes microbande [I-24] ; faibles masse et encombrement, structure planaire pouvant être conformée, coût de fabrication réduit par les techniques très précises des circuits imprimés. Elles sont très utilisées dans les appareils mobiles principalement en raison de leur compacité et des possibilités multi-bande qu'elles offrent [I-25]. Toutefois, dans leur format initial classique, elles présentent quelques inconvénients ; une faible bande passante de l'ordre de quelques pourcents, une pureté de polarisation pauvre, une faible efficacité de rayonnement, un gain moyen et une limitation des puissances transmises à quelques dizaines de watts.

I.10. Les réseaux d'antennes

Dans plusieurs applications, il est nécessaire de concevoir des antennes avec des caractéristiques très directives (gains très élevés) pour satisfaire des demandes de communication à longue distance. En général, ceci peut être accompli en augmentant la taille électrique de l'antenne. Une autre manière efficace est de créer un ensemble d'éléments rayonnant dans une configuration géométrique et électrique sans nécessairement augmenter la taille des différents éléments [I-26]. Un tel dispositif à plusieurs éléments rayonnant est défini comme réseau d'antennes [I-27].

Le champ total du réseau est déterminé par l'addition des vecteurs des champs rayonnés par les différents éléments. Ceci suppose que le courant dans chaque élément est identique à celui de l'élément isolé (négligeant le couplage entre éléments). Ce n'est habituellement pas le cas et cela dépend de la séparation entre les éléments. Pour fournir des diagrammes de rayonnement très directives, il est nécessaire que les champs rayonnés par les éléments du réseau influent d'une manière constructive (ajout) dans les directions désirées et influent d'une manière destructive (annulation) dans l'espace restant. Théoriquement ceci peut être atteint, mais pratiquement il est seulement approché.

Dans un réseau d'éléments identiques, il y a au moins cinq facteurs qui peuvent être employés pour former le diagramme de rayonnement global de l'antenne. Ceux-ci sont:

1. La configuration géométrique globale du réseau (linéaire, circulaire, rectangulaire, sphérique, ... etc)
2. L'espacement relatif entre les éléments
3. L'excitation d'amplitude des différents éléments
4. L'excitation de phase des différents éléments
5. Le diagramme de rayonnement relatif des différents éléments

Dans la pratique, les réseaux d'antennes peuvent avoir uniquement 2 éléments comme le cas des réseaux de la téléphonie cellulaire installés pour la réception. En général, la performance du réseau s'améliore avec l'augmentation du nombre d'éléments. Donc, dans la pratique les réseaux ont habituellement plus d'éléments. Les réseaux peuvent avoir plusieurs milliers d'éléments comme dans le service de radar (Phased Array Radar) utilisé par les forces aériennes des États-Unis [I-28].

I.10.1. Principe de fonctionnement

Un réseau d'antennes est un assemblage d'antennes élémentaires, suivant une ou deux dimensions, disposées périodiquement et fonctionnant à la même fréquence (figure I.10). Les antennes sont alimentées par un réseau de distribution qui répartit l'énergie en amplitude et en phase sur les différents éléments [I-29].

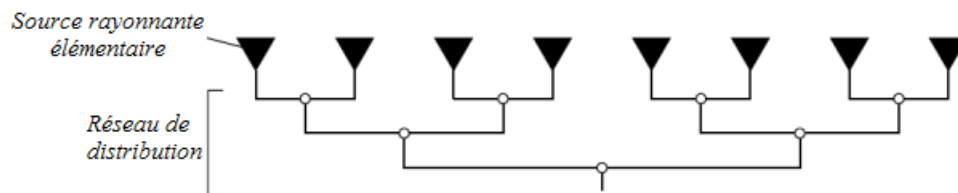


Figure I.10. Réseau d'antennes schématisé avec son alimentation parallèle

L'intérêt de la mise en réseau réside dans le fait que le lobe de rayonnement peut être conformé. De cette façon, la directivité peut être augmentée. Elle est fonction du nombre d'éléments et de la période du réseau. En particulier, dans le cas d'un réseau d'antennes sectoriel, l'angle d'ouverture dans le plan ayant le rayonnement sectoriel est fonction du nombre d'antennes dans ce plan, de l'espacement entre ces antennes ainsi que des amplitudes et des phases appliquées. L'antenne élémentaire peut être un dipôle, un patch, une fente, un cornet, ...etc.

I.10.2. Facteur du réseau

Le champ total rayonné d'un réseau est la somme des contributions de chaque simple élément de réseau. Par conséquent, le champ électrique lointain pour un réseau composé de N éléments peut être défini par expression suivante :

$$\vec{E}_T = \sum_n^N \vec{E}_n \quad (\text{I. 14})$$

Sans infirmer la généralisation de la dernière expression, des dipôles élémentaires de longueur l_n placés dans l'espace selon les vecteurs d'orientation $\vec{r}_n$ et respectivement excités par les courants I_n peuvent être choisis comme éléments du réseau. S'il est supposé que le point d'observation $\vec{r}$ se situe dans le champ lointain et que les sources qui sont des dipôles élémentaires sont près de l'origine, alors le calcul du champ total rayonné peut être transformé de la façon suivante :

$$\begin{aligned}\vec{E}_T(\vec{r}) &= \sum_{n=0}^{N-1} K I_n \vec{l}_n \frac{e^{-jk(r-r_n \cos \theta_n)}}{r} \\ &= K I_0 \frac{e^{-jkr}}{r} \sum_{n=0}^{N-1} \frac{I_n}{I_0} \vec{l}_n e^{jkr_n \cos \theta_n}\end{aligned}\quad (I.15)$$

Avec : $\vec{l}_n$ est la longueur de l'élément orienté, le rapport composé de la composante de phase complexe e^{-jkr} et de la distance entre l'origine et le point d'observation $|\vec{r}|=r$ est la fonction de Green. En outre, $r_n=|\vec{r}_n|$ et le courant I_0 sont des valeurs normalisées. θ_n est l'angle entre les vecteurs $\vec{r}$ et $\vec{r}_n$. La constante k représente le nombre d'onde, et $K = \frac{j\omega\mu}{4\pi}$ pour toutes les constantes restantes.

L'expression (I.15) résultante montre que le champ total rayonné dépend principalement de la somme des courants d'excitation et des longueurs des dipôles. Cependant, la phase complexe est déterminée par la position des dipôles. La question qui se pose, est-ce-que cet expression peut devenir plus simple si les éléments du réseau utilisés sont identiques ? .Adoptant le dernier cas d'un réseau composé de dipôles élémentaires et assumant que les éléments sont semblables, ceci signifie que les dipôles ont la même taille $l_n = l$, l'équation (I.15) devient:

$$\vec{E}_T(\vec{r}) = K I_0 \vec{l} \frac{e^{-jkr}}{r} \sum_{n=0}^{N-1} \frac{I_n}{I_0} e^{jkr_n \cos \theta_n} \quad (I.16)$$

L'expression qui est avant la somme représente le champ rayonné par un dipôle placé à l'origine des coordonnées. En conséquence, le champ total rayonné est la multiplication du champ de l'élément placé à l'origine E_0 par la somme dépendant des excitations normalisées I_n/I_0 et le terme de phase qui est décrit par les distances r_n vers les éléments et les angles θ_n .

$$\vec{E}_T(\vec{r}) = E_0 \sum_{n=0}^{N-1} \frac{I_n}{I_0} e^{jkr_n \cos \theta_n} \quad \text{avec } E_0 = K I_0 \vec{l} \cdot \frac{e^{-jkr}}{r} \quad (I.17)$$

En outre, si tous les éléments sont excités avec le même courant $I_n = I_0$, la dernière équation se simplifie par la disparition des termes d'excitation dans la somme comme suit:

$$\vec{E}_T(\vec{r}) = E_0(\vec{r}) \cdot AF \quad (I.18)$$

Avec

$$E_0(\vec{r}) = KI_0 \vec{l} \cdot \frac{e^{-jkr}}{r} \quad (I.19)$$

et

$$AF = \sum_{n=0}^{N-1} e^{jkr_n \cos \theta_n} \quad (I.20)$$

La dernière expression est largement référée comme facteur de réseau (AF : Array Factor) d'un réseau linéaire. Il peut noter que la dérivation de AF dépend du courant d'excitation de chaque élément de réseau. En conséquence et seulement sous les conditions préalablement indiquées, le calcul du champ lointain $\vec{E}_T$ d'un réseau composé par des mêmes éléments de n'importe quelle sorte d'antenne réduit à la multiplication du champ lointain rayonné $\vec{E}_0$ d'un simple élément situé à l'origine par le facteur du réseau correspondant calculé AF .

I.10.3. Réseau linéaire uniformément alimenté et régulièrement espacé

Le facteur du réseau AF peut être simplifié pour certains cas spéciaux, par exemple pour un réseau linéaire d'éléments équidistants et alimentés par une même amplitude d'excitations. En effet, on suppose que les éléments du réseau linéaire sont placés avec une certaine distance d et sont excités par des courants de même amplitude mais d'une phase progressive α . Alors à partir de l'expression (I.17) le facteur du réseau AF est:

$$AF = \sum_{n=0}^{N-1} e^{jn\alpha} \cdot e^{jkr_n \cos \theta_n} \quad (I.21)$$

La phase progressive décrit un déphasage par lequel le courant dans chaque élément mène au courant de l'élément précédent. Selon la géométrie du réseau linéaire (figure I.11), la composante de phase $e^{jkr_n \cos \theta_n}$ de l'expression (I.21) peut être exprimée en fonction de la variable d connue également comme espacement.

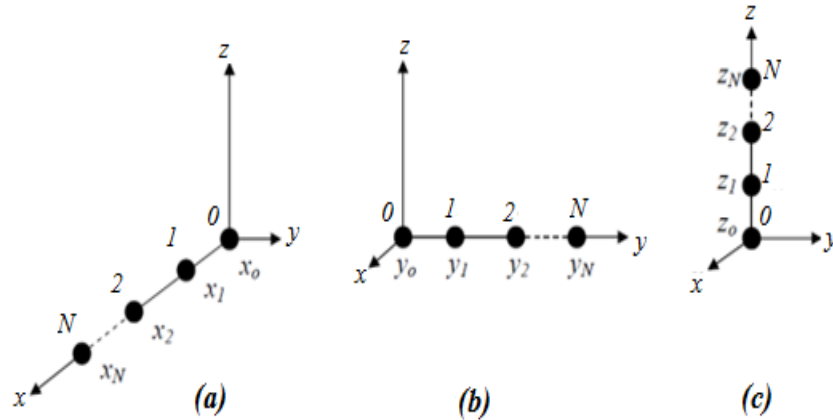


Figure I.11. Les différentes configurations géométriques d'un réseau linéaire

Par exemple, dans le cas de la configuration géométrique de la figure I.11.(a) , où les éléments identiques sont placés régulièrement le long de l'axe des abscisses (l'axe des x), la fonction de phase $r_n \cos \theta_n$ peut être remplacée par $nd_x \sin \theta \cos \varphi$. En conséquence, le facteur de réseau linéaire de N élément devient :

$$AF = \sum_{n=0}^{N-1} e^{jn\alpha} \cdot e^{jknd_x \sin \theta \cos \varphi} = \sum_{n=0}^{N-1} e^{jn\beta} \quad (I.22)$$

Avec $\beta = kd_x \sin \theta \cos \varphi + \alpha$

Comme mentionné ci-dessus dans la dernière équation, β qui est fonction de l'espacement et de déphasage progressif entre les éléments du réseau changera pour les différentes géométries du réseau linéaire. En outre, il y a deux autres formes pour β :

- $\beta = kd_y \sin \theta \sin \varphi + \alpha$ pour un réseau linéaire dont les éléments sont disposés régulièrement le long de l'axe des y comme montre la figure I.11.(b)
- $\beta = kd_z \cos \theta + \alpha$ pour un réseau linéaire dont les éléments sont disposés régulièrement le long de l'axe des z comme montre la figure I.11.(c)

Le facteur du réseau AF donné par l'expression (I.22) peut être considéré comme la somme d'une progression géométrique pouvant être développée au moyen de la relation mathématique suivante :

$$\sum_{n=0}^{N-1} q^n = \frac{q^N - 1}{q - 1} \quad \text{pour } q \neq 1 \quad (I.23)$$

En appliquant cette dernière relation mathématique sur le facteur du réseau, l'expression de AF devient :

$$\begin{aligned} AF &= \sum_{n=0}^{N-1} e^{jn\beta} = \frac{e^{jN\beta} - 1}{e^{j\beta} - 1} \\ &= \frac{e^{j\frac{N}{2}\beta}}{e^{j\frac{1}{2}\beta}} \cdot \frac{e^{j\frac{N}{2}\beta} - e^{-j\frac{N}{2}\beta}}{e^{j\frac{1}{2}\beta} - e^{-j\frac{1}{2}\beta}} \\ &= e^{j\frac{N-1}{2}\beta} \cdot \frac{\sin\left(\frac{N}{2}\beta\right)}{\sin\left(\frac{1}{2}\beta\right)} \end{aligned} \quad (I.24)$$

Si le centre physique du réseau linéaire est choisi comme point de référence, l'expression finale de AF pour un réseau de N éléments équidistant et alimentés par des amplitudes uniformes est la suivante :

$$AF = \frac{\sin\left(\frac{N}{2}\beta\right)}{\sin\left(\frac{1}{2}\beta\right)} \quad (I.25)$$

Afin de normaliser AF de sorte que la valeur maximale soit égale l'unité, la dernière expression peut être divisée par sa valeur maximale qui est la valeur N . Le facteur de réseau normalisé est obtenu comme suit :

$$AF = \frac{\sin\left(\frac{N}{2}\beta\right)}{N \sin\left(\frac{1}{2}\beta\right)} \quad (I.26)$$

En utilisant la formule (I.26), un diagramme de rayonnement universel d'un réseau contenant de 2 à 10 éléments peut être représenté (figure I.12). Nous voyons que pour $N = 2$ le diagramme de rayonnement normalisé contient un seul lobe principal et aucun lobe secondaire. Les lobes secondaires commencent à apparaître dès que la valeur de N dépasse 2 et le niveau du premier lobe secondaire est inversement proportionnel au nombre d'éléments N mais il approche une limite de 13,3 dB pour les grandes valeurs de N .

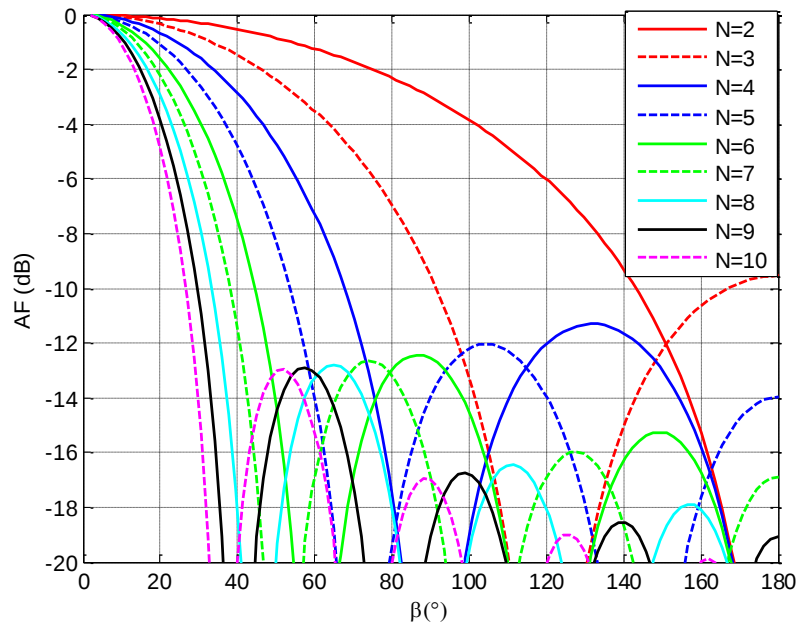


Figure I.12. Diagramme de rayonnement de réseaux linéaires ayant une distribution d'amplitude uniforme

I.10.4. Facteur du réseau d'un réseau bidimensionnel

Afin d'obtenir le facteur du réseau d'un réseau bidimensionnel, les mêmes conditions pour le réseau linéaire ont été adoptées. Le champ total d'un réseau planaire doit être également la somme de toutes les contributions des champs élémentaires. En

outre, vu que les prétentions déjà faites pour les réseaux linéaires, le champ total doit être une multiplication du champ d'un seul élément par le facteur du réseau correspondant. Sans infirmer la généralisation de l'analyse suivante, on considère un réseau bidimensionnel composé par des dipôles élémentaires identiques placés suivant des lignes et des colonnes comme représente la figure I.13.

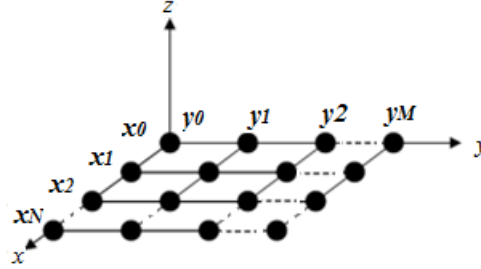


Figure I.13. La configuration géométrique d'un réseau planaire

Le réseau bidimensionnel peut être vu comme une série de réseaux linéaires. En conséquence, il est possible d'utiliser le facteur du réseau AF acquis pour des réseaux linéaires dans le calcul du champ d'un réseau planaire. En déduisant de l'expression (I.17), on peut affirmer que le champ total d'un réseau de $N \times M$ éléments est la multiplication du champ rayonné $\vec{E}_0$ de l'élément se trouvant à l'origine des coordonnées par la somme des courants d'excitations normalisés appliqués sur les éléments du réseau. Ceci se traduit à :

$$\vec{E}_T(\vec{r}) = E_0 \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{m=0}^{M-1} a_{nm} e^{jkr_{nm} \cos \theta_{nm}} \quad \text{où } E_0 = KI_0 \vec{l} \cdot \frac{e^{-jkr}}{r} \quad (\text{I.27})$$

Avec I_0 est un courant normalisé, $K = \frac{j\omega\mu}{4\pi}$ représente certaines constantes de système, k est le nombre d'onde, et $a_{nm} = I_{nm}/I_0$ est l'amplitude complexe de l'excitation à l'élément (n, m) . Le terme de la phase complexe de la dernière excitation dépend du module du vecteur position de l'élément $|\vec{r}_{nm}| = r_{nm}$ et l'angle spatial θ_{nm} crée entre le vecteur $\vec{r}_{nm}$ et le vecteur point d'observation $\vec{r}$. En addition, la fonction de phase peut être approximée par $r_{nm} \cos \theta_{nm} \simeq r_n \cos \theta_n + r_m \cos \theta_m$. Les vecteurs $\vec{r}_n$ et $\vec{r}_m$ sont les vecteurs positions le long des lignes et des colonnes du réseau bidimensionnel. Cependant, θ_n et θ_m sont les angles spatiaux créés par le vecteur position de l'élément correspondant et le vecteur vers le point observation. En assumant cela pour un réseau rectangulaire, une distribution d'amplitude d'excitation séparable est choisie de sorte que $a_{nm} = b_n \cdot c_m$, l'équation (I.27) peut être écrite comme suit:

$$\begin{aligned} \vec{E}_T(\vec{r}) &= E_0 \cdot \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{m=0}^{M-1} b_n c_m e^{jk(r_n \cos \theta_n + r_m \cos \theta_m)} \\ &= E_0 \cdot \sum_{n=0}^{N-1} b_n e^{jkr_n \cos \theta_n} \cdot \sum_{m=0}^{M-1} c_m e^{jkr_m \cos \theta_m} \end{aligned} \quad (\text{I.28})$$

Si on compare les nouvelles sommes, il est clair qu'elles sont les mêmes trouvées dans l'expression du facteur de réseau de l'équation (I.26). Cela signifie que les facteurs du réseau linéaires (AF_n pour les colonnes du réseau et AF_m pour les lignes du réseau) sont multipliés par le champ élémentaire rayonné E_0 . En conséquence, le champ total pour un réseau bidimensionnel constitué par des éléments identiques parcourus par le même courant se développe à :

$$\begin{aligned}\vec{E}_T(\vec{r}) &= E_0 \cdot \sum_{n=0}^{N-1} b_n e^{jkr_n \cos \theta_n} \cdot \sum_{m=0}^{M-1} c_m e^{jkr_m \cos \theta_m} \\ &= E_0 \cdot AF_n \cdot AF_m\end{aligned}\quad (I.29)$$

Le facteur du réseau d'une configuration bidimensionnelle est le produit du facteur du réseau linéaire suivant les lignes et le facteur du réseau linéaire suivant les colonnes.

$$AF = AF_n \cdot AF_m \quad (I.30)$$

La relation entre le champ d'un élément du réseau E_0 et le champ lointain de réseau entier $\vec{E}_T$ est la même pour le cas linéaire et le cas bidimensionnel, à savoir :

$$\vec{E}_T = \vec{E}_0 \cdot AF \quad (I.31)$$

I.10.5. Réseau planaire uniformément alimenté et régulièrement espacé

Pour le cas d'amplitude et espacement uniformes, le facteur du réseau AF d'un réseau bidimensionnel peut être simplifié. Par analogie au réseau linéaire d'amplitude uniforme et d'espacement régulier, un déphasage progressif pour les éléments des colonnes et des lignes peut être défini. Le coefficient d'excitation $a_{nm} = I_{nm}/I_0$ avec $I_{nm} = i_{nm} e^{\alpha_{nm}}$ devient $a_{nm} = e^{\alpha_{nm}}$ pour le cas d'amplitude de courant uniforme. Supposant que cette phase progressive peut être décomposée en parties progressives pour les éléments de lignes et de colonnes du réseau tel que $\alpha_{nm} = \alpha_n + \alpha_m$, l'expression (I.27) devient :

$$\vec{E}_T(\vec{r}) = E_0 \cdot \sum_{n=0}^{N-1} e^{\alpha_n} e^{jkr_n \cos \theta_n} \cdot \sum_{m=0}^{M-1} e^{\alpha_m} e^{jkr_m \cos \theta_m} \quad (I.32)$$

Par analogie au cas du réseau linéaire, les fonctions de phase $\beta_n = \beta(d_n, \alpha_n)$ et $\beta_m = \beta(d_m, \alpha_m)$ sont définies. Comme mentionné précédemment, ces fonctions dépendent uniquement de la géométrie du réseau. En conséquence, le facteur du réseau AF pour une telle géométrie bidimensionnelle devient :

$$AF = \sum_{n=0}^{N-1} e^{jn\beta_n} \cdot \sum_{m=0}^{M-1} e^{jm\beta_m} \quad (I.33)$$

En utilisant la relation mathématique (I.23), et en faisant une transformation analogue à celle de (I.24) pour le cas d'un réseau linéaire, le facteur du réseau planaire est :

$$AF = \frac{\sin\left(\frac{N}{2}\beta_N\right)}{\sin\left(\frac{1}{2}\beta_N\right)} \cdot \frac{\sin\left(\frac{M}{2}\beta_M\right)}{\sin\left(\frac{1}{2}\beta_M\right)} \quad (\text{I. 34})$$

La dernière expression inclut dans le facteur du réseau l'influence des déphasages progressifs α_n et α_m aussi bien que les espacements d_n et d_m entre les éléments disposés sur les lignes et entre les éléments disposés sur les colonnes respectivement.

I.10.6. Réseau circulaire

Une autre configuration couramment utilisée est celle du réseau circulaire uniforme dans laquelle les éléments sont régulièrement arrangés sur un anneau circulaire (figure I.14). Ce réseau a une valeur très importante dans la pratique et il est souvent adopté dans des systèmes de radar et de sonar aussi bien que dans les stations de base cellulaires [I-31].

Avantages du réseau circulaire

1. Contrairement aux réseaux linéaires, les réseaux circulaires peuvent fournir un balayage angulaire 2D, le balayage vertical suivant l'angle θ et le balayage horizontal suivant l'angle φ .
2. Contrairement aux réseaux planaires 2D, les réseaux circulaires sont essentiellement des réseaux linéaires unidimensionnels mais dans une forme circulaire.
3. Contrairement aux réseaux linéaires, un réseau circulaire peut balayer horizontalement pour 360 ° sans distorsion près les directions longitudinales.
4. Contrairement aux réseaux linéaires, des distorsions dans le diagramme de rayonnement du réseau circulaire dues à l'effet du couplage mutuel sont les mêmes pour chaque élément, ce qui rend plus facile le traitement avec l'effet de couplage mutuel.

Facteur du réseau

En considérant un réseau circulaire uniforme de rayon a avec N éléments et une uniforme excitation de courant d'amplitude I_0 et une phase β_n (la référence par rapport au point central du réseau) pour le $n^{\text{ième}}$ élément (et $\varphi_n = 2\pi n/N$), le facteur du réseau peut être exprimé comme:

$$\begin{aligned} AF &= e^{j[kasin\theta \cos(\varphi-\varphi_1)+\beta_1]} + e^{j[kasin\theta \cos(\varphi-\varphi_2)+\beta_2]} \\ &\quad + \dots + e^{j[kasin\theta \cos(\varphi-\varphi_N)+\beta_N]} \\ &= \sum_{n=1}^N e^{j[kasin\theta \cos(\varphi-\varphi_n)+\beta_n]} \end{aligned} \quad (\text{I. 35})$$

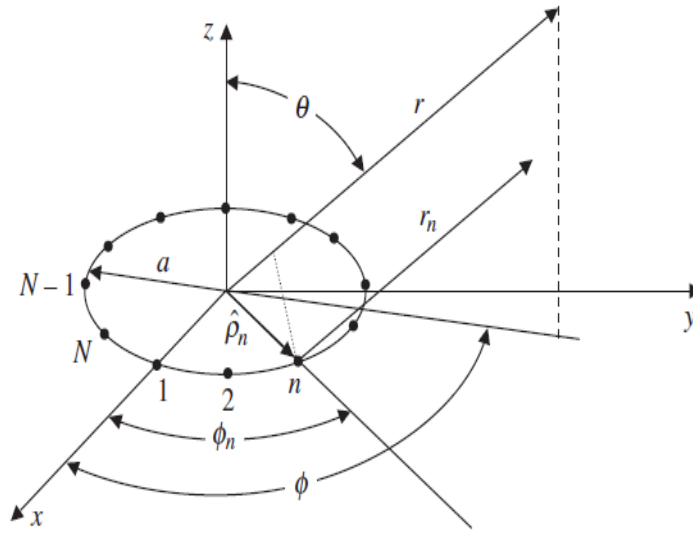


Figure I.14. La configuration géométrique d'un réseau circulaire

On note que dans l'expression ci-dessus, le facteur du réseau (AF) est une somme de N exponentielles complexes. L'amplitude de chaque exponentielle complexe est 1 où la valeur maximale de l'amplitude de $|AF|$ est l'addition d'amplitudes des exponentielles complexes, c'est-à-dire N . La direction de rayonnement maximum $(\theta_{max}, \varphi_{max})$ est donc obtenue lorsque:

$$ka \sin \theta_{max} \cos(\varphi_{max} - 2\pi n/N) + \beta_n = \pm 2q\pi$$

Avec : $n = 1, 2, \dots, N$ et $q = 1, 2, \dots$,

Grâce à son degré élevé de symétrie le réseau circulaire uniforme est capable de fournir une ouverture angulaire à mi-puissance (OAMP) identique vers toutes les directions d'azimut. En outre, une comparaison directe entre un réseau circulaire uniforme et un réseau linéaire uniforme montre qu'en employant le même nombre d'éléments et le même espacement entre les éléments rayonnant adjacents, le réseau circulaire produit des faisceaux principaux plus étroits que ceux du réseau linéaire correspondant [I-30].

Les performances des configurations circulaires peuvent être améliorées en employant les anneaux multiples afin d'obtenir un réseau d'anneau concentrique (CRA:Concentric Ring Array). Cette géométrie plane permet le balayage dans les deux plans (plan d'azimut et plan d'élévation) [I-31, I-32].

I.11. La nécessité d'un traitement d'antennes

Le traitement d'antenne est un domaine du traitement du signal qui a suscité beaucoup d'intérêt dans la communauté scientifique au cours de ces trois dernières décennies. Ses principaux domaines d'utilisation sont les systèmes radar [I-33], sonar [I-34], les télécommunications [I-35], l'imagerie médicale [I-36] et les explorations astrophysiques [I-37] ou géophysiques [I-34, I-36].

Le traitement d'antenne est la discipline qui regroupe tous les algorithmes de traitement du signal dédiés à des groupements d'antennes tel qu'un réseau de capteurs répartis dans l'espace pour recevoir des signaux provenant de différentes sources. Son principe est d'exploiter certaines caractéristiques statistiques et spatiales des signaux reçus en présence de brouilleurs ou interférents, de multi-trajets de propagation et des Dopplers afin d'en extraire de l'information utile contenue dans des observations bruitées à la sortie du réseau d'antennes [I-35, I-38, I-39]. Ainsi, le réseau de capteurs effectue un échantillonnage spatial d'un champ d'ondes (pouvant être de nature acoustique ou électromagnétique) et un traitement est appliqué sur les échantillons formés. Généralement, des signaux perturbateurs (interférences) viennent s'ajouter au signal d'intérêt. Comme leurs directions d'arrivée sont la plupart du temps différentes, il est possible de les séparer par filtrage spatial.

En addition à l'objectif principal du traitement d'antenne qui est l'extraction de l'information utile contenue dans des observations bruitées, on peut citer aussi la détection d'un signal dans une direction donnée, et l'estimation de la direction d'arrivée d'un signal.

I.12. Conclusion

Dès son apparition, l'antenne est l'élément principal utilisé pour rayonner les ondes électromagnétiques en jouant deux rôles réciproques: la transmission et la réception. Ainsi, dans une chaîne de communication, l'antenne représente toujours le premier élément dans un bloc de réception ou le dernier élément d'un bloc d'émission.

Les antennes sous forme de réseaux vont être pratiquement utilisées dans les modernes systèmes de communications sans fils, tout en se basant sur la technologie des antennes intelligentes qui emploient la nouvelle technique d'accès SDMA et en utilisant les techniques modernes de traitement d'antennes qui peuvent répondre rapidement à l'évolution remarquable de ces systèmes et aux besoins multimédia.

Le chapitre qui suit présentera des généralités sur les antennes intelligentes en donnant leur structure de base et la manière de leur fonctionnement et en montrant leurs types, avantages, et inconvénients.

L'essor des antennes intelligentes accompagne le développement actuel, quasi explosif des télécommunications. Il se concrétise dans le concept des réseaux d'antennes qui permet, par exploitation de la diversité spatiale, d'augmenter notablement la capacité de transmission d'un système de communications sans augmenter sa bande de fréquences. La technique de diversité spatiale permet aussi de lutter contre les évanouissements rapides en combinant plusieurs signaux dont les fluctuations sont suffisamment indépendantes.

Bibliographie

[I-1] ALVAREZ Luis W, GILLMOR C. Stewart Alvarez, "Adventures of a physicist", *American Journal of Physics*, vol. 57, no 2, pp. 190-190, 1989.

- [I-2] P. F. Combes, *Micro-ondes tome II – Circuits passifs, propagation, antennes*, Dunod, 1997.
- [I-3] Alexandre Boyer, *Antennes : support de cours*, Institut national des sciences appliquées de Toulouse, octobre 2011.
- [I-4] RUNCIMAN Herbert, MEYZONNETTE Jean-Louis, *Éléments de conception optique*. Techniques de l'Ingénieur, traité Électronique, 1995, vol. 6, no E4040, pp. E4040. 1-E4040. 29.
- [I-5] SIZUN Herve, *Propagation des ondes radioélectriques des réseaux terrestres*. Ed. Techniques Ingénieur, 2008.
- [I-6] RONG Zhigang, RAPPAPORT Theodore S, *Wireless Communications: Principles and Practice*. Prentice Hall, 2002.
- [I-7] Turin G.L et al, "A statistical Model Of Urban Multipath Propagation", *IEEE Trans. On Vehicular Technology*, VT-21, Page(s): 1-9, Feb. 1972.
- [I-8] J. G. Proakis, *Digital communications*, 4th Ed., McGraw-Hill, New York, 2001.
- [I-9] Thomas A. MILLIGAN , *Modern Antenna Design*, 2nd ed., John Wiley & Sons, 2005.
- [I-10] Massimiliano Comisso, "*Beamforming Techniques for Wireless Communications in Low-Rank Channels: Analytical Models and Synthesis Algorithms*", thèse de doctorat, 2008.
- [I-11] Pierre-Jean BOUVET, "*Récepteurs itératifs pour systèmes multi-antennes*", thèse de doctorat, INSA de Rennes, 2005.
- [I-12] GROSS Frank B, *Smart antennas for wireless communications: with MATLAB*. New York : McGraw-Hill, 2005.
- [I-13] Humberto Bracamontes Del Toro, "*Plate-forme radio-logicielle pour le traitement multi-capteurs en radiocommunications*", thèse de doctorat, école nationale supérieure des télécommunications de BRETAGNE, 2006.
- [I-14] N. Prayongpun, K. Raoof, "MIMO channel capacities in presence of polarisation diversity with and without line-of-sight path", *Journal WSEAS trans. On commun*, vol.5 no 9, pp. 1744-1750, September 2006.
- [I-15] A. Kalis et al. (eds.), *Parasitic Antenna Arrays for Wireless MIMO Systems*, DOI 10.1007/978-1-4614-7999-4 2, © Springer Science+Business Media New York 2014.
- [I-16] OKAMOTO, Garret T, NICHOLSON W.J, *Experimental Setup for Smart Antenna Systems. Smart Antenna Systems and Wireless LANs*, pp. 105-155, 2002.

- [I-17] JANAPSATYATA J, BIALKOWSKI M. E, "Fine beam steering for a monopole smart antenna system in a circular array configuration", *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, pp. 888-891, 2003.
- [I-18] Dominic Grenier, *Antennes et Propagation radio*, université de Laval, Quebec, Canada, 2012.
- [I-19] WATERHOUSE Rodney, *Microstrip Patch Antennas: A Designer's Guide*, Springer, 2003.
- [I-20] C. Chen, E. Yung, B. Hu, and S. Xie, "Axial mode helix antenna with exponential spacing", *Microw. Opt. Technol. Lett.*, vol. 49, no. 7, pp. 1525–1530, 2007
- [I-21] Sunderarajan S. Mohan, Maria del Mar Hershenson, Stephen P. Boyd, Thomas H. Lee, "Simple accurate expressions for planar spiral inductances", *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 34, no 10, pp. 1419-1424, 1999.
- [I-22] Bon-Ju Gu, Wang-HoonLee , KazuakiSawada, MakotoIshida, "Wireless smart sensor with small spiral antenna on Si-substrate", *Microelectronics Journal*, vol. 42, no 9, pp. 1066-1073, 2011.
- [I-23] C. Patrick Yue, S. Simon Wong, "Physical modeling of spiral inductors on silicon", *IEEE Transactions on Electron Devices*, vol. 47, no 3, pp.560–568, 2000.
- [I-24] Fethi-Tarik BENDIMERAD, Nourreddine BOUKLI-HACENE, Nawel HASSAINE, "Synthèse d'antennes microrubans en réseaux non périodiques à partir de modèles équivalents. Optimisation par l'algorithme génétique", *Annales des télécommunications*, vol. 58, no. 7-8, pp. 1021-1040, Springer-Verlag. 2003.
- [I-25] SHEN Yang, GONG Leilei, "Investigation of gain effect of multi-band patch antenna based on composite rectangular SRRs", *Optik-International Journal for Light and Electron Optics*, vol. 125, no 3, pp. 930-933, 2014.
- [I-26] R. Kohno, "Spatial and temporal communication theory using adaptive antenna array", *IEEE Personal Communications. Mag*, vol. 5, no 1, pp. 28-35, 1998.
- [I-27] CONSTANTINE A. Balanis. *Antenna theory analysis and design. MICROSTRIP ANTENNAS*, third edition, John wiley & sons, 2005.
- [I-28] ULABY F. T, *Fundamentals of Applied Electromagnetics*, Upper Saddle River, NJ, vol. 7458, 2001.
- [I-29] SERHAL Dina, "*Radiocommunications avec les véhicules terrestres par antennes sectorielles grand gain: application aux liaisons haut débit avec les trains*", thèse de doctorat, Limoges, 2009.

- [I-30] COMISSO Massimiliano, *Beamforming Techniques for Wireless Communications in Low-Rank Channels: Analytical Models and Synthesis Algorithms*. 2008.
- [I-31] P. Ioannides and C.A. Balanis, "Uniform Circular Arrays for Smart Antennas", *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 47, no. 4, pp. 192–206, Aug. 2005.
- [I-32] ———, "Uniform Circular and Rectangular Arrays for Adaptive Beamforming Applications", *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 4, pp. 351–354, 2005.
- [I-33] E. Brookner, "Phased array radars", *Scientific American*, vol. 252, no 2, pp. 94-102, February 1985.
- [I-34] RABINER Lawrence R, GOLD Bernard, *Theory and application of digital signal processing*. Englewood Cliffs, NJ, Prentice-Hall, Inc., vol. 1, pp. 777, 1975.
- [I-35] OUDIN Marc, "*Etude d'algorithmes de traitement d'antenne sur signaux large bande et signaux radar bande étroite à antenne tournante*", thèse de doctorat, Paris 6, 2008.
- [I-36] HAYKIN Simon, *Array signal processing*. Englewood Cliffs, NJ, Prentice-Hall, Inc., 1985, 493 p. For individual items see A85-43961 to A85-43963., 1985, vol. 1.
- [I-37] A. Readhead, "Radio astronomy by very-long-baseline interferometry", *Scientific American*, vol. 246, pp. 53-61, June 1982.
- [I-38] SALLEM Soumaya, "*Traitements de réception mono et multi-antennes de signaux rectilignes ou quasi-rectilignes en présence de multitrajets de propagation*", thèse de doctorat, Institut National des Télécommunications, France, 2012.
- [I-39] TREES HL Ven, *Optimum array processing, Part IV of detection, Estimation, and Modulation Theory*, Wiley-Interscience, New York, 2002.

Chapitre II

Technologie des antennes intelligentes

Sommaire

II.1. Introduction	34
II.2. Qu'est-ce qu'une antenne intelligente ?	34
II.3. Avantages généraux de l'antenne intelligente	35
II.4. Architecture et fonctionnement de l'antenne intelligente	36
II.5. Types de l'antenne intelligente	39
II.6. Comparaison entre les deux types de l'antenne intelligente	42
II.7. Répartiteurs de faisceaux fixes	42
II.8. Domaines d'application de la technologie d'antennes intelligentes.	50
II.9. Conclusion	53
Bibliographie	54

II.1. Introduction

Grace au développement remarquable dans le domaine du traitement des signaux, les réseaux antennaires pourraient être employés pour recevoir dans une direction particulière l'énergie électromagnétique (ou l'information) tout en rejetant l'information ou annulant l'énergie dans des directions non désirées. En conséquence, les réseaux pourraient être employés pour atténuer ou bloquer carrément les interférences orientées vers le système de communication. Cependant, ce développement dans le traitement des signaux a mené au concept des réseaux d'antennes adaptatives qui appartiennent à une vitale technologie dite les antennes intelligentes. Ces réseaux ont adapté leur rayonnement ou leur modèle de réception en fonction de l'environnement dans lequel ils fonctionnent. Ceci a encore contribué d'une manière significative à la capacité disponible des systèmes de communication sans fil.

La technologie des antennes intelligentes représente un domaine vaste et interdisciplinaire résulte d'un mélange de plusieurs théories et secteurs qui sont : les différents outils électromagnétiques, les micro-ondes, la conception d'antennes, et le traitement du signal. En effet, l'électromagnétisme est primordial pour développer toutes les communications sans fil et le traitement numérique de signal est capital pour assurer l'aspect intelligent de l'antenne et rendre ces communications intelligentes. Cependant, il est nécessaire de souligner que c'est l'antenne qui doit assurer au mieux la transmission entre les extrémités, c'est aussi elle qui conditionne la coexistence des systèmes en rayonnant de façon sélective dans l'espace en vue de préserver les autres systèmes du brouillage. C'est dans cette voie qu'on envisage de présenter dans ce chapitre les concepts liés aux systèmes d'antennes intelligentes qui peuvent remplacer très avantageusement les antennes classiques. Un survol sur l'avantage d'utiliser ces antennes et leur mode de fonctionnement est présenté, ainsi qu'un détail sur leurs différents types est donné dont le but de faire une projection sur les différents circuits d'alimentation des antennes et des systèmes à commutation de faisceaux en mettant leurs points forts et leurs points faibles.

II.2. Qu'est-ce qu'une antenne intelligente ?

Les quatre paragraphes ci-dessous peuvent répondre de diverses façons à cette question :

1. Une antenne intelligente est une structure antennaire composée de plusieurs éléments d'antennes directionnels où le signal de ces éléments est traité d'une manière adaptative afin d'exploiter le domaine spatial du canal radio- mobile. La technologie d'antenne intelligente peut considérablement améliorer les performances et l'économie du système sans fil pour un ensemble de potentiels utilisateurs. Elle permet aux opérateurs de réseaux cellulaires et de boucle locale sans fil de réaliser une augmentation significative dans la qualité du signal, la capacité du réseau, et la couverture.
2. En réalité, les antennes ne sont pas intelligentes mais plutôt leurs systèmes qui sont intelligents. En général, un système d'antenne intelligente combine un

réseau d'antennes avec une capacité de traitement numérique de signal pour transmettre et recevoir d'une manière adaptative et spatialement sensible. Autrement dit, un tel système capable à modifier automatiquement la direction des diagrammes de rayonnement en fonction de l'environnement du signal. Ceci peut augmenter considérablement les caractéristiques de performance (comme la capacité) d'un système sans fil.

3. Il s'agit d'une nouvelle et prometteuse technologie dans le domaine des communications sans fil et mobiles dans lequel la capacité et les performances sont généralement limitées par deux grands handicaps qui sont les multi-trajets et les interférences du co-canal. Le trajet multiple est une condition qui survient lorsqu'un signal transmis subit une réflexion à partir de divers obstacles dans l'environnement. Cela donne lieu à des multiples signaux en provenance de différentes directions au niveau du récepteur. Les antennes intelligentes (aussi connu comme les antennes réseau adaptatif et les multi-antennes) sont des réseaux d'antennes avec des algorithmes intelligents de traitement du signal intégrés pour identifier une signature de signal spatial telle que la direction d'arrivée du signal qui est utilisée pour calculer les vecteurs de formation du faisceau, ou pour suivre et localiser le faisceau de l'antenne sur les cibles mobiles. Les techniques d'antennes intelligentes sont utilisées notamment dans le traitement du signal acoustique, les radars, la radioastronomie et les radiotélescopes, et la plupart du temps dans des systèmes cellulaires comme W-CDMA et UMTS [II-1].
4. Une antenne intelligente est un système antennaire de communication numérique sans fil profitant de l'avantage de l'effet de la diversité au niveau de la source (émetteur), au niveau de la destination (récepteur), ou aux deux niveaux. L'effet de diversité implique la transmission et / ou la réception des multiples ondes radio fréquence (RF) pour augmenter la vitesse de données et réduire le taux d'erreur. Le résultat est un signal de mauvaise qualité au niveau du récepteur en raison du décalage de la phase. L'interférence du co-canal est une interférence entre deux signaux qui fonctionnent à la même fréquence. Une antenne intelligente permet d'assurer une plus grande capacité dans les réseaux sans fil en réduisant efficacement les multi-trajets et les interférences du co-canal. Ceci est obtenu en concentrant le rayonnement uniquement dans la direction souhaitée et en s'ajustant selon l'évolution des conditions de transmission ou l'environnement des signaux.

II.3. Avantages généraux de l'antenne intelligente

Les avantages de l'utilisation des antennes intelligentes sont multiples et peuvent être récapitulés et regroupés en ce qui suit [II-2] :

1. Annulation des brouillages co-canal, et donc une augmentation du rapport signal à interférent (RSI). L'annulation dans les directions des interférents est réalisée en formant des zéros dans le diagramme de rayonnement (formation de voies).

2. Augmentation de la portée grâce au gain obtenu sur le rapport signal à bruit (RSB). Le lobe principal de l'antenne est orienté dans la direction du mobile, une localisation du mobile dans l'espace est donc nécessaire (d'où le terme "antenne intelligente").
3. Limitation de la dispersion des retards en réduisant l'effet des trajets multiples: augmentation des débits, diminution de la complexité de l'égaliseur dans la chaîne de réception.
4. Augmentation de la capacité:
 - Dans les systèmes cellulaires, l'annulation des interférences co-canal permet une réutilisation plus importante des fréquences (diminution du nombre de cellules par motif).
 - Technique d'Accès Multiple par Répartition Spatiale (AMRS ou SDMA: Spatial Division Multiple Access), dans une même cellule, plusieurs utilisateurs qui occupent le même canal (temps, fréquence ou code) peuvent être séparés spatialement par l'antenne à condition que leurs écarts angulaires soient suffisants.
5. Meilleurs services: l'utilisation des systèmes à antenne intelligente permet au réseau d'avoir l'accès aux informations spatiales sur les utilisateurs. Cette information peut être envoyée pour évaluer la position des utilisateurs avec beaucoup plus de précision que dans le réseau existant. Ceci peut être appliqué dans des services comme ceux des appels d'urgence.
6. Dépenses réduites: à cause du rendement de la puissance fournie par le système à antenne intelligente en combinant les entrées des multiples éléments pour optimiser le gain disponible vers l'utilisateur, et qui résulte dans les coûts réduits d'amplificateur et la faible consommation d'énergie.
7. Meilleure sécurité [II-3]: Dans une société qui est de plus en plus dépendante de la conduite des affaires et de la transmission de renseignements personnels, la sécurité est une question importante. L'utilisation des systèmes à antenne intelligente diminue le risque de tapement de connexion. L'intrus doit être situé dans le même sens que l'utilisateur comme on le voit à partir de la station de base.
8. Compatibilité: La technologie d'antenne intelligente peut être appliquée à différentes techniques d'accès multiples, telles que TDMA, FDMA et CDMA. Elle est compatible avec presque toutes les méthodes de modulation et des bandes passantes.

II.4. Architecture et fonctionnement de l'antenne intelligente

Les antennes intelligentes sont le fruit de l'union entre les réseaux d'antennes et le traitement du signal en vue de former d'une façon désirable, orienter, et contrôler un diagramme de rayonnement. Cela revient fondamentalement à deux fonctions qui sont ; la détection de la position angulaire des sources et la formation du faisceau de l'antenne dans les directions privilégiées. Le chapitre 3 et le chapitre 4 de cette thèse seront consacrés à donner plus de détail sur ces deux fonctions en étudiant principalement les

algorithmes spéciaux pour chacune d'elles. L'architecture de l'antenne intelligente est composée fondamentalement de trois parties :

1. Un réseau d'antennes ; un ensemble d'antennes disposées régulièrement selon une configuration linéaire, circulaire, ou planaire pour capter de différentes directions les signaux entrant et déterminer leur nombre.
2. Un estimateur de directions d'arrivées ; ce bloc estime et classifie les angles ou bien les directions d'arrivées en identifiant les signaux venant originalement du bon utilisateur et ceux venant des interférents.
3. Un bloc formateur de voie (beamformer) ; ce bloc forme le diagramme de rayonnement de l'antenne intelligente en orientant son lobe principal vers la direction du bon utilisateur, et au même temps minimisant l'influence des signaux d'interférences et de bruit.

La figure II.1 montre les blocs fonctionnels de base d'une antenne intelligente.

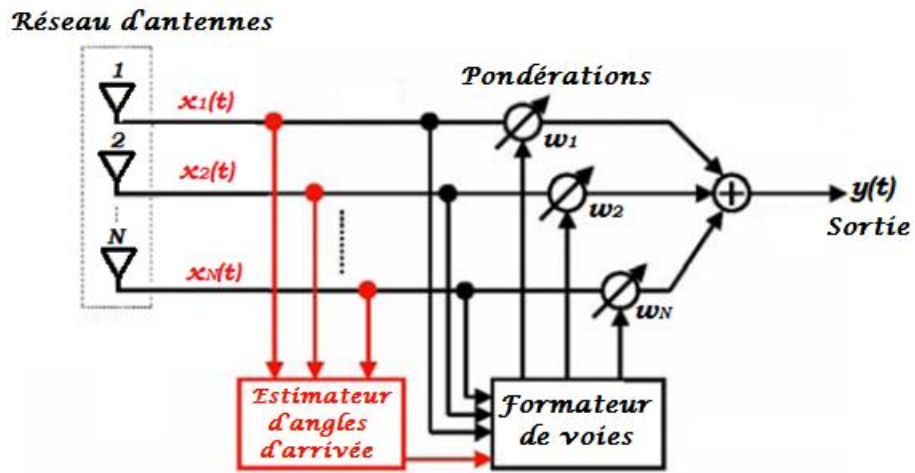


Figure II.1. Schéma de blocs fonctionnels d'une antenne intelligente

Supposons que l'antenne intelligente est constituée par un réseau de N antennes linéairement disposées et régulièrement espacées d'une distance d . Sur le réseau tombent $J + L$ signaux tel que L et J représentent respectivement le signal d'utilisateur et les signaux d'interférence. La détection des directions d'arrivée de l'ensemble des signaux est la tâche du bloc estimateur des directions d'arrivée. S'il y a par exemple un seul signal désiré ($L = 1$), sa direction d'arrivée est θ_d , et celles des signaux d'interférence sont $\theta_1, \theta_2, \dots, \theta_J$. Le vecteur signal d'entrée en provenance des N antennes peut être vu comme suit :

$$x(t) = A(\theta).s(t) + n(t) \quad (\text{II. 1})$$

$$\text{et} \quad x(t) = [x_1(t), x_2(t), \dots, x_N(t)]^T \quad (\text{II. 2})$$

$s(t)$ est le vecteur du signal en bande de base contenant 1 signal désiré et J signaux d'interférence :

$$s(t) = [s_d(t), s_1(t), \dots, s_J(t)]^T \quad (\text{II. 3})$$

$n(t)$ est le vecteur signal de bruit qui représente un bruit blanc additif d'une variance σ^2 tel que :

$$n(t) = [n_1(t), n_2(t), \dots, n_N(t)]^T \quad (\text{II. 4})$$

La matrice directionnelle du réseau d'antenne est :

$$A(\theta) = [a(\theta_d), a(\theta_1), \dots, a(\theta_J)] \quad (\text{II. 5})$$

Avec : $a(\theta_d)$ est le vecteur de direction du signal désiré, et $a(\theta_1), \dots, a(\theta_J)$ sont les vecteurs des directions des signaux d'interférence.

Où :

$$a(\theta_k) = [1, e^{-j\phi_k}, \dots, e^{-j(N-1)\phi_k}]^T \quad (\text{II. 6})$$

$$\phi_k = \frac{2\pi d}{\lambda} \sin\theta_k \quad \text{avec } k = d, 1, 2, \dots, J \quad (\text{II. 7})$$

Et le signal de sortie du système est de la forme suivante :

$$y(t) = \omega^H x(t) = \sum_{n=1}^N \omega_n^* x_n(t) \quad (\text{II. 8})$$

$\omega = [\omega_1, \omega_2, \dots, \omega_N]$: sont les vecteurs de pondération calculés par le bloc formateur de voie de l'antenne intelligente. Ces vecteurs sont choisis d'une façon bien déterminée en basant sur des algorithmes de traitement du signal spéciaux pour tenir compte des différentes possibilités de formation de lobes.

L'amplitude de la sortie du système est :

$$F(\theta) = |y(t)| = |\omega^H a(\theta)| \quad (\text{II. 9})$$

Les coefficients de pondération du faisceau dirigé vers la direction θ_0

$$\omega(\theta_0) = a(\theta_0) = [1, e^{-j\phi_0}, \dots, e^{-j(N-1)\phi_0}]^T \quad (\text{II. 10})$$

Où $\phi_0 = \frac{2\pi d}{\lambda} \sin\theta_0$

La fonction caractéristique qui nous aide à représenter le diagramme de rayonnement est :

$$\begin{aligned} F(\theta) &= |\omega^H(\theta_0) a(\theta)| = \left| \sum_{n=1}^N e^{jn(\phi_0 - \phi)} \right| \\ &= \left| \frac{\sin[(N\pi d/\lambda)(\sin\theta_0 - \sin\theta)]}{\sin[(\pi d/\lambda)(\sin\theta_0 - \sin\theta)]} \right| \end{aligned} \quad (\text{II. 11})$$

Dans la direction $\theta = \theta_0$, le maximum d'amplitude de sortie peut être obtenu. La direction du lobe principal change en fonction des valeurs que peut prendre l'angle θ .

Ainsi l'antenne intelligente détecte les directions d'incidence des différentes sources à l'aide de son bloc d'estimation, et forme un faisceau spécifique en dirigeant les zéros du diagramme de rayonnement dans les directions d'interférences et bruit tout en privilégiant la direction de la source utile. Le niveau de diagramme de rayonnement peut être contrôlé dans chaque direction avec des coefficients de pondération du lobe calculés par le bloc de formation de voies.

En résumé, on peut dire que le fonctionnement des antennes intelligentes réside dans deux fonctions fondamentales qui sont l'estimation de l'angle ou la direction d'arrivée et la formation de voie dont le but principal est de contrôler et commander l'amplitude et la phase de chaque élément du réseaux d'antennes afin d'ajuster les niveaux des lobes du diagramme de rayonnement et atteindre des agréables avantages.

II.5. Types de l'antenne intelligente

Fondamentalement, il y a deux principaux types des antennes intelligentes:

1. Une antenne intelligente à faisceau commutable : ce type utilise des circuits analogiques (commutateurs) pour modifier la phase et l'amplitude des excitations des éléments du réseau. Il est le plus simple du point de vue du traitement de signal et de la complexité du circuit.
2. Une antenne intelligente à réseau adaptatif : ce type est numérique dans sa grande partie. Il sert à ajuster en temps réel son diagramme de rayonnement en fonction du changement spatial du rapport signal à bruit, ou le rapport signal à interférences.

Avec la présence d'une interférence de faible niveau, les deux types d'antennes intelligentes fournissent des gains significatifs par rapport aux systèmes constitués par des antennes conventionnelles. Cependant, quand une interférence de niveau élevé est présente, la capacité de la rejeter est beaucoup plus garantie par l'antenne à réseau adaptatif que par l'antenne à faisceau commutable ou l'antenne conventionnelle [II-4].

Le terme d'antenne intelligente ne concerne plus seulement les antennes à faisceaux commutables et les antennes adaptatives, cette définition s'est généralisée et englobe les techniques multi-antennes appelées aussi diversité d'antenne [II-5]. Dans ces techniques, le critère de classification est basé sur le nombre des entrées (les antennes émettrices) et des sorties (les antennes réceptrices) qui est employé par le système. Selon cette classification les trois catégories possibles sont :

- SIMO (Single Input – Multiple Output); une seule antenne est utilisée à l'émission et des antennes multiples sont utilisées à la réception.
- MISO (Multiple Input – Single Output); des antennes multiples sont utilisées par l'émetteur et une seule antenne est utilisée par le récepteur.
- MIMO (Multiple Input – Multiple Output); des antennes multiples sont utilisées à l'émission et aussi à la réception.

II.5.1. Système à commutation du faisceau

Ce type d'antenne intelligente est nommé faisceau commuté [II-6], réseau à faisceau commutable [II-7], ou encore système à commutation du faisceau [II-3, II-8].

Ce système basé sur les techniques fixes de formation de faisceaux est considéré comme une extension de la méthode de sectorisation cellulaire actuelle dans laquelle un site de cellules comprend par exemples trois macro-secteurs de 120 degrés. Ces derniers sont divisés par le système en plusieurs micro-secteurs chacun contenant un diagramme de rayonnement prédéterminé. Lorsque l'utilisateur entre dans la zone de couverture du système, l'antenne détermine dans quel secteur se situe l'utilisateur et commute sur le faisceau correspondant [II-9, II-10]. En effet, l'antenne forme multiples faisceaux fixes ayant une sensibilité maximale dans des directions particulières. Quand l'antenne détecte la puissance des signaux, elle sélectionne le micro- secteur contenant le signal le plus puissant. Pendant un déplacement du l'utilisateur désiré, le système écoute la puissance de son signal et la commute continuellement vers d'autres micro- secteurs fixes quand c'est nécessaire en gardant le niveau maximal du signal.

La figure II.2 montre les composants d'un système à faisceau commutable et les lobes de son diagramme de rayonnement.

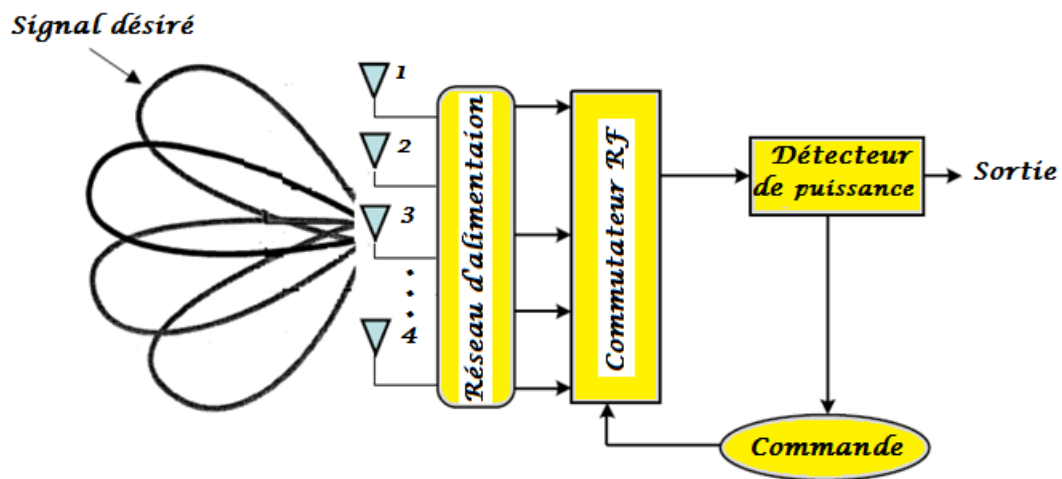


Figure II.2. Système à commutation du faisceau

Les systèmes à commutation de faisceau offrent plusieurs avantages:

- Faible complexité et faible coût. Puisque ces systèmes exigent uniquement un réseau d'alimentation de faisceaux (beamforming network), un commutateur RF, et une simple commande logique qui sont relativement moins chères et faciles à mettre en application.
- Interaction modérée avec des récepteurs de station de base. Dans la pratique, les systèmes à faisceaux commutés peuvent simplement remplacer les antennes sectorielles conventionnelles sans exiger des modifications significatives sur l'interface radio de l'antenne de station de base ou sur les algorithmes de bande de base mis en application au récepteur.
- Une couverture étendue.
- Formation simultanée de multiples faisceaux.

Cependant, il y a plusieurs limitations aux antennes à faisceaux commutés qui peuvent être récapitulées comme suit:

- Susceptibilité aux interférences ou aux multi-trajets arrivant des directions proches de la direction du signal désiré puisque, dans ce cas, ces signaux apparaîtraient également sur le même port comme le signal désiré. Cela rend difficile la séparation des signaux.
- Manque de diversité de trajet. Puisque le système à faisceaux commutés choisira seulement le signal à partir d'un port, il ne pourra pas combiner les composants cohérents par trajets multiples qui pourraient arriver des directions des faisceaux autres que le faisceau principal.

II.5.2. Système à réseau adaptatif

Ce système est composé par un réseau d'antennes relié avec un processeur adaptatif (un outil numérique de traitement des signaux) à temps réel qui attribue des poids de pondération aux signaux incidents sur les éléments du réseau afin d'optimiser le signal de sortie selon des algorithmes adaptatifs de contrôle prédéfinis comme montré dans la figure ci-dessous. Une antenne réseau adaptative peut donc être définie comme un réseau capable de modifier son diagramme de rayonnement, sa réponse fréquentielle et d'autres paramètres grâce à une boucle à retour de décision interne pendant le fonctionnement de l'antenne [II-9]. Ce type d'antennes intelligentes peut combiner les différents signaux de manière dynamique en fonction des conditions de propagation dans le but de concentrer la puissance uniquement dans la direction des utilisateurs [II-10].

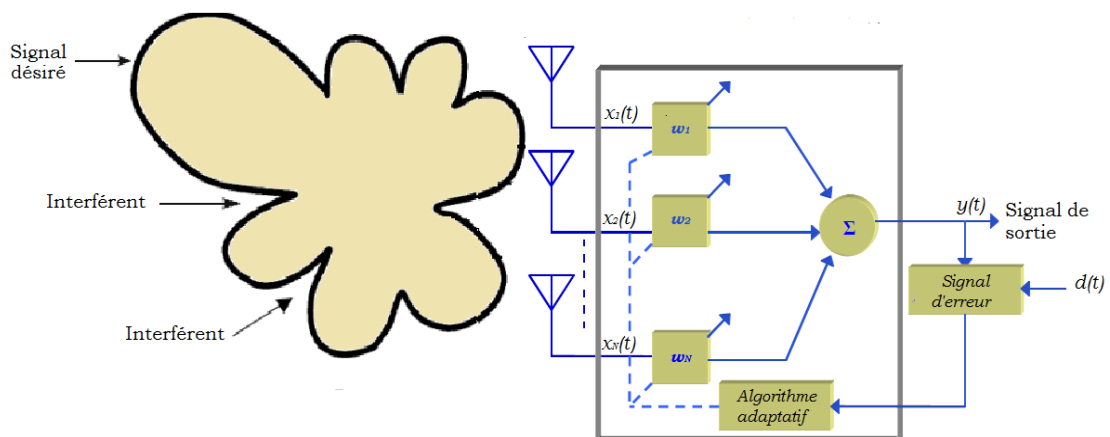


Figure II.3. Système à réseau adaptatif

Parmi les avantages de ce système, on peut citer:

- Possibilité de traquer plusieurs usagers au même temps.
- Possibilité de continuer la distinction entre le signal désiré et le signal interférent.
- Le diagramme de rayonnement est optimisé dynamiquement et en temps réel.
- Le diagramme de rayonnement d'un système adaptatif est plus précis que celui du système à faisceaux commutés.

L'inconvénient majeur des systèmes d'antennes adaptatifs est la difficulté de réalisation due à la complexité des algorithmes d'optimisation du diagramme de rayonnement.

II.6. Comparaison entre les deux types de l'antenne intelligente

Les antennes adaptatives peuvent être définies comme des antennes réseaux avec traitement du signal pouvant modifier leur diagramme de rayonnement de façon dynamique pour s'adapter au bruit, au brouillage et à la propagation par trajets multiples. Elles sont utilisées pour améliorer le rapport signal/bruit+brouillage (SINR) à la réception et peuvent également être considérées comme des antennes à faisceaux modelés pour l'émission. De même, les systèmes à commutation de faisceaux utilisent un certain nombre de faisceaux fixes sur le site de l'antenne. Le récepteur sélectionne le faisceau qui renforce le plus l'intensité du signal et limite le plus les brouillages. Les systèmes à commutation de faisceaux ne peuvent pas être aussi performants que les systèmes adaptatifs mais ils sont beaucoup moins complexes et beaucoup plus faciles à moderniser. Enfin, les antennes adaptatives sont définies comme des systèmes qui peuvent associer des technologies d'antennes adaptatives et des technologies de faisceaux commutés.

Il est nécessaire de noter que plusieurs références existant dans la littérature considèrent souvent que l'antenne intelligente est une antenne adaptative, sachant qu'en réalité cette dernière n'est plus qu'un seul type de l'antenne intelligente. Cela signifie que l'antenne adaptative est plus intelligente que l'antenne à faisceau commutable.

II.7. Répartiteurs de faisceaux fixes

Dans les antennes à pointage électronique et dans les techniques fixes de formation de faisceau, les commutateurs RF sont utilisés avec un répartiteur de faisceaux qui génère les pondérations sur les différents éléments de réseau d'antennes. Les circuits de répartition peuvent être réalisés de deux manières :

- Soit par des éléments actifs (amplificateurs RF pour le contrôle des amplitudes et déphaseurs variables pour le contrôle de la phase) et dans ce cas l'architecture est complexe et onéreuse.
- Soit par des éléments passifs qui se divisent eux-mêmes en deux catégories [II-11, II-12]: Les systèmes quasi-optiques combinant un réflecteur ou une lentille avec un réseau d'antennes comme les lentilles de Rotman [II-13, II-14], de Shelton [II-15], et de Luneburg [II-16], et les systèmes de type circuit ou matrice comme la matrice de Blass [II-17], la matrice de Butler [II-18], et la matrice de Nolen [II-19] qui sont réalisés avec des lignes imprimées, lignes à air, ou guide d'ondes.

Dans cette section, nous n'allons pas faire une étude détaillée sur tous ces répartiteurs de faisceaux, mais nous passerons en revue sur ceux qui sont les plus connus et plus particulièrement sur la matrice de Butler, la matrice de Blass, la matrice de Nolen, et la lentille de Rotman. Nous commencerons par une brève présentation des caractéristiques et du mode de fonctionnement en illustrant la structure de chaque

répartiteur. Puis nous présenterons les principaux avantages et limitations de chacun d'eux.

II.7.1. Matrice de Butler

La matrice de Butler a été introduite en 1961 par M. Jesse L. Butler, est une matrice très connue de formation de faisceaux analogique [II-1]. Elle représente une implémentation analogique à la transformée de Fourier rapide. De plus, cette matrice exige $N \log N$ combinaisons de signal (sommations, différences) pour exciter à partir de N ports d'entrée N faisceaux d'un réseau possédant N éléments. Autrement dit, cette matrice est composée de coupleurs directionnels 3dB, de déphaseurs fixes, et elle dispose de N ports d'entrée et de N ports de sortie reliés au réseau d'antennes. L'antenne multifaisceaux ainsi composée permet d'obtenir N ou $N + 1$ directions de faisceaux selon la version standard (sans faisceau dans l'axe, et utilisant des coupleurs hybrides (3dB, 90°)) ou non standard (avec faisceau dans l'axe, et utilisant des coupleurs hybrides (3dB, 180°)).

La matrice de Butler est un système parallèle, 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. Donc, les fonctions principales de ce système sont [II-20] :

- La distribution des signaux RF aux éléments rayonnants de l'antenne,
- Formation et orientation de faisceaux orthogonaux.

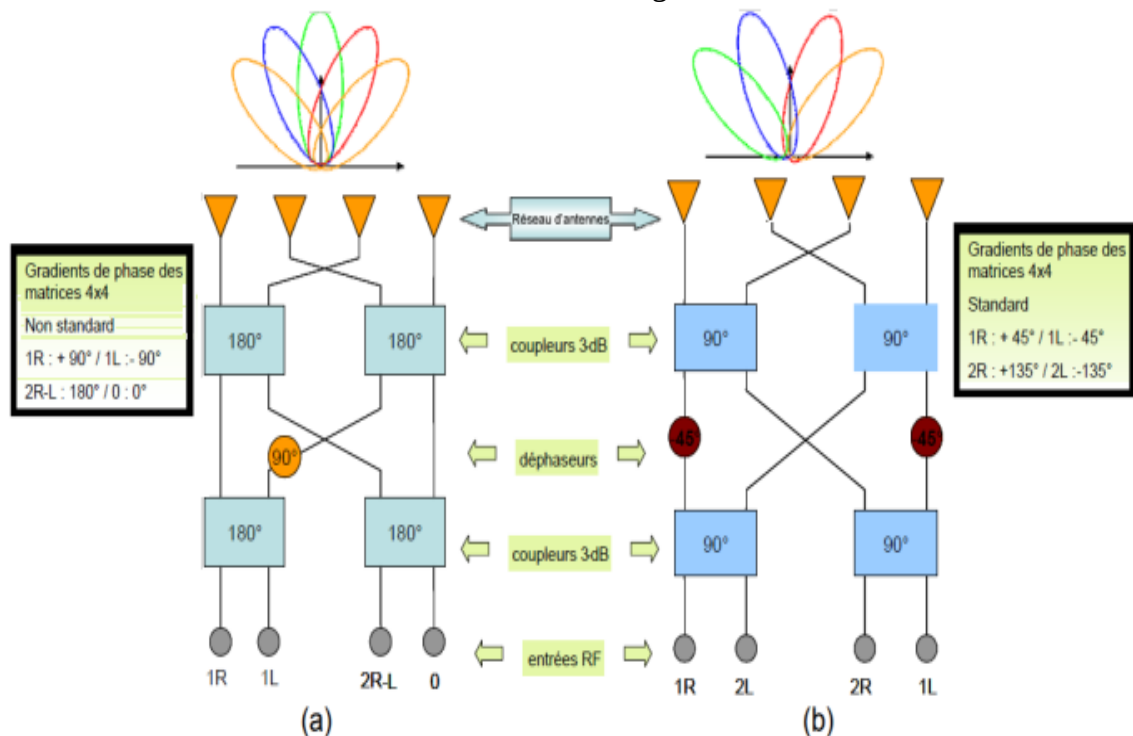


Figure II.4. Architecture d'une matrice de Butler 4x4 ; (a) matrice non standard, (b) matrice standard [II-9]

La matrice de Butler est un circuit passif symétrique à N ports d'entrées et à N ports de sorties qui pilote N éléments rayonnants produisant N faisceaux orthogonaux différents. Un total de N coupleurs et $N/2$ déphaseurs est exigé pour former le circuit d'alimentation dont les pondérations en sortie sont données par :

$$\omega_{mn} = N^{-\frac{1}{2}} e^{\frac{2\pi j}{N} [n-(N+1)/2][m-(N+1)/2]} \quad (\text{II. 12})$$

Où ω_{mn} : représente l'amplitude du champ du n^{ieme} élément rayonnant lorsque le port m (dans le sens des faisceaux de droite à gauche) est activé par un signal d'amplitude unitaire et de phase nulle.

Lorsqu'on fait entrer un signal quelconque à un des ports d'entrée de la matrice de Butler standard reliée à un réseau d'antennes linéaire à espacement uniforme, la matrice de Butler redistribue ce même signal aux N antennes suivant la loi d'alimentation en phase qui détermine les déphasages inter-éléments (entre des ports adjacents) selon la formule suivante :

$$\alpha_i = \frac{i\pi}{N} \quad (\text{II. 13})$$

où $i = -(N-1) \dots, -3, -1, 1, 3, \dots (N-1)$. La plus petite valeur de i correspond au premier faisceau du coté droit et sa plus grande valeur correspond au premier faisceau du coté gauche. De la valeur minimale à la valeur maximale, i prend des valeurs croissantes avec un pas égal à 2 chacune correspond à un faisceau (dans le sens de droite à gauche)

De plus, on peut déduire la direction ψ_i du maximum des faisceaux à partir de la relation suivante :

$$\cos\psi_i = -\frac{\alpha_i}{kd} \quad (\text{II. 14})$$

Avec $k = \frac{2\pi}{\lambda}$, est la constante de propagation.

Donc,

$$\cos\psi_i = -\frac{i \cdot \lambda}{2Nd} \quad (\text{II. 15})$$

L'angle d'incidence par rapport à l'axe normal à celui du réseau est :

$$\theta_i = \psi_i - \pi/2 \quad (\text{II. 16})$$

Dans les cas, par exemple d'un réseau d'antennes isotropes à 4 éléments équidistants de $\lambda/2$ et alimenté par un circuit répartiteur de Butler standard 4x4 comportant 4 coupleurs hybrides et 2 déphaseurs fixes, les quatre accès des faisceaux identifiés 1L, 2L, 1R et 2R sont respectivement les premier et deuxième faisceaux à gauche ainsi que les premier et deuxième faisceaux à droite de l'axe normal au réseau d'antennes. Les propriétés de la matrice de Butler correspondant à ce cas peuvent récapitulées dans le tableau suivant :

Faisceau	i	α_i	$\cos \psi_i$	ψ_i (°)	θ_i (°)
1L	1	$\pi/4$	-0.25	104.5	14.5
2R	-3	$-3\pi/4$	0.75	41.4	-48.6
2L	3	$3\pi/4$	-0.75	138.6	48.6
1R	-1	$-\pi/4$	0.25	75.5	-14.5

Tableau II.1. Résumé des propriétés de la matrice de Butler 4x4 reliée à un réseau linéaire à espacement uniforme

Le facteur de réseau normalisé, lorsque la matrice de Butler 4x4 est reliée à un réseau linéaire à espacement uniforme de demi-longueur d'onde, donne le diagramme de rayonnement pour les 4 accès des faisceaux illustré dans la figure suivante :

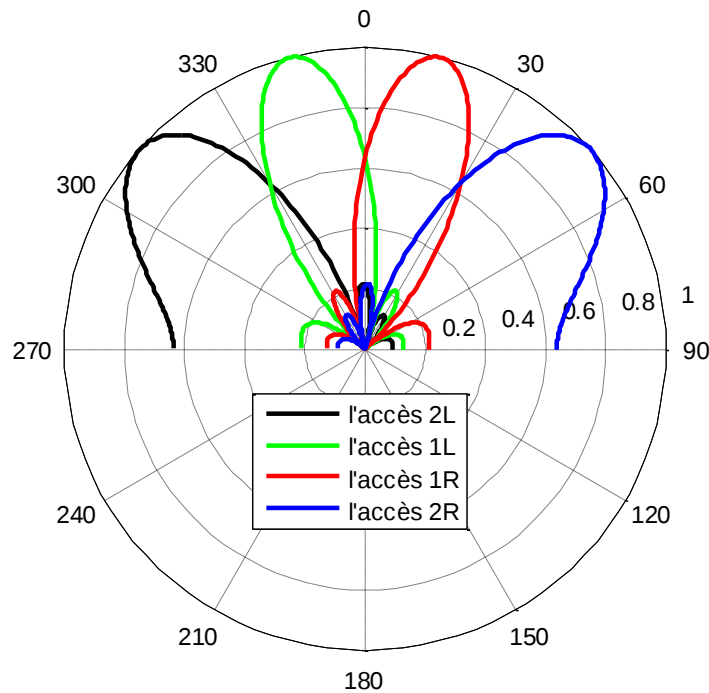


Figure II.5. Facteur de réseau (normalisé) pour un réseau linéaire de 4 antennes à espacement uniforme $d = \lambda/2$ relié à une matrice de Butler 4x4 standard

Ainsi, un réseau d'antennes muni d'un déphaseur de Butler 4x4 standard permet d'obtenir une antenne à commutation de faisceaux ayant quatre lobes de mêmes gains; deux lobes du côté droit identifiés par 1R et 2R et deux lobes du côté gauche identifiés par 1L et 2L.

Dans le cas où la matrice de Butler standard précédente est remplacée par une autre non standard, nous obtenons un diagramme de rayonnement ayant cinq lobes de mêmes gains; deux lobes du côté droit et deux autres du côté gauche et un dans l'axe normal à l'axe du réseau d'antennes comme illustre la figure suivante :

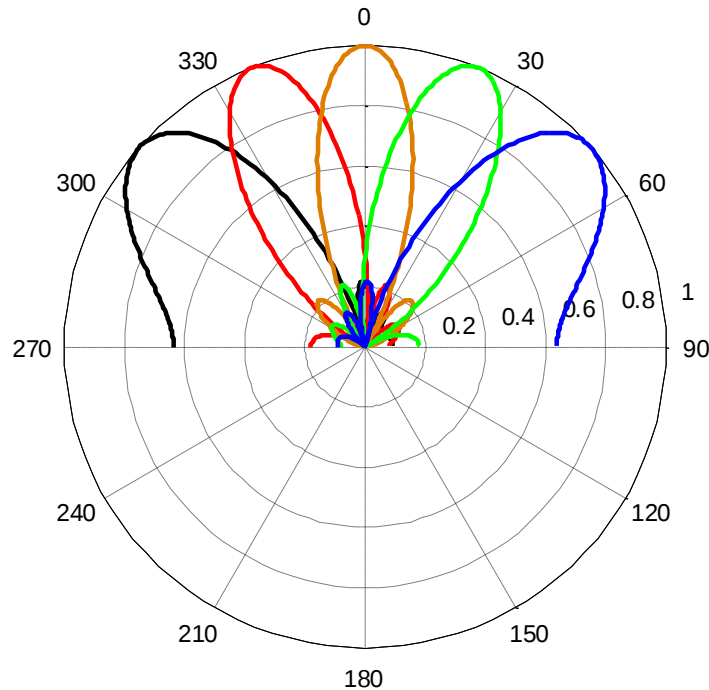


Figure II.6. Facteur de réseau (normalisé) pour un réseau linéaire de 4 antennes à espacement uniforme $d = \lambda/2$ relié à une matrice de Butler 4x4 non standard

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 et parmi lesquels on cite ceux mentionnés par [II-9]:

- Un réseau simple employant peu de types de composants (des coupleurs et des déphaseurs fixes), qui est mis facilement en œuvre par l'utilisation des lignes micro-rubans.
- Les faisceaux produits ont une largeur étroite et une bonne directivité.
- La matrice a un niveau presque constant de croisement de faisceaux qui ne change pas avec la fréquence. Ceci permet un bon modèle de rayonnement (presque un arc parfait) et un gain maximum du système dans une direction quelconque du secteur de couverture.
- Elle réalise le pointage électronique dans l'espace sans mouvement mécanique dans le procédé de balayage.
- Elle est théoriquement sans perte puisque la perte d'insertion minimale dans les coupleurs, les déphaseurs et les lignes de transmissions utilisées ne rend pas le système impraticable.
- La conception de grandes matrices est assez facile puisque les déphaseurs sont placés symétriquement par rapport à la ligne de phase.

La matrice de Butler n'est pas un circuit répartiteur totalement parfait, elle a aussi des inconvénients qui ne sont pas négligeables [II-9, II-21] :

- La largeur de faisceau et la direction de pointage dépendent de la fréquence.

- L'interconnexion est assez complexe pour une grande matrice (beaucoup de croisements, par exemple plus de 16 croisements sont nécessaires pour une matrice 8x8).
- Le nombre de composants devient vite considérable avec un nombre important d'éléments du réseau.
- Les niveaux des lobes secondaires sont fixés dès que le nombre de faisceaux désiré est choisi.

II.7.2. Matrice de Blass

La matrice de Blass présente une flexibilité totale sur la définition des lois d'alimentation à la fois en amplitude et en phase. Elle peut donc être utilisée pour produire des lois d'alimentation orthogonales ou même uniformes en phases, en fonction des contraintes que l'on s'impose dans sa conception [II-22].

Cette matrice est un réseau d'alimentation en série, contrairement à la matrice de Butler (système parallèle), avec une structure en treillis (figure II.7), dans laquelle la puissance est diminuée séquentiellement à partir des lignes transverses ("through line") dans les lignes de ramification ("branch 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.

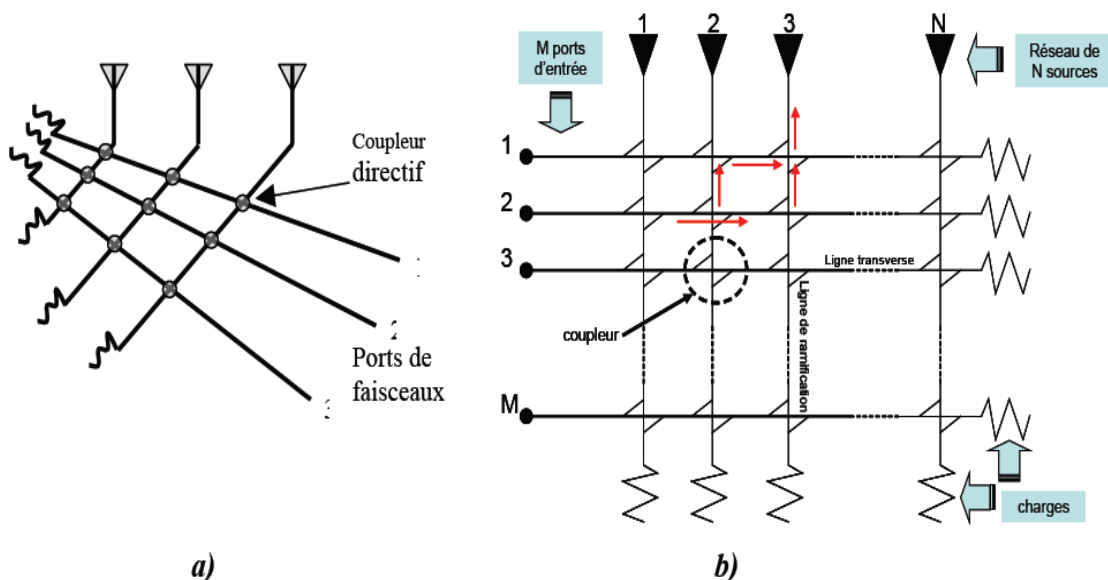


Figure II.7. Topologie de la matrice de Blass de base [II-21]

Pour le port d'entrée N° 1 de la matrice, le diagramme de rayonnement désiré est atteint sans difficulté. Le port N° 2 sera lui affecté par le réseau d'alimentation du port N° 1. Cette affectation a été calculée par Blass pour une distribution de coupleurs uniforme [II-17]. Le port N° 2 fournit des retards égaux à tous les éléments, ayant pour résultat un faisceau dans le plan de rayonnement (broadside). Les deux autres ports fournissent des délais progressifs entre les éléments et produisent les faisceaux qui sont

en dehors du plan de rayonnement. La matrice a été optimisée pour obtenir les faisceaux presque orthogonaux.

Le nombre de coupleurs, C requis pour former M faisceaux est donné par [II-9]:

$$C = M \times N \quad (\text{II. 17})$$

Le nombre de déphaseurs, D requis pour former M faisceaux est donné par [II-21]:

$$D = M \times (N - 1) \quad (\text{II. 18})$$

Les principaux avantages pour utiliser la matrice de Blass peuvent être résumés en ce qui suit:

- Les faisceaux formés sont produits en jouant sur les rapports de couplage des coupleurs directionnels (la pondération en amplitude est possible pour chaque faisceau).
- Le temps de retard assure une certaine constance des faisceaux avec la fréquence.
- La disposition d'intercommunication du circuit est simple car il n'y a pas de croisements.

Malgré tout ceci, la matrice de Blass renferme des inconvénients:

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

II.7.3. Matrice de Nolen

Cette matrice porte le nom de Nolen car elle aurait été décrite pour la première fois dans le rapport de thèse de Nolen publié en 1965 [II-23]. Elle est caractérisée par une alimentation en série des sorties. Elle peut être vue comme combinaison de la matrice de Butler avec celle de Blass. Les éléments d'antenne sont couplés aux M ports de faisceau comme représenté dans la figure II.8.

La matrice de Nolen peut avoir un nombre d'éléments d'antennes différents du nombre de ports de faisceau comme la matrice de Blass. Autrement dit, Les matrices de Nolen sont constituées d'un ensemble de voies RF reliées aux ports d'entrée croisant un ensemble de voies RF reliées aux ports de sorties. Chaque croisement comporte un coupleur directionnel et un déphaseur, tel qu'illustré sur la figure II.8.

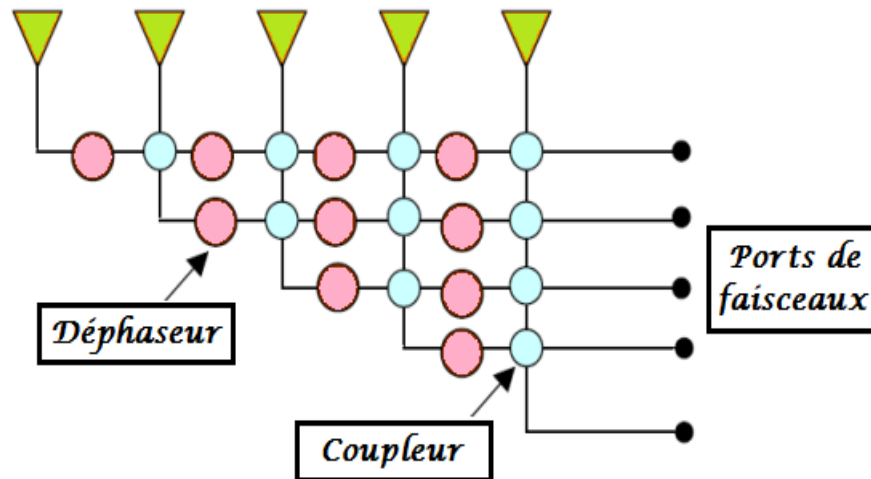


Figure II.8. Topologie de la matrice de Nolen [II-9]

La matrice de Nolen est théoriquement sans perte, si l'on ne tient pas compte des pertes d'insertions des coupleurs et déphaseurs. De plus, Il ressort de sa structure qu'aucun croisement de voies n'est nécessaire, ce qui pourrait être avantageux pour des réalisations planaires. Par contre, ces matrices présentent plus de composants par voie RF que les matrices de Butler si l'on ne prend pas en compte les croisements de voies RF pour ces dernières. Cette matrice est rarement utilisée dû aux difficultés d'ajuster le réseau et à cause de son coût. Elle est réputée aussi difficile à dimensionner et plus complexe que ses équivalentes.

II.7.4. La lentille de Rotman

Un autre répartiteur de faisceaux multiples commun est connu sous le nom de lentille de Rotman. Ce type quasi-optique a pris ce nom grâce à une mise en œuvre très populaire de telles lentilles développées avec la technologie planaire micro-ruban, par Rotman en 1963 [II-24]. La procédure de synthèse d'une lentille de Rotman est basée sur des principes de l'optique géométrique. Les ports d'entrée alimentent l'intérieur d'une cavité d'une lentille plate dont la périphérie est convenablement définie. L'excitation d'un port d'entrée produit une distribution quasi-uniforme en amplitude et quasi-linéaire en phase (gradient de phase constant) aux ports de sortie. A chaque entrée correspond un faisceau dans une direction donnée dont la directivité dépend du nombre d'antennes connectées en sortie de la lentille. Le balayage est alors obtenu par commutation entre les différents chemins d'entrée et il est nécessaire d'avoir autant de ports d'entrée que de faisceaux désirés. La contrainte de longueur de chemins égaux jusqu'au front d'onde réel, assure que la direction des faisceaux émis reste invariable avec la fréquence.

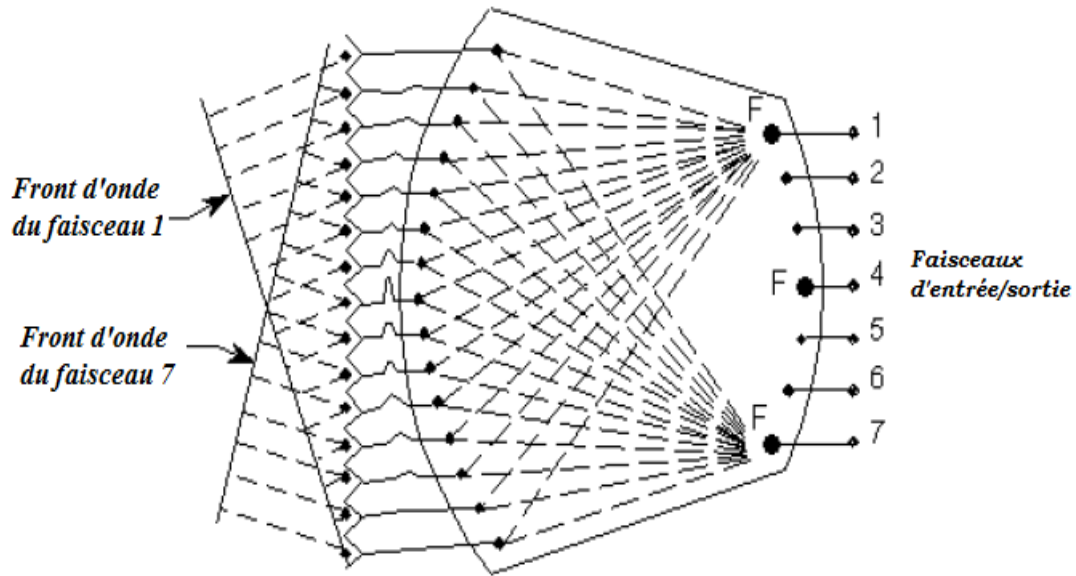


Figure II.9. Schéma de principe de la lentille de Rotman

Pour avoir un balayage de faisceau à deux dimensions, plusieurs lentilles de Rotman peuvent être empilées. Dans [II-25] par exemple, un commutateur à diode PIN suivi d'un amplificateur faible bruit est utilisé pour chaque étage afin de donner un réseau phasé large bande à double polarisation rendant ainsi possible le balayage électronique de faisceau en élévation et en azimuth.

La lentille de Rotman présente des avantages intéressants car elle offre une certaine liberté de conception avec de nombreux paramètres à ajuster. Elle bénéficie de l'obtention d'une quantité appréciable de faisceaux et elle dispose surtout d'un système stable en fréquence. Bien qu'elle soit intéressante, elle engrange néanmoins des inconvénients [II-21, II-26]:

- Le nombre important de paramètres à régler peut poser des complications au niveau de la conception.
- La difficulté à maîtriser le couplage entre chaque port d'entrée.
- L'inexistence des faisceaux orthogonaux à cause des débordements (spillover) indésirables du diagramme primaire de la lentille.
- Le manque de précision du choix de la direction du faisceau; car la lentille de Rotman peut seulement fournir une série distincte de faisceaux du fait de la disposition des ports d'entrées.
- La taille du système qui est assez importante.
- La bande passante est très étroite.

II.8. Domaines d'application de la technologie d'antennes intelligentes

Les deux types d'antennes intelligentes que ce soient adaptatives ou à commutation de faisceaux peuvent être utilisées dans les systèmes de télécommunications comprenant des unités mobiles ou fixes. Nous citerons quelques exemples de champs d'applications:

II.8.1. Les communications satellitaires

Dans le domaine des systèmes de communications par satellite, la qualité de signal requise est de plus en plus importante et la quantité de trafic quant à elle ne cesse d'augmenter. On assiste ainsi à l'établissement de spécifications système devant allier performance et souplesse. Cela se traduit au niveau de l'antenne par des contraintes sur le nombre de diagrammes à former pour la couverture ainsi que le nombre de sources nécessaires pour leur contrôle. L'utilisation des antennes intelligentes est une solution pour l'amélioration des performances et de la capacité des systèmes satellites [II-27].

Le traitement d'antenne adaptatif présente plusieurs avantages potentiels dans les systèmes satellitaires [II-28]:

- Il permet de pointer le faisceau vers l'utilisateur, lui faisant bénéficier du maximum de gain possible. L'intérêt est soit de diminuer la taille du terminal utilisateur, soit de réduire celle de l'antenne satellite, ou encore de garder ces antennes inchangées tout en améliorant le bilan de liaison, donc potentiellement le débit des communications concernées.
- Il améliore l'isolation entre utilisateurs employant la même ressource, ce qui permet de réutiliser la même bande de fréquence sur deux faisceaux plus proches.
- Il permet enfin de placer des trous dans le diagramme d'antenne en direction de brouilleurs externes éventuels pour introduire de l'anti-brouillage dans le système et ainsi préserver les communications.

II.8.2. Les radars

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. L'intégration d'une nouvelle technologie dans les radars consiste à la réalisation d'une antenne adaptative multifaisceaux, à formation de faisceaux par le calcul, dont les faisceaux sont notamment dépourvus de lobes de réseaux parasites. Cette antenne multifaisceaux présente en outre une sélectivité spatiale à l'émission. Ce système s'applique notamment à la lutte contre le brouillage des radars.

II.8.3. La téléphonie mobile

La technologie des antennes intelligentes permet d'augmenter la capacité des réseaux téléphoniques mobiles sans installer de nouvelles antennes. Cependant, l'antenne sectorielle ou omnidirectionnelle prend en charge les appels passés par les utilisateurs de téléphones mobiles se situant dans la zone qu'elle couvre. Ces zones de couvertures sont appelées cellules et leur taille est fixe. Lorsque de nombreux appels essayent d'accéder au réseau mobile simultanément, la capacité d'une cellule peut-être insuffisante et rend le réseau alors saturé et il est impossible d'appeler. La technologie d'antennes intelligentes permet de modifier la géométrie des cellules en fonction du

trafic. Une partie de celui-ci peut ainsi être déporté temporairement sur une cellule adjacente peu utilisée. Le système permet aux antennes de dialoguer et de répartir les ressources vers les zones qui en ont le plus besoin.

Les antennes adaptatives qui peuvent équiper les nouvelles générations de stations de base servent à diriger les faisceaux vers les mobiles en communication et donc de travailler à puissance réduite. L'orientation des faisceaux s'opère en contrôlant l'amplitude et la phase de la porteuse envoyée vers chaque antenne élémentaire. Les perturbations et interférences inter-cellules seront réduites d'autant, ce qui permet une réutilisation des fréquences dans des cellules plus proches qu'avec des antennes classiques.

Les antennes à commutation de faisceaux peuvent également équiper les stations de base des systèmes de télécommunications afin d'élargir la zone de couverture et réduire la pollution électromagnétique.

II.8.4. La technologie WiMax mobile

Les antennes intelligentes constituent également un moyen technologique d'améliorer les performances des réseaux sans fil haut débit WiMax (Worldwide Interoperability for Microwave Access). En effet, le WiMax mobile supporte une grande plage de ces antennes pour aboutir à un système beaucoup plus performant. Cette technologie inclue:

Beamforming : Le système utilise multiples antennes pour transmettre les signaux et améliorer sa couverture et sa capacité tout en réduisant la probabilité d'outage.

Space-Time Code (STC) : La diversité de transmission comme celle du code d'Alamouti est supportée afin de fournir une diversité spatiale et réduire la marge d'évanouissement.

Spatial Multiplexing (SM) : Plusieurs flux sont transmis à travers différentes antennes. Si le récepteur présente plusieurs antennes, il sera capable de séparer les flux afin d'aboutir un débit beaucoup plus élevé que celui atteint avec une seule antenne.

II.8.5. Les réseaux WiFi

Les récentes avancées technologiques ont rendu le WiFi bien plus intelligent et plus attractif dans l'optique de mettre en place des réseaux d'accès large bande sans fil très abordables [II-29]. De nouvelles technologies d'antenne intelligente, de gestion RF et de protection contre les interférences ont également renforcé de manière significative le débit global et la fiabilité des réseaux WiFi étendus en évitant les erreurs de paquets.

À la différence des antennes omnidirectionnelles qui émettent des signaux dans toutes les directions à la fois, le réseau d'antennes adaptatives dirige toute l'énergie transmise vers le dispositif de réception, optimisant ainsi la portée tout en minimisant le bruit pour les dispositifs WiFi environnants qui ne se trouvent pas sur le chemin du signal.

À la différence également des antennes directionnelles fixes, les algorithmes de commande des antennes forment des faisceaux par destination et par paquet en combinant un ou plusieurs éléments d'antenne. Avec des milliers de faisceaux couvrant

toutes les directions et toutes les polarités de signaux, les réseaux d'antennes adaptatives sont flexibles, adaptatifs et universels.

Cette adaptation automatique soulage la charge qui pèse sur les installateurs sans fil en termes de précision du positionnement des radios WiFi extérieures et de réglage des antennes.

II.8.6. Les réseaux ad hoc

Avec la saturation de l'espace hertzien, conséquence de la prolifération des objets nomades communicants, les antennes adaptatives sont une voie prometteuse. Dans les applications à haut débit des réseaux ad hoc, elles permettraient ainsi de focaliser un faisceau sur un utilisateur et de le suivre en temps réel. Les antennes adaptatives ont de nombreux avantages et peuvent améliorer la performance des réseaux ad hoc, elles permettent:

- de résoudre les principales difficultés de ces réseaux qui sont le débit et l'autonomie des batteries.
- la diminution des collisions entre les nœuds

Comparées avec les antennes omnidirectionnelles, les antennes adaptatives ont de nombreux avantages et peuvent améliorer la performance des réseaux ad hoc. Ces antennes ne fixent leurs énergies qu'envers la direction cible et ont une portée d'émission et de réception plus large avec la même somme de puissance. Cette particularité peut être exploitée pour ajuster la puissance d'un transmetteur en cas d'utilisation d'une antenne directionnelle ou adaptative.

En plus de tous ces domaines, le traitement d'antennes est appliqué dans le traitement d'imagerie médicale et d'hyperthermie [II-30, II-31], les antennes circulaires sont utilisées pour focaliser l'énergie en mode d'émission et en mode de réception. Dans les électrocardiogrammes, des antennes planaires dépistent l'évolution des fronts d'ondes qui fournissent des informations sur l'état du cœur d'un patient. Des méthodes de traitement d'antennes ont été également adoptées pour localiser l'activité de cerveau en utilisant des capteurs biomagnétiques.

II.9. Conclusion

Dans ce chapitre une étude particulière pour l'antenne intelligente qui fait récemment l'objet de plusieurs travaux a été effectuée. Le domaine des antennes intelligentes représente une forte combinaison entre les réseaux antennaires et le traitement du signal. En effet, l'intelligence des antennes réseaux est contenue non pas dans leur géométrie mais dans leurs traitements. Parler de traitement d'antenne est donc inévitable. Nous avons commencé par la réponse à la question qui dit « Qu'est-ce qu'une antenne intelligente ? » en introduisant ensuite les avantages, la structure, et le fonctionnement de cette antenne. Nous avons aussi détaillé les types des systèmes à antenne intelligente en faisant une comparaison entre eux. Il nous a semblé intéressant d'offrir à travers ce chapitre et notamment aux lecteurs principalement intéressés par les antennes à faisceaux commutables un aperçu sur les répartiteurs de faisceaux les plus connus comme la matrice de Butler, la matrice de Blass, la matrice de Nolen, et la

lentille de Rotman. La matrice de Butler a pris une place importante par rapport aux autres répartiteurs de faisceaux car elle est sûrement la plus pratiquée et elle peut produire un nombre plus important de faisceaux de grande qualité avec peu de composants.

Une grande attention a été consacrée à la fin du chapitre pour montrer les différents domaines touchés et concernés par l'utilisation de la technologie d'antennes intelligentes qui a vraiment suscité beaucoup d'intérêt dans le monde entier ces dernières années notamment avec l'essor considérable des communications sans fil. L'intérêt d'intégrer les antennes intelligentes dans les différents systèmes de communications sans fil réside dans la possibilité de réduire les interférences et par conséquent d'augmenter la capacité des réseaux et d'améliorer leurs performances.

Bibliographie

[II-1] Michael CHRYSSOMALLIS, "Smart antennas", *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol 42, no 3, pp. 129-136, June 2000.

[II-2] GODARA. Lal Chand, *Smart antennas*, CRC press, 2004.

[II-3] S. Bellofiore, C. A. Balanis, J. Foutz, and A. S. Spanias, " Smart antenna systems for mobile communication networks. Part 1. Overview and antenna design," *Antennas and Propagation Magazine*, IEEE, vol. 44, no 3, pp. 145-154, 2002.

[II-4] "Smart antenna systems", International Engineering Consortium. [Online]. Available: [www.iec.org/online/tutorials/smart antennas](http://www.iec.org/online/tutorials/smart%20antennas)

[II-5] A. Alexiou, M. Haardt, "Smart Antenna Technologies for Future Wireless Systems: Trends and Challenges", *IEEE Communications Magazine*, vol. 42, no 9, pp. 90-97, Sept. 2004.

[II-6] A. U. Bhohe and P. L. Perini, "An Overview of Smart Antenna Technology For Wireless Communication," *IEEE Proceedings of Aerospace Conference*, vol. 2, pp. 875-883, March 2001.

[II-7] C. Seungwon, S. Donghee, and T. K. Sarkar, "A comparison of tracking-beam arrays and switching-beam arrays operating in a CDMA mobile communication channel," *Antennas and Propagation Magazine*, IEEE, vol. 41, pp. 10, 1999.

[II-8] TSOULOS. George V, "Smart antennas for mobile communication systems: benefits and challenges", *Electronics & Communication Engineering Journal*, vol. 11, no 2, pp. 84-94, 1999.

[II-9] N.FADLALLAH, "*Contribution à l'optimisation de la synthèse du lobe de rayonnement pour une antenne intelligente*", thèse de doctorat, université de Limoges, Mai 2005.

- [II-10] M.Mouhamadou, "*Contribution au développement et à l'optimisation d'un démonstrateur d'antennes adaptatives*", thèse de doctorat, université de Limoges, Septembre 2007.
- [II-11] Mohamad HAJJ, "*Conception, réalisation et caractérisation de nouveaux types d'antennes sectorielles à base de matériaux BIE métalliques pour télécommunications terrestres*", thèse de doctorat, université de Limoges, Octobre 2009.
- [II-12] Majed Koubeissi, "*Etude d'antennes multifaisceaux à base d'une nouvelle topologie de matrice de Butler. Conception du dispositif de commande associé*", thèse de doctorat, université de Limoges, Octobre 2007.
- [II-13] W. Rotman, R. Turner, "Wide-Angle Microwave Lens for Line Source Applications", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 11, no 6, pp. 623-632, November 1963.
- [II-14] W. Rotman, *Multiple Beam Radar Antenna System*, US Patent no 3,170,159, 16 February 1965.
- [II-15] J.P. Shelton, "Focusing Characteristics of Symmetrically Configured Bootlace Lenses", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 26, pp. 513-518, Juliet 1978.
- [II-16] R.K. Luneburg, *Mathematic Theory of Optics*, Brown University Press, 1944, pp. 189-212.
- [II-17] J. BLASS, "Multi-directional antenna – new approach top stacked beams", *IRE International Convention record*, Pt.1, 1960, pp. 48-50.
- [II-18] J. BUTLER and R. LOWE, "Beam-forming Matrix Simplifies Design of Electrically Scanned Antennas", *Electronic Design*, vol. 9, pp. 170-173, April 1961.
- [II-19] M.SHUJI, K.MASAYUKI, K.NOBUYOSHI, "Application of planar multibeam array antennas to diversity reception", *Electronic and communications in Japan*, vol. 79, no.11, pp.104-113. 1996.
- [II-20] Constantine A. Balanis, Panayiotis I. Ioannides, *Introduction to Smart Antennas*, Department of Electrical Engineering . Arizona State University
- [II-21] 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, Novembre 2003.
- [II-22] Nelson Jorge Gonçalves Fonseca, "*Étude de Systèmes Micro-ondes d'Alimentation d'Antennes Réseaux pour Applications Multifaisceaux*", thèse de doctorat, université de Toulouse, 2010.

[II-23] J.C. Nolen, "*Synthesis of Multiple Beam Networks for Arbitrary Illuminations*", PhD Thesis, Bendix Corporation, Radio Division, Baltimore, April 1965.

[II-24] H.-Y. YEE, "Slotted waveguide directional coupler characteristics", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol.38, pp.1497–1502, Oct. 1990.

[II-25] L. Schulwitz and A. Mortazawi, "A compact dual-polarized multibeam phased array architecture for millimeter-wave radar", *IEEE Tans.on Microwave Theory and Techniques*, vol. 53, no. 11, pp. 3588-3594, Nov. 2005.

[II-26] Moustapha MBAYE , "*Conception d'un réseau d'antennes multifaisceaux avec la technologie GIS (Guide Intégré au Substrat)*", thèse de doctorat, université du Québec en Outaouais, 2013.

[II-27] Garmy Sow, "*Méthodes d'Accès Multiple à Répartition Spatiale pour Communications par Satellite* ", thèse de doctorat, Télécom ParisTech, 2006.

[II-28] Julien MONTESINOS, "*Traitement d'antenne SDMA pour système de télécommunications par satellite avec couverture dispersée*", thèse de doctorat, université de Toulouse, 2009.

[II-29] www.ruckuswireless.com

[II-30] FENN, Alan J. et MON, John. *Thermotherapy method for treatment and prevention of breast cancer and cancer in other organs*. U.S. Patent No 6,690,976, 10 févr. 2004.

[II-31] FENN, Alan J. *Adaptive phased array thermotherapy for cancer*. Artech House, 2009.

Chapitre III

Techniques d'estimation de l'angle d'arrivée

Sommaire

III.1. Introduction	58
III.2. Méthodes d'estimation de l'angle d'arrivée	59
III.2.1. Les méthodes globales ou classiques	60
III.2.1.1. La méthode de formation de faisceaux	60
III.2.1.2. La méthode de maximum de vraisemblance	62
III.2.2. Les méthodes de sous-espaces	64
III.2.2.1. La méthode de MUSIC	65
III.2.2.1. L'algorithme Root-MUSIC	67
III.2.2.2. La méthode de la norme minimale	70
III.2.2.3. L'algorithme Root-Min-Norm	71
III.2.2.4. La méthode ESPRIT	73
III.3. Comparaison graphique entre les méthodes spectrales	78
III.4. Estimation de l'angle d'arrivée en 2D	79
III.5. Conclusion	82
Bibliographie	83

III.1. Introduction

L'estimation de la direction d'arrivée d'un réseau d'antennes est un problème majeur dans nombreuses applications telles que le radar [III-1, III-2], le sonar [III-3, III-4], la sismologie, la communication sans fil [III-5, III-6],... etc. Il est aussi important dans les systèmes utilisant des réseaux d'antennes adaptatives d'estimer l'angle d'arrivée des signaux multiples et de leurs composantes issues de trajets multiples afin d'extraire le signal utile dans un environnement d'interférences. Les systèmes à antennes adaptatives sont capables de former automatiquement des faisceaux dans les directions de signal souhaité et de diriger des valeurs nulles dans les directions des signaux brouilleurs. Les techniques de radiogoniométrie peuvent être utilisées pour estimer les directions des signaux souhaités et signaux interférents, de sorte que les signaux peuvent être séparés par l'utilisation d'un filtrage spatial approprié. Les techniques de formation de faisceau basées sur l'estimation d'angle d'arrivée sont particulièrement adaptées pour des systèmes de communication sans fil qui utilisent différentes fréquences pour les transmissions à liaison montante et à liaison descendante.

Historiquement, la première méthode développée pour la localisation des sources par l'estimation de son angle d'arrivée est la formation de faisceaux (Beamforming) [III-7] qui est basée sur le calcul de la puissance reçue dans une direction privilégiée. Cette méthode est dite à faible résolution car sa résolution spatiale dépend de la largeur du lobe principal du diagramme de rayonnement de l'antenne de réception, qui est liée à son tour à la longueur de l'antenne [III-8].

Les travaux de recherche visant à améliorer la résolution spatiale ont conduit aux développements des méthodes dites à haute résolution comme la méthode MUSIC qui exploite les statistiques d'ordre deux des signaux temporels et dont l'idée de base est le partage de l'espace d'observation en deux sous espaces complémentaires. Dans la littérature la méthode MUSIC sert de référence parmi les autres méthodes à haute résolution qui ont vu le jour par la suite comme ESPRIT et Min-Norm.

Dans ce chapitre et dans un premier temps, nous décrivons les algorithmes de détection de la direction d'arrivée de signal radio utilisé par un réseau d'antennes les plus connus dans la littérature. Nous commençons par les techniques spectrales telles que les méthodes de Bartlett et Capon qui sont des techniques à basse résolution dont le pseudo spectre est calculé en se basant sur les matrices de corrélation. Ensuite, nous exposons les techniques de sous-espaces comme MUSIC et sa version root-MUSIC, la méthode Min-Norm et son polynôme root-Min-Norm, et la méthode ESPRIT qui sont toutes des techniques à haute résolution dont le pseudo spectre ou les paramètres numériques sont calculés en se basant sur l'analyse des valeurs et vecteurs propres de la matrice de covariance. Le procédé mathématique utilisé par chaque méthode est expliqué et des résultats de simulations sont donnés en vue de montrer les performances et faire la comparaison.

Dans un second temps, le chapitre se focalise sur la détection de la direction d'arrivée en deux dimensions. Les algorithmes qui permettent de déterminer l'angle azimutal et l'angle d'élévation sont décrits avec des exemples de simulation.

III.2. Méthodes d'estimation de l'angle d'arrivée

Dans la littérature, plusieurs algorithmes pour estimer des directions d'arrivée sont basés sur les moments d'ordre deux des signaux mesurés sur un réseau d'antennes, et l'estimation a une place essentielle pour le bon fonctionnement d'un système à antenne intelligente. Le problème des angles d'arrivée est souvent posé de la manière suivante : un réseau d'antennes contenant N éléments reçoit des signaux émis par M sources ponctuelles en champ lointain ($M < N$). Le but est alors d'isoler les M sources inconnues en exploitant les signaux reçus par les antennes du réseau et les informations disponibles à la réception. Les ondes émises par les sources arrivent de différentes directions $\theta_1, \dots, \theta_M$ sur le réseau. Les signaux reçus sont alors des combinaisons linéaires bruitées des signaux sources. En effectuant K observations, le vecteur de réception à la sortie du réseau d'antennes correspondant à une observation s'écrit suivant le modèle suivant [III-9, III-10]:

$$x(t) = A(\theta).s(t) + n(t) \quad (\text{III. 1})$$

$$\begin{bmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \\ x_3(t) \\ \vdots \\ x_N(t) \end{bmatrix} = [a(\theta_1), a(\theta_2), \dots, a(\theta_M)] \cdot \begin{bmatrix} s_1(t) \\ s_2(t) \\ s_3(t) \\ \vdots \\ s_M(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1(t) \\ n_2(t) \\ n_3(t) \\ \vdots \\ n_N(t) \end{bmatrix} \quad (\text{III. 2})$$

Où : $x(t)$ est la matrice d'observation de dimension $[N \times K]$ avec K est la longueur d'observation, $s(t)$ est l'enveloppe complexe des M sources de dimension $[M \times 1]$, $A(\theta) = [a(\theta_1), a(\theta_2), \dots, a(\theta_M)]$ est la matrice réponse du réseau d'antennes de dimension $[N \times M]$ qui contient les informations sur les angles d'arrivée, et $a(\theta_m) = [e^{-j\phi_{1,m}}, e^{-j\phi_{2,m}}, \dots, e^{-j\phi_{N,m}}]^T$ est le vecteur directionnel lié à la $m^{\text{ième}}$ source où $\phi_{n,m} = \frac{2\pi d}{\lambda}(n-1)\sin\theta_m$ représente le déphasage géométrique introduit par le $n^{\text{ième}}$ élément du réseau à la $m^{\text{ième}}$ source en fonction de l'angle d'incidence, T est l'opérateur de la transposition matricielle, d est la distance séparant deux antennes et λ est la longueur d'onde, $n(t)$ est la matrice de bruit additif blanc gaussien de moyenne nulle et de variance σ^2 , de dimension $[N \times K]$

La matrice de covariance des signaux est définie par :

$$R_{xx} = E[x(t)x^H(t)] \quad (\text{III. 3})$$

En supposant les signaux décorrélés et spatialement cohérents d'une part, et décorrélés avec le bruit d'autre part, la matrice de corrélation du vecteur d'observation $x(t)$ peut s'écrire :

$$R_{xx} = A.R_{ss}.A^H + \sigma^2 I \quad (\text{III. 4})$$

Avec: R_{ss} est la matrice de covariance du signal $s(t)$, elle est carrée, non singulière et de rang M . La quantité $\sigma^2 I$ correspond à la matrice de covariance du bruit

de dimension $[N \times N]$, σ^2 est la variance du bruit et est la même pour tous les capteurs, I est la matrice d'identité, et H est la transposée conjuguée.

La matrice de covariance ou de corrélation $\hat{R}$ estimée pour K observations est donnée par :

$$\hat{R} = \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K x(k)x^H(k) \quad (\text{III. 5})$$

Dès lors que la matrice de covariance R_{xx} est estimée, plusieurs méthodes peuvent être utilisées pour l'estimation des directions d'arrivée des signaux. Ces diverses méthodes ont été largement étudiées dans la littérature et peuvent se regrouper en deux catégories qui sont ; méthodes globales ou classiques, et méthodes de sous-espaces

III.2.1. Les méthodes globales ou classiques

Dans cette catégorie, on trouve la méthode de formation de faisceaux et la méthode de Capon qui donnent une représentation du champ de sources (puissances et positions angulaires des sources) en projetant le vecteur modèle (vecteur directionnel) sur l'espace des observations sans faire appel au préalable à la détermination du nombre des sources.

III.2.1.1. La méthode de formation de faisceaux

La première implémentation de cette approche, connue sous le nom de la méthode de Bartlett (ou Conventional Beamforming) date de l'époque de la deuxième guerre mondiale et représente l'adaptation de l'analyse spectrale de Fourier appliquée à des échantillons spatio-temporels [III-11, III-12]. Elle consiste à diriger le réseau dans une direction spécifique et mesurer la puissance reçue à sa sortie à un instant donné. La direction qui donne la maximale puissance de sortie indique la vraie direction d'arrivée pour les signaux incidents [III-13].

La formation de faisceau dans une direction particulière se fait par une combinaison linéaire des vecteurs d'observation :

$$y_{BF} = \omega^H x(t) \quad (\text{III. 6})$$

Nous supposons que le signal est provenu de la direction de θ_1 , le vecteur de pondérations de formation du faisceau optimal ω_{BF} est celui qui maximise la puissance de la sortie dans cette direction. Le vecteur à la sortie du réseau d'antennes correspondant à une source provenant de la direction θ_1 peut s'écrire comme suit :

$$x(t) = a(\theta_1)s_1(t) + n(t) \quad (\text{III. 7})$$

Nous considérons que le vecteur de bruit est Gaussien blanc additif d'une moyenne nulle et une variance σ^2 et il est décorrélé des signaux, la puissance de sortie est :

$$\begin{aligned}
P_{BF}(\theta_1) &= E[|y_{BF}(t)|^2] = \omega^H R_{s1} \omega \\
&= R_{s1} \omega^H a(\theta_1) a(\theta_1)^H \omega + \sigma^2 \omega^H \omega
\end{aligned} \tag{III. 8}$$

Où R_{s1} est la matrice d'autocorrelation du vecteur de la sortie du réseau $x(t)$.

La maximisation de la puissance de sortie peut être déterminée de cette façon :

$$\max_{\omega} |\omega^H a(\theta_1)|^2 \text{ sous la contrainte } \omega^H \omega = 1 \tag{III. 9}$$

L'inégalité de Cauchy-Schwarz et la contrainte $\omega^H \omega = 1$ implique que :

$$\|\omega^H a(\theta_1)\|^2 \leq \|\omega\|^2 \|a(\theta_1)\|^2 = \|a(\theta_1)\|^2 \tag{III. 10}$$

La solution du vecteur de pondération optimal est facilement donnée par :

$$\omega_{BF} = \frac{a(\theta_1)}{\sqrt{a(\theta_1)^H a(\theta_1)}} \tag{III. 11}$$

En substituant l'équation (III.11) dans l'équation (III.8) on obtient:

$$P_{BF}(\theta_1) = \frac{a(\theta_1)^H R_{s1} a(\theta_1)}{a(\theta_1)^H a(\theta_1)} \tag{III. 12}$$

et le maximum de équation (III. 12) donne la vraie direction d'arrivée θ_1 parmi toutes les directions d'arrivée possibles.

En général, l'estimation de la direction d'arrivée est obtenue par la détermination des positions des pics les plus hauts du spectre spatial [III-13, III-14, III-15] :

$$P_{BF}(\theta) = \frac{a(\theta)^H R_{xx} a(\theta)}{a(\theta)^H a(\theta)} \tag{III. 13}$$

Exemple : Dans cet exemple, nous faisons une simulation sous Matlab d'un réseau d'antennes linéaire et uniforme de 8 éléments isotropes espacés d'une distance de demi-longueur d'onde. Ce réseau capte les signaux de trois sources provenant des directions -15° , 10° , et 45° . la variance de bruit qui est décorrélé des signaux est $\sigma^2 = 0.01$.

N.B : cet exemple sera utilisé pour autres méthodes de détection des angles d'arrivée faisant partie du présent chapitre en vue de voir les résultats de chacune d'elles. Les hypothèses habituellement sont les suivantes:

1. Le bruit est blanc et non-corrélé avec le signal.
2. Le nombre de sources est connu et est inférieur au nombre d'antennes.
3. Les antennes sont équidistants, indépendants et sont parfaitement identiques.
4. Il n'y a aucune corrélation entre les sources.

L'application de la méthode classique de formation de faisceau pour l'estimation des angles d'arrivée sur le réseau d'antennes permet d'obtenir le spectre représenté par la figure suivante.

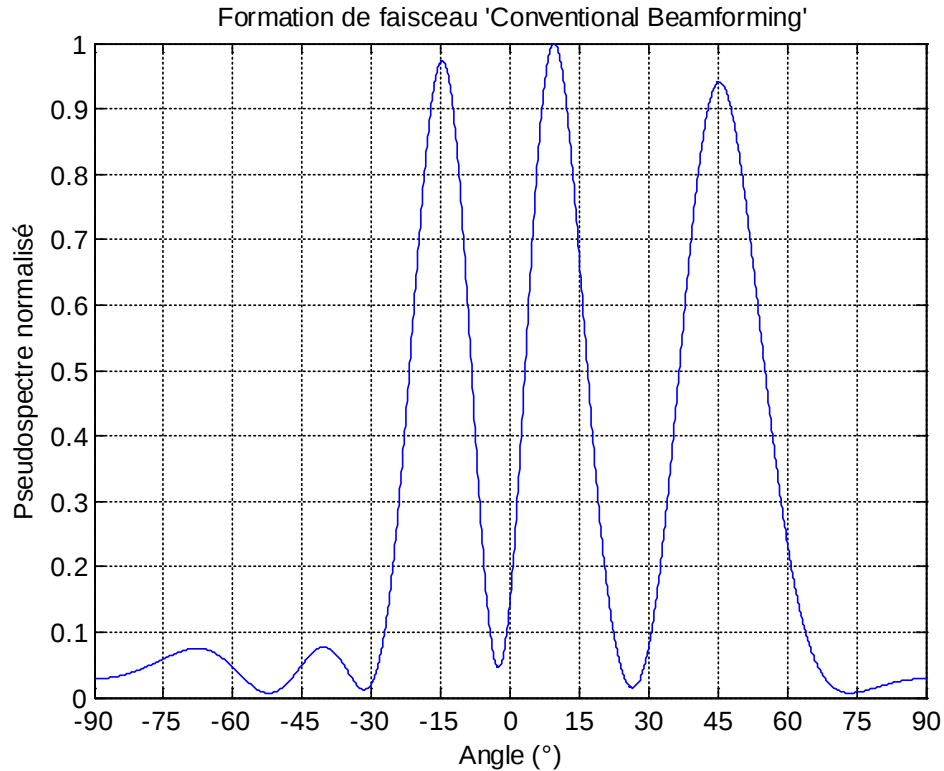


Figure III.1. Le pseudo-spectre normalisé obtenu par la méthode de formation de faisceaux

Le résultat graphique représente le pseudo-spectre normalisé en fonction des angles allant de -90° à $+90^\circ$ de la formation de faisceaux contenant des lobes principaux identifiant les angles d'arrivées. Les positions des lobes déterminent les valeurs des angles d'arrivée estimées par la méthode de Beamforming qui se base sur l'analyse spectrale.

D'après la figure III.1. on observe que les sources sont localisées aux endroits des lobes. On remarque aussi qu'avec un espacement de 25° et plus entre les trois sources, aucun des trois lobes n'agit sur l'autre.

D'après [III-16], lorsque le nombre de sources est supérieur à un et la séparation entre ces sources est faible, la formation de faisceau conventionnelle ne parvient pas à détecter toutes les sources. Elle ne fonctionne bien que pour des sources uniques. Autrement dit, l'augmentation du nombre d'antennes dans un estimateur de formation de faisceaux améliore le pouvoir de séparer les sources dont l'écart angulaire est faible. En outre, il faut une centaine d'éléments d'antennes pour séparer deux sources dont l'écart angulaire est égal à 1 degré, par contre cela conduit à un coût de réalisation prohibitif.

III.2.1.2. La méthode de maximum de vraisemblance (MVDR / Capon)

Afin de dépasser les limitations de la méthode de Bartlett telle que son incapacité de résolution de deux sources étroitement placées, la méthode de Capon qui est aussi nommée la méthode de la réponse sans distorsion à variance minimale (MVDR:

Minimum Variance Distortionless Response) a été proposée en 1969 comme une extension de la méthode de Bartlett [III-17]. L'estimateur MVDR représente la vraisemblance maximale d'estimation de la direction d'une source ponctuelle en supposant que toutes les autres sources représentent des interférences. En effet, le principe est proche de celui de la formation de voies. Mais la propriété qui consiste à minimiser l'énergie transmise par le filtre pour les signaux provenant des directions différentes de θ_n est traduite de manière différente. Au lieu de chercher à minimiser l'énergie du signal filtré de manière identique dans toutes les directions (cas de formation de voie avec l'hypothèse du bruit blanc), on construit un filtre qui atténue d'autant plus le signal dans une direction donnée que le signal reçu contient de l'énergie dans cette direction.

Le filtre recherché est solution de la forme hermitienne suivante :

$$\min_{\omega} E[|y(t)|^2] = \min_{\omega} \omega^H R_{xx} \omega \quad (\text{III. 14})$$

sous la contrainte directionnelle $\omega^H a(\theta_1) = 1$

L'équation (III.14) représente un problème d'optimisation sous contrainte qui peut être résolu en utilisant la méthode des multiplicateurs de Lagrange. Cette approche transforme le problème d'optimisation sous contrainte en un sans contrainte, ce qui permet l'utilisation de techniques de moindres carrés pour déterminer la solution. En utilisant le multiplicateur de Lagrange, le vecteur de pondération qui permet de résoudre l'équation (III.14) peut être déterminé par :

$$\omega = \frac{R_{xx}^{-1} a(\theta)}{a(\theta)^H R_{xx}^{-1} a(\theta)} \quad (\text{III. 15})$$

L'hypothèse de base de cette méthode est que la matrice de covariance est inversible. Cette condition est habituellement respectée en pratique si le nombre de snapshots est supérieur au nombre des antennes du réseau et la matrice de covariance du bruit est définie positive. L'expression du spectre de puissance de Capon obtenue est donnée par:

$$P_{\text{Capon}}(\theta) = \frac{1}{a(\theta)^H R_{xx}^{-1} a(\theta)} \quad (\text{III. 16})$$

En calculant et en traçant le spectre du Capon sur toute la gamme des valeurs de θ , les directions d'arrivée peuvent être estimées par la localisation des pics dans le spectre.

Les valeurs de θ correspondant aux minima de la fonction donnent une estimation des directions des sources.

La simplicité des méthodes de Bartlett et Capon repose sur le fait que les expressions de leurs spectres n'utilisent que la matrice de covariance "brute" sans hypothèse sur les caractéristiques du bruit ni sur les propriétés intrinsèques de cette matrice. Cependant, la résolution de la technique de Capon a été trouvée empiriquement à être supérieure à celle de la méthode de formation de faisceaux [III-18].

Exemple : De la même façon, nous allons reprendre le même réseau de l'exemple précédent pour simuler sous Matlab le spectre de Capon. La figure III.2 illustre le spectre obtenu.

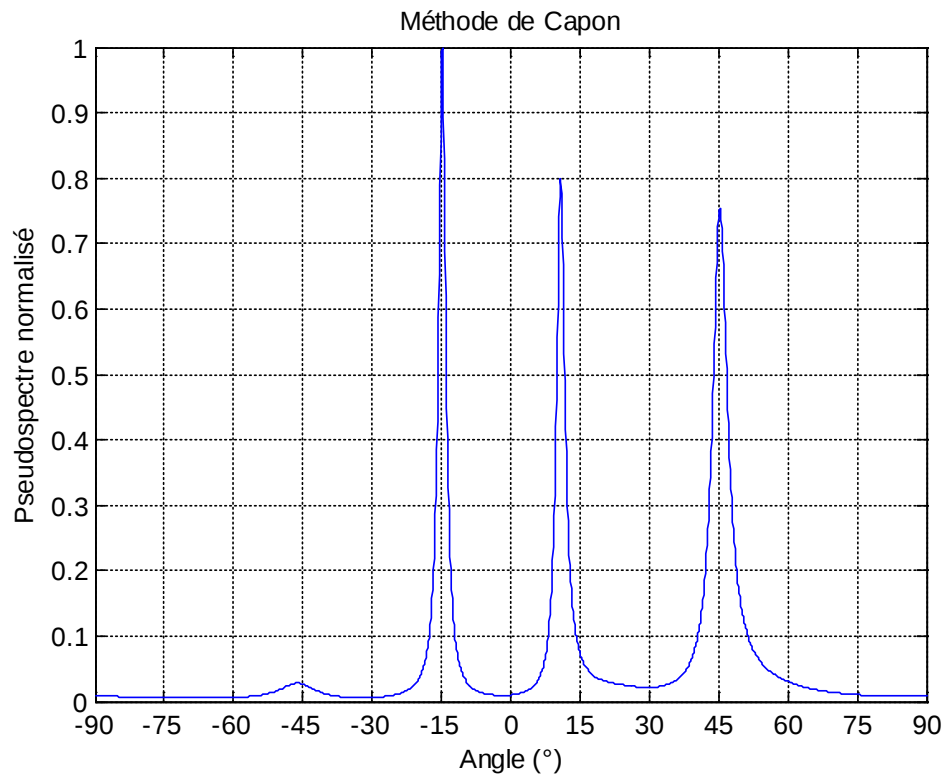


Figure III.2. Le pseudo-spectre normalisé obtenu par la méthode de Capon

La figure III.2 illustre la performance obtenue de la méthode de Capon. La simulation montre que l'utilisation d'un réseau linéaire ayant huit éléments uniformément espacés avec un espacement inter-éléments de demi-longueur d'onde, la méthode de Capon est capable d'estimer les trois signaux arrivant à -15° , 10° et 45° respectivement. Les sources sont localisées plus précisément avec des pics, ce qui montre bien que la résolution dépasse celle de la méthode de formation de voies.

Bien que cela offre une meilleure résolution par rapport à la méthode de Bartlett, la méthode de Capon souffre de nombreux inconvénients. La méthode de Capon échoue si d'autres signaux qui sont corrélés avec le signal d'intérêt sont présents par inadvertance, car elle utilise cette corrélation afin de réduire la puissance de sortie de l'estimateur sans spatialement annuler elle. En outre, la méthode de Capon nécessite des calculs de la matrice inverse qui peuvent être lourds pour les grands réseaux.

III.2.2. Les méthodes de sous-espaces

Le principe des méthodes de sous-espaces s'appuie sur une décomposition de l'espace des observations, grâce à la matrice de covariance des observations, en deux sous-espaces : le sous-espace propre signal et le sous-espace propre bruit, et exploite la propriété d'orthogonalité entre ceux-ci. Ces méthodes ont un haut pouvoir résolvant lorsque les sources sont non-corrélées ou faiblement corrélées. Leur avantage vient du

fait que les sous-espaces ne dépendent que de la géométrie du réseau et de la position des sources [III-19]. Les méthodes considérées ici sont MUSIC, Root-MUSIC, et ESPRIT. Ces trois méthodes utilisent respectivement la recherche d'extrema dans un pseudo-spectre, la recherche de zéros d'un polynôme, et la recherche des valeurs propres d'une matrice pour la détermination des directions d'arrivée.

III.2.2.1. La méthode de MUSIC

Une simple et célèbre technique introduite indépendamment par Schmidt (1979) sous l'acronyme de MUSIC (Multiple Signal Classification) [III-20, III-21] et Bienvenu et Kopp (1980) sous le nom de goniomètre [III-17] permet de déterminer les angles d'arrivées grâce à un pseudo-spectre déduit du sous-espace signal ou bruit de l'observation. Cependant, lorsque deux trajets présentent des angles très rapprochés, l'application de MUSIC spatial ne permet pas toujours de les séparer. En effet, la résolution spatiale dépend du nombre de capteurs ou antennes N . Ce dernier paramètre influe également sur le nombre de trajets qui peuvent être localisés. Ainsi, la résolution de l trajets nécessite que le nombre de capteurs soit supérieur ou égal à $l + 1$.

Pour déterminer les différentes directions d'arrivée par l'application de la méthode MUSIC, il faut suivre ces étapes :

1. Recherche des vecteurs propres et des valeurs propres de la matrice d'autocorrélation.
2. Classement de ces valeurs propres suivant les valeurs décroissantes et identification des vecteurs propres associés aux valeurs propres les plus importantes : ces vecteurs constituent une base du sous espace signal. Les vecteurs propres restant constituent une base du sous espace bruit.
3. Construction d'une famille de vecteurs paramétrée par l'angle d'arrivée possédant un état de phase relatif théorique imposé par la géométrie du réseau.
4. Projection de cette famille de vecteurs sur le sous espace bruit et détermination des valeurs de la direction d'arrivée pour lesquelles on a un minimum relatif

L'hypothèse de départ est que la matrice de covariance R_{xx} (équation III.3) est non singulière, ceci s'interprète physiquement par le fait que toutes les sources sont décorréliées. Cette matrice s'exprime encore sous la forme:

$$\begin{aligned} R_{xx} &= E\{x(t).x^H(t)\} = E\{(A.s + n)(A.s + n)^H\} \\ &= A.E\{s.s^H\}.A^H + E\{n.n^H\} \end{aligned} \quad (\text{III. 17})$$

$$\text{D'où :} \quad R_{xx} = A.R_{ss}.A^H + \sigma^2 I \quad (\text{III. 18})$$

Avec: R_{ss} est la matrice de covariance du vecteur signal $[M \times M]$, σ^2 est la puissance du bruit identique pour chaque capteur et I est la matrice identité $[N \times N]$.

La matrice R_{xx} étant hermitienne et définie positive, ses valeurs propres sont réelles et positives. Ses M valeurs propres non nulles sont classées par ordre décroissant :

$$\mu_1 \geq \mu_2 \geq \dots \geq \mu_M \quad (\text{III. 19})$$

Les N valeurs propres de la matrice R_{xx} peuvent s'écrire sous la forme:

$$\lambda_m = \mu_m + \sigma^2 \text{ pour } m = 1, 2, \dots, M \quad (\text{III. 20})$$

$$\lambda_m = \sigma^2 \text{ pour } m = M + 1, M + 2, \dots, N \quad (\text{III. 21})$$

Les N vecteurs propres associés aux N valeurs propres λ_m sont: $e_1, e_2, \dots, e_M, \dots, e_N$

La décomposition spectrale de la matrice de covariance R_{xx} en éléments propres pour séparer le sous espace signal du sous espace bruit peut être exprimée sous la forme suivante :

$$R_{xx} = \sum_{m=1}^N \lambda_m \cdot e_m \cdot e_m^H = E_s \Lambda_s E_s^H + E_n \Lambda_n E_n^H \quad (\text{III. 22})$$

Avec : $\Lambda_s = \text{diag}\{\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_M\}$ et $\Lambda_n = \text{diag}\{\lambda_{M+1}, \lambda_{M+2}, \dots, \lambda_N\} = \text{diag}\{\sigma^2, \dots, \sigma^2\}$, $E_s = [e_1, e_2, \dots, e_M]$ est le vecteur associé aux M valeurs propres les plus importantes, il contient les vecteurs propres associés au sous-espace signal. $E_n = [e_{M+1}, e_{M+2}, \dots, e_N]$ est le vecteur des vecteurs propres associés aux $N - M$ valeurs propres les plus faibles, il contient les vecteurs propres associés au sous-espace bruit.

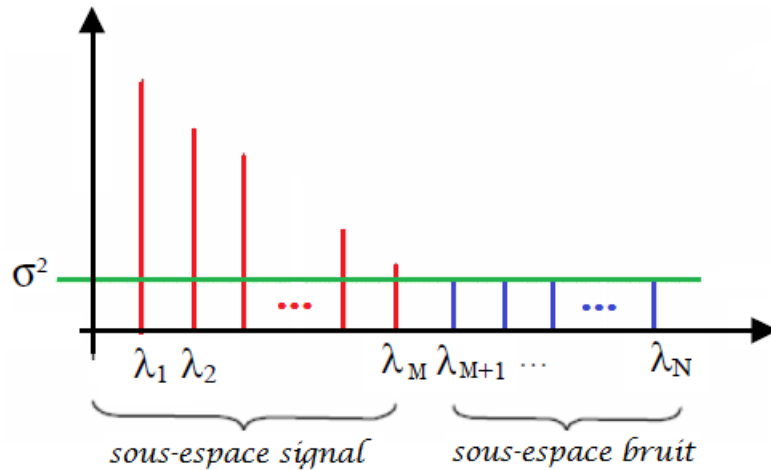


Figure III.3. Représentation des valeurs propres classées dans l'ordre décroissant

La fonction spectrale angulaire obtenue par la méthode MUSIC permet de déterminer les valeurs de θ pour lesquelles cette fonction est maximale et elle est définie sous la forme suivante :

$$P_{MUSIC}(\theta) = \frac{a^H(\theta)a(\theta)}{a^H(\theta)E_n E_n^H a(\theta)} \quad (\text{III. 23})$$

Le pseudo-spectre de MUSIC nous donne des pics correspondant aux directions exactes d'arrivée des ondes mais ne nous renseigne pas sur la puissance des sources.

Exemple : Nous prenons le même cas énoncé dans les exemples des précédentes méthodes afin de montrer l'efficacité de l'algorithme MUSIC.

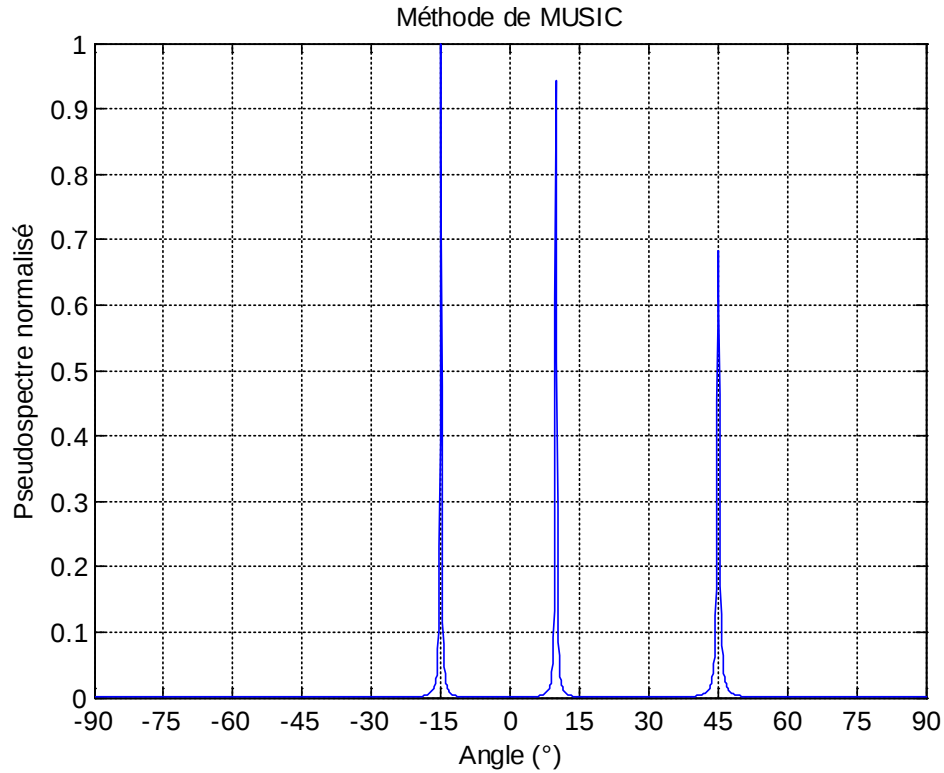


Figure III.4. Le pseudo-spectre normalisé obtenu par la méthode de MUSIC

Le pseudo-spectre de la figure III.4 exhibe trois pics “ impulsionnels ” et de ce fait semble indiquer que MUSIC est insurpassable.

Toutes les directions des sources sont correctement estimées par la méthode de MUSIC et il y a ainsi des maxima observés sur la courbe situés aux positions des trois angles. Autrement dit, le spectre détermine trois pics correspondant aux angles que l'on cherche (-15° , 10° , et 45°). Les pics sont très étroits et plus sélectifs, donc une localisation très précise qui conduit à remarquer la haute résolution de la technique qui peut différencier même des sources très proches.

Une étude de simulation réalisée par [III-22] a comparé la variation des formes des spectres de MUSIC en fonction du nombre d'antennes du réseau et en fonction de la valeur de la variance du bruit. Comme conclusion, la largeur des pics devient plus étroite quand le nombre d'antennes dans le réseau augmente. La largeur de pic légèrement varie en fonction de σ^2 ce que implique la sensibilité de la technique MUSIC au bruit notamment qu'elle exploite les propriétés du sous espace bruit.

III.2.2.2. L'algorithme Root-MUSIC

Root-MUSIC désigne la version polynomiale de l'algorithme MUSIC basé sur le calcul direct des directions d'arrivée par la recherche des zéros d'un polynôme au lieu du calcul du pseudo-spectre et la recherche de ses maxima. Cet algorithme a été proposé par Barabell [III-23] pour réduire la complexité de MUSIC, accroître sa performance et son pouvoir de résolution. Il est applicable seulement pour les réseaux d'antennes linéaires uniformément espacées. Néanmoins, il possède l'avantage de ne pas nécessiter

une recherche systématique sur la totalité de l'espace des paramètres (contrairement à MUSIC).

L'intérêt de la méthode Root-MUSIC est d'éviter la recherche de maximum souvent coûteuse et nécessitant en général une valeur d'initialisation. L'idée de base consiste à former un polynôme de degré $2(N - 1)$ et à en extraire les racines tout en suivant ces principales étapes:

1. calculer et diagonaliser la matrice de covariance R_{xx} ;
2. former le sous-espace bruit ($E_n = [e_{M+1}, e_{M+2}, \dots, e_N]$) ;
3. extraire les racines du dénominateur de l'expression de pseudo-spectre MUSIC (équation III.23).

Pour le cas d'un réseau d'antennes linéaire uniformément espacées, le n^{ieme} élément du vecteur directionnel $a(\theta)$ peut s'écrire comme suit :

$$a_n(\theta) = \exp\left(2j\pi n\left(\frac{d}{\lambda}\right)\cos\theta\right), \quad n = 1, \dots, N \quad (\text{III. 24})$$

Le spectre de MUSIC donné par (III.23) est une fonction de tous les pôles de la forme suivante

$$P_{MUSIC}(\theta) = \frac{1}{a^H(\theta)E_n E_n^H a(\theta)} = \frac{1}{a^H(\theta)C a(\theta)} \quad (\text{III. 25})$$

Où $C = E_n E_n^H$.

Le dénominateur de l'équation (III.25) peut être écrit comme suit :

$$P_{MUSIC}^{-1}(\theta) = \sum_{m=1}^N \sum_{n=1}^N \exp\left(-2j\pi m\left(\frac{d}{\lambda}\right)\cos\theta\right) C_{mn} \exp\left(-2j\pi n\left(\frac{d}{\lambda}\right)\cos\theta\right) \quad (\text{III. 26})$$

Où C_{mn} est l'élément de la m^{ieme} ligne et de la n^{ieme} colonne de C . En combinant les deux sommes dans (III.26) on obtient l'expression suivante:

$$P_{MUSIC}^{-1}(\theta) = \sum_{l=-N+1}^{N-1} C_l \exp\left(-2j\pi\left(\frac{d}{\lambda}\right)\cos\theta\right) \quad (\text{III. 27})$$

Où $C_l = \sum_{m-n=l} C_{mn}$ est la somme des éléments dans la l^{ieme} diagonale de C .

L'équation (III.27) peut être transformée en polynôme Root-MUSIC, ce polynôme est une fonction de z et est défini par :

$$D(z) = \sum_{l=-N+1}^{N+1} C_l z^{-l} \quad (\text{III. 28})$$

L'évaluation du spectre de MUSIC $P_{MUSIC}(\theta)$ devient équivalente à l'évaluation du polynôme $D(z)$ sur le cercle unité, et les pics dans le spectre de MUSIC sont dus aux racines de $D(z)$ se trouvant à proximité du cercle unité. Autrement dit, un pôle de $D(z)$

en $z = z_1 = |z_1| \exp(j \cdot \arg(z_1))$ se traduira par un pic dans le spectre de MUSIC qui correspond à un angle d'arrivée des signaux déduit de l'équation suivante:

$$\cos \theta_1 = \left(\frac{\lambda}{2\pi d} \right) \arg(z_1) \quad (\text{III.29})$$

Où z_1 est la racine la plus proche du cercle unité.

À l'absence du bruit, les racines du polynôme $D(z)$ se trouvent précisément sur le cercle unité, mais compte tenu du bruit, les racines ne se situent que près du cercle unité. L'algorithme Root-MUSIC réduit le problème d'estimation d'angle d'arrivée à trouver les racines d'un polynôme d'ordre $(2N + 1)$ [III-24].

Exemple : Afin de vérifier les performances de l'algorithme root-MUSIC, nous avons développé sous Matlab un programme qui nous aide à extraire les racines du polynôme root-MUSIC. Celles-ci seront affichées dans le plan complexe, en même temps que le cercle unité, ce qui nous permettra une appréciation visuelle de l'efficacité de cette méthode à estimer les angles d'arrivée (figure III.5). L'angle d'arrivée des sources s'obtient à partir de la phase des racines dont le module est proche de 1. On retrouve 3 racines de module très proche de 1 correspondant aux 3 sources simulées.

De plus, en vue de comparaison, une indication des directions d'arrivée des sources est extraite des racines les plus proches du cercle unité et est affichée sur le graphe contenant le pseudo-spectre de MUSIC (figure III.6). Les positions des 3 racines sont identiques aux positions des 3 pics. Les angles estimés par la méthode de root-MUSIC sont: -14.9929° , 44.7433° , et 10.0052° ce qui montre que l'erreur est très faible.

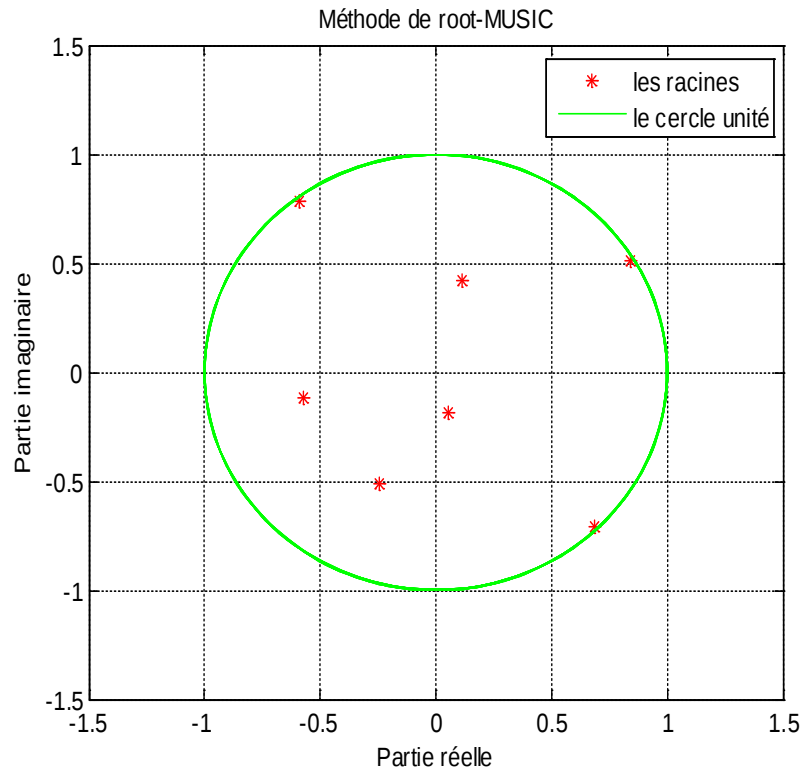


Figure III.5. L'estimation des angles d'arrivée par la méthode de root-MUSIC

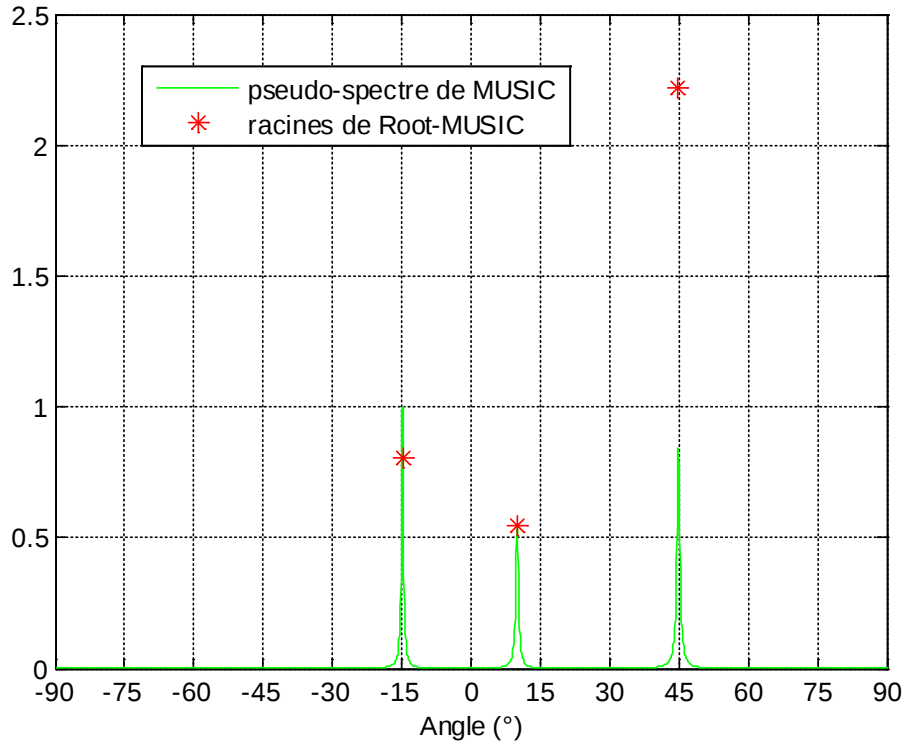


Figure III.6. Le pseudo-spectre normalisé de MUSIC et les racines obtenues par root-MUSIC

III.2.2.3. La méthode de la norme minimale

L'algorithme de la norme minimale ou Min-Norm [III-25-III-28] a été proposée à l'origine pour l'analyse fréquentielle et le traitement d'antennes. Il permet d'estimer les directions d'arrivée de signaux en nombre connu à partir des signaux mesurés sur un réseau d'antennes. Cette méthode consiste à la recherche d'un vecteur de norme minimum appartenant au sous-espace bruit afin de rechercher et trouver les positions des pics dans le pseudo-spectre.

En comparant avec la méthode de référence MUSIC, la méthode Min-Norm définit le pseudo-spectre d'un vecteur x du sous-espace bruit ayant une norme minimale. Le calcul du vecteur x de norme minimale répond à ces trois contraintes [III-29, III-30] :

1. x appartient au sous-espace bruit E_n , il est donc orthogonal au projecteur V_s sur le sous-espace signal E_s défini par :

$$V_s = [v_1, v_2, \dots, v_M], \quad V_s^H x = 0 \quad (\text{III. 30})$$

2. le premier élément de x est égal à 1,
3. la norme Euclidienne de x est minimale

Enfin, puisque la méthode Min-Norm est une méthode à recherche spectrale, on définit la formule du pseudo-spectre associée :

$$P_{\min\text{-norm}}(\theta) = \frac{1}{|a^H(\theta)E_n E_n^H u_1|^2} \quad (\text{III. 31})$$

Et de la même manière que pour l'algorithme MUSIC, les valeurs des directions d'arrivée sont déduites des positions des maxima du spectre de cette expression.

Exemple : les mêmes caractéristiques du réseau énoncées dans l'exemple de l'algorithme MUSIC sont reprises pour constater le résultat de la méthode min-norm donné par la figure suivante :

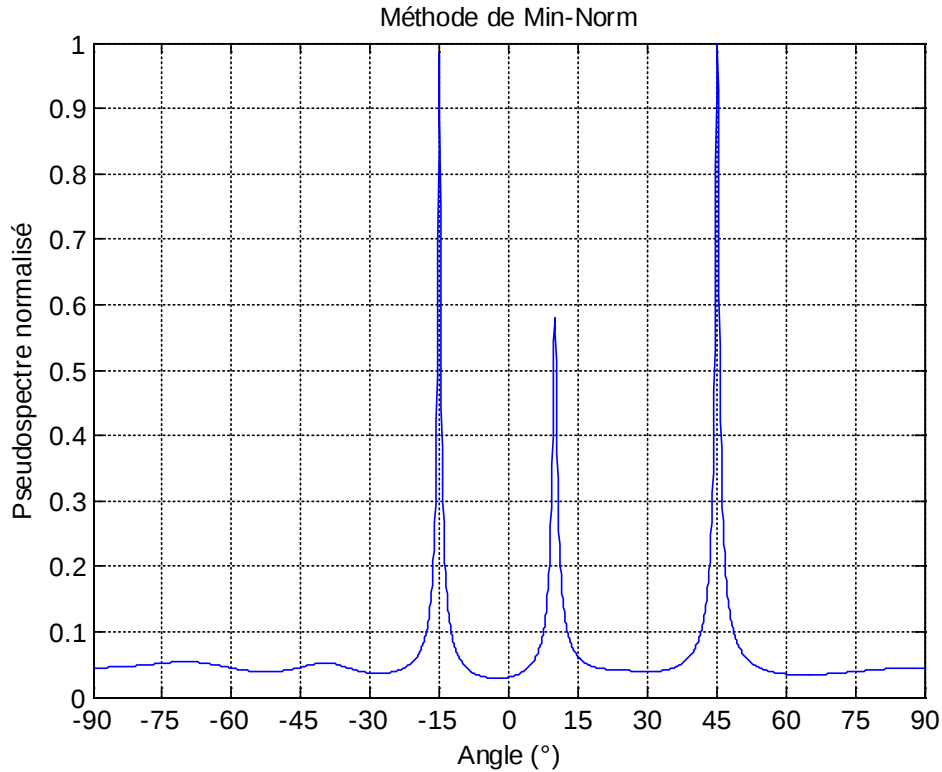


Figure III.7. Le pseudo-spectre normalisé obtenu par la méthode de norme minimale

La figure III.7 illustre le fonctionnement de la méthode Min-Norm à partir de son pseudo-spectre. Cet algorithme estime avec précision les trois angles d'arrivée et cela est traduit par les trois pics qui sont plus étroits et se situant sur les bonnes positions de la courbe.

La méthode Min-Norm est une méthode spectrale et aussi à décomposition de la matrice de covariance comme l'algorithme MUSIC. La littérature indique que la méthode Min-Norm est plus sensible que l'algorithme MUSIC à la qualité de la matrice de covariance. Marple [III-31] a montré que cette méthode présente un meilleur pouvoir séparateur que MUSIC, mais une plus grande variance d'estimation.

III.2.2.4. L'algorithme Root-Min-Norm

Les mêmes principes appliqués à root-MUSIC peuvent également être appliqués à la méthode Min-Norm pour créer une version polynomiale root-Min-Norm. Nous pouvons réécrire [III-32]:

$$P_{min-norm}(\theta) = \frac{1}{|a^H(\theta)E_n E_n^H u_1|^2} = \frac{1}{|a^H(\theta)C u_1|^2} \quad (\text{III. 32})$$

Avec : u_1 est le vecteur de base cartésien (première colonne de la matrice d'identité $N \times N$) dénotant tous les zéros excepté le 1^{er} élément qui est égal à l'unité, $C = E_n E_n^H$ est la matrice Hermitienne de projection, et E_n les vecteurs propres du sous-espace bruit, $a(\theta)$ est le vecteur directionnel.

La multiplication du vecteur de base cartésien avec la matrice hermitienne donne un vecteur colonne composé de la première ligne de la matrice C . Le vecteur colonne sur la base de la première colonne de C devient $c_1 = [C_{11} \ C_{12} \ \dots \ C_{1N}]^T$ où l'indice 1 indique la première colonne.

Nous pouvons remplacer cela dans l'équation (III.32):

$$P_{min-norm}(\theta) = \frac{1}{|a^H(\theta)c_1|^2} = \frac{1}{a^H(\theta)c_1 c_1^H a(\theta)} \quad (\text{III. 33})$$

D'une manière analogue à l'équation (III.28), nous pouvons créer un polynôme du dénominateur de l'équation (III.33) sous la forme:

$$D(z) = \sum_{l=-N+1}^{N-1} C_l z^l \quad (\text{III. 34})$$

Les coefficients C_l sont de nouveau les sommes des $2N - 1$ matrices diagonales de $c_1 c_1^H$

Exemple : Avec les mêmes caractéristiques du réseau et les paramètres que dans les exemples précédents, si nous voulons montrer la performance de l'algorithme Root-Min-Norm, nous pouvons obtenir les figures suivantes:

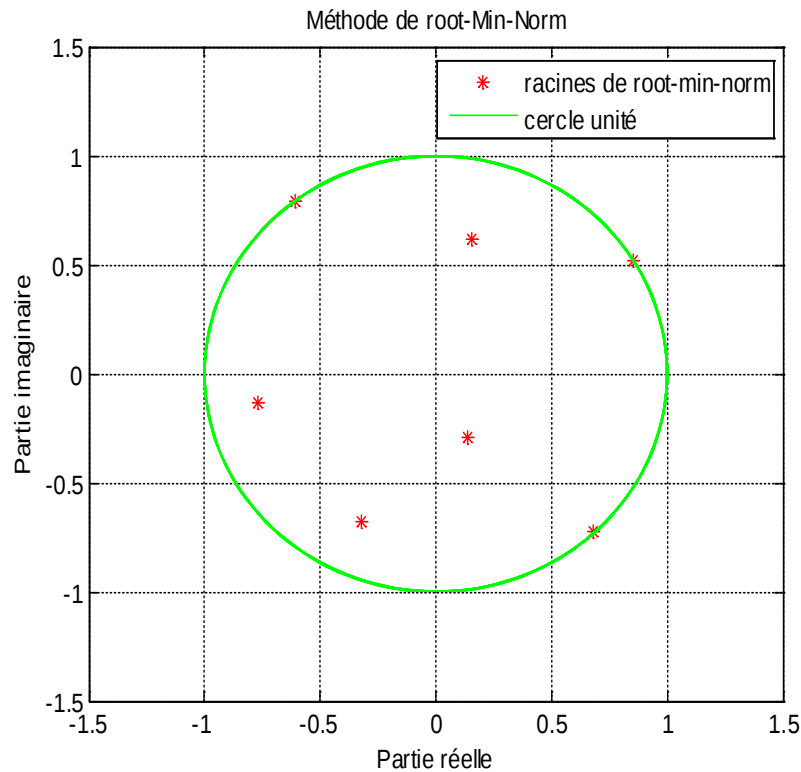


Figure III.8. L'estimation des angles d'arrivée par la méthode de root-Min-Norm

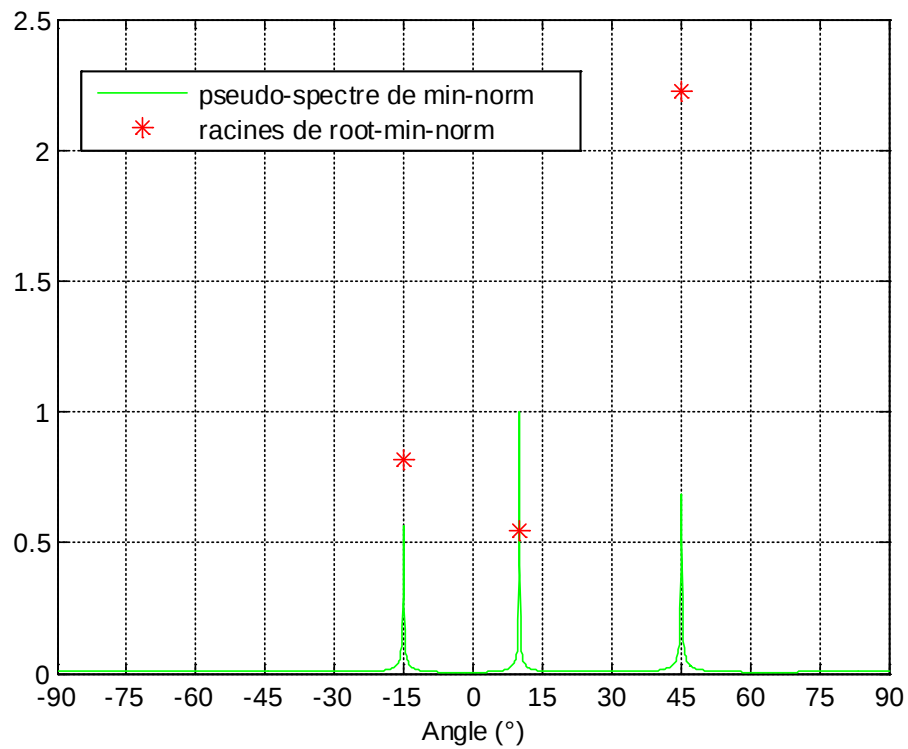


Figure III.9. Le pseudo-spectre normalisé de Min-norm et les racines obtenues par root-Min-norm

Les angles qu'on obtient par la méthode de Root-Min-norm sont $[10.0057^\circ, 45.1202^\circ, -15.0589^\circ]$ ce qui montre à quel point cet algorithme est précis à estimer et trouver les angles des différentes directions sans la nécessité de balayer l'espace de direction.

III.2.2.5. La méthode ESPRIT

ESPRIT est l'acronyme de Estimation of Signal Parameters Via Rotational Invariance Techniques. Cette méthode a été proposée par Roy en 1989 [III-33]. Elle est rapide, efficace, et robuste pour l'estimation des paramètres, elle peut servir à la détermination des directions d'incidence des sources multiples au niveau d'un réseau d'antennes. Elle se base aussi sur les sous espaces, mais au lieu d'utiliser l'orthogonalité sur le sous-espace bruit, elle utilise les propriétés du sous-espace signal. Le principe de la méthode consiste à exploiter l'invariance par translation du modèle. L'avantage principal de ESPRIT est sa simplicité de mise en œuvre et son faible coût calculatoire (pas de recherche de maxima). Elle ne nécessite en effet aucune optimisation de critère ni une procédure de calibration de la réponse d'antenne $a(\theta)$. Néanmoins, ses inconvénients se résident dans la nécessité des géométries particulières d'antennes (par exemple linéaire uniforme), et la nécessité que les deux sous- réseaux d'antennes soient parfaitement identiques.

Le principe d'ESPRIT repose sur la décomposition du réseau initial en deux sous réseaux identiques, l'un est obtenu par translation de l'autre. Cette translation est illustrée par la figure III.10. L'information sur la direction d'arrivée est contenue dans la matrice de passage liant les vecteurs d'observation en sortie des sous réseaux.

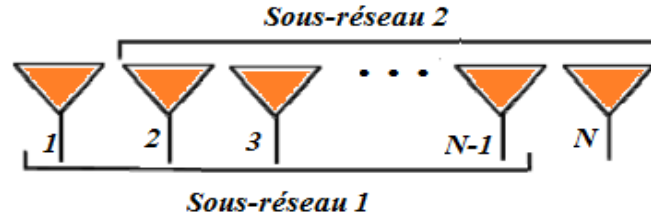


Figure III.10. Principe de la méthode ESPRIT

En désignant respectivement par $x_1(t)$ et $x_2(t)$ les vecteurs d'observation en sortie du sous-réseau 1 et du sous-réseau 2, le modèle du signal reçu pour le réseau global s'écrit [III-9, III-34]:

$$X(t) = \begin{bmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A \\ A \cdot \Phi \end{bmatrix} \cdot s(t) + n(t) \quad (\text{III. 35})$$

$$\text{Avec } \Phi = \text{diag} \left[e^{j\frac{2\pi}{\lambda}d \cdot \sin\theta_1}, e^{j\frac{2\pi}{\lambda}d \cdot \sin\theta_2}, \dots, e^{j\frac{2\pi}{\lambda}d \cdot \sin\theta_M} \right]$$

Les étapes de l'algorithme ESPRIT permettant d'obtenir l'estimation des directions d'incidence sur le réseau d'antennes sont [III-35]:

1. Le calcul de la matrice de covariance R_{xx} à partir de la matrice d'observations $X(t)$ du réseau entier :

$$R_{xx} = \begin{bmatrix} A \\ A \cdot \Phi \end{bmatrix} \cdot R_{ss} \cdot \begin{bmatrix} A^H \\ \Phi^H \cdot A^H \end{bmatrix} + \sigma^2 I \quad (\text{III. 36})$$

Où : R_{ss} est la matrice de corrélation des signaux incidents.

2. La décomposition en valeurs et vecteurs propres de la matrice de covariance ou en valeurs et vecteurs singuliers de la matrice d'observations; La même démarche que dans le cas de l'algorithme MUSIC

$$R_{xx} = \sum_{m=1}^N \lambda_m \cdot e_m \cdot e_m^H = E_s \Lambda_s E_s^H + E_n \Lambda_n E_n^H \quad (\text{III. 37})$$

3. La sélection de l'espace signal E_s à partir de la matrice des vecteurs propres; ESPRIT exploite non pas l'espace bruit, comme dans le cas de MUSIC, mais l'espace signal $E_s = [e_1, e_2, \dots, e_M]$.
4. La séparation en sous réseaux à invariance de translation de l'espace signal; Le sous-espace signal E_s du réseau entier peut être décomposé en deux sous-

espaces E_1 et E_2 de dimension $[(N-1) \times M]$ qui sont les sous-espaces signal respectifs des sous réseaux 1 et 2. On peut écrire alors :

$$E_s = \begin{bmatrix} E_1 \\ E_2 \end{bmatrix} \quad (\text{III. 38})$$

Ces deux matrices E_1 et E_2 sont liées par la relation de transformation linéaire inversible suivante :

$$E_s = \begin{bmatrix} E_1 \\ E_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} AT \\ A\Phi T \end{bmatrix} \quad (\text{III. 39})$$

Avec $T = R_{21}R_{11}^{-1}$ où $R_{21} = \frac{1}{N}X_2 \cdot X_1^H$, $R_{11} = \frac{1}{N}X_1 \cdot X_1^H$ sont les matrices de covariance entre les deux sous-réseaux d'antennes.

En s'appuyant sur l'équation (III.39), on peut écrire :

$$E_2 = ATT^{-1}\Phi T = E_1\Psi \quad (\text{III. 40})$$

Où $\Psi = T^{-1}\Phi T$ de dimension $M \times M$.

5. Détermination des valeurs propres; Les valeurs propres de Ψ et de Φ sont communes et sont de la forme:

$$\lambda_m = \exp\left(-j \cdot \frac{2\pi d}{\lambda} \cdot \sin\theta_m\right), \quad m = 1, \dots, M \quad (\text{III. 41})$$

6. L'estimation; Les angles d'arrivée sont enfin extraits à partir des valeurs propres et sont exprimés par la relation:

$$\theta_m = \sin^{-1}\left(\frac{\lambda}{2\pi d} \arg(\lambda_m)\right) \quad (\text{III. 42})$$

Nous pouvons également calculer l'erreur quadratique moyenne (*RMSE*) entre l'angle théorique et l'angle estimé par une méthode à haute résolution par la formule suivante :

$$RMSE = \sqrt{(\hat{\theta}_m - \theta_m)^2} \quad (\text{III. 43})$$

Puisque la méthode ESPRIT n'est pas une technique de recherche spectrale et son principal intérêt est d'éviter la lourde recherche des maxima de pseudo-spectre, plus, la simplicité de sa mise en œuvre, nous avons développé un programme qui simule l'angle d'arrivée estimé par l'utilisation de cette méthode selon l'équation (III.42) donnée ci-dessus. Les résultats trouvés sont résumés dans le tableau III.1.

Angle d'arrivée théorique (°)	Angle d'arrivée simulé (°)	RMSE(°)
-90	88.2012	178.2012
-80	-82.8793	2.8793
-70	-70.3759	0.3759
-60	-59.4526	0.5474
-50	-49.9481	0.0519
-40	-40.3626	0.3626
-30	-30.6286	0.6286
-20	-19.1675	0.8325
-10	-10.0509	0.0509
0	-0.1595	0.1595
10	9.7163	0.2837
20	19.4728	0.5272
30	30.6884	0.6884
40	40.0351	0.0351
50	51.7163	1.7163
60	59.4231	0.5769
70	70.0748	0.0748
80	81.2603	1.2603
90	-87.6402	177.6402

Tableau III.1. Résultats obtenus par la méthode ESPRIT

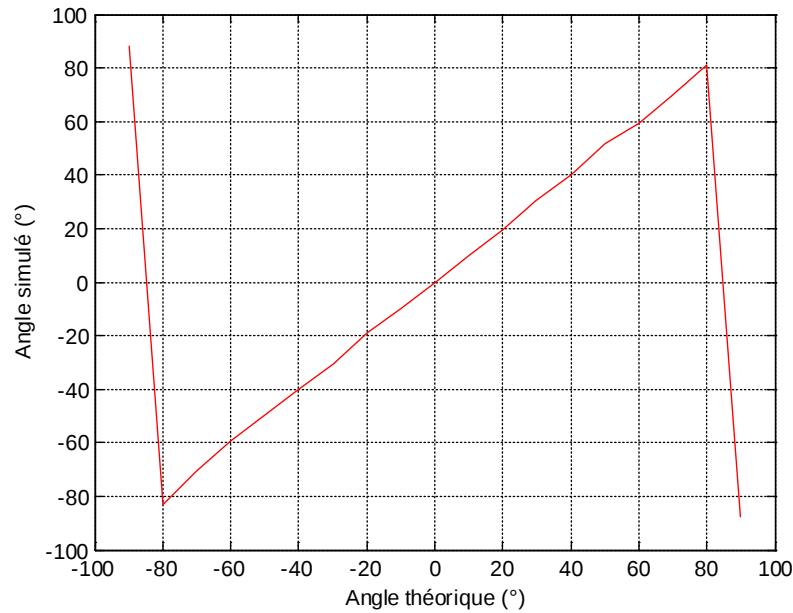


Figure III.11. L'angle d'arrivée simulé en fonction de l'angle d'arrivée théorique par la méthode ESPRIT

La figure III.11 montre que l'algorithme ESPRIT a la capacité d'estimer l'angle d'arrivée dans la gamme -80° à $+80^\circ$ (la courbe est une droite), mais pour des angles supérieurs à 80° et inférieurs à -80° l'algorithme fait des erreurs d'estimation (le signe de la valeur est inversé).

La figure III.12 confirme les résultats déduits par la figure précédente. L'erreur est importante pour les angles qui sont inférieurs de -80° et supérieurs à 80° , car dans ce cas, le signal incident est venu presque plus proche de la direction longitudinale du réseau d'antennes qui est linéaire.

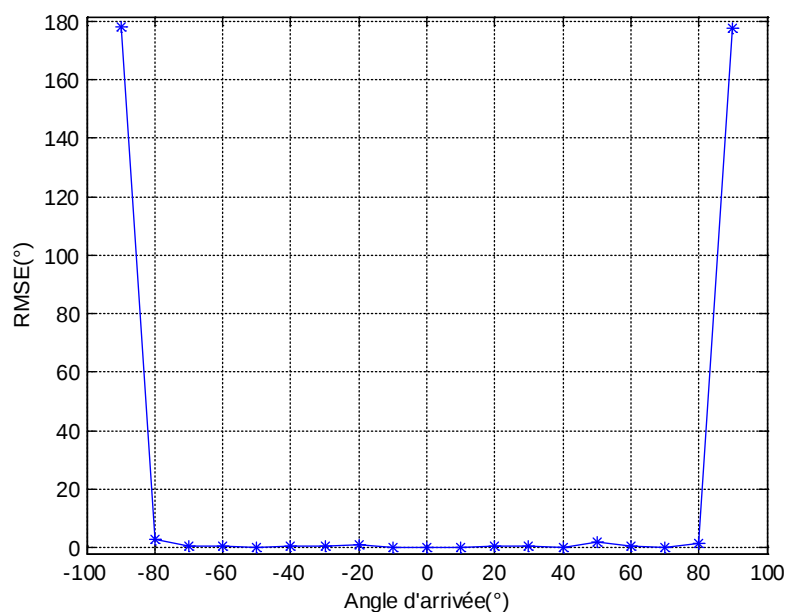


Figure III.12. L'erreur en fonction de l'angle d'arrivée pour la méthode ESPRIT

III.3. Comparaison graphique entre les méthodes spectrales

Nous effectuons des simulations pour l'estimation directionnelle de sources par la méthode formation de faisceaux conventionnelle, par la méthode MUSIC, par la méthode de Capon, et par la méthode de norme minimale. Les résultats sont tracés dans la figure III.13 et la figure III.14.

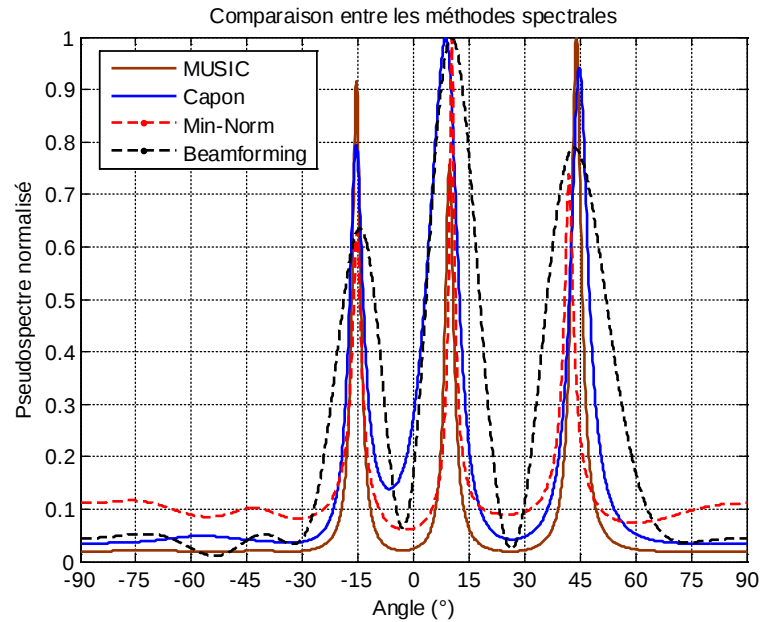


Figure III.13. Comparaison des pseudo-spectres (Beamforming, Min-norm, Capon, et MUSIC)

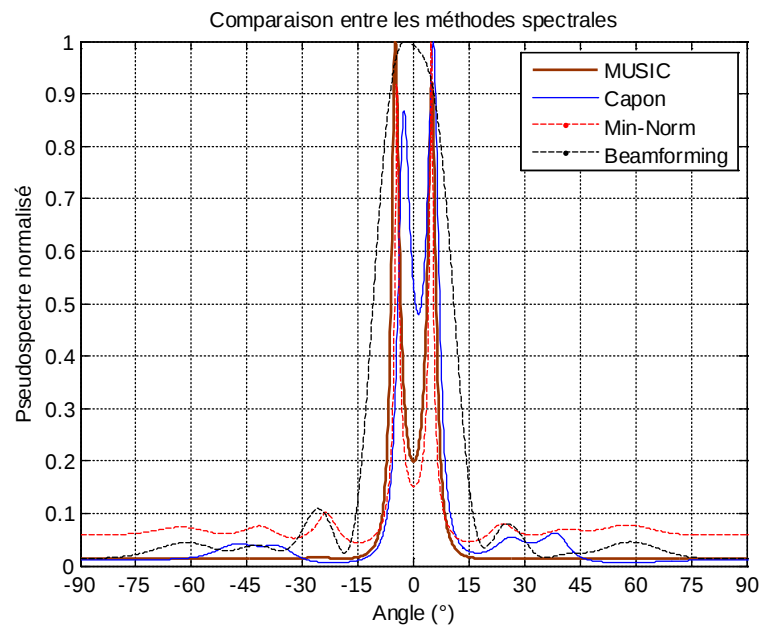


Figure III.14. Comparaison des pseudo-spectres pour le cas de deux sources proches situées à -5° et $+5^\circ$

Nous pouvons remarquer que la méthode formation de faisceaux conventionnelle est inadaptée pour localiser les sources proches. Les deux pics des sources exactes sont

confondus en un seul pic ou en un seul lobe principal, ceci est dû à une sous-estimation du nombre des sources. De plus, une importante surestimation entraîne l'apparition de lobes secondaires importants.

Il est évident de constater que l'algorithme de Beamforming n'est pas plus efficace si on compare son pseudo-spectre à celui obtenu par l'estimateur de Capon, puisque, dans le cas de Capon, toutes les sources sont estimées avec plus de précision et par conséquent il y a des pics étroits au lieu des lobes.

D'autre part, nous constatons l'apparition de faibles lobes secondaires en utilisant la méthode de formation de faisceaux conventionnelle et la méthode de min-norm. La méthode de MUSIC peut être considérée optimale et la plus performante lors de la localisation de sources à travers leurs angles d'arrivée car elle est capable de séparer mêmes les sources proches dont la séparation angulaire est faible puisque les pics sont très pointus.

Finalement, nous pouvons dire que les algorithmes de type à sous-espace qui sont MUSIC et Min-norm montrent leur supériorité dans l'estimation des paramètres d'intérêts et en particulier les directions d'arrivée des sources proches et cela comparativement aux algorithmes de Capon et de Beamforming. La précision de MUSIC est toujours meilleure que celle de Min-norm.

III.4. Estimation de l'angle d'arrivée en 2D

Nous nous intéresserons dans la suite à présenter la détection des angles d'arrivée en deux dimensions par la description de l'extension des algorithmes qui sont convenables pour ce cas. L'étude portera plus particulièrement sur les méthodes spectrales telles que MUSIC, Min-norm, Capon, et formation de faisceaux, pour l'estimation des angles d'arrivée en deux dimensions, puis des résultats de simulation numérique seront présentés pour montrer les performances.

Avant de présenter plus de détails sur les algorithmes de détection, nous faisons quelques prétentions pour simplifier nos formulations et déductions:

On considère dans le plan (xoy), un réseau rectangulaire de $N = N_x.N_y$ antennes isotropes uniformément espacées de dx et dy respectivement suivant les axes ox et oy .

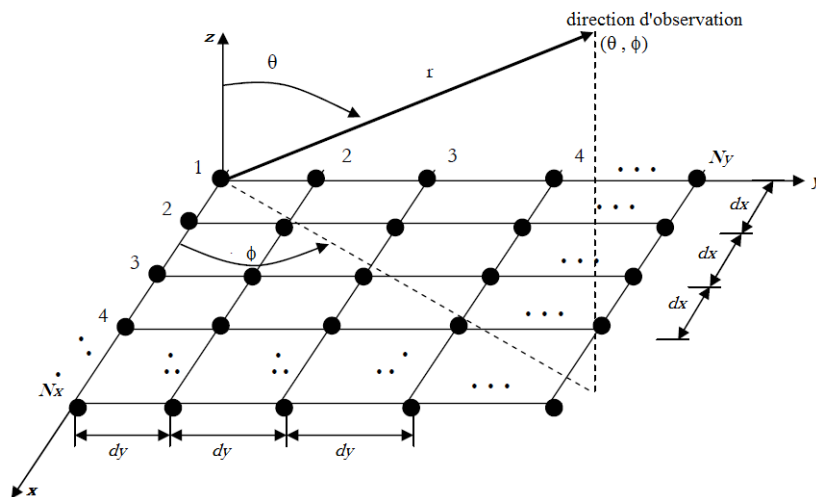


Figure III.15. Géométrie d'un réseau planaire uniforme

Sur le plan xoy , le réseau d'antennes reçoit des signaux émis par M sources ponctuelles en champ lointain ($M < N$). Les ondes émises par les sources arrivent sur le réseau de différentes directions qui sont $(\theta_1, \varphi_1), \dots, (\theta_M, \varphi_M)$. θ et φ sont respectivement les directions d'arrivée en élévation et en azimut.

Les signaux reçus sont alors des combinaisons linéaires bruitées des signaux sources. En effectuant K observations, le vecteur de réception à la sortie du réseau d'antennes correspondant à une observation s'écrit suivant le modèle suivant [III.36]:

$$x(t) = A(\theta, \varphi)s(t) + n(t) \quad (\text{III. 44})$$

Avec $A(\theta, \varphi) = [a(\theta_1, \varphi_1), a(\theta_2, \varphi_2), \dots, a(\theta_M, \varphi_M)]$ est la matrice des vecteurs directionnels des sources, elle contient les informations sur les angles d'arrivée, pour $m = 1 \dots M$, nous avons :

$$a(\theta_m, \varphi_m) = \begin{bmatrix} 1, e^{-j\frac{2\pi}{\lambda}(d_x \sin\theta_m \cos\varphi_m + d_y \sin\theta_m \sin\varphi_m)}, & \dots \\ e^{-j\frac{2\pi}{\lambda}(d_x (N_x-1) \sin\theta_m \cos\varphi_m + d_y (N_y-1) \sin\theta_m \sin\varphi_m)} \end{bmatrix}^T \quad (\text{III. 45})$$

$s(t) = [s_1(t), s_2(t), \dots, s_M(t)]^T$ est le vecteur des enveloppes complexes des M sources, $n(t)$ est le vecteur d'un bruit blanc.

La matrice de covariance R_{xx} pour une observation est donnée par :

$$\begin{aligned} R_{xx} &= E\{x(t)x^H(t)\} \\ &= AE\{s(t)s^H(t)\}A^H + E\{n(t)n^H(t)\} \\ &= AR_{ss}A^H + \sigma^2 I \end{aligned} \quad (\text{III. 46})$$

Où $\sigma^2 I$ est la matrice de covariance du bruit avec σ^2 est la puissance du bruit pour chaque élément du réseau et I est la matrice d'identité, R_{ss} est la matrice de covariance du vecteur signal et H est le hermitien.

La matrice de covariance ou de corrélation estimée $\hat{R}$ pour K observations est donnée par :

$$\hat{R} = \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K x(k)x(k)^H \quad (\text{III. 47})$$

Après la détermination de la matrice de corrélation du vecteur $x(t)$ qui est lui-même essentiellement dépendant de la matrice des vecteurs directionnels des sources $A(\theta, \varphi)$, les méthodes spectrales d'estimation décrites dans le passage III.2, sont applicables pour estimer les angles d'arrivée des sources en élévation et en azimut.

Méthode de formation de faisceaux : pour avoir le spectre de cette méthode, il suffit, le vecteur directionnel et la matrice d'autocorrelation des observations, puis l'application de la formule (III.48) qui nous permet de tracer le spectre.

$$P_{BF-2D}(\theta, \varphi) = \frac{a(\theta, \varphi)^H R_{xx} a(\theta, \varphi)}{a(\theta, \varphi)^H a(\theta, \varphi)} \quad (\text{III. 48})$$

Méthode de Capon : pour tracer le spectre de cette méthode, on doit utiliser la formule (III.49) qui est composée du vecteur directionnel et l'inverse de la matrice d'autocorrélation.

$$P_{Capon-2D}(\theta, \varphi) = \frac{1}{a(\theta, \varphi)^H R_{xx}^{-1} a(\theta, \varphi)} \quad (\text{III. 49})$$

Méthode de MUSIC : la décomposition en vecteurs et valeurs propres de la matrice de covariance de l'observation totale est nécessaire avec le vecteur directionnel en 2 dimensions afin d'appliquer la formule (III.50) permettant de tracer le spectre de MUSIC.

$$P_{MUSIC-2D}(\theta, \varphi) = \frac{a^H(\theta, \varphi) a(\theta, \varphi)}{a^H(\theta, \varphi) E_n E_n^H a(\theta, \varphi)} \quad (\text{III. 50})$$

Méthode de Min-Norm : cette méthode est aussi une méthode basée sur la décomposition de la matrice de covariance des observations comme MUSIC, le sous-espace bruit et le vecteur directionnel en 2 dimensions sont les composants principaux de la formule permettant de représenter le spectre de min-norm en 2 dimensions.

$$P_{min-norm-2D}(\theta, \varphi) = \frac{1}{|a^H(\theta, \varphi) E_n E_n^H u_1|^2} \quad (\text{III. 51})$$

III.4.1. Résultats de simulation

En vue d'évaluer les performances des algorithmes décrits ci-dessus et qui sont à utiliser pour la détection des directions d'arrivée en deux dimensions, nous avons réalisé pour cette section quelques simulations. Nous avons pris l'exemple d'un réseau d'antennes planaire de 5x4 éléments isotropes, tous les éléments sont uniformément espacés de demi-longueur d'onde suivant les deux axes. Les intervalles des valeurs calculées sont $-90^\circ \leq \theta \leq +90^\circ$ et $-90^\circ \leq \varphi \leq +90^\circ$ avec des incréments de 1° . De plus, les signaux venant des sources ont été considérés non-corrélés, et le bruit d'environnement est un bruit Gaussien blanc additif de variance $\sigma^2 = 0.01$.

La figure suivante donne les spectres à deux dimensions des méthodes susmentionnées, l'estimation des directions ou plutôt des angles d'arrivée des signaux incidents sur le réseau antennaire est limitée par la recherche et la détermination des coordonnées des maxima des spectres.

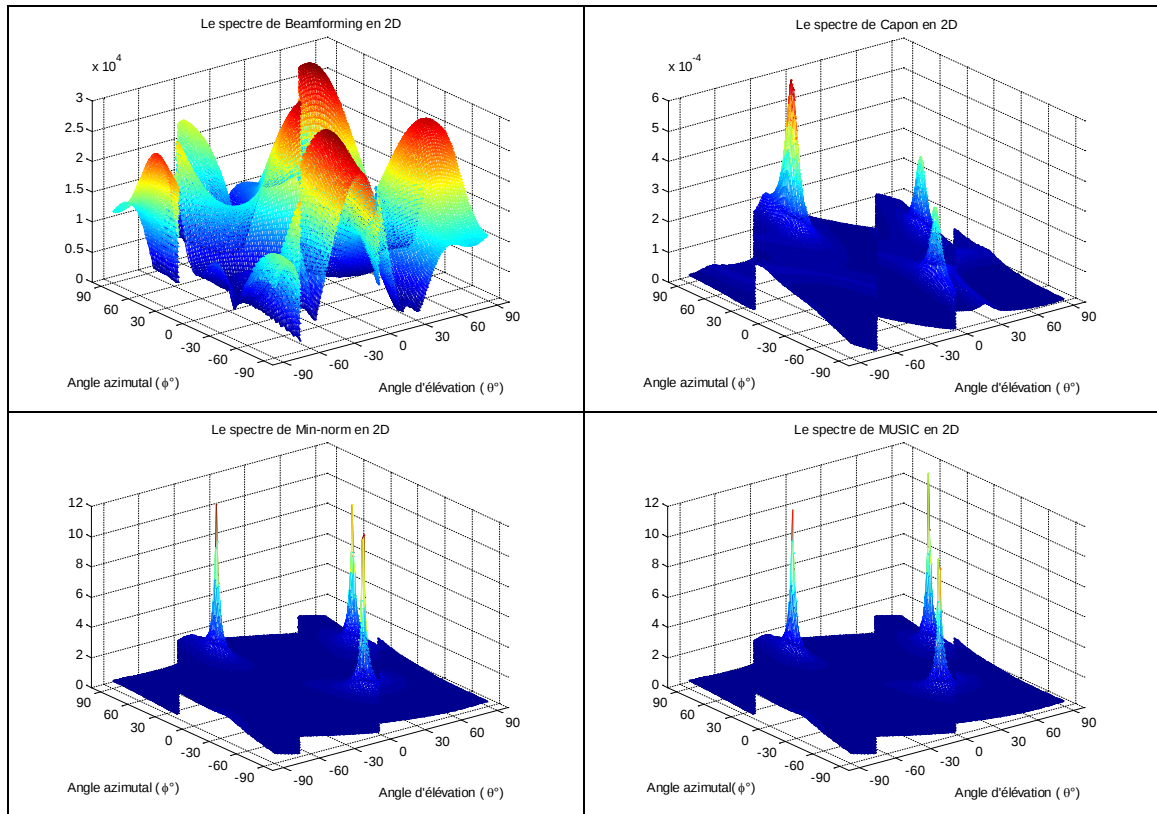


Figure III.16. Spectres spatiaux de différentes méthodes d'estimation des angles d'arrivée (élévation et azimuth) pour trois sources à $(30^\circ, -30^\circ)$, $(-25^\circ, 60^\circ)$, et $(75^\circ, 40^\circ)$

La méthode classique de beamforming n'arrive pas à estimer exactement toutes les positions des sources ce qui implique sa faible résolution. Un spectre spatial contenant trois lobes qui déterminent les positions estimées des sources est donné par la méthode de Capon. Trois clairs pics bien positionnés et donnent les valeurs des angles d'élévation et des angles d'azimuth sont le résultat de la méthode de MUSIC qui confirme sa haute résolution. Une meilleure résolution et un bon résultat dans l'estimation bi-directionnelle des angles d'arrivée sont prouvés par la méthode de min-norm qui a des performances non éloignées de celles de MUSIC.

III.5. Conclusion

Après la description et l'étude de différentes techniques d'estimation on a présenté quelques simulations visant à mettre en évidence les particularités de ces techniques ;

Les méthodes à sous-espaces comme MUSIC, ESPRIT, et Min-norm offrent le meilleur pouvoir de résolution. Elles utilisent un modèle de signal simple, adapté aux conditions d'utilisation des réseaux des antennes intelligentes. Elles exploitent les propriétés de décomposition en éléments propres de la matrice de covariance des observations.

L'équivalent polynomial de MUSIC, plus connu sous la dénomination de Root-MUSIC a presque des performances similaires à l'équivalent polynomial de Min-norm, plus connu sous la dénomination de Root-Min-norm. Ces versions polynomiales offrent

de bonnes performances et une complexité calculatoire plus réduite que les versions pseudo-spectrales.

Les méthodes paramétriques sous lesquelles sont classées la version polynômiale Root-MUSIC, la version polynômiale Root-Min-norm, et l'algorithme ESPRIT se basent sur une recherche simultanée des paramètres d'intérêt et donnent comme estimation des valeurs numériques et ponctuelles.

L'étude de comparaison des méthodes spectrales d'estimation de direction d'arrivée a montré que l'algorithme MUSIC remporte la meilleure méthode de résolution d'angle d'arrivée suivie par la méthode Min-Norm qui est suivie par l'algorithme de Capon et enfin l'algorithme de Barlett. De plus, durant les simulations de ces algorithmes spectraux nous avons retenu les remarques suivantes :

- Lorsque le nombre des éléments d'antennes dans le réseau augmente, les sommets du spectre deviennent plus pointus, ce qui signifie que la résolution augmente.
- Lorsque la variance du bruit augmente, les sommets du spectre commencent à disparaître, et la résolution diminue donc.
- La distance inter-éléments a une influence sur la performance de l'algorithme.

Bibliographie

[III-1] FISHLER Eran, HAIMOVICH Alexander, BLUM Rick S, et al, "Spatial diversity in radars-models and detection performance", *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 54, no 3, pp. 823-838, 2006.

[III-2] S Haykin, *Array signal processing, chapter Radar Array Processing for angle of arrival estimation*. Prentice-Hall, Englewood, Cliffs, NJ, 1985.

[III-3] W.S Liggett, Passive sonar, *Fitting models to multiple time series*. Academic Press, New York, J. W. R. Griffiths, P. L. Stocklin, and C. Van Schooneveld edition, Signal Processing :327–345, 1973.

[III-4] BEKKERMAN Ilya, TABRIKIAN Joseph, "Target detection and localization using MIMO radars and sonars", *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 54, no 10, pp. 3873-3883, 2006.

[III-5] EL KASSIS Carine, "*Méthodes à haute résolution pour antennes non uniformes*", thèse de doctorat. université Paris Sud-Paris XI, 2009.

[III-6] S. Anderson, S. Millnert, M. Viberg, and B. Wahlberg. "An adaptive array for mobile communication systems", *IEEE Trans. on Vehicular Technology*, vol. 40, no 1, pp. 230-236, 1991.

[III-7] B.D. Van Veen, and K.M.Buckley, "Beamforming: A Versatile Approach to Spatial Filtering", *IEEE ASSP Magazine*, vol. 5, no 2, pp. 4-24, 1988.

-
- [III-8] MA Hua, "*Localisation de sources par méthodes à haute résolution et par analyse parcimonieuse*", thèse de doctorat, université de Franche-Comté, 2011.
- [III-9] AKHDAR Oussama, "*Conception d'une méthode de déconvolution pour l'estimation des angles d'arrivée sur une antenne: Application au sondage spatio-temporel du canal de propagation*", thèse de doctorat, université de Limoges, 2009.
- [III-10] Humberto BRACAMONTES DEL TORO, "*Plate-forme radio-logicielle pour le traitement multi-capteurs en radiocommunications*", thèse de doctorat, Brest, 2006.
- [III-11] M. S. Bartlett, "Smoothing periodograms from time series with continuous spectra", *Nature*, vol. 161, no 4096, pp. 686–687, 1948.
- [III-12] P. Stoica and R. Moses, *Introduction to Spectral Analysis*. Upper Saddle River, NJ: Prentice-Hall, 1997.
- [III-13] Salvatore Bellofiore, Jeffrey Foutz, and Constantine A. Balanis, et al, "Smart-antenna system for mobile communication networks. part 2 : Beamforming and network throughput", *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 44, no 4, pp. 106-114, August 2002.
- [III-14] Bartlett M.S, *An introduction to stochastic processes, with special reference to methods and applications*. 2nd ed 1966, Cambridge,: Cambridge U.P. xvi, 362 p.
- [III-15] Johnson D.H, "The application of spectral estimation methods to bearing estimation problems", *Proceedings of the IEEE*, vol. 70, no 9, pp. 1018-1028, 1982.
- [III-16] TAYEM Nizar abdel-hafeeth Mohammad, "*Direction of arrival angle estimation schemes for wireless communication systems*", thèse de doctorat, Wichita state university, 2005.
- [III-17] G. Bienvenu, and L. Kopp, "Optimality of high resolution array processing using the eigen system approach", *IEEE Trans. on Acoustic, Speech and Signal processing*, vol. 31, no 5, pp. 1235-1248, October 1983.
- [III-18] STOICA Petre, and MOSES Randolph, *Spectral analysis of signals*. Upper Saddle River, NJ : Pearson/Prentice Hall, 2005.
- [III.19] M. Mouhamadou, "*Contribution au développement et à l'optimisation d'un démonstrateur d'antennes adaptatives*", thèse de doctorat, université de Limoges, Septembre 2007.
- [III-20] R.O. Schmidt, "Multiple emitter location and signal parameter estimation", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 34, no 3, pp. 276-280, 1986.

-
- [III-21] SCHMIDT Ralph Otto, "A signal subspace approach to multiple emitter location and spectral estimation", Ph.D. thesis, Dept. Elect. Eng., Stanford university, November 1981.
- [III-22] N. Aounallah, et M. Bouziani, "L'estimation de l'Angle d'Arrivée et la Formation de Voie par un Système à Antenne Intelligente", *International Congress on Telecommunication and Application'12*, Béjaia, Algérie, avril 2012.
- [III-23] A. J. Barabell, "Improving the Resolution Performance of Eigenstructure Based Direction Finding Algorithms", *Proceedings IEEE International Conference on Acoustic. Speech, Signal Processing*, pp. 336-339, 1983.
- [III-24] J. Futz, A. Spanias, M.K. Banavar, *Narrowband Direction of Arrival Estimation for Antenna Arrays*, Morgan & Claypool Publishers, 2008.
- [III-25] ZHA D, and QIU T, "Direction finding in non-Gaussian impulsive noise environments", *Digital Signal Processing*, vol. 17, no 2, pp. 451–465, 2007.
- [III-26] Rao B, and Hari K, "Statistical Performance Analysis of the Minimum-Norm Method", *IEEE Proceedings F (Radar and Signal Processing)*. IET, vol. 136, no 3, pp. 125–134, 1989.
- [III-27] Mewes H, Wolf F, and Haseborg J, "Experimental Investigations on High Resolution Direction Finding Algorithms", *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, vol. 3, pp.1540–1543, 1994.
- [III-28] Hasan M, and Hasan A, "Fast Approximated Sub-Space Algorithms, *Tenth IEEE Workshop on Statistical Signal and Array Processing*, pages 127–130, 2000.
- [III-29] VILLEMIN Guilhem, "Caractérisation de sources large bande dans le domaine temporel sans contraintes sur le nombre de capteurs", thèse de doctorat, école centrale de Marseille, France, 2013.
- [III-30] LE BASTARD Cédric, "Apport de techniques de traitement du signal super et haute résolution à l'amélioration des performances du radar-chaussée", thèse de doctorat, Nantes, 2007.
- [III-31] S.L.Jr Marple, *Digital Spectral Analysis with Applications*, Prentice-Hall, Signal processing series, Alan V. Oppenheim, series editor, 1987.
- [III-32] H. Krim, P. Foster, J. G. Proakis, "Operator Approach to Performance Analysis of Root-Music and Root-Min-norm", *IEEE Trans. on Signal Processing*, vol. 40, no 7, pp. 1687-1695, July 1992.
- [III-33] R. Roy ,and T. Kailath. "ESPRIT-estimation of signal parameters via rotational invariance techniques", *IEEE Transactions on Acoutics, Speech, and Signal Processing*, vol. 37, no 7, pp. 984–995, 1989.

[III-34] SHETTY Kiran Kumar, "*A novel algorithm for uplink interference suppression using smart antennas in mobile communications*", master thesis, Florida state university, 2004.

[III-35] STEFANUT Paul, "*Application des algorithmes de haute résolution à la localisation de mobiles en milieu confiné*", thèse de doctorat, université de Lille 1, 2010.

[III-36] N. Aounallah, and M. Bouziani, "Two-Dimensional Angle of Arrival Estimation with a High Resolution Algorithm", *International Conference on Electronics and Oil: From Theory to Applications*, Ouargla, Algeria, March 2013.

Chapitre IV

Etude des algorithmes adaptatifs de formation de voie

Sommaire

IV.1. Introduction	88
IV.2. Définition et principe du Beamforming	89
IV.3. Classification des algorithmes de Beamforming	91
IV.4. L'algorithme à gradient stochastique (LMS)	92
IV.5. L'algorithme LMS Normalisé (NLMS)	97
IV.6. L'algorithme des moindres carrés récurrents (RLS)	100
IV.7. L'algorithme d'inversion directe de la matrice de convergence (DMI).	104
IV.8. L'algorithme de module constant (CMA)	108
IV.9. Tableau récapitulatif	113
IV.10. Conclusion	114
Bibliographie	114

IV.1. Introduction

Dans le cadre des systèmes à antenne intelligente, les réseaux d'antennes sont associés à un dispositif appelé formateur de faisceaux, qui en combinant les signaux d'un ensemble de sources élémentaires, permet de former un ou plusieurs diagrammes de rayonnement.

La formation adaptative de faisceaux a été initialement développée dans les années 1960 pour les applications militaires de sonar et radar, afin d'éliminer le bruit et le brouillage à la sortie des systèmes. La littérature sur ces 40 dernières années est extrêmement riche [IV-1-IV-3] et puisque ce chapitre de thèse est principalement concerné par les méthodes adaptatives de formation de voie, ici nous limitons nos études sur la description des algorithmes les plus populaires et les plus utilisés à cause de leurs avantages. Les performances vont être illustrées sous forme de résultats de simulation et comparaisons. Les inconvénients de ces algorithmes vont aussi être notés.

Le premier réseau d'antennes entièrement adaptatif a été conçu en 1965 par Applebaum [IV-4] pour maximiser le rapport signal sur bruit (SNR) à la sortie du réseau. Une approche alternative pour l'annulation des interférences indésirables a été présentée par Widrow [IV-5] sous la forme de l'algorithme d'erreur des moindres carrés (LMS ; Least Mean Squares). Bien qu'une idée simplifiée, une performance satisfaisante peut être réalisée dans des conditions spécifiques. Par la suite, les travaux de Frost [IV-6] et de Griffiths [IV-7] sur l'algorithme LMS introduisent des contraintes pour s'assurer que les signaux souhaités n'ont pas été filtrés avec les signaux indésirables. Le processus d'optimisation se déroule comme précédemment, mais le gain d'antenne est maintenu constant dans la direction souhaitée. Pour les signaux stationnaires, les deux algorithmes convergent vers la solution optimale de Wiener [IV-6, IV-8].

En 1974, Reed et al ont démontré l'efficacité de la technique d'inversion directe de la matrice d'auto-corrélation (SMI ; Sample-Matrix Inversion), qui détermine directement les pondérations du réseau adaptatif d'antennes [IV-9]. Contrairement aux algorithmes de Applebaum [IV-4] et Widrow [IV-5], qui peuvent souffrir de la lente convergence si l'écart des valeurs propres de la matrice de corrélation reçue est relativement important, les performances de la technique SMI sont pratiquement indépendantes de l'élargissement de valeurs propres.

De nombreuses recherches ont été effectuées sur différents types d'algorithmes adaptatifs utilisés, et des comparaisons entre ces approches ont été mises en évidence dans [IV-8, IV-10]. La simplicité de l'algorithme LMS a largement encouragé son utilisation pour les processeurs adaptatifs en réseau d'antennes. Cependant, cet algorithme pose des problèmes d'adaptation dus de sa lente convergence. Convergeant plus rapidement que l'algorithme LMS, l'algorithme SMI a été attiré à appliquer dans les communications sans fils. Cependant, les difficultés de l'implémentation doivent être considérées depuis sa complexité qui nécessite une capacité matérielle, et l'emploi d'une précision arithmétique finie peut entraîner une instabilité numérique. L'algorithme RLS peut être considéré comme une solution pour la lente convergence de LMS et la complexité de SMI. Cela est possible lorsque le réglage du facteur d'oublié de l'algorithme RLS est correct [IV-8].

Les techniques adaptatives offrent en général de meilleures performances en termes de réduction de bruit puisqu'elles sont capables de s'adapter aux évolutions de l'environnement. Néanmoins, elles sont plus sensibles aux erreurs de modélisation et donc moins robustes que les solutions fixes, souvent utilisées lorsque les directions des signaux sont connues et invariantes.

IV.2. Définition et principe du Beamforming

La formation de faisceaux (ou beamforming) consiste à modifier l'amplitude et la phase des signaux aux sorties des éléments d'antenne et à combiner les signaux ainsi obtenus. Cela offre la possibilité de focaliser le diagramme de l'antenne dans une direction particulière de l'espace, et également d'en contrôler la forme. Par conséquent, cela permet la réalisation d'un filtrage spatial [IV-11].

Pour contrôler la formation des diagrammes, il est nécessaire d'utiliser un algorithme adaptatif qui doit être le plus optimal et correspondant aux certains critères (maximisation du gain dans une direction donnée, maîtrise du niveau des lobes secondaires,...) sur les éléments rayonnants. Le choix de l'algorithme qui permet d'atteindre la solution optimale est une étape cruciale car de lui dépendent la vitesse de convergence et la complexité d'intégration matérielle [IV-10, IV-12].

La complexité du formateur de faisceaux dépend essentiellement de trois paramètres :

- le nombre d'éléments rayonnants,
- le nombre de faisceaux à former,
- la bande allouée traitée (dans le cas d'un formateur de faisceaux numérique).

La figure IV.1 montre un réseau adaptatif de N éléments qui donne la structure d'un formateur adaptatif de faisceaux.

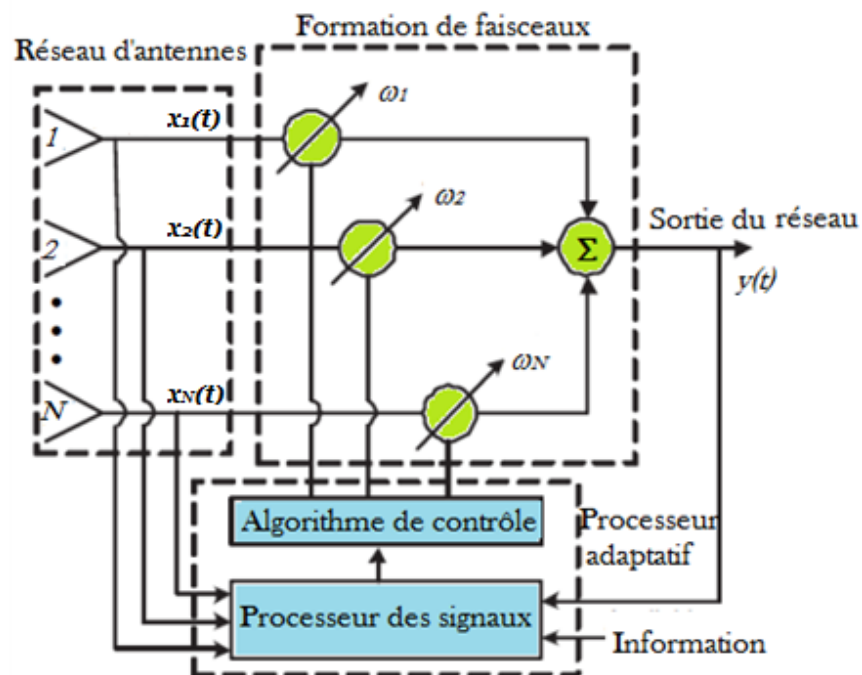


Figure IV.1. Schéma fonctionnel d'un réseau adaptatif de N éléments

La formation de faisceaux peut être effectuée en réception ou en émission et elle est utilisée dans plusieurs applications des systèmes de communications sans fil. Nous notons :

- N : Nombre d'antennes
- d : distance entre deux antennes
- λ : longueur d'onde
- M : nombre de directions d'arrivée $(\theta_1, \dots, \theta_M)$
- $x_i(t)$: signal capté par l'antenne i à l'instant t et qui correspond à la somme de toutes les directions d'arrivée, $x(t)$ signal global capté par les N antennes.
- $S_k(t)$: vecteur forme d'onde d'une source k
- $a(\theta_k)$: vecteur réponse pour une source θ_k ,
 $a(\theta_k) = [1, e^{-j\phi_k}, \dots, e^{-j(N-1)\phi_k}]^T$
- $\phi_k = \frac{2\pi}{\lambda} \cdot d \cdot \sin(\theta_k)$
- $n(t)$: bruit blanc gaussien d'écart type σ

Le signal capté par l'antenne i est exprimé par la relation (IV.1) :

$$x_i(t) = \sum_{k=1}^M a(\theta_k) \cdot S_k(t) + n(t) \quad (\text{IV.1})$$

En supposant que le signal utile arrive de la direction θ , le principe du beamforming consiste à calculer un vecteur poids $\omega = (\omega_1, \dots, \omega_N)$ et à l'attribuer aux différents éléments du système d'antennes pour orienter le lobe principal vers la direction θ . L'algorithme de calcul de ce vecteur dépend de la technique de beamforming adoptée, en outre cette technique effectue une estimation de l'angle d'arrivée θ du signal utile qui est nécessaire pour le calcul du vecteur ω . Le signal reçu est alors obtenu par filtrage spatial selon l'équation (IV.2) :

$$y(t) = \sum_{i=1}^N \omega_i^* \cdot x_i(t) \quad (\text{IV.2})$$

Avec $*$ représente le complexe conjugué. Cette relation est aussi équivalente à l'équation (IV.3) :

$$y(t) = \omega^H(\theta)x(t) \quad (\text{IV.3})$$

Avec $()^H$ le transposé du complexe conjugué.

La puissance à la sortie du beamforming est exprimée par la relation (IV.4) avec K la durée d'observation (ou le nombre d'échantillons dans le cas discret).

$$P = \frac{1}{K} \sum_{t=1}^K |y(t)|^2 \quad (\text{IV.4})$$

En utilisant l'estimation de la matrice de covariance du signal exprimée par la relation (IV.5) :

$$\hat{R} = \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K x(k).x^H(k) \quad (\text{IV.5})$$

L'expression de la puissance à la sortie du Beamforming peut aussi être exprimée par la relation (IV.6) :

$$P = \omega^H \cdot \hat{R} \cdot \omega \quad (\text{IV.6})$$

IV.3. Classification des algorithmes de Beamforming

Les algorithmes de formation de voies sont conçus pour optimiser certains critères spécifiques, tel que le critère de Minimum Variance Distortionless Response (MVDR), le critère de Maximum Signal to Interference plus Noise Ratio (MSINR), et le critère de Minimum Mean Square Error (MMSE) [IV-13]. Le dernier critère est souvent utilisé comme critère d'optimisation où le filtre spatial est optimisé pour réduire au minimum la valeur de la moyenne carrée de l'erreur du signal. Lorsque l'optimal d'un critère peut être atteint par un algorithme, ce dernier est qualifié d'optimal au sens du critère considéré.

Plusieurs algorithmes, qui sont différents en complexité, existent pour obtenir les pondérations optimales. Ces algorithmes d'adaptation peuvent être divisés en deux groupes principaux [IV-14, IV-15]:

- Méthodes aveugles
- Méthodes non aveugles

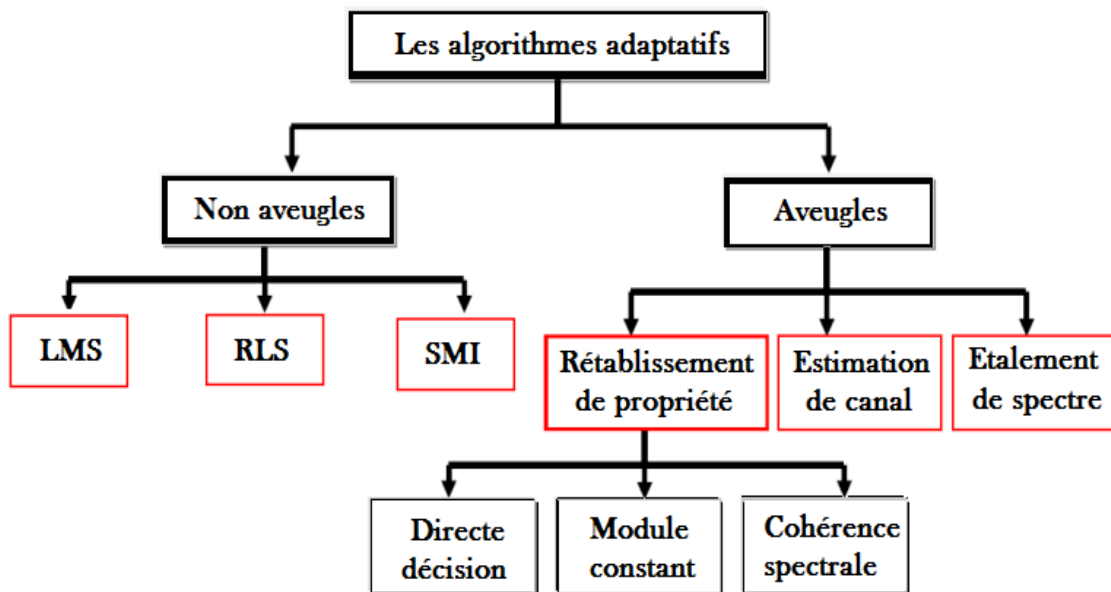


Figure IV.2. Classification des algorithmes adaptatifs

IV.3.1. Méthodes non aveugles

Dans les méthodes non aveugles, un signal de référence $d(t)$ est utilisé pour ajuster le vecteur de pondération. Le signal $d(t)$ est connu par l'émetteur et le récepteur. Il est envoyé par l'émetteur pendant une période de référence au récepteur. L'algorithme formateur de faisceau utilise le signal de référence pour calculer le vecteur de pondération optimal. En pratique, le récepteur ne connaît pas le signal émis sur toute la durée d'une communication mais seulement sur un laps de temps associé à une séquence d'apprentissage.

IV.3.2. Méthodes aveugles

Le terme aveugle vient du fait que ces méthodes dites aussi autodidactes ont pour but de restituer directement la séquence d'information transmise sans nécessiter ni l'accès à une séquence d'apprentissage, ni l'identification préalable du canal. Les détecteurs aveugles exploitent la connaissance de la signature temporelle de l'utilisateur désiré. Cette connaissance est également utilisée pour estimer la signature spatiale (la réponse des antennes) de l'utilisateur en question.

IV.4. L'algorithme à gradient stochastique (LMS)

L'algorithme à gradient stochastique (LMS; Least Mean Square), introduit par Windrow et Hoff en 1960 [V-12], est probablement l'algorithme de filtrage adaptatif le plus fréquemment utilisé et employé dans plusieurs systèmes de communication [IV-5, IV-8, IV-10, IV-16, IV-17]. Il a gagné une popularité à cause de sa faible complexité de calcul et sa robustesse éprouvée [IV-18]. Il incorpore des nouvelles observations et itérativement minimise linéairement l'erreur quadratique moyenne [IV-13, IV-19]. L'algorithme LMS optimise le vecteur de pondération ω selon la direction du gradient estimé en se basant sur la méthode de la plus grande descente négative qui est appelée le gradient descendant [IV-20].

Par les caractéristiques quadratiques de la fonction d'erreur quadratique moyenne $E[|e(k)|^2]$ qui ne dispose que d'un minimum, la descente la plus grande est garantie à converger. À l'indice d'adaptation k , étant donné une fonction d'erreur quadratique moyenne $E[|e(k)|^2] = E[|d(k) - \omega^H x(k)|^2]$, l'algorithme LMS met à jour le vecteur de poids selon [IV-21], c.à.d. que l'erreur quadratique moyenne (EQM) entre la sortie du formateur de faisceaux $y(t)$ et le signal de référence $d(t)$ soit minimale.

Grace au procédé itératif, l'algorithme LMS stochastique fait des corrections successives au vecteur de poids afin d'atteindre l'erreur quadratique minimale. La méthode itérative est décrite ci-dessous :

$$\omega(k+1) = \omega(k) + \frac{1}{2} \mu [-\nabla(E\{e^2(k)\})] \quad (\text{IV. 7})$$

Avec $\{e^2(k)\} = -2r_{xd} + 2R_{xx}\omega$, ce qui revient à écrire:

$$\omega(k+1) = \omega(k) + \mu[r_{xd} - R_{xx}\omega(k)] \quad (\text{IV. 8})$$

En utilisant les estimations suivantes: $\hat{R}_{xx}(k) = x(k)x^H(k)$ et $\hat{r}_{xd}(k) = d^*(k)x(k)$, les vecteurs de pondération sont remis à jour selon l'expression suivante :

$$\omega(k+1) = \omega(k) + \mu x(k)e^*(k) \quad (\text{IV. 9})$$

avec $e(k) = d(k) - y(k) \quad (\text{IV. 10})$

et $y(k) = \omega^H(k)x(k) \quad (\text{IV. 11})$

μ représente le pas d'adaptation (appelé aussi le pas de convergence) de l'algorithme qui permet de garantir la convergence de l'algorithme LMS.

Si μ est choisie pour être très faible alors l'algorithme converge très lentement. Une grande valeur de μ peut conduire à une accélération de convergence, mais peut-être moins stable autour de la valeur minimale.

Le choix de ce pas (d'adaptation) doit vérifier la condition suivante :

$$0 < \mu < 2/\lambda_{max} \quad (\text{IV. 12})$$

où λ_{max} désigne la plus grande valeur propre de la matrice d'autocorrélation du signal d'entrée.

Pour illustrer les performances de l'algorithme LMS afin de diriger deux faisceaux dans les directions souhaitées et imposer un nul dans la direction du signal d'interférence en commandant l'excitation adaptativement par les coefficients de pondérations de chaque élément de réseau d'antennes, un exemple d'un réseau linéaire et uniforme comprend 8 éléments isotropes espacés d'une demi-longueur d'onde a été réalisé.

Les figures IV.3 et IV.4 donnent respectivement la représentation cartésienne et la représentation polaire du facteur du réseau normalisé pour l'algorithme LMS quand les angles d'arrivée de signal désiré sont à -35° et 30° et l'angle d'arrivée du signal interférent est à 10° (le pas d'adaptation $\mu = 0.05$).

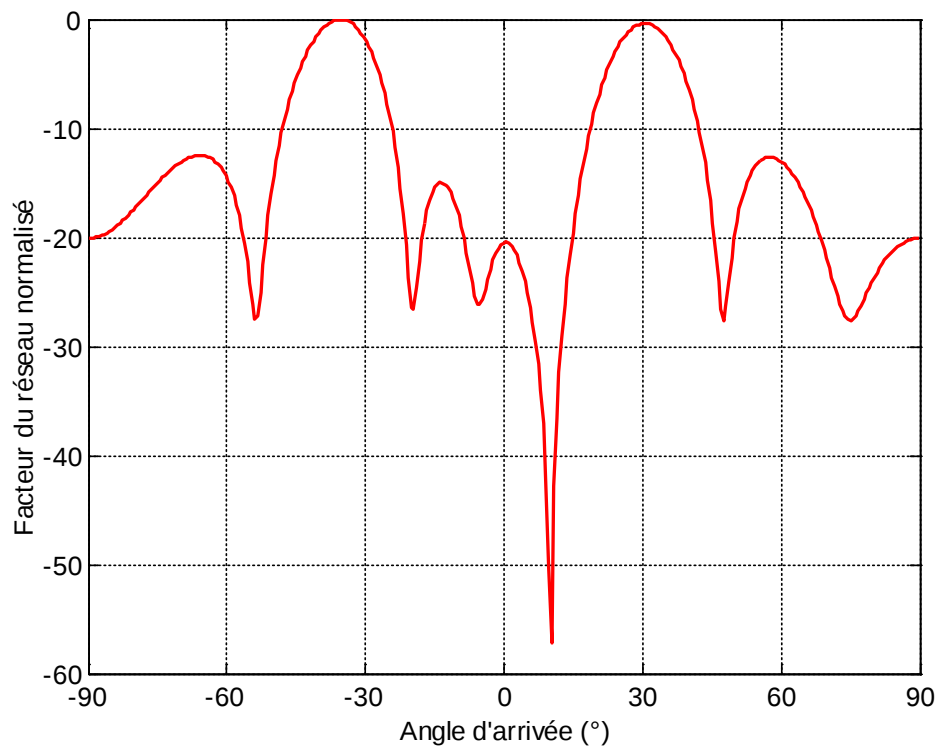


Figure IV.3. Représentation cartésienne du facteur du réseau normalisé pour l'algorithme LMS

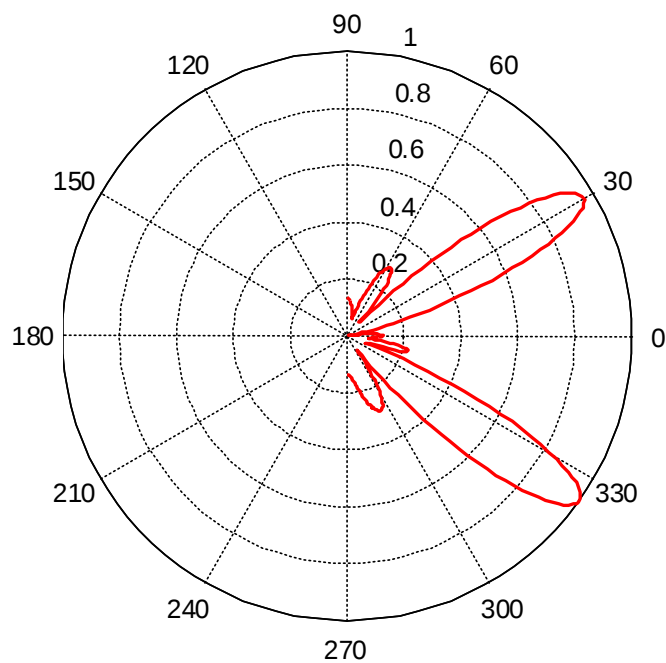


Figure IV.4. Représentation polaire du facteur du réseau normalisé pour l'algorithme LMS

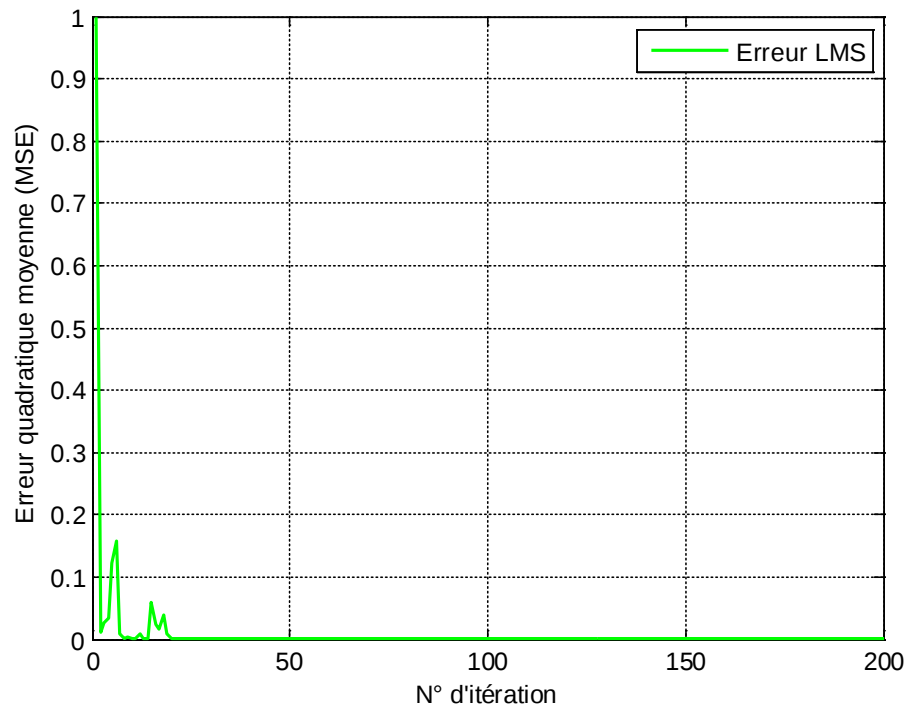


Figure IV.5. L'erreur entre le signal désiré et le signal de sortie de l'algorithme LMS

La figure IV.5 montre la courbe de l'erreur quadratique moyenne de l'algorithme LMS pour un pas d'adaptation égal à 0.05. On voit bien que pour ce pas, l'algorithme converge rapidement avec une erreur résiduelle négligeable.

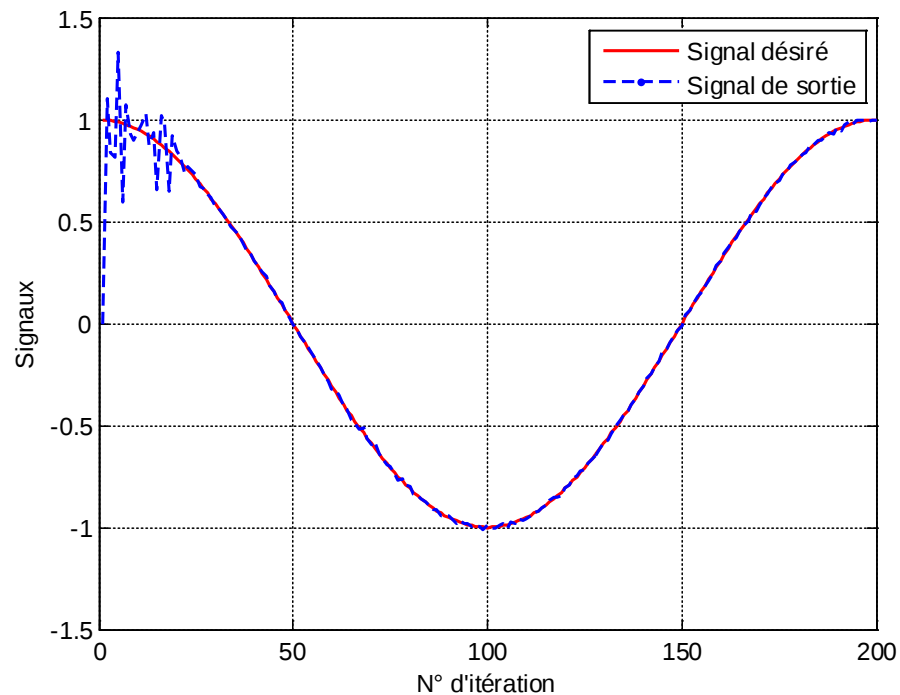


Figure IV.6. Comparaison entre le signal désiré et le signal à la sortie d'un formateur de voie LMS

L'algorithme des moindres carrés a été initialisé par un jeu aléatoire de fonctions de pondération ω . Ceci a été fait pour tout changement de la direction du signal utile. La figure (IV.6) montre en vue de comparaison, le signal de référence et le signal estimé après l'application de l'algorithme.

Il a été montré que, à partir d'un vecteur de pondération initial arbitraire, l'algorithme LMS converge et reste stable tant que la valeur de μ est choisie conformément à la règle de l'équation IV.12.

A partir de la marge donnée par l'équation IV.12, plus la valeur de μ est grande, plus la convergence est rapide, mais moins de stabilité autour de la valeur minimale. D'autre part, plus la valeur de μ est petite, plus la convergence est lente, mais l'algorithme sera plus stable autour de la valeur optimale. De plus, la vitesse de convergence dépend aussi de la structure propre de la matrice d'autocorrélation R_{xx} . Lorsque les valeurs propres sont très importantes, la convergence peut être lente.

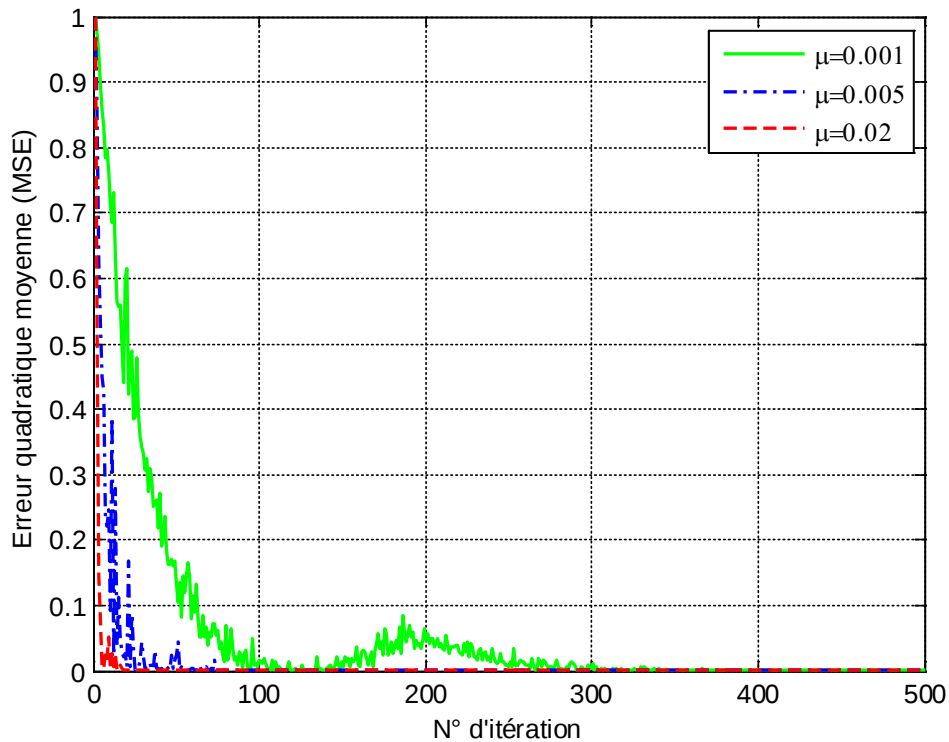


Figure IV.7. La convergence de l'algorithme LMS pour différentes valeurs du facteur d'adaptation

Les graphes de la figure IV.7 Représentent l'influence de la variation du facteur de convergence μ , ils illustrent qu'un plus grand μ va conduire à une convergence plus rapide. En outre, une très grande valeur de μ conduit à l'instabilité.

La complexité algorithmique de l'algorithme LMS est connue; chaque itération k comporte $(2N+1)$ multiplications et $(2N)$ additions, où N est le nombre de coefficients qui est identique au nombre des antennes du réseau. Le tableau IV.1 résume les opérations nécessaires pour l'algorithme LMS à chaque itération k .

<i>Etape de l'algorithme</i>	<i>Nombre d'additions</i>	<i>Nombre de multiplications</i>
$e(k) = d(k) - \omega^H(k)x(k)$	N	N
$\omega(k+1) = \omega(k) + \mu x(k)e^*(k)$	N	$N+1$
Total par itération	$2N$	$2N+1$

Tableau IV.1. Complexité algorithmique de l'algorithme LMS

Un algorithme permettant de répondre mieux au critère de la convergence rapide a été proposé et étudié par Kazuo [IV-22]. Il s'agit de l'algorithme NLMS (Normalized Least Mean Square) dont le principe est décrit par le paragraphe qui suit.

IV.5. L'algorithme LMS Normalisé (NLMS)

L'algorithme NLMS (Normalized Least Mean Square) est une variante du LMS consiste à normaliser le pas d'adaptation μ dans l'algorithme LMS par rapport à l'énergie du signal d'entrée pour réduire au minimum l'effet de la variation de la puissance du signal d'entrée sans utiliser les évaluations de sa fonction d'autocorrection et de rendre ainsi la convergence plus au moins uniforme en passant d'une étape d'adaptation à une autre. À la $k^{ième}$ itération, le pas d'adaptation est alors donné par [IV-10, IV-16]:

$$\mu(k) = \frac{\mu_0}{x^H(k)x(k)} = \frac{\mu_0}{\|x(k)\|^2} \quad (IV.13)$$

où μ_0 est une constante. L'algorithme LMS normalisé converge dans le sens quadratique moyenne, si $0 < \mu_0 < 2$ [IV-16].

Toutefois, si le vecteur d'entrée $x(k)$ est petit, des problèmes numériques peuvent survenir en raison de la division par un petit nombre. Par conséquent, l'équation IV.13 peut être modifiée à:

$$\mu(k) = \frac{\mu_0}{a + \|x(k)\|^2} \quad (IV.14)$$

où $a > 0$. Ainsi l'expression de mise à jour de vecteurs de pondérations est modifiée à:

$$\omega(k+1) = \omega(k) + \frac{\mu_0}{a + \|x(k)\|^2} x(k)e^*(k) \quad (IV.15)$$

Le NLMS converge beaucoup plus rapidement que le LMS. Dans quelques applications, la normalisation est universelle [IV-3].

Le paramètre μ_0 ne dépendant pas des valeurs propres du système, il ne varie donc que très peu. Tant et aussi longtemps que μ_0 se trouve dans son intervalle de définition, la stabilité ainsi que la convergence vers les solutions optimales sont plus aisées.

L'algorithme NLMS a été simulé. Un exemple d'un réseau linéaire et uniforme de 8 éléments espacés de demi-longueur d'onde reçoit deux signaux arrivant à l'angle -35° et l'angle 30° et un interférent à l'angle 10° . Le pas d'adaptation initial choisi est 0.5 .

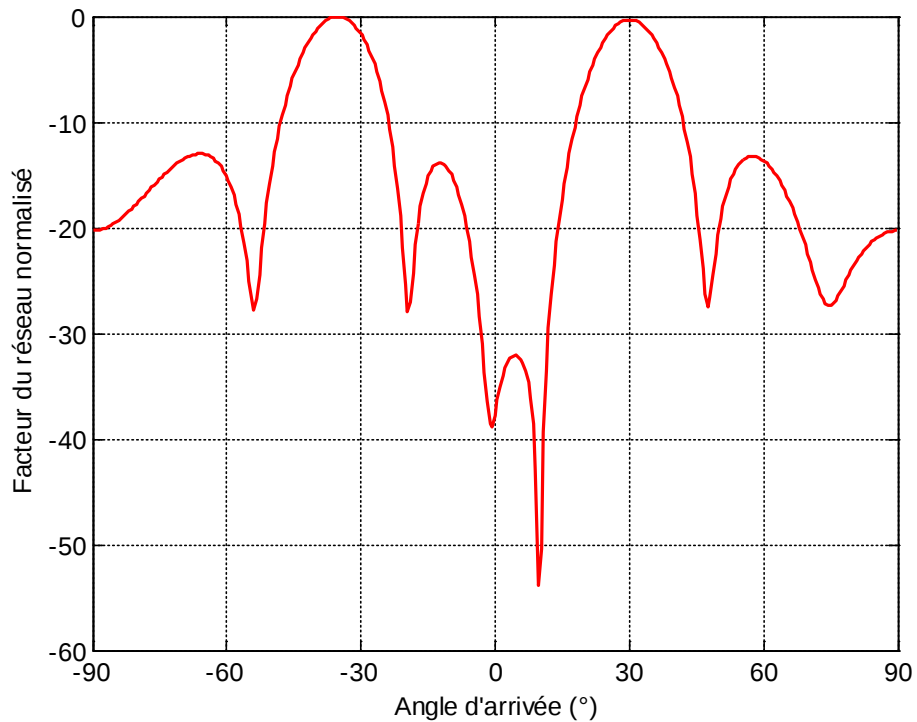


Figure IV.8. Représentation cartésienne du facteur du réseau normalisé pour l'algorithme NLMS

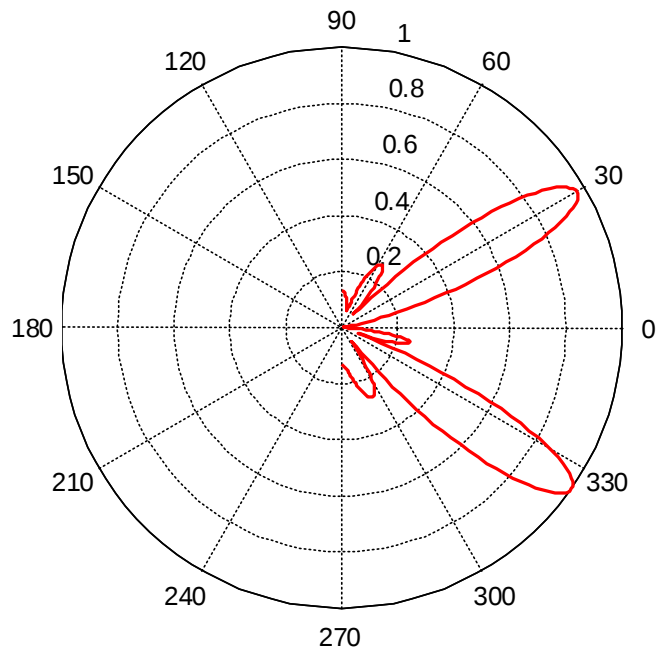


Figure IV.9. Représentation polaire du facteur du réseau normalisé pour l'algorithme NLMS

A partir des deux figures ci-dessus qui représentent les diagrammes de rayonnement obtenus après la détermination des coefficients de pondération par l'algorithme NLMS, on peut remarquer que les lobes du diagramme de rayonnement sont bien ajustés d'une façon intelligente.

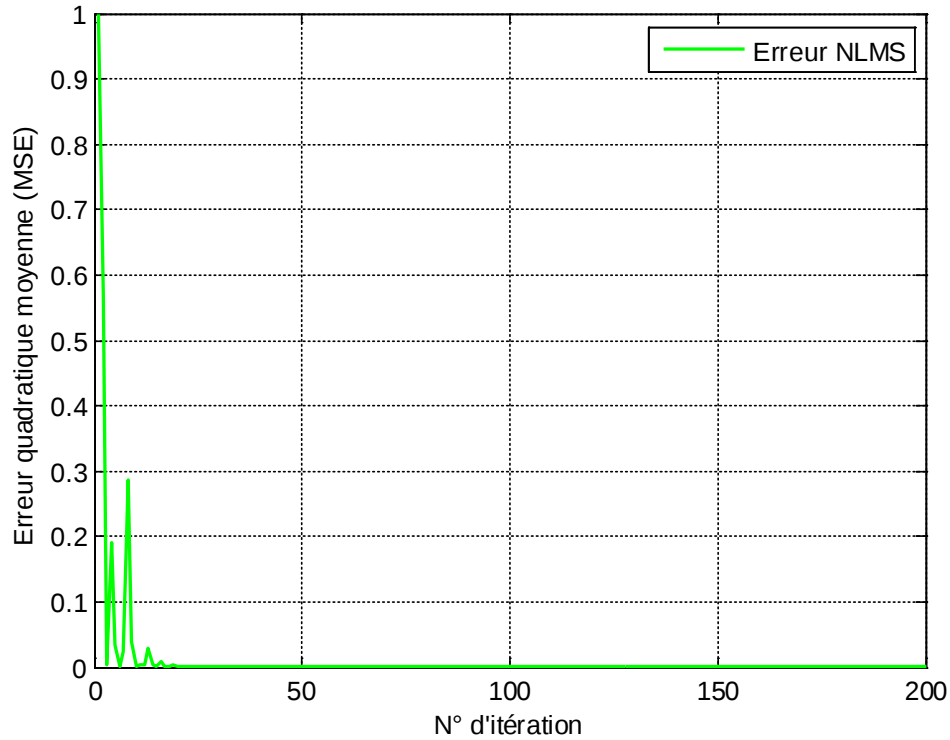


Figure IV.10. L'erreur entre le signal désiré et le signal de sortie de l'algorithme NLMS

La figure IV.10 montre l'erreur quadratique moyenne de l'algorithme NLMS qui est calculée et tracée pour un nombre d'itérations égal à 200. L'algorithme NLMS qui se base sur un pas d'adaptation variable montre sa rapidité de convergence par rapport à sa version originale LMS.

La figure IV.11 de sa part montre que l'algorithme NLMS converge rapidement, et après quelques itérations, le signal de la sortie du formateur de faisceau NLMS devient presque identique au signal désiré.

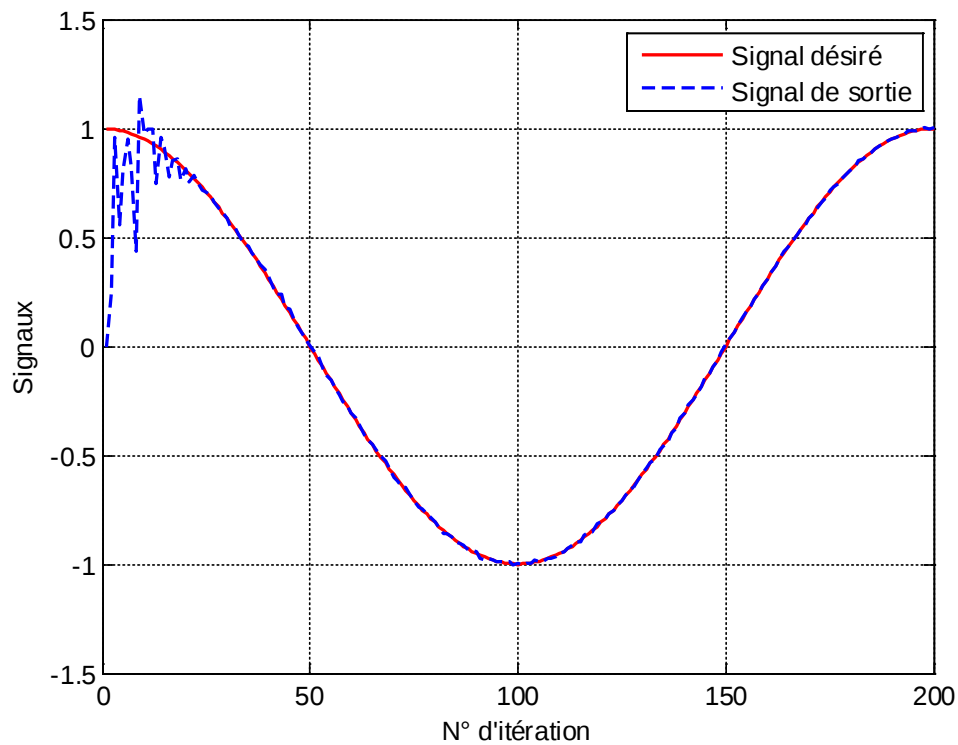


Figure IV.11. Comparaison entre le signal désiré et le signal à la sortie d'un formateur de voie NLMS

Un des inconvénients de l'algorithme NLMS par rapport au LMS est l'augmentation de la complexité de calcul au niveau du nombre de multiplications. Le tableau IV.2 résume le nombre d'opérations nécessaires dans l'algorithme NLMS à chaque itération k .

<i>Etape de l'algorithme</i>	<i>Nombre d'additions</i>	<i>Nombre de multiplications</i>
$e(k) = d(k) - \omega^H(k)x(k)$	N	N
$\omega(k+1) = \omega(k) + \mu_0 \frac{x(k)e^*(k)}{a + \ x(k)\ ^2}$	$N+1$	$2N+1$
Total par itération	$2N+1$	$3N+1$

Tableau IV.2. Complexité algorithmique de l'algorithme NLMS

Les algorithmes LMS et NLMS nécessitent moins de calcul à chaque étape mais convergent plus lentement que l'algorithme RLS décrit par le paragraphe qui suit.

IV.6. L'algorithme des moindres carrés récurrents (RLS)

Le problème de l'influence des valeurs propres sur les caractéristiques de convergence de l'algorithme LMS est résolu par l'algorithme RLS, dans lequel le pas d'adaptation du gradient est remplacé par une matrice de gain $\hat{R}_{xx}$ estimée à chaque itération [IV-10, IV-23, IV-24]. En effet, cet algorithme exige un signal de référence et des informations sur la matrice de corrélation. En outre, une étude de combinaison

optimale utilisant un signal de référence présentée dans [IV-25] indique que de meilleurs résultats sont obtenus lorsque les pondérations sont estimées en utilisant l'algorithme RLS qu'en utilisant les algorithmes LMS et SMI. Dans cet algorithme, les coefficients de pondération sont mis à jour par l'équation suivante [IV-24, IV-26]:

$$\omega(k) = \omega(k-1) - \hat{R}^{-1}(k)x(k)e^*(k-1) \quad (\text{IV.16})$$

Où $\hat{R}(k)$ est une matrice de gain à la $k^{\text{ième}}$ itération, et qui est donnée par [IV-15, IV-27]:

$$\hat{R}(k) = \delta_0 \hat{R}(k-1) + x(k)x^H(k) = \sum_{n=0}^k \delta_0^{k-n} x(n)x^H(n) \quad (\text{IV.17})$$

Où δ_0 désigne un scalaire réel inférieur et proche de 1. δ_0 est utilisé comme un facteur d'oubli permettant de donner plus d'importance aux échantillons les plus récents tandis que les échantillons les plus lointains dans le temps sont oubliés. e est le signal d'erreur.

La quantité $1/(1 - \delta_0)$ est généralement appelée la mémoire de l'algorithme. Ainsi, pour $\delta_0=0.99$ la mémoire de l'algorithme est proche à 100 échantillons.

L'algorithme RLS fait la mise à jour de l'inverse de la matrice de covariance qui est obtenue par la relation de récurrence suivante [IV-27]:

$$\hat{R}^{-1}(k) = \frac{1}{\delta_0} \cdot \left[\hat{R}^{-1}(k-1) - \frac{\hat{R}^{-1}(k-1)x(k)x^H(k)\hat{R}^{-1}(k-1)}{\delta_0 + x^H(k)\hat{R}^{-1}(k-1)x(k)} \right] \quad (\text{IV.18})$$

La matrice de gain est initialisée comme suit :

$$\hat{R}^{-1}(0) = \frac{1}{e_0} I, e_0 > 0 \quad (\text{IV.19})$$

L'algorithme RLS minimise l'erreur quadratique cumulative:

$$J(k) = \sum_{n=0}^k \delta_0^{k-n} |e(n)|^2 \quad (\text{IV.20})$$

et sa convergence est indépendante de la distribution des valeurs propres de la matrice de corrélation.

Comme exemple, nous considérons le cas d'un réseau linéaire uniforme à 8 éléments équidistants de $\lambda/2$ qui ont un bruit blanc additif de variance $\sigma^2 = 0.001$. Supposons qu'il y a deux signaux désirés incidents des directions $\theta = 0^\circ$ et $\theta = 40^\circ$ et un signal interférent arrivant de la direction $\theta = 20^\circ$. Le facteur d'oubli de l'algorithme RLS est $\delta_0=0.99$.

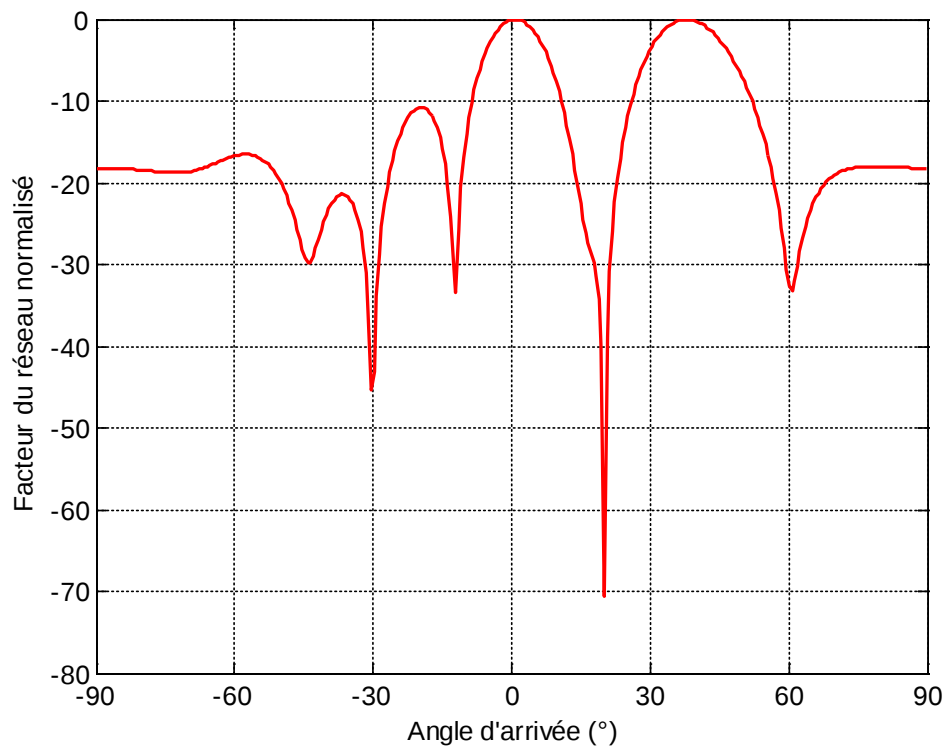


Figure IV.12. Représentation cartésienne du facteur du réseau normalisé pour l'algorithme RLS

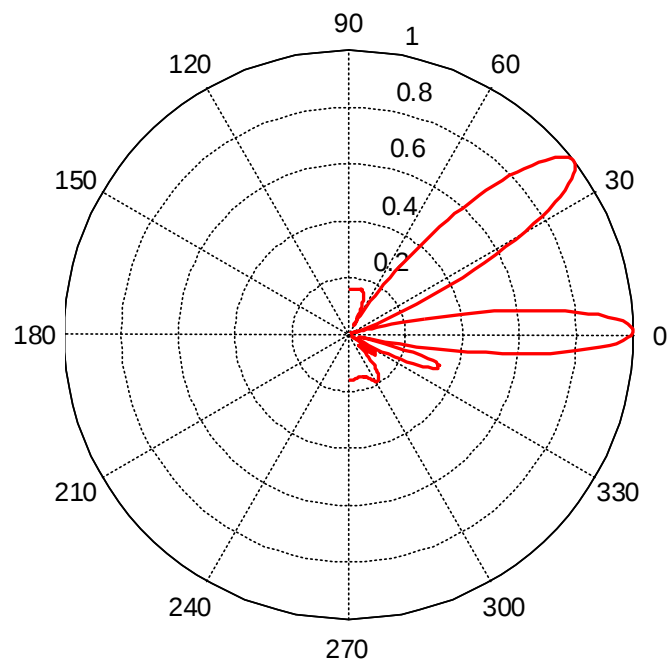


Figure IV.13. Représentation polaire du facteur du réseau normalisé pour l'algorithme RLS

Les figures (IV.12 et IV.13) présentent les diagrammes de rayonnement du réseau d'antennes respectivement en coordonnées cartésiennes et en coordonnées polaires. Ces diagrammes sont obtenus après l'application de l'algorithme adaptatif RLS. Il est clair que le niveau des lobes (ou le gain) dans la direction des signaux utiles (0° et 40°) est maximal et que le signal interférent (à 20°) est annulé par le filtrage spatial de RLS.

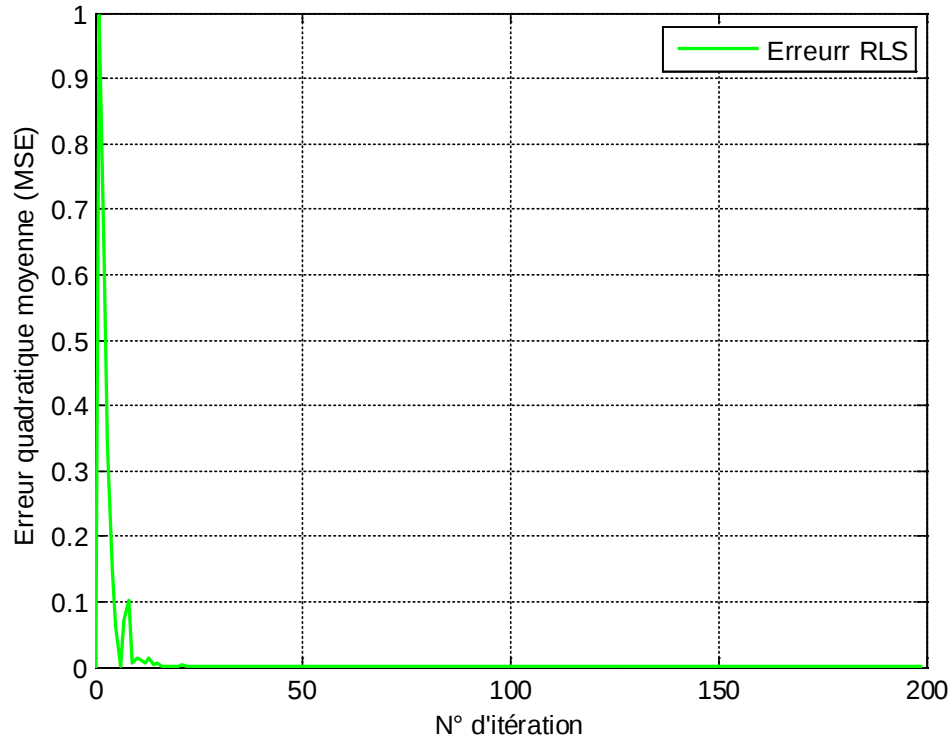


Figure IV.14. L'erreur entre le signal désiré et le signal de sortie de l'algorithme RLS

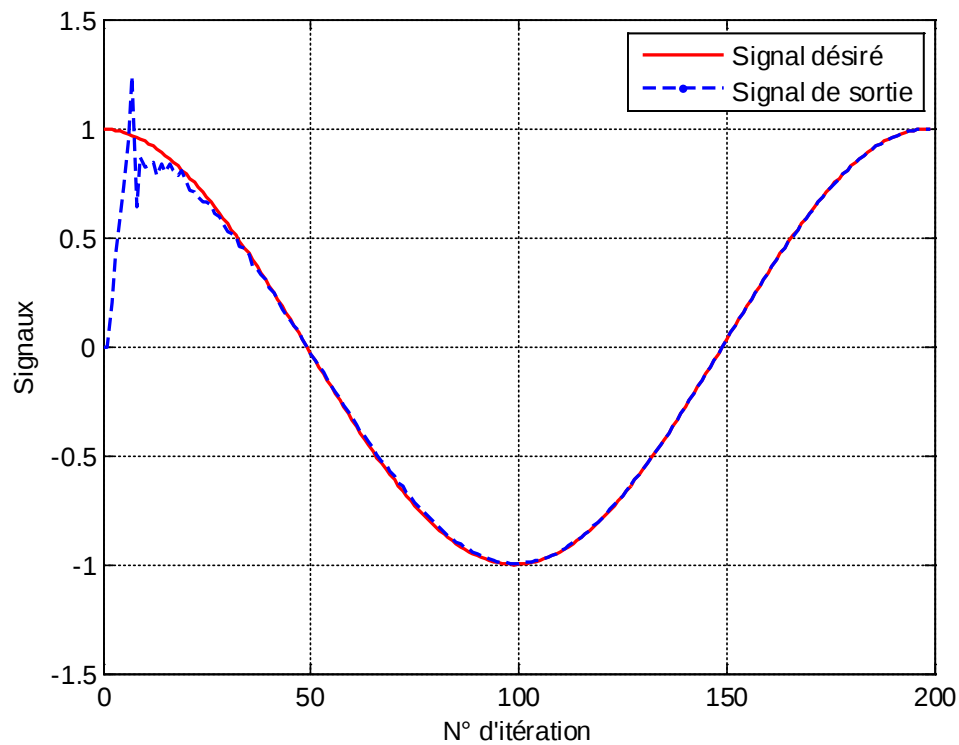


Figure IV.15. Comparaison entre le signal désiré et le signal à la sortie d'un formateur de voie RLS

Les figures (IV.14 et IV.15) montrent respectivement les évolutions de la valeur d'erreur e et du signal à la sortie du formateur de voie RLS. La courbe de l'erreur RLS est intéressante car elle montre la vitesse de convergence de l'algorithme. Cette vitesse ne dépend pas des valeurs propres de la matrice de covariance en entrée du réseau d'antennes comme le cas du formateur de voie LMS.

Si la valeur du facteur d'oubli est grande ($\delta = 0.99$), l'algorithme prouve des bonnes performances en terme de convergence et stabilité (figure IV.14). Par contre, si la valeur du facteur d'oubli est petite, l'algorithme devient instable et aura une mauvaise convergence.

L'algorithme RLS présente l'avantage de converger plus rapidement que l'algorithme LMS. L'inconvénient principal du RLS, par rapport au LMS, est la plus grande charge de calcul. Même avec le lemme de l'inversion matricielle, la méthode RLS nécessite un calcul de l'ordre de N^2 tandis que la charge de calcul du LMS reste de l'ordre N .

IV.7. L'algorithme d'inversion directe de la matrice de convergence (DMI)

L'idée de l'algorithme d'inversion directe de la matrice de convergence DMI (Direct Matrix Inversion) ou SMI (Sample Matrix Inversion) consiste à estimer la matrice de corrélation R_{xx} et le vecteur d'intercorrélation r_{xd} en basant sur des échantillons de l'entrée d'antennes du réseau dans un intervalle d'observation de telle

sorte que la vitesse de convergence est améliorée. Autrement dit, il s'agit d'inverser directement la matrice de covariance pour obtenir des coefficients optimaux et aussi rendre possible l'augmentation de la vitesse de convergence. La solution optimale est donnée par l'équation de Wiener-Hopf [IV-5, IV-28] :

$$\omega_{opt} = R_{xx}^{-1} r_{xd} \quad (IV.21)$$

Les matrices R_{xx} et r_{xd} sont estimées dans un intervalle de temps fini :

$$R_{xx} = E[x(k).x^H(k)] = \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K x(k).x^H(k) \quad (IV.22)$$

$$r_{xd} = E[d^*(k)x(k)] = \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K d^*(k).x^H(k) \quad (IV.23)$$

avec $d(k)$ est le signal désiré (de référence), et K est le nombre d'observation.

L'algorithme DMI est une méthode par bloc nécessite un signal de référence et les vecteurs de pondération sont calculés périodiquement. Le poids calculé avec longueur de bloc est:

$$\omega_{DMI}(k) = R_{xx}^{-1}(k) r_{xd}(k) \quad (IV.24)$$

Typiquement, c'est une règle empirique de mettre la taille de bloc $K > 2N$. Cela signifie que le nombre d'échantillons doit être supérieur ou égal à deux fois le nombre d'éléments dans le réseau adaptatif [IV-29].

Il y a toujours une erreur résiduelle dans l'algorithme SMI car il est basé sur des estimations. Pour la taille de bloc dynamique, l'erreur quadratique moyenne pour chaque élément peut être déterminée par:

$$MSE = e = \hat{R}_{xx}\omega - \hat{r}_{xd} \quad (IV.25)$$

Reprenons le même réseau linéaire uniforme à 8 éléments équidistants de $\lambda / 2$ avec un bruit blanc additif de variance $\sigma^2 = 0.001$. Considérons deux signaux désirés incidents des directions $\theta = 0^\circ$ et $\theta = 40^\circ$ et un signal interférent arrivant de la direction $\theta = 20^\circ$.

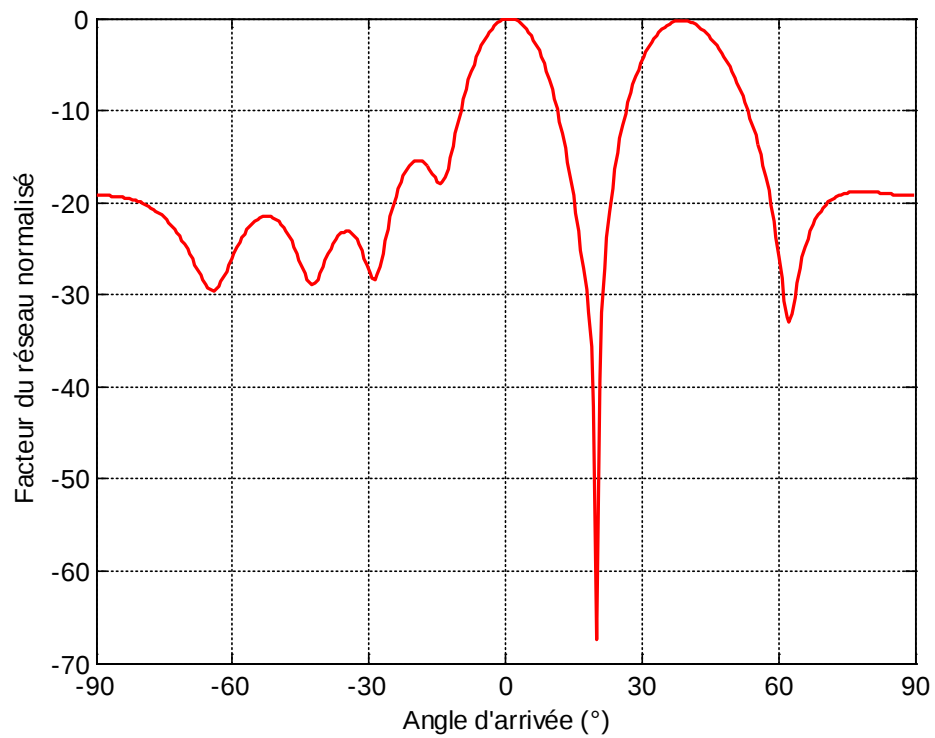


Figure IV.16. Représentation cartésienne du facteur du réseau normalisé pour l'algorithme SMI

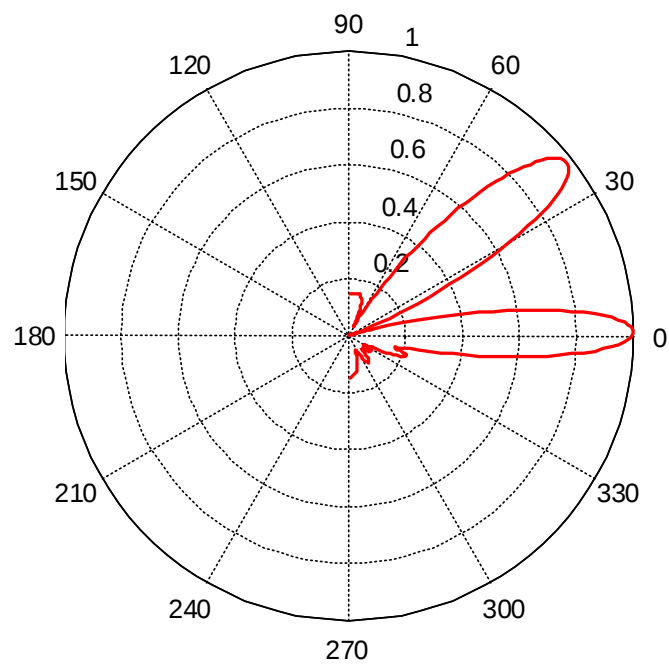


Figure IV.17. Représentation polaire du facteur du réseau normalisé pour l'algorithme SMI

A travers les deux figures de la représentation du facteur du réseau, on peut bien observer la capacité de l'algorithme SMI à former les faisceaux d'un diagramme de rayonnement. Les pondérations de cet algorithme sont calculées d'une façon optimale pour chaque élément de réseau d'antennes afin de diriger les lobes principaux vers les signaux utiles se trouvant dans les directions 0° et 40° , et de mettre un nul dans la direction du signal interférent à 20° .

Le tracé d'erreur pour cet algorithme est représenté sur la figure IV.18. Il est clair que l'erreur du SMI est petite si on la compare à l'erreur du LMS. Cependant, cette erreur est uniforme et est présente dans les acquisitions. Ceci parce que l'algorithme SMI ne nécessite aucune information sur erreur pour mettre à jour les pondérations. Ces observations indiquent que l'algorithme SMI converge presque immédiatement pendant le premier bloc, mais il existe toujours une petite quantité de l'erreur résiduelle. Cette erreur résiduelle provient du fait que les matrices de covariance sont des valeurs estimées et ne sont pas des valeurs fiables.

Sur la figure IV.19, il est tout à fait évident que l'algorithme SMI est capable de reproduire très efficacement le signal désiré avec peu d'erreur.

La convergence de l'algorithme SMI est beaucoup plus rapide que celle de l'algorithme LMS. Mais, il existe toujours une MSE résiduelle dans l'algorithme SMI (en raison de l'estimation) qui est supérieure à celle de l'algorithme LMS.

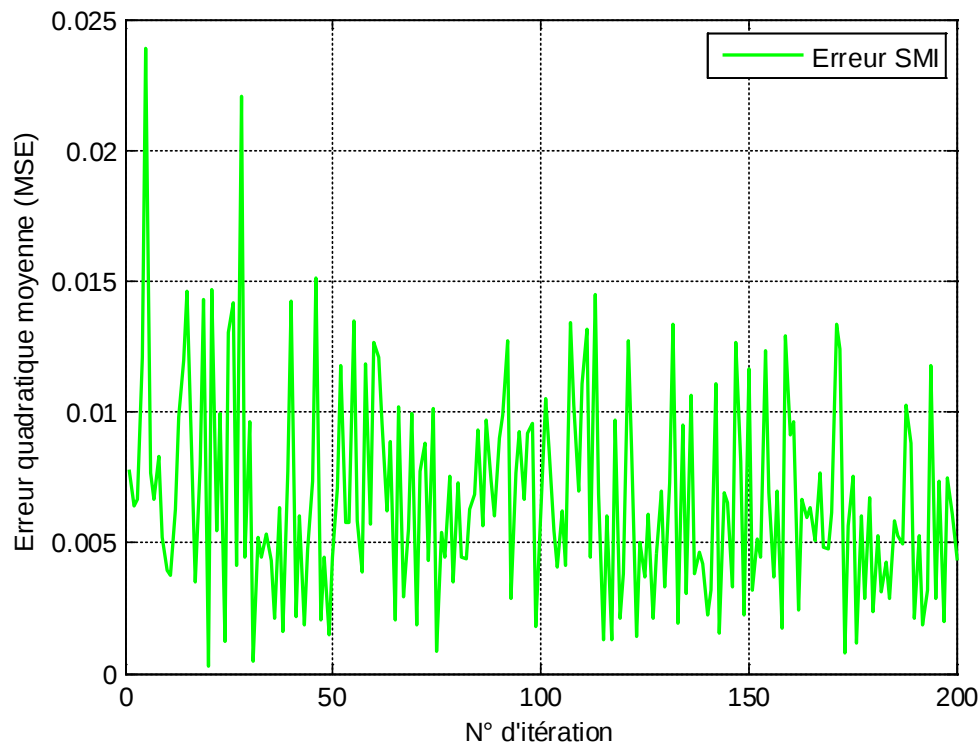


Figure IV.18. L'erreur entre le signal désiré et le signal de sortie de l'algorithme SMI

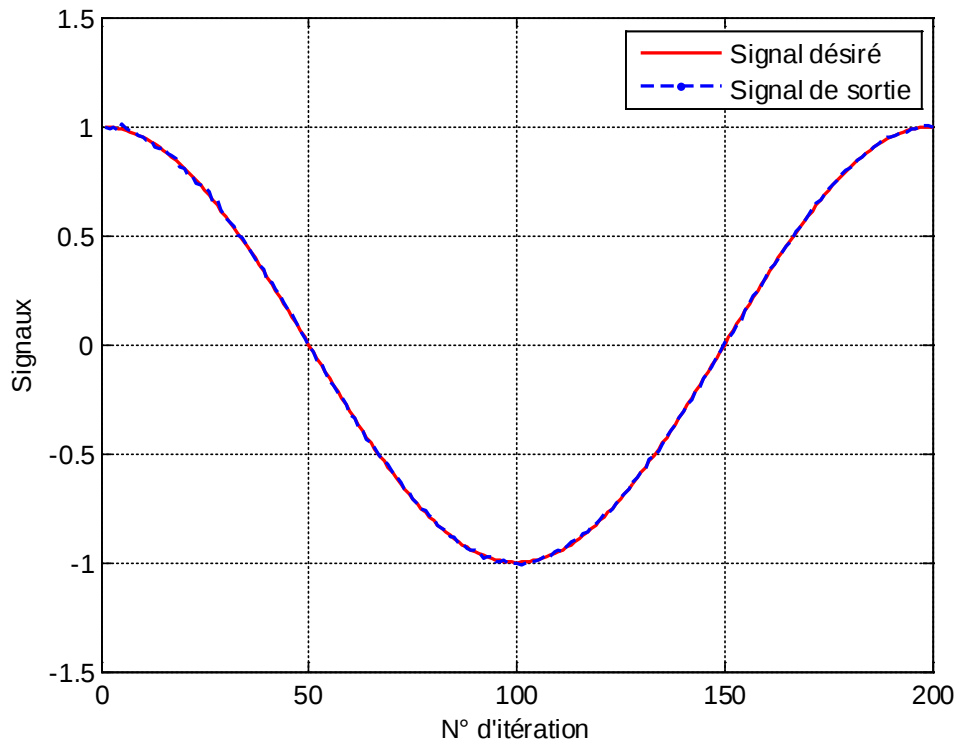


Figure IV.19. Comparaison entre le signal désiré et le signal à la sortie d'un formateur de voie SMI

La stabilité de l'algorithme dépend essentiellement de la possibilité d'inverser la matrice de covariance. La singularité de la matrice de covariance (du point de vue simulation) peut se produire si le nombre de signaux devant être résolu est choisi pour être inférieur au nombre d'éléments de réseau. Ceci peut être facilement évité en utilisant une technique, couramment utilisée, appelée diagonal-loading. L'astuce consiste à ajouter un bruit blanc gaussien de moyenne nulle au vecteur de la réponse du réseau. Ce terme de bruit crée une composante diagonale forte et additive dans la matrice d'auto-corrélation et empêche la singularité.

IV.8. L'algorithme de module constant (CMA)

L'algorithme de module constant CMA (Constant Modulus Algorithm) est un algorithme basé sur le gradient proposé indépendamment par Godard [IV-8] et Treichler Agee [IV-30] en 1980. Il fonctionne sur le principe que l'existence d'une interférence entraîne des fluctuations de l'amplitude de la sortie du réseau, qui a par ailleurs un module constant [IV-31]. En forçant le signal reçu pour avoir une amplitude constante, CMA récupère le signal désiré. En général, cet algorithme est implémenté comme un processus itératif, en utilisant un pas d'adaptation pour atteindre la convergence et pour obtenir les pondérations optimales pour un angle d'arrivée particulier, l'algorithme CMA est défini comme suit [IV-32] :

$$\omega(k+1) = \omega(k) + 2\mu x(k)e^*(k) \quad (\text{IV. 26})$$

Où $\omega(k)$ représente la précédente pondération, $\omega(k+1)$ est la pondération actuelle, μ représente le pas d'adaptation servant à contrôler la vitesse de convergence, $x(k)$ est le signal d'entrée, $*$ représente le conjugué complexe et e est l'erreur définie comme suit:

$$e(k) = \frac{y(k)}{|y(k)| - y(k)} \quad (\text{IV. 27})$$

où $y(k)$ est le signal de sortie qui est défini comme suit :

$$y(k) = \omega^H(k)x(k) \quad (\text{IV. 28})$$

Le principal inconvénient de cet algorithme est que, dans un environnement d'évanouissement, l'algorithme ne peut pas correctement choisir un interférent ayant la même enveloppe du signal désiré.

A partir de l'équation (IV.27), on peut remarquer qu'il existe deux conditions pour que l'erreur soit égale à zéro.

1. Lorsque la sortie du réseau est égale à l'amplitude.
2. Lorsque la sortie du réseau est égale à zéro.

La condition 2 n'est pas pratique car pour que la sortie du réseau soit égale à zéro quand un signal incident sur le réseau d'antennes, le vecteur de pondérations doit être égal à zéro. IL s'agit d'une solution triviale et sans intérêt.

Pour un réseau linéaire uniforme constitué de 8 antennes, espacées d'une demi-longueur d'onde avec un bruit blanc additif de variance $\sigma^2 = 0.001$. On considère, deux sources utiles et une source d'interférence. Les directions d'incidence des sources utiles sont respectivement à $\theta = 0^\circ$ et $\theta = 40^\circ$ tandis que celle de l'interférent est à $\theta = 20^\circ$. Les diagrammes de rayonnement obtenus avec l'algorithme CMA sont présentés aux figures ci-dessous.

On remarque bien dans les deux figures qui suivent que les deux lobes principaux du diagramme de rayonnement de l'antenne sont pointés dans les directions 0° et 40° et que le nul est bien placé dans la direction d'interférence, soit à 20° .

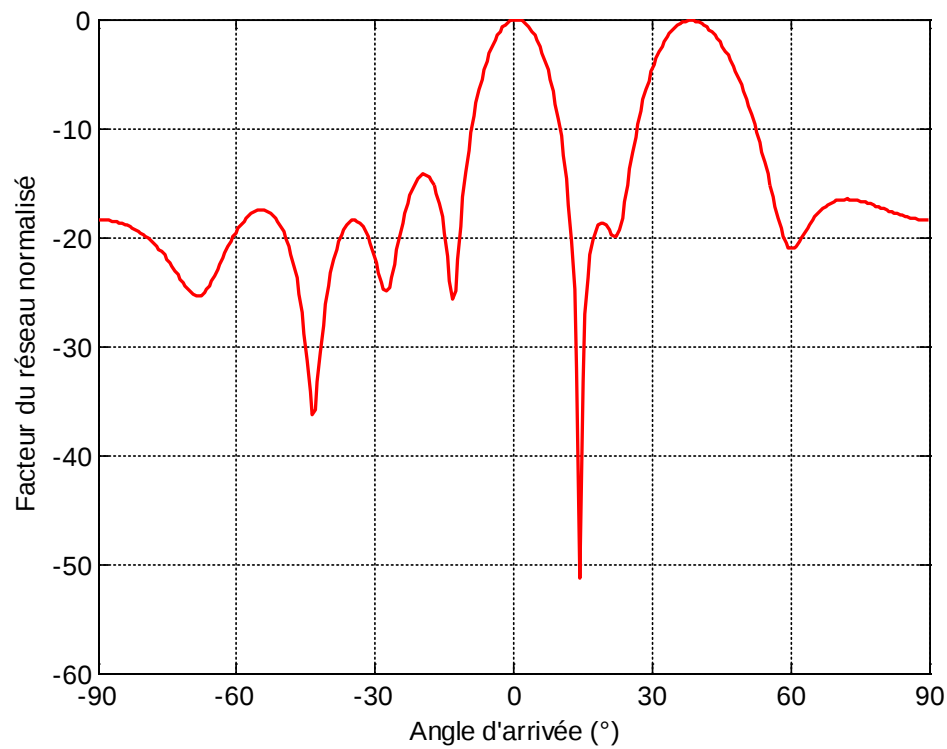


Figure IV.20. Représentation cartésienne du facteur du réseau normalisé pour l'algorithme CMA

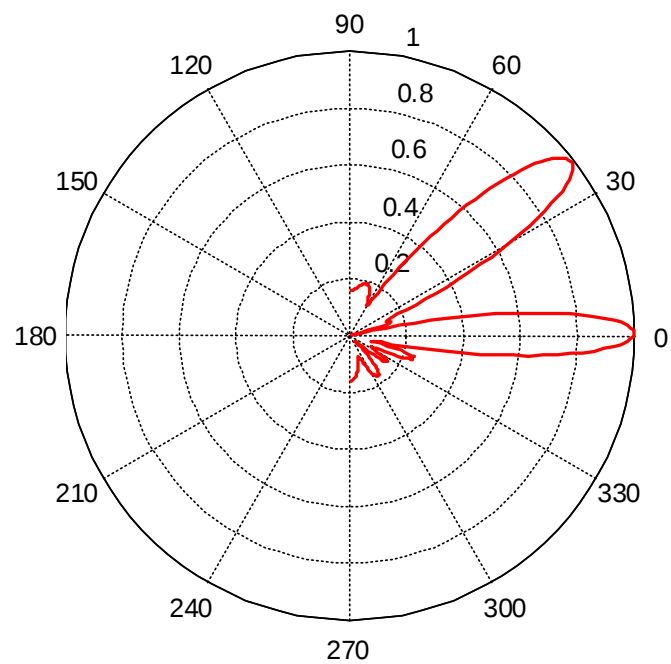


Figure IV.21. Représentation polaire du facteur du réseau normalisé pour l'algorithme CMA

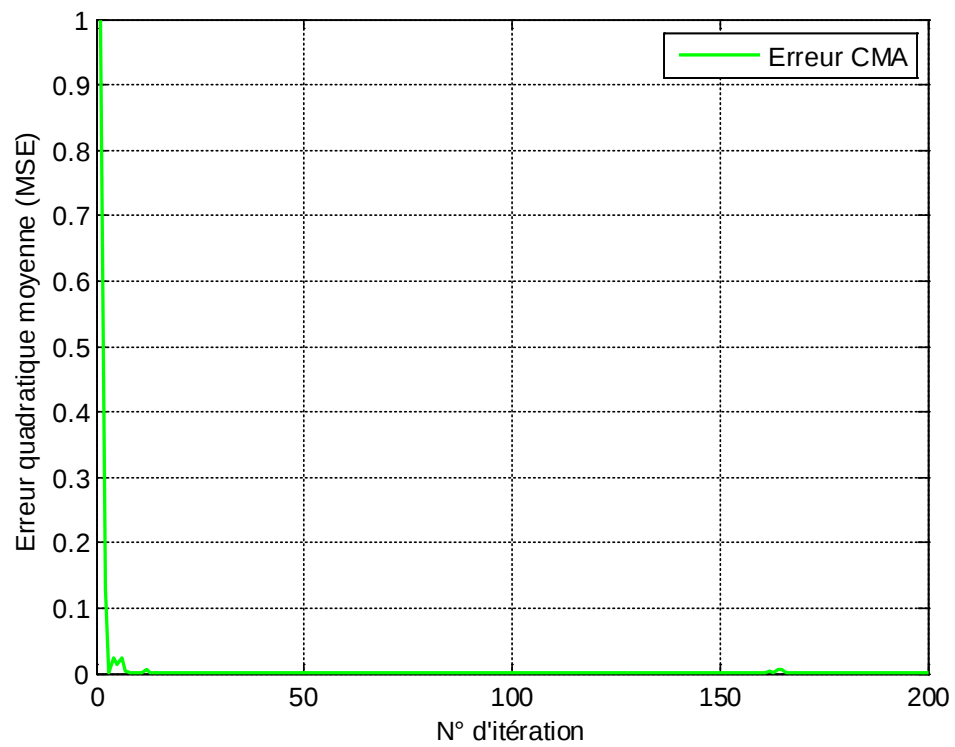


Figure IV.22. L'erreur entre le signal désiré estimé et le signal de sortie de l'algorithme CMA

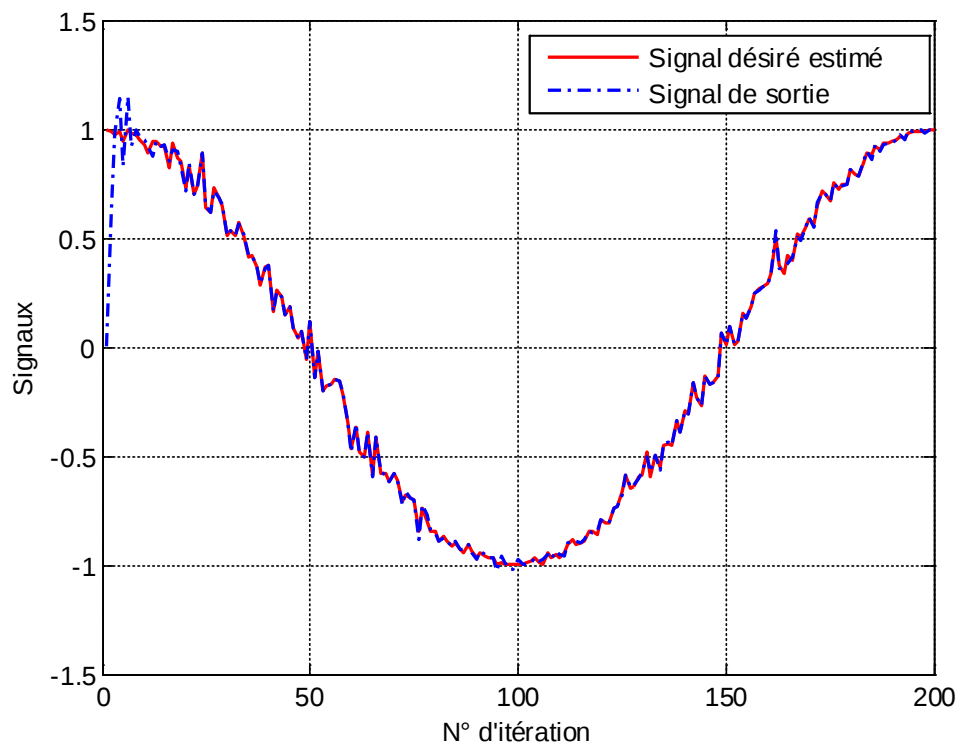


Figure IV.23. Comparaison entre le signal désiré estimé et le signal à la sortie d'un formateur de voie CMA

L'algorithme adaptatif CMA est un algorithme simple basé sur la méthode du gradient et il est très semblable à l'algorithme itératif LMS, et le terme $\frac{y(k)}{|y(k)|}$ dans l'algorithme CMA joue le même rôle que celui du signal désiré $d(k)$ dans l'algorithme LMS. De plus, son signal de sortie désirée est estimé par : $\hat{d}(k) = \frac{y(k)}{|y(k)|}$.

Quand l'algorithme CMA converge, il converge vers une solution optimale, mais la convergence de cet algorithme n'est pas garantie parce que la fonction e n'est pas convexe et peut avoir des faux minimums. Un autre problème potentiel est que s'il y a plus d'un signal fort, l'algorithme peut acquérir un signal peu désiré [IV-33].

La mise en œuvre de l'algorithme CMA est simple. La complexité algorithmique de l'algorithme CMA est donnée par le tableau IV.3 qui résume les opérations nécessaires pour cet algorithme à chaque itération k .

<i>Etape de l'algorithme</i>	<i>Nombre d'additions</i>	<i>Nombre de multiplications</i>
$e(k) = \frac{y(k)}{ y(k) } - \omega^H(k)x(k)$	N	$2N$
$\omega(k+1) = \omega(k) + 2\mu x(k)e^*(k)$	N	$N+1$
Total par itération	$2N$	$3N+1$

Tableau IV.3. Complexité algorithmique de l'algorithme CMA

IV.9. Tableau récapitulatif

Le tableau suivant est un tableau récapitulatif des différents algorithmes adaptatifs utilisés et étudiés au cours du présent chapitre.

<i>Algorithme</i>	<i>Avantages</i>	<i>Inconvénients</i>	<i>Les équations des pondérations</i>
Gradient stochastique (LMS)	Converge toujours	Exige un signal de référence	$\omega(k+1) = \omega(k) + \mu x(k)e^*(k)$ Avec : $e(k) = d(k) - y(k)$
Gradient stochastique normalisé (NLMS)	Converge mieux que LMS	Exige un signal de référence Plus complexe que LMS	$\omega(k+1) = \omega(k) + \frac{\mu_0}{a + \ x(k)\ ^2} x(k)e^*(k)$ Avec : $e(k) = d(k) - y(k)$
Inversion Directe de la matrice de convergence (DMI)	Converge toujours plus rapidement que LMS	Exige un signal de référence Complexité algorithmique	$\omega_{DMI}(k) = R_{xx}^{-1}(k)r_{xd}(k)$ Avec : $R_{xx} = \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K x(k).x^H(k)$ $r_{xd} = \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K d^*(k).x^H(k)$
Moindre carré récursif (RLS)	Toujours converge, 10× plus rapide que LMS	Exige un signal de référence et une estimation initiale de R_{xx}^{-1} Coût de calcul plus élevé que celui du LMS	$\omega(k) = \omega(k-1) - \hat{R}^{-1}(k).x(k)e^*(k-1)$ Avec : $\hat{R}^{-1}(k) = \frac{1}{\delta_0} \left[\hat{R}^{-1}(k-1) - \frac{\hat{R}^{-1}(k-1)x(k)x^H(k)\hat{R}^{-1}(k-1)}{\delta_0 + x^H(k)\hat{R}^{-1}(k-1)x(k)} \right]$
Module constant (CMA)	N'exige pas un signal de référence	Théoriquement ne converge pas	$\omega(k+1) = \omega(k) + 2\mu x(k)e^*(k)$ Avec : $e(k) = \frac{y(k)}{ y(k) - y(k)}$

Tableau IV.4. Récapitulation des algorithmes adaptatifs utilisés

Il existe aussi d'autres méthodes pour la formation de faisceaux qui ont pu être utilisées avec succès pour obtenir des diagrammes de rayonnement conformes et désirés. De plus, Il a été montré que la recherche dans le domaine des algorithmes adaptatifs est étendue et que l'accent courant s'est incliné vers un algorithme adaptatif de haute précision et faible coût. Ainsi, des algorithmes adaptatifs traditionnels tels que les LMS ou CMA ont été modifiés pour mieux répondre au développement rapide des communications mobiles.

IV.10. Conclusion

Comme nous avons vu au cours de ce chapitre de thèse que la formation de faisceaux vise à focaliser le diagramme de rayonnement de l'antenne réseau dans des directions particulières de l'espace afin d'améliorer la réception des signaux et de réduire au mieux toute contribution interférente. Pour cela, on combine les signaux avec une loi de pondération. Cette loi est déterminée grâce à plusieurs algorithmes (aveugles et non aveugles) qui sont différents dans la manière de calculer les pondérations optimales.

Les algorithmes adaptatifs non aveugles tels que: l'algorithme du gradient stochastique (LMS: Least Mean Square) et ses variantes (exemple NLMS) et l'algorithme des moindres carrés récurrents (RLS: Recursive Least Square) sont des méthodes connues, et capables d'assurer l'opération de beamforming dans un système de réseaux d'antennes adaptatifs. Ces méthodes possèdent également des faiblesses telles: le LMS et sa variante le NLMS possèdent un taux de convergence lent. Le RLS possède un taux de convergence plus rapide, cependant son implémentation est plus complexe et aussi plus coûteuse, cela à cause de sa matrice de covariance qui exige un grand nombre d'opérations arithmétiques.

Dans le chapitre suivant, nous allons faire un aperçu sur les travaux réalisés dans la littérature concernant les techniques basées sur la combinaison des algorithmes adaptatifs de formation de voie pour en tirer ses avantages pour leurs utilisations en simulation ou en implémentation. Le détail sur de la nouvelle méthode dite DMI-RLS va faire la grande partie du chapitre.

Bibliographie

[IV-1] T. Rappaport ed, *Smart Antennas: Adaptive Arrays, Algorithms and Wireless Position Location*, IEEE, 1998.

[IV-2] BLOGH Jonathan S, HANZ Lajos L, *Third-generation systems and intelligent wireless networking: smart antennas and adaptive modulation*, John Wiley & Sons, 2002.

[IV-3] HANZO, Lajos L., BLOGH, Jonathan, et NI, Song. *3G, HSPA and FDD versus TDD networking: smart antennas and adaptive modulation*. John Wiley & Sons, 2008.

[IV-4] S. P. Applebaum, "Adaptive Arrays", tech. rep., Syracuse University Research Corporation, 1965. *Reprinted in IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, September 1976.

[IV-5] B. Widrow, P. E. Mantey, L. J. Griffiths, and B. B. Goode, "Adaptive Antenna Systems", *Proceedings of the IEEE*, vol. 55, pp. 2143-2159, December 1967.

[IV-6] L. Frost III, "An Algorithm for Linearly Constrained Adaptive Array Processing", *Proceedings of the IEEE*, vol. 60, pp. 926-935, August 1972.

- [IV-7] L. J. Griffiths, "A Simple Adaptive Algorithm for Real-Time Processing in Antenna Arrays", *Proceedings of the IEEE*, vol. 57, pp. 1696-1704, October 1969.
- [IV-8] J. Litva and T. Lo, *Digital Beamforming in Wireless Communications*. Artech House, London, 1996.
- [IV-9] I. S. Reed, J. D. Mallett, and L. E. Brennan, "Rapid Convergence Rate in Adaptive Arrays", *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, vol. 10, pp. 853-863, November 1974.
- [IV-10] L. C. Godara, "Applications of Antenna Arrays to Mobile Communications, Part II: Beam-Forming and Direction-of-Arrival Considerations", in *Proc. IEEE*, vol. 85, pp. 1195-1245, August 1997.
- [IV-11] MONTESINOS, Julien. "Traitement d'antenne SDMA pour système de télécommunications par satellite avec couverture dispersée", thèse de doctorat, université de Toulouse, 2009.
- [IV-12] N. AOUNALLAH, M. BOUZIANI, "L'estimation de l'Angle d'Arrivée et la Formation de Voie par un Système à Antenne Intelligente", *ICTA'12*, Bejaia, Algeria, 11-12 April 2012.
- [IV-13] R. A. Monzingo and T. W. Miller. *Introduction to Adaptive Arrays*. New York: John Wiley & Sons, Inc., 1980.
- [IV-14] Harry L. Van Trees. *Optimum Array Processing Part IV*. Wiley and Sons, 2002.
- [IV-15] Zooghby A. El, *Smart Antenna Engineering*. Artech House, Inc., Norwood, London, 2005.
- [IV-16] S. Haykin, *Adaptive Filter Theory*. Englewood Cliffs, NJ: Prentice Hall PTR, 1996.
- [IV-17] P. S. R. Diniz, *Adaptive Filtering: Algorithms and Practical Implementations*. Boston, MA: Kluwer, 1997.
- [IV-18] S. Werner, "Reduced complexity adaptive filtering algorithms with applications to communications systems", Ph.D. dissertation, Helsinki University of Technology, Helsinki, Finland, Oct. 2002.
- [IV-19] D. H. Johnson and D. E. Dudgeon, *Array Signal Processing: Concepts and Techniques*. Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, 1992.
- [IV-20] G. H. Golub and C. F. V. Loan, *Matrix Computations*, 3rd ed. Baltimore: Johns Hopkins University Press, Nov. 1996.

-
- [IV-21] W. Y. Shiu, "Noniterative digital beamforming in CDMA cellular communications systems", Master's thesis, Queen's University, Kingston, Ontario, Nov. 1998.
- [IV-22] Kazuo Murano, Shigeyuki Unagami, Fumio Amano, "Echo Cancellation and Applications", *IEEE Communications Magazine*, pp.49-55, Jan 1990.
- [IV-23] Schultheiss P.M, "Some lessons from array processing theory", in *Aspects of Signal Processing*, Part 1, Tacconi, G., Ed., D. Reidel, Dordrecht, pp. 309–331, 1977.
- [IV-24] Das S, "Smart antenna design for wireless communication using adaptive beamforming approach", in *proceedings of TENCON 2008. IEEE Region 10 Conference*. IEEE (2008).
- [IV-25] Fernandez J, Corden J.R, Barrett M, "Adaptive array algorithms for optimal combining in digital mobile communications systems", in *Eighth International Conference on Antennas and Propagation, IEE Conference Publication*. 370(2), pp. 983–986, 1993.
- [IV-26] Gross F.B, *Smart Antennas for Wireless Communications with MATLAB*, McGraw-Hill, New York , 2005.
- [IV-27] Santhi Rani C.H, Subbaiah P.V, Reddy K.C, Rani S.S., "LMS and RLS algorithms for smart antennas in a W-CDMA mobile communication environment", *Journal of engineering and applied sciences*, vol. 4, no 6, pp. 77–88, 2009.
- [IV-28] Godara L.C, *Smart Antennas*. CRC Press, Boca Raton, USA , 2004.
- [IV-29] Zhigang R, Paul P, Theodore S.R, Jeffrey H.R, "Despread–Respread multi-target constant modulus array for CDMA systems", *IEEE Commun. Lett*, vol. 1, no 4, pp. 114–116, 1997.
- [IV-30] B. Agee, "Blind Separation and Capture of Communication Signals Using a Multitarget Constant Modulus Beamformer", *IEEE Military Communications Conference*, pp. 340-346, 1989.
- [IV-31] Godara L.C, "Applications of antenna arrays to mobile communications. Part I: Performance improvement, feasibility, and system considerations", *Proc. IEEE*. Vol. 85, no 7, pp. 1031–1060, 1997.
- [IV-32] J.J. Shynk, R. P. Gooch, " The Constant Modulus Array for Cochannel Signal Copy and Direction Finding", *Processing, IEEE Trans on signal processing*, vol. 44, no 3, pp. 652-660, 1996.
- [IV-33] Ridha GHAYOULA, "*Contribution à l'Optimisation de la Synthèse des Antennes Intelligentes par les Réseaux de Neurones*", thèse de doctorat, université de Tunis El Manar, 2008.

Chapitre V

Combinaison adaptatifs d'algorithmes

Sommaire

V.1. Introduction	118
V.2. Aperçu de littérature sur des méthodes proposées	118
V.3. La méthode DMI-RLS proposée	120
V.3.1. L'architecture du système et son modèle mathématique	121
V.3.2. La complexité algorithmique de la méthode DMI-RLS	124
V.4. Résultats de simulation	125
V.4.1. Influence du nombre d'antennes	130
V.4.2. Influence de l'espacement inter-éléments	132
V.4.3. Cas de multiutilisateurs	133
V.4.4. Cas de sources proches	135
V.5. Conclusion	138
Bibliographie	138

V.1. Introduction

Comme nous avons vu dans le chapitre précédent qui s'articule en général sur les principaux algorithmes de beamforming, ce dernier est un processus conjugué avec un vecteur d'antennes qui permet de former le lobe principal du système à antenne intelligente vers le signal utile. Ce signal arrive d'une certaine direction et il est supposé être corrompu par des signaux interférents et du bruit additionnel. La concentration du lobe principal vers l'utilisateur utile permet de réduire l'effet des signaux interférents atténués par les lobes secondaires, ce qui augmente la puissance de réception et améliore le rapport signal sur bruit.

La plupart des méthodes de beamforming classiques comme le LMS, le NLMS, le RLS, et le SMI ont été présentées à travers leurs différentes équations de mise en œuvre au chapitre 4. Les caractéristiques importantes des algorithmes adaptatifs sont la rapidité de convergence, la complexité de calcul par itération, et la stabilité. Les équations de RLS et DMI décrites dans le chapitre 4 sont celles ayant servi à former les équations de mise en œuvre de la nouvelle méthode proposée comme combinaison pour le beamforming offrant un compromis entre la vitesse de convergence et la complexité algorithmique.

V.2. Aperçu de littérature sur des méthodes proposées

Une combinaison de deux grands algorithmes adaptatifs, l'algorithme SMI (sample matrix inversion) et l'algorithme de module constant (CMA ; constant modulus algorithm), est présentée en 1998 [V-1]. L'idée est d'utiliser la méthode SMI qui assure la fourniture et la détermination des vecteurs initiaux de pondération qui sont à utiliser à l'opération assurée par l'algorithme CMA. Bien que le mérite de l'algorithme CMA qui est un algorithme aveugle ne soit pas pleinement mis à profit, les bons aspects à la fois de SMI et CMA peuvent être introduits. Par cette approche, deux problèmes majeurs de l'algorithme CMA peuvent être résolus ; la mauvaise convergence avec fausse solution lorsque le signal d'interférence est plus fort que le signal désiré et son lent temps de convergence. Les résultats de simulation sont présentés pour confirmer la théorie.

L'algorithme adaptatif aveugle de formation de faisceau CMA peut être aussi combiné avec l'algorithme non-aveugle du gradient stochastique comme le cas du travail réalisé par [V-2]. La classe d'algorithmes non aveugles comme LMS utilise un signal de référence afin de parvenir à une bonne convergence tandis que la classe d'algorithmes aveugles comme CMA ne se base pas sur un signal de référence et elle a une bonne performance pour des signaux avec une enveloppe constante. Dans ce travail, l'approche proposée englobe un algorithme d'égalisation aveugle hybride basé sur la combinaison des deux algorithmes LMS et CMA et un module de vitesse de convergence qui offre une vitesse de convergence très rapide. Tout cela est utilisé dans le bloc de formation de faisceaux d'un réseau d'antenne intelligente afin de pointer le faisceau principal du diagramme de rayonnement dans certaines directions.

De même, l'algorithme adaptatif aveugle de formation de faisceau CMA a été combiné avec l'algorithme RLS par [V-3]. Les auteurs ont étudié la performance de

l'aveugle algorithme de formation adaptative de faisceau pour les antennes intelligentes dans des environnements réalistes. Un critère de conception sur l'algorithme constrained constant modulus (CCM) est décrit et utilisé pour dériver un algorithme d'optimisation de type moindre carré récursif (RLS). En effet, deux types de scénarios sont envisagés dans l'article pour analyser les performances. Des simulations sont effectuées pour comparer les performances de la méthode proposée à d'autres méthodes bien connues pour la formation adaptative aveugle de faisceau. Les résultats indiquent que la technique proposée a un taux de convergence significatif et plus rapide, une meilleure robustesse à des environnements changeables, et une meilleure capacité de suivi.

Un algorithme hybride a été proposé par [V-4] pour améliorer la formation adaptative de faisceaux en combinant les qualités des deux algorithmes LMS et SMI. L'approche décrite a utilisé l'algorithme LMS qui est simple à mettre en œuvre et n'a pas de calcul intensif avec une initialisation réalisée par l'algorithme SMI afin d'assurer une convergence rapide. Les résultats numériques présentés ont vérifié la convergence améliorée, la précision et l'efficacité de calcul de l'algorithme hybride proposé LMS/SMI.

En raison de sa simplicité et sa robustesse, l'algorithme LMS est devenue l'une des techniques de traitement de signal adaptatif les plus populaires adoptées dans de nombreuses applications, y compris la formation de faisceau des réseaux d'antennes. Un nouvel algorithme adaptatif appelé LLMS est publié par Jalal Abdulsayed SRAR et al [V-5], cet algorithme emploie dans sa section de formation de faisceau deux sous sections en parallèle et chacune d'elles comprenant un algorithme de gradient stochastique (LMS). La convergence de l'algorithme LLMS est analysée en termes de l'erreur quadratique moyenne et en présence d'un bruit blanc gaussien additif (AWGN) pour deux modes de fonctionnement différents; référence normale et autoréférence. Les résultats de simulation par ordinateur ont montré que les performances de la convergence de LLMS sont supérieures à celles du LMS classique ainsi à quelques-unes des versions les plus récentes de l'algorithme LMS tels que les algorithmes dites constrained-stability LMS (CSLMS) [V-6], et Modified Robust Variable Step Size LMS (MRVSS) [V-7]. Il est montré que la convergence de LLMS est tout à fait insensible à la variation dans le rapport signal sur bruit et la variation dans la taille du pas utilisé. En outre, le fonctionnement de l'algorithme proposé reste stable même lorsque son signal de référence est corrompu par un bruit gaussien.

L'article [V-8] de Jalal Abdulsayed SRAR et al. présente une méthode flexible pour la réalisation soit d'une formation de faisceau fixe ou d'une antenne à formation auto-adaptative de faisceau. La méthode implique l'utilisation d'une image de facteur du réseau et s'interface les sections RLS et LMS en cascade pour former un algorithme de formation de faisceau appelé RLMS. Il est montré qu'un faisceau fixe précis peut être obtenu par une mise en préalable des éléments de l'image de facteur du réseau avec des valeurs prescrites pour la direction voulue. En outre, la direction de faisceau peut également être adaptativement faite pour suivre automatiquement le signal. Dans ce cas, une méthode commode et efficace est décrite pour le calcul des valeurs d'éléments de l'image de facteur du réseau en basant sur le signal estimé à la sortie RLS et les

pondérations. Les résultats analytiques et ceux de simulation vérifient les deux modes de fonctionnement de l'algorithme de formation de faisceau RLMS. Cependant, la convergence de RLMS s'avère tout à fait insensible à la variation du rapport signal à bruit du signal d'entrée ainsi à la variation des tailles du pas associé avec les sections RLS et LMS.

Les mêmes auteurs dans les articles [V-8, V-9] confirment à travers leurs résultats de simulation que la nouvelle combinaison RLMS converge plus rapidement que l'algorithme RLS ou l'algorithme LMS dans ses propres fonctionnements.

Mohammad Tariqul Islam et al. ont développé un algorithme adaptatif de formation de voie pour l'application des antennes intelligentes. Cet algorithme est le MI-NLMS qui combine les bons individuels aspects de la méthode SMI et l'algorithme du gradient stochastique normalisé (NLMS). L'article a décrit le principe de cette nouvelle technique qui est basée en bref sur le calcul des vecteurs de pondération optimaux par l'algorithme SMI et la mise à jour de ces vecteurs par l'algorithme NLMS. Les résultats ont montré que l'algorithme MI-NLMS apporte des améliorations remarquables par rapport à l'algorithme LMS en termes de suppression des interférences, et la vitesse de convergence avec un petit taux d'erreur par bit (BER :Bit Error Rate) [V-10].

Les auteurs de la référence [V-11] ont proposé un formateur adaptatif de faisceaux pouvant comprendre deux différentes combinaisons qui sont KLMS et KRLS, et la méthode CGM. Les combinaisons résultent de l'application du filtre de Kalman avec les algorithmes conventionnels LMS et RLS. Une étude se concentre sur la simulation montre que l'algorithme LMS à base de filtre Kalman est moins sensible au bruit. Cet algorithme assure également une convergence rapide, une grande précision dans l'estimation des vecteurs de pondérations, une acceptable stabilité, et une réduction dans la complexité des calculs. L'algorithme RLS à base de filtre Kalman, de son côté, approuve ses performances en termes de rapidité de convergence et la faible erreur entre le signal de référence et la sortie du système en comparant avec la combinaison adaptative KLMS. Les résultats montrent aussi que l'algorithme CGM (Conjugate gradient method) a une meilleure convergence, faible complexité de calcul et une capacité de minimiser les interférences en comparant à d'autres algorithmes.

La combinaison de l'algorithme LMS, qui est la base pour la plupart des célèbres formateurs de faisceaux adaptatifs, avec plusieurs algorithmes comme l'algorithme de module constant (CMA), l'algorithme de décision directe (DDA), ou la méthode du gradient conjugué (CGM) peut produire des algorithmes aveugles de formation de faisceaux adaptatifs tels que LMS-CMA, LMS-DDA, RLMS-CMA, ... [V-12-V-16].

V.3. La méthode DMI-RLS proposée

L'idée de cette nouvelle approche est extraite de l'article [V-8] où les auteurs ont proposé et analysé une nouvelle configuration, appelée RLMS, par la mise en cascade des deux algorithmes RLS et LMS à travers une image de facteur du réseau. Les simulations par ordinateur ont montré que l'algorithme RLMS converge plus rapide que les deux algorithmes RLS et LMS en opérant indépendamment l'un de l'autre. De notre

part, l'architecture de notre antenne intelligente s'appuie également sur deux blocs d'algorithmes de formation de faisceau en cascade, chacun fait le calcul de ses propres vecteurs de pondérations. En effet, le premier bloc représente l'algorithme adaptatif DMI qui utilise les informations de signal reçu par le réseau d'antennes, alors que le second bloc contient l'algorithme adaptatif RLS qui bénéficie de l'information fournie par l'image du réseau du système pour faire son calcul.

V.3.1. L'architecture du système et son modèle mathématique

La figure V.1 montre les principaux blocs fonctionnels de notre système d'antenne intelligente. En effet, il est constitué d'un réseau d'antennes de N éléments qui sont linéairement disposés de telle sorte, leur sortie puisse être dirigée électroniquement au moyen d'un calcul effectué par un traitement intelligent de signal. Ce dernier comprend deux algorithmes de formation adaptative de faisceau en cascade pour calculer ses propres vecteurs de pondération. La sortie y_{DMI} du formateur adaptatif de faisceau DMI représente une somme pondérée des signaux reçus x_{nDMI} avec les pondérations de réseau w_{nDMI} (où $n = 1, 2, \dots, N$), tandis que la sortie $y_{DMI-RLS}$ du formateur de faisceau adaptatif global représente une somme pondérée des signaux de l'image du réseau x_{nRLS} avec les pondérations de réseau w_{nRLS} .

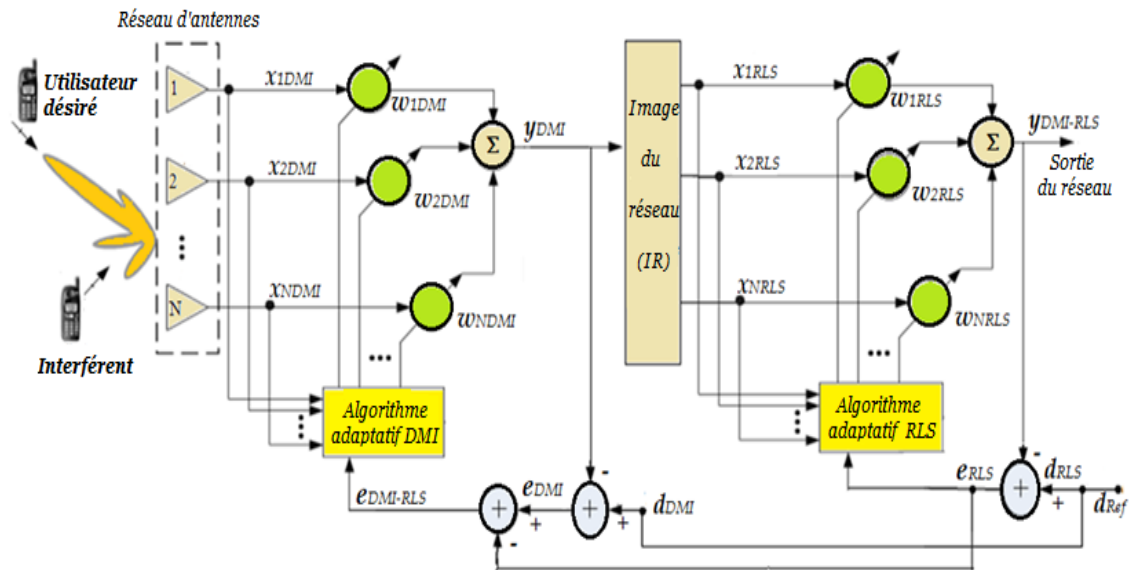


Figure V.1. Architecture du système à réseau d'antenne intelligente

Il est intéressant de noter que la partie assurant l'estimation des angles d'arrivée du système d'antenne intelligente ne prend pas sa place dans la figure V.1 parce que, dans ce qui suit, nous nous concentrons principalement sur la partie du système qui représente la composante la plus importante. Cette partie est basée sur l'utilisation des algorithmes de formation adaptative de faisceau qui sont largement étudiés et analysés par plusieurs auteurs et chercheurs qui améliorent la richesse de la littérature [V-17-V-19]. Cependant, dans notre spécial système, la partie de beamforming est composée de deux principaux blocs fonctionnels.

Considérons que notre système d'antenne adaptative est composé d'un réseau linéaire uniforme comprenant N antennes isotropes ayant un espacement égal à la demi-longueur d'onde. Le vecteur de valeur complexe reçu $x(k)$ à l'instant k peut être exprimé sous la forme [V-17, V-20]:

$$x(k) = A(\theta)s(k) + \sum_{n=1}^N i_n(k) + n(k) = A(\theta)s(k) + v(k) \quad (\text{V.1})$$

Avec : $x(k) = [x_1(k) \ x_2(k) \ \dots \ x_N(k)]^T$, $x_n(k)$ où $n = 1, 2, \dots, N$ est la sortie du $n^{\text{ième}}$ élément d'antenne, $s(k) = [s_1(k), s_2(k), \dots, s_N(k)]^T$ et $i_n(k)$ désignent la forme d'onde du signal désiré et le $n^{\text{ième}}$ interférent respectivement, $A(\theta) = [a_1(\theta), a_2(\theta), \dots, a_N(\theta)]$ est la matrice directionnelle des sources, elle contient des informations sur les angles d'arrivée, $n(k)$ est le vecteur du bruit blanc gaussien additif (AWGN), $v(k)$ inclut l'interférence et le bruit.

Supposons que le signal désiré, les interférences, et le bruit sont statistiquement indépendants et de moyenne nulle. La matrice d'auto-corrélation de l'ensemble de (V.1) est donnée par [V-20, V-21]:

$$\begin{aligned} R_{xx} &= E\{x(k)x^H(k)\} \\ &= AE\{s(k)s^H(k)\}A^H + E\{v(k)v^H(k)\} \\ &= AR_{ss}A^H + \sigma^2 I \end{aligned} \quad (\text{V.2})$$

où: $\sigma^2 I$ est la matrice de covariance du bruit qui est une réflexion du bruit ayant une variance σ^2 commune pour toutes les antennes et I est la matrice d'identité, R_{ss} est la matrice de covariance du vecteur signal, et le symbole H représente l'opération Hermitienne.

Le signal provenant de chaque élément (x_n) est multiplié par une pondération ω_n^* , et les signaux pondérés sont ajoutés ensemble pour former le signal de sortie qui est donc donnée par:

$$y(k) = \sum_{n=1}^N \omega_n^* x_n = \omega^H x(k) \quad (\text{V.3})$$

Le facteur de réseau qui permet de tracer le diagramme de rayonnement du réseau peut être obtenu en fonction de ω par la relation suivante:

$$AF(\theta) = \sum_{n=1}^N \omega_n e^{j\frac{2\pi}{\lambda}(n-1)d\sin\theta} \quad (\text{V.4})$$

où : N est le nombre d'éléments du réseau d'antenne, d est la distance entre les éléments d'antenne, et λ est la longueur d'onde.

Comme il est précédemment mentionné, le signal d'entrée $x(k)$ est, en général constitué par un signal désiré $d(k)$ plus un bruit $n(k)$ modélisé comme un bruit blanc gaussien additif (AWGN).

La sortie du réseau $y(k)$ est soustraite de $d(k)$ pour générer une erreur $e(k) = d(k) - y(k)$ qui est utilisée pour contrôler le vecteur des pondérations. En particulier, ω est ajustée de façon à minimiser l'erreur quadratique moyenne (MSE) entre la sortie du réseau et la séquence d'apprentissage:

$$\begin{aligned} MSE &= E\{|e(k)|^2\} = E\{|\omega^H x(k) - d(k)|^2\} \\ &= E\{|d(k)|^2\} - 2\omega^H r_{xd} + \omega^H R_{xx} \omega \end{aligned} \quad (V.5)$$

Avec : $r_{xd} = E\{x(k)d^*(k)\}$ et $R_{xx} = E\{x(k)x^H(k)\}$

r_{xd} et R_{xx} représentent l'intercorrélation entre le signal de référence et le vecteur de signal du réseau, et la matrice d'autocorrélation spatiale, respectivement.

Dans l'approche proposée, initialement, l'algorithme DMI est utilisé pour déterminer les vecteurs de pondération optimaux assignés à chacun des éléments du réseau d'antennes avant de déterminer le vecteur de pondérations final. Les coefficients de pondération calculés sont ensuite pris comme coefficients initiaux et ils sont mis à jour par l'introduction de l'algorithme RLS. Enfin et afin d'améliorer la stabilité du système et la vitesse de convergence, le nouveau algorithme DMI-RLS met à jour les vecteurs de pondération grâce à la combinaison des deux algorithmes ci-cités [V-22].

De la figure V.1, la sortie de la partie intermédiaire DMI est donnée par:

$$y_{DMI}(k) = \omega_{DMI}^H(k) x_{DMI}(k) \quad (V.6)$$

où ses vecteurs de pondérations sont les suivants:

$$\omega_{DMI}(k) = R_{xx}^{-1}(k) r_{dx}(k) \quad (V.7)$$

et l'erreur entre la réponse de sortie y_{DMI} et le signal désiré d_{DMI} :

$$e_{DMI}(k) = d_{DMI}(k) - y_{DMI}(k) \quad (V.8)$$

La sortie de la seconde section du système est la suivante:

$$y_{RLS}(k) = \omega_{RLS}^H(k) x_{RLS}(k) \quad (V.9)$$

et la mise à jour de pondérations peut être considéré comme suit:

$$\omega_{RLS}(k+1) = \omega_{RLS}(k) - \hat{R}^{-1}(k+1) x_{RLS}(k+1) e_{RLS}^*(k) \quad (V.10)$$

Donc, l'erreur de cette partie peut être calculée par l'équation suivante:

$$e_{RLS}(k) = d_{RLS}(k) - y_{RLS}(k) \quad (V.11)$$

Maintenant, nous considérons que les deux sections de formation de faisceaux du système sont intégrées dans un seul bloc.

La sortie résultante du système est la suivante:

$$y_{DMI-RLS}(k) = \omega_{RLS}^H(k)x_{RLS}(k) \quad (V.12)$$

Mais, le signal d'entrée x_{RLS} est dérivé à partir de la section DMI ou plus précisément à partir de l'image de réseau (IR) comme le montre la figure V.1, de telle sorte que:

$$\begin{aligned} x_{RLS}(k) &= d_{DMI}(k)y_{DMI}(k) \\ &= d_{DMI}(k)\omega_{DMI}^H(k)x_{DMI}(k) \end{aligned} \quad (V.13)$$

En substituant (V.13) dans (V.12), et en supposant que le nombre d'itérations égal à la longueur de bloc (longueur d'échantillonnage), la réponse de sortie devient:

$$\begin{aligned} y_{DMI-RLS}(k) &= \omega_{RLS}^H(k)\omega_{DMI}^H(k)x_{DMI}(k)d_{DMI}(k) \\ &= \omega_{DMI-RLS}^H(k)x_{DMI}(k)d_{DMI}(k) \end{aligned} \quad (V.14)$$

Le signal d'erreur global pour la mise à jour de l'algorithme DMI-RLS à la $k^{ième}$ itération est donné par:

$$e_{DMI-RLS}(k) = e_{DMI}(k) - e_{RLS}(k-1) \quad (V.15)$$

En utilisant (V.8) et (V.11) et en supposant que $d_{DMI} = d_{RLS} = d$, l'équation (V.15) peut être réécrite comme suit:

$$e_{DMI-RLS}(k) = y_{RLS}(k-1) - y_{DMI}(k) + d(k) - d(k-1) \quad (V.16)$$

V.3.2. La complexité algorithmique de la méthode DMI-RLS

Nous pouvons exprimer la complexité de calcul dans les algorithmes de formation adaptative de faisceau en termes des deux opérations arithmétiques de base (l'addition et la multiplication) qui sont nécessaires pour s'effectuer au cours d'une seule itération. L'algorithme DMI exige le calcul de la matrice de covariance inverse R_{xx}^{-1} , et cela entraîne une grande complexité de calcul. Le nombre d'opérations de multiplication nécessaire par l'algorithme DMI est $2N^3/3 + 2N^2$ et le nombre d'opérations d'addition est $N^3/3 + 2N^2$ où N est le nombre d'éléments d'antenne ou aussi le nombre de pondérations utilisé dans le réseau adaptatif [V-23].

La convergence de l'algorithme RLS est indépendante de la distribution des valeurs propres de la matrice de corrélation. La complexité de calcul de cet algorithme est de l'ordre de $8N^2 + 8N + 7$ pour les opérations de produit et $6N^2 + 7N + 6$ pour les opérations de sommation [V-23]. Le tableau V.1 donne une comparaison de la complexité algorithmique des algorithmes de formation de faisceaux DMI et RLS.

<i>Algorithme</i>	<i>Produit</i>	<i>Somme</i>
<i>DMI</i>	$2N^3/3 + 2N^2$	$N^3/3 + 2N^2$
<i>RLS</i>	$8N^2 + 8N + 7$	$6N^2 + 7N + 6$

Tableau V.1. Complexité de calcul des algorithmes de formation de faisceaux DMI et RLS

Lorsque nous voulons discuter de notre méthode proposée en termes de performances basées sur la complexité de calcul, il est très clair que l'algorithme DMI-RLS a une complexité de calcul élevée en raison de la combinaison de deux algorithmes adaptatifs de formation de faisceaux (DMI et RLS). Et cela représente l'inconvénient majeur de cette combinaison. En plus, cette complexité algorithmique est proportionnelle au nombre d'éléments d'antenne (N) [V-22].

V.4. Résultats de simulation

Afin de valider l'efficacité de l'algorithme proposé, nous présentons des résultats de simulation effectués sous le logiciel Matlab qui illustrent mieux les performances de notre algorithme dit DMI-RLS. Dans un premier temps, nous considérons que le réseau étudié est un réseau linéaire uniforme de huit éléments avec un espacement inter-éléments égal à la demi-longueur d'onde. Le bruit non directionnel est supposé comme bruit gaussien blanc de variance $\sigma^2 = 0,001$, et le facteur d'oubli pour l'algorithme RLS est de 0,99. De plus, nous considérons que deux signaux des utilisateurs souhaités tombent sur le réseau de $\theta = -35^\circ$ et $\theta = 30^\circ$ et un signal d'interférence est venu de $\theta = 10^\circ$. Dans un second temps, afin de montrer l'influence du nombre d'éléments du réseau d'antennes sur le comportement de l'algorithme proposé, une analyse de sensibilité va être effectuée lorsque le nombre d'éléments change à 6 puis à 10 éléments. Nous voyons également l'influence du changement de l'espacement entre les éléments du réseau linéaire. Finalement, nous allons tester la méthode proposée pour le cas de plusieurs utilisateurs puis pour le cas des utilisateurs adjacents.

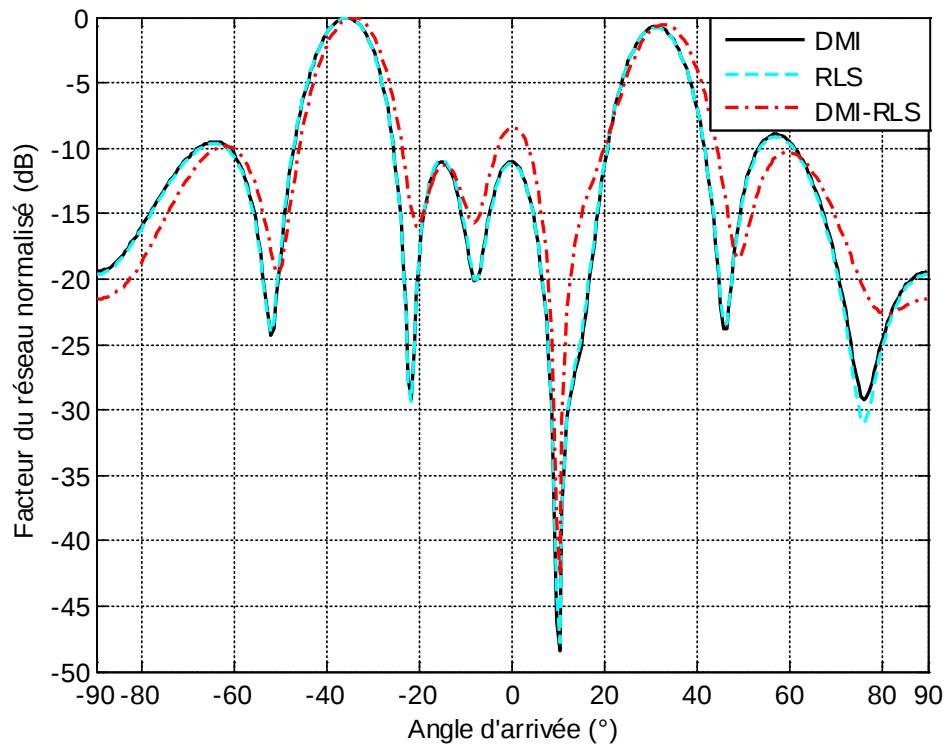


Figure V.2. Comparaison entre les diagrammes de rayonnement obtenus par les algorithmes DMI, RLS, et DMI-RLS pour deux utilisateurs situés à -35° et 30° et un interférent situé à 10°

La figure V.2 ci-dessus donne des diagrammes de rayonnement pour un réseau d'antennes linéaire et uniforme dont les coefficients de pondération sont déterminés par l'utilisation des algorithmes DMI, RLS, et l'algorithme DMI-RLS proposé. Les angles d'arrivée des utilisateurs désirés sont à -35° et 30° tandis que l'angle d'arrivée de l'interférent est à 10° . Ces résultats confirment que les trois méthodes puissent calculer les vecteurs de pondération pour un réseau d'antennes linéaire uniforme et produire avec précision les nuls dans la direction du signal interférent et les maximales dans la direction des signaux utiles.

Du point de vue niveau des lobes secondaires et précision des nuls, la performance de l'algorithme RLS est légèrement meilleure que celle de l'algorithme DMI, et les performances du diagramme de rayonnement de l'algorithme DMI-RLS proposé sont aussi bonnes.

Les résultats représentant l'erreur quadratique moyenne en fonction du nombre d'itérations des trois méthodes étudiées qui sont illustrées par la figure V.3 ci-dessous nous permettent d'atteindre les remarques suivantes:

1. De la courbe qui représente l'erreur quadratique moyenne de la méthode DMI, nous pouvons voir que l'erreur pour chaque itération est très faible. Il est clair que cet algorithme conduit à une meilleure convergence et quelques itérations sont nécessaires pour trouver les poids optimaux.
2. En comparant avec l'algorithme RLS, la convergence de l'algorithme DMI est beaucoup plus rapide que celle de l'algorithme RLS. Mais, il existe toujours une erreur résiduelle dans l'algorithme DMI (en raison de

l'estimation) qui est supérieure à l'erreur de l'algorithme RLS quand il converge.

3. Les courbes de convergence de la figure V.3 montrent que l'algorithme DMI-RLS converge plus rapidement que l'algorithme RLS. L'erreur quadratique moyenne est atteinte après 13 itérations pour l'algorithme RLS et depuis les sept premières itérations pour l'algorithme DMI-RLS.

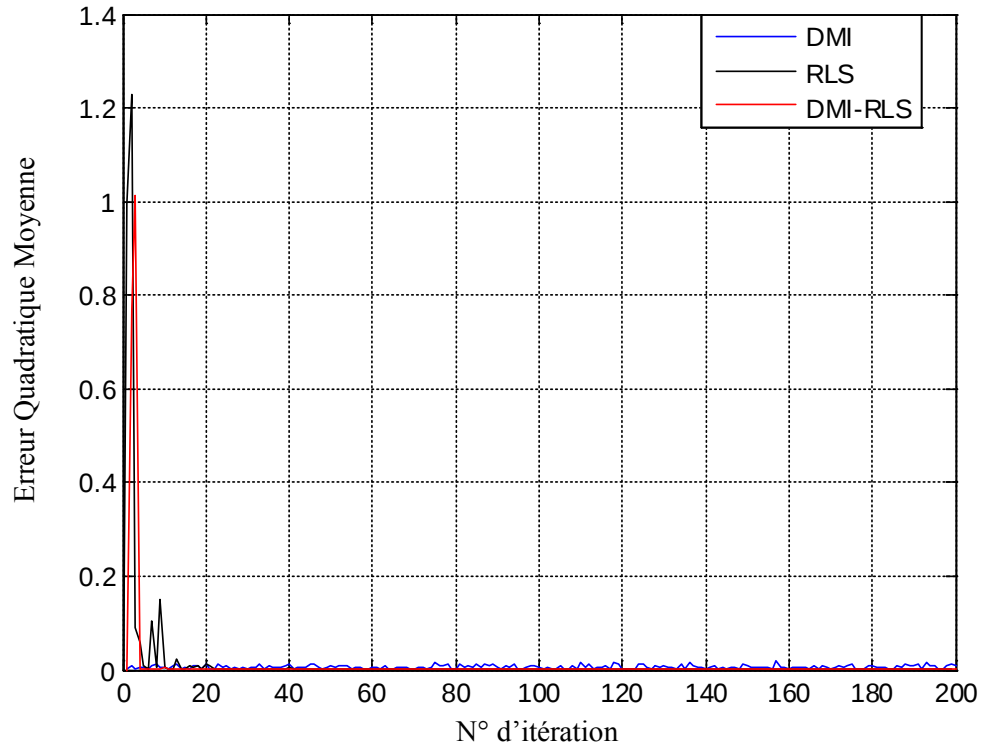


Figure V.3. Comparaison de l'erreur entre le signal désiré et les signaux de sortie

A partir des graphes de la figure V.4, on peut dire que la stabilité de la méthode DMI dépend de la possibilité d'inverser la matrice de covariance estimée $N \times N$. Typiquement, le bruit est ajouté au système pour compenser les éléments de la diagonale du vecteur des données d'entrée afin d'éviter des singularités quand on fait l'inversion de la matrice de covariance. La singularité de la matrice de covariance peut se produire si le nombre de signaux qui doit être résolu est choisi pour être inférieur au nombre d'éléments de réseau.

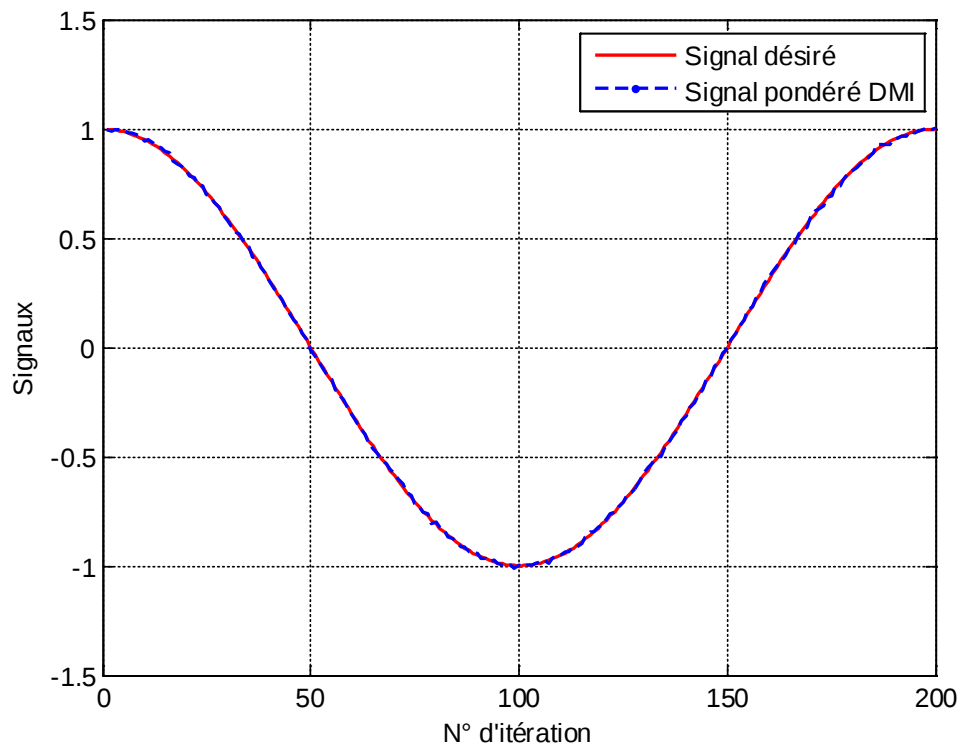


Figure V.4. Comparaison entre le signal de sortie désirée et le signal de sortie pondérée pour l'algorithme DMI

La représentation de la figure V.5 illustre le parcours du signal voulu en utilisant l'algorithme RLS. Au début du processus d'adaptation, il existe une quantité significative de l'erreur entre le signal pondéré et le signal désiré. C'est parce que l'algorithme est initié avec une valeur de pondérations arbitraire qui n'est pas nulle part proche à la pondération optimale. Cependant, comme le processus d'adaptation continue en se basant sur l'erreur calculée à chaque itération, le vecteur de pondérations converge vers son optimum, et le signal pondéré suit le plus près le signal désiré avec une petite erreur.

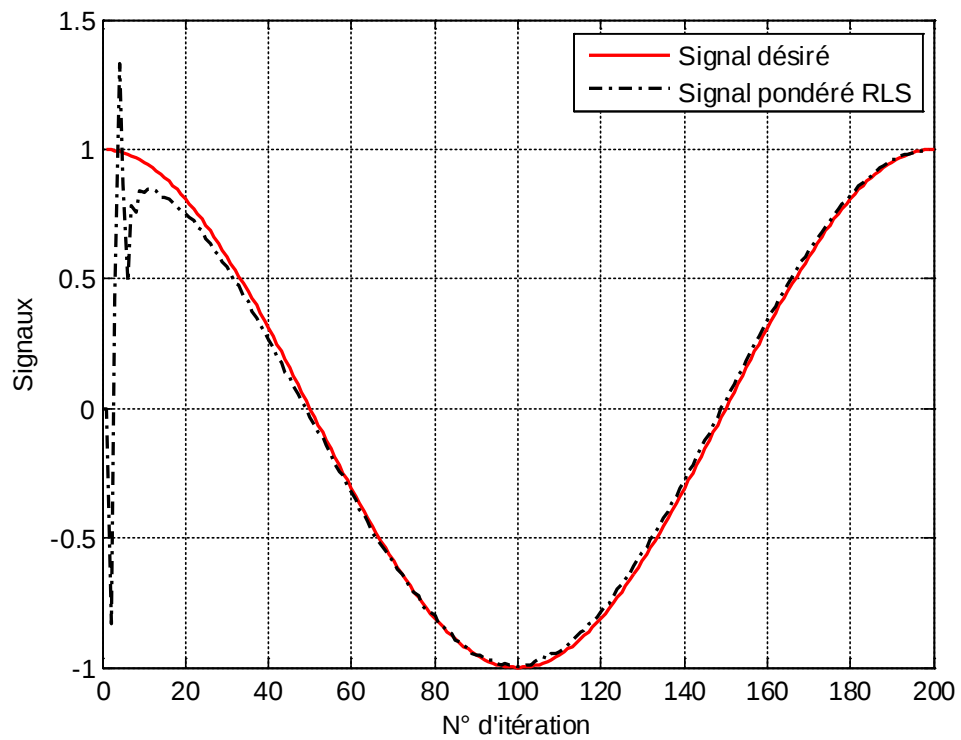


Figure V.5. Comparaison entre le signal de sortie désirée et le signal de sortie pondérée pour l'algorithme RLS

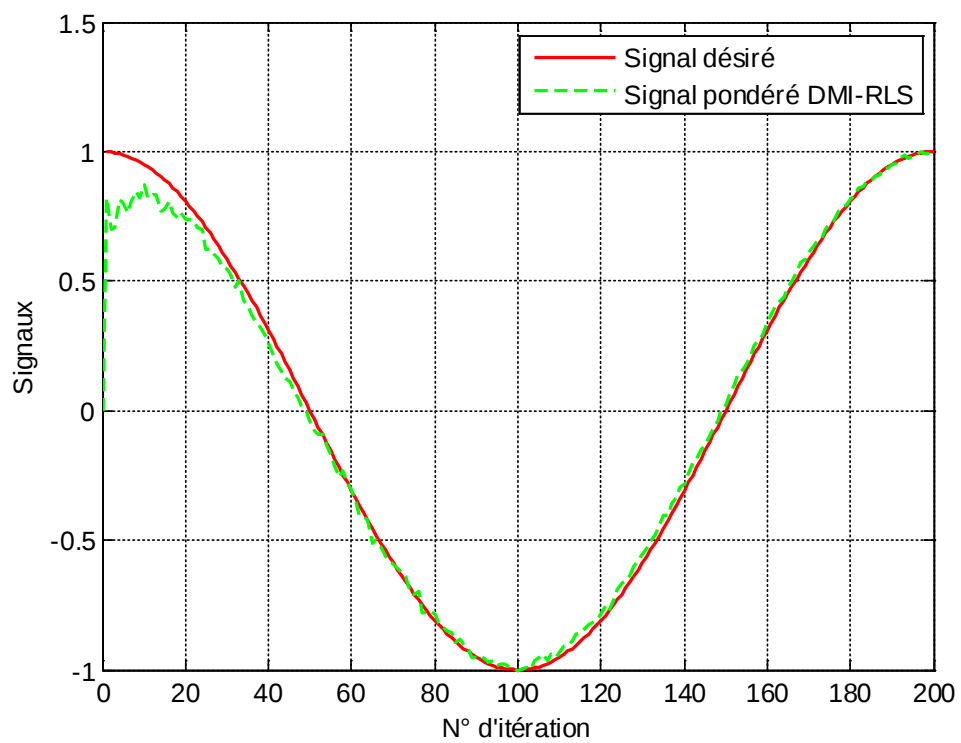


Figure V.6. Comparaison entre le signal de sortie désirée et le signal de sortie pondérée pour l'algorithme DMI-RLS

Dans la figure V.6, il est bien évident que l'algorithme DMI-RLS est capable de reproduire le signal désiré de manière très efficace avec une faible erreur. En fait, la sortie de réseau du système d'antenne adaptatif DMI-RLS acquiert et suit le signal désiré après environ 25 itérations.

En résumant les résultats des trois figures représentées ci-dessus, par la figure V.7, nous pouvons facilement voir et comparer les courbes des sorties pondérées des différentes approches. Tous les signaux de sortie pondérés des différents algorithmes convergent vers le signal de référence, mais chacun d'eux a besoin d'un nombre d'itérations différent pour être autant que possible, comme le signal de référence. À ce moment, nous pouvons dire que la sortie pondérée DMI-RLS est une combinaison de la sortie de la méthode DMI et la sortie de la méthode RLS.

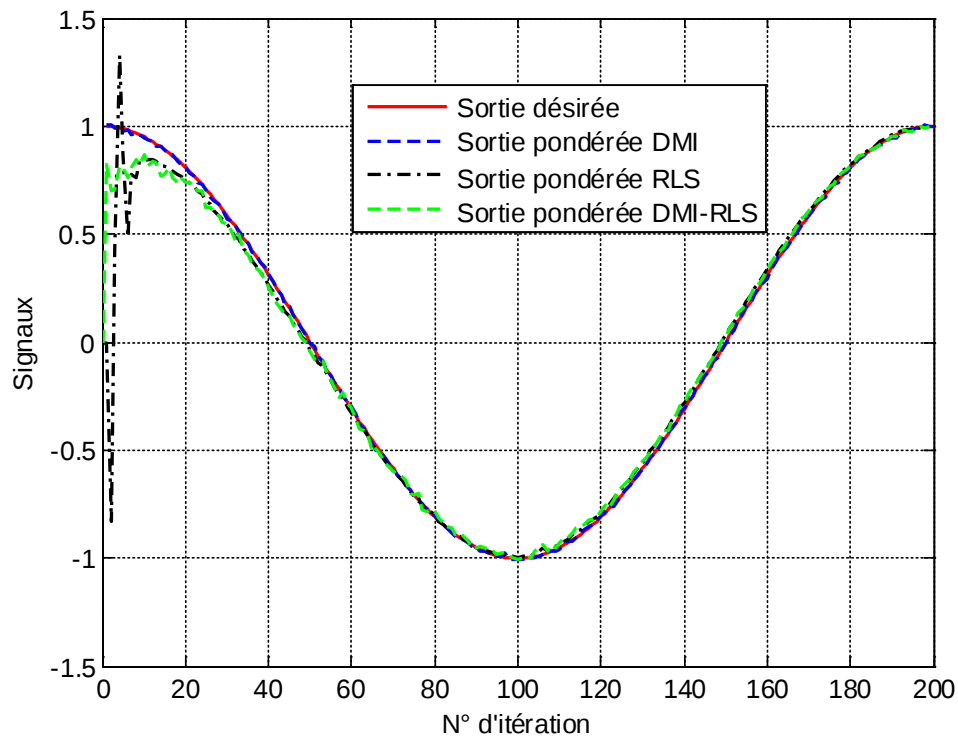


Figure V.7. Comparaison entre le signal de sortie désirée et les signaux de sortie pondérée pour les différents algorithmes

V.4.1. Influence du nombre d'antennes

Maintenant, nous allons voir l'influence du nombre d'éléments d'antennes du réseau sur le comportement de l'algorithme proposé.

L'algorithme proposé a toujours la possibilité d'orienter les lobes principaux contenant la totalité d'énergie électromagnétique vers les directions souhaitées et de mettre un nul dans la direction de l'interférent quelque soit le nombre d'antennes constituant le réseau. De plus, en apercevant la figure V.8 on peut remarquer que l'augmentation du nombre d'éléments dans le réseau antenne rend le lobe principal étroit et plus directif, ce que signifie plus de conservation d'énergie, et au même temps diminue le niveau des lobes secondaires. Ceux-ci montrent qu'un réseau d'antennes

avec un nombre important d'éléments donne un meilleur diagramme de rayonnement et améliore les performances.

En général, l'augmentation du nombre d'éléments dans un réseau intelligent d'antennes augmente sa directivité et son gain, mais dans un scénario pratique, cela signifie l'obtention d'un large réseau à un coût irraisonnable. De plus, le réseau doit souvent avoir un nombre relativement faible d'éléments, afin d'éviter la complexité inutilement élevée dans le traitement de signal. Ainsi, le coût et la complexité de calcul limitent le nombre d'éléments de l'antenne qui peuvent être utilisés, et pour ces raisons, nous avons choisi dans notre partie de simulation un réseau linéaire uniforme avec huit éléments et un espacement inter-éléments de demi-longueur d'onde.

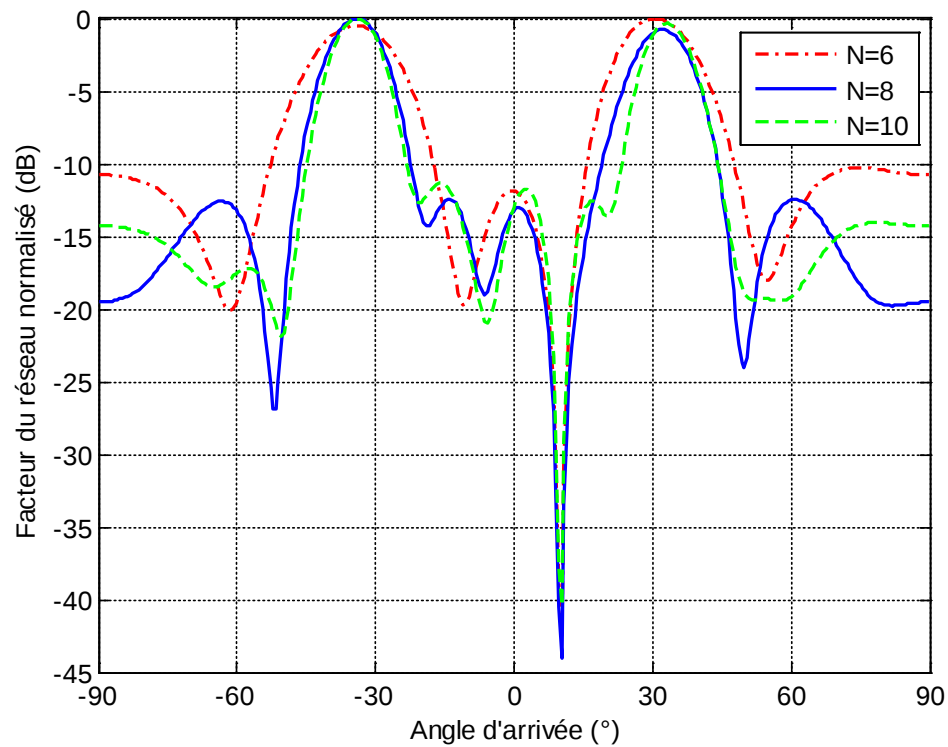


Figure V.8. Comparaison entre les diagrammes de rayonnement rectangulaires de trois réseaux contenant différents nombres d'antennes quand on a deux directions désirées à $(-35^\circ$ et $+30^\circ)$ et un zéro à $+10^\circ$

La figure V.9 montre que l'algorithme DMI-RLS proposé converge rapidement et il est stable pour différents nombres d'antennes dans un réseau linéaire, et cela pour un espacement entre les antennes égal à la moitié de la longueur d'onde. L'erreur quadratique moyenne minimale est atteinte après environ onze itérations dans le cas de $N = 6$, et après environ sept itérations dans le cas de $N = 8$, et après environ seulement six itérations dans le cas de $N = 10$. Cela montre que l'algorithme converge plus rapidement lorsque le nombre d'éléments dans le réseau augmente.

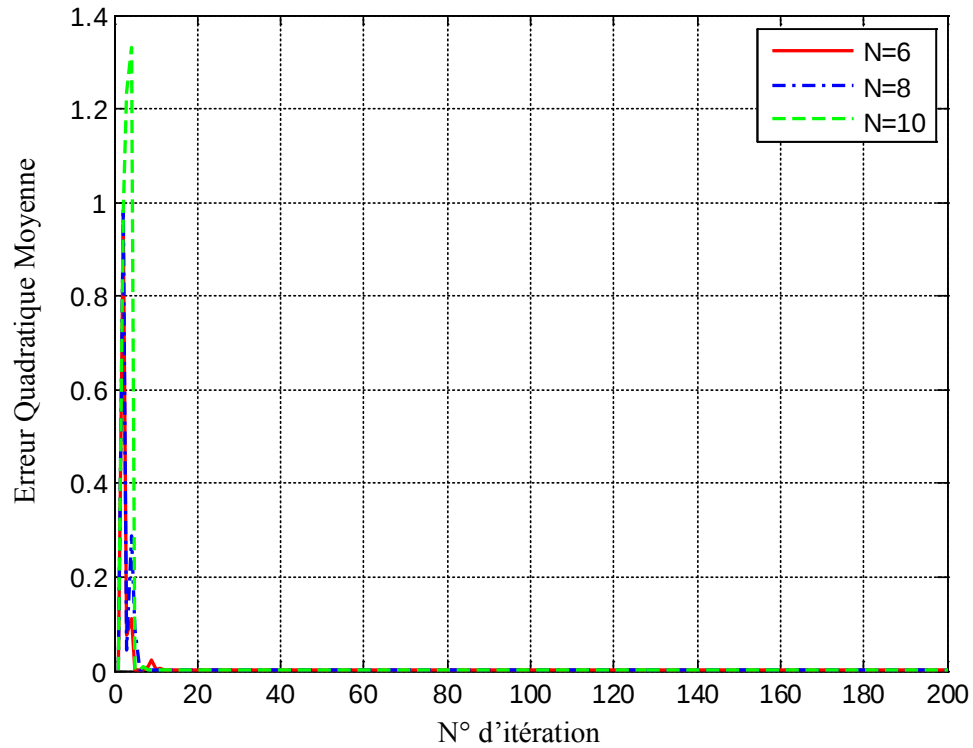


Figure V.9. L'erreur quadratique moyenne de l'algorithme DMI-RLS pour différents nombres d'éléments ($N=6$, $N=8$, $N=10$)

V.4.2. Influence de l'espacement inter-éléments

La distance entre les éléments dans un réseau linéaire uniforme a une influence sur le rayonnement électromagnétique fourni par le réseau antenne. Le diagramme de rayonnement est la caractéristique principale par laquelle on peut juger l'antenne. Les résultats de simulation qui montre la forme du diagramme de rayonnement pour différents espacements inter-éléments sont donnés par la figure suivante.

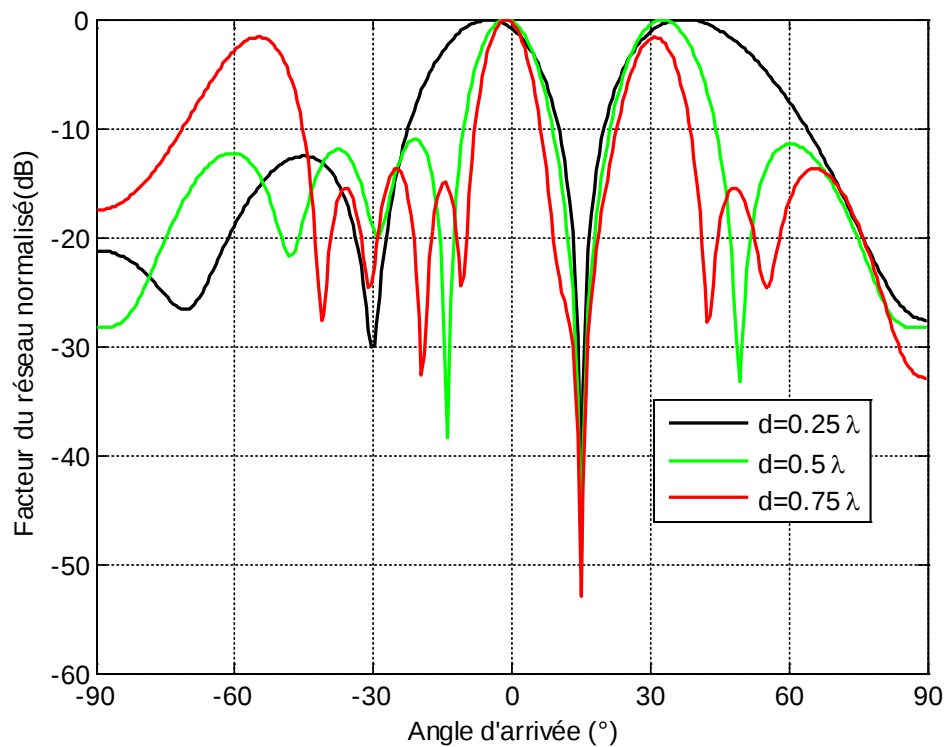


Figure V.10. Tracés des diagrammes de rayonnement normalisés obtenus par l'algorithme DMI-RLS pour différents espacements inter-éléments quand on a deux directions désirées à (0° et 30°) et un zéro à 15°

La figure V.10 illustre et confirme que l'espacement de demi-longueur d'onde dans un réseau linéaire uniforme utilisant l'algorithme adaptatif DMI-RLS pour la formation de voie est le meilleur qui peut aider à l'obtention d'un lobe principal étroit contenant l'énergie la plus rayonnée dans la direction du signal désiré et placer une valeur nulle dans la direction de brouilleur.

V.4.3. Cas de multi-utilisateurs

Les coefficients de pondération calculés par l'algorithme DMI-RLS ont permis d'ajuster les lobes du diagramme de rayonnement. Les tests de simulation effectués pour diverses directions de lobes directifs désirés avec des zéros, qui peuvent balayer la totalité de domaine angulaire entre -90° et 90° , ont prouvé l'efficacité et la fiabilité de l'approche appliquée dans la formation de faisceaux et sa rapidité de calcul.

Les poids de faisceau de plusieurs utilisateurs peuvent être calculés en adoptant l'algorithme DMI-RLS selon les informations de la direction d'arrivée de chaque utilisateur du groupe total d'utilisateurs. Le faisceau formé et correspondant au poids de chaque utilisateur a une propriété, selon laquelle un lobe principal est créé dans la direction de chacun des utilisateurs souhaités et des zéros larges sont créés dans les directions des utilisateurs indésirables qui sont généralement des brouilleurs.

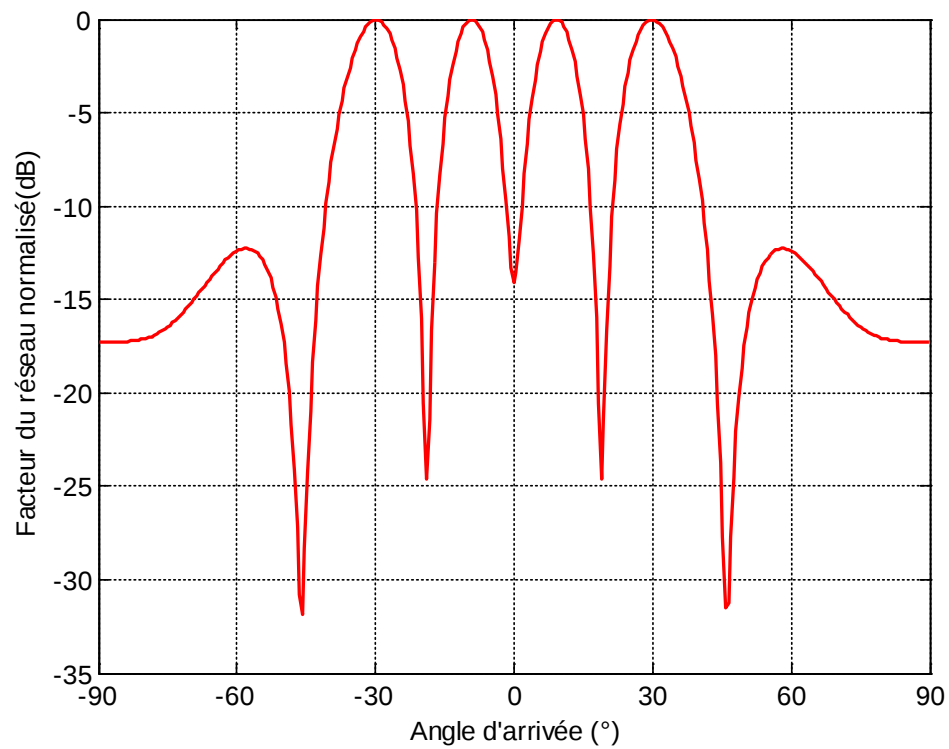


Figure V.11. Diagramme de rayonnement rectangulaire pour plusieurs directions désirées à $(-30^\circ, -10^\circ, +10^\circ \text{ et } +30^\circ)$ et deux zéros à $(-45^\circ \text{ et } +45^\circ)$

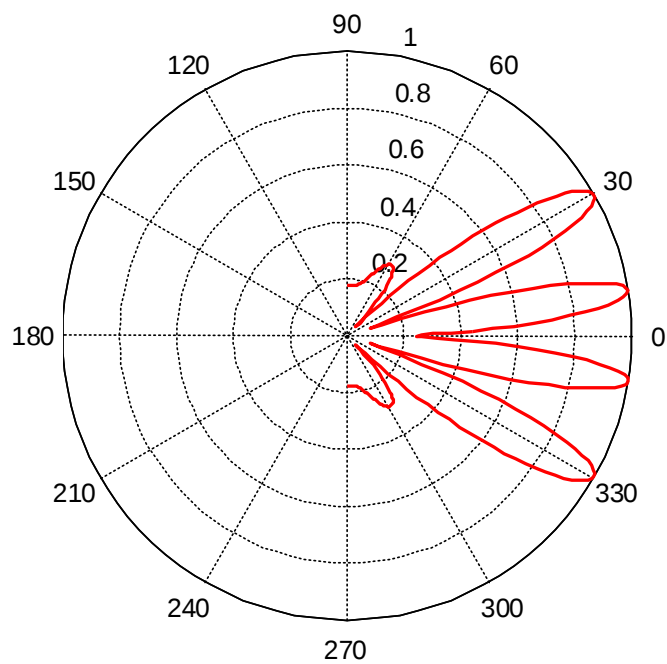


Figure V.12. Diagramme de rayonnement polaire pour plusieurs directions désirées à $(-30^\circ, -10^\circ, +10^\circ \text{ et } +30^\circ)$ et deux zéros à $(-45^\circ \text{ et } +45^\circ)$

Les figures V.11 et V.12 représentent un exemple des résultats obtenus dans le cas où on a multi-directions désirées situées à $(-30^\circ, -10^\circ, +10^\circ \text{ et } +30^\circ)$ et deux directions non désirées situées à $(-45^\circ \text{ et } +45^\circ)$. Ces graphes confirment l'efficacité de l'algorithme utilisé dans la formation des faisceaux et la possibilité de couvrir multi-utilisateurs simultanément et de faire face contre les interférents.

V.4.4. Cas de sources proches

Maintenant, nous intéressons au problème où les sources désirées sont proches. Grace aux exemples de simulation, nous pouvons vérifier si notre méthode a l'avantage de fonctionner dans le cas de deux sources proches dont la séparation angulaire ne dépasse pas 10° et aussi dans le cas de deux sources désirées proches et séparées par un interférent.

Avec deux sources proches situées à 5° et à 15° et un brouilleur se trouvant à 30° , le diagramme d'antenne (figures V.13 et V.14) a mis un trou dans la direction du brouilleur et a formé un seul lobe principal, large et non pointé, couvrant presque les deux directions des bons utilisateurs. En effet, deux lobes principaux proches sont confondus en un seul lobe principal peu large, ceci est dû à la proximité des sources. De plus, nous pouvons avoir les deux lobes principaux si on augmente le nombre des éléments dans le réseau d'antenne linéaire.

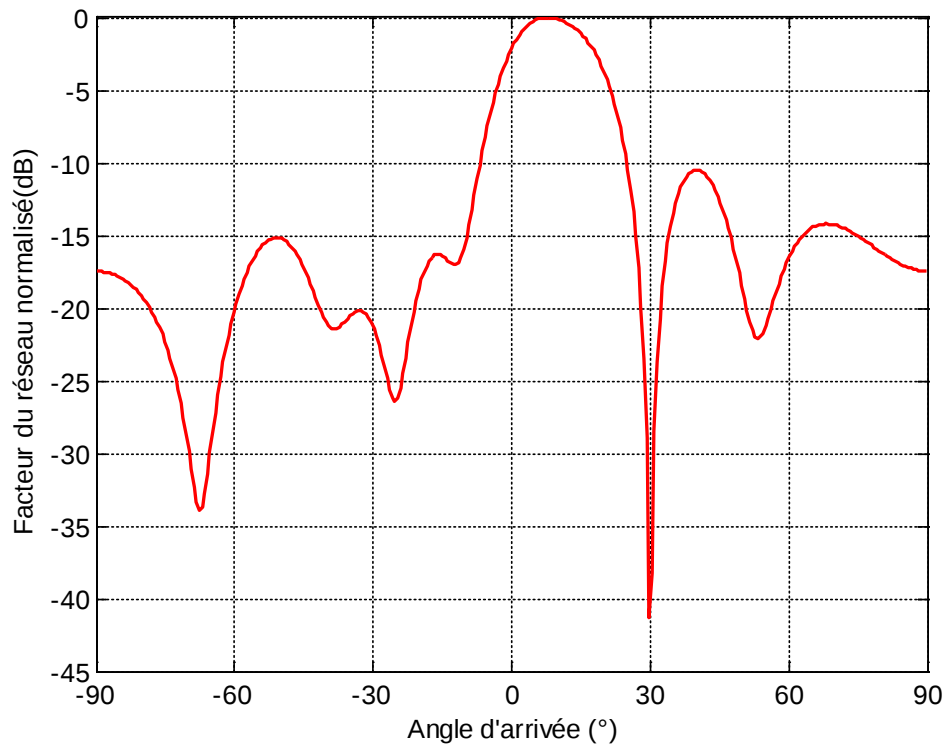


Figure V.13. Diagramme de rayonnement rectangulaire pour deux directions désirées à $(+5^\circ \text{ et } +15^\circ)$ et un zéro à $+30^\circ$

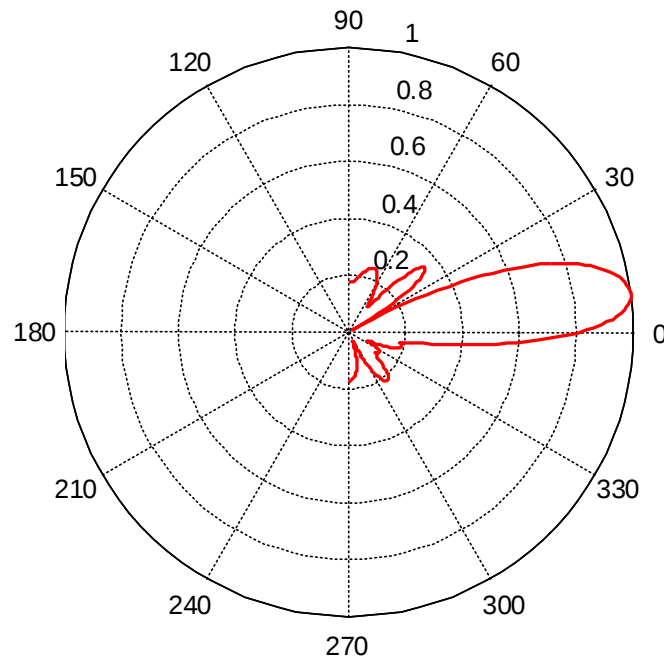


Figure V.14. Diagramme de rayonnement polaire pour deux directions désirées à ($+5^\circ$ et $+15^\circ$) et un zéro à $+30^\circ$

Sur la figure V.15 et la figure V.16 qui correspondent respectivement à la représentation cartésienne et la représentation polaire des diagrammes de rayonnement d'un réseau d'antenne adaptative à 8 éléments captant deux utilisateurs désirés à 5° et 15° et un interférent situé à 10° , on observe que chacun des diagrammes a formé un trou (un zéro) en direction de brouilleur. Une meilleure vue du diagramme en direction du brouilleur est donnée sur la figure V.15. On peut remarquer également que deux lobes principaux ont été formés et sont légèrement décalés par rapport à la position précise des deux sources souhaitées, à cause de la grande proximité du brouilleur avec les utilisateurs principaux. En effet, quand le brouilleur est situé trop près de l'utilisateur visé, le lobe principal subit une déformation pour placer un creux en direction du brouilleur, et il en résulte un décalage du lobe du diagramme de rayonnement. Pour que ce phénomène n'aura pas lieu, il suffit d'augmenter le nombre d'éléments dans le réseau de l'antenne adaptative pour produire des lobes plus étroits et bien pointés dans les directions des sources désirées, car le pouvoir de distinction des sources proches est proportionnel au nombre d'éléments.

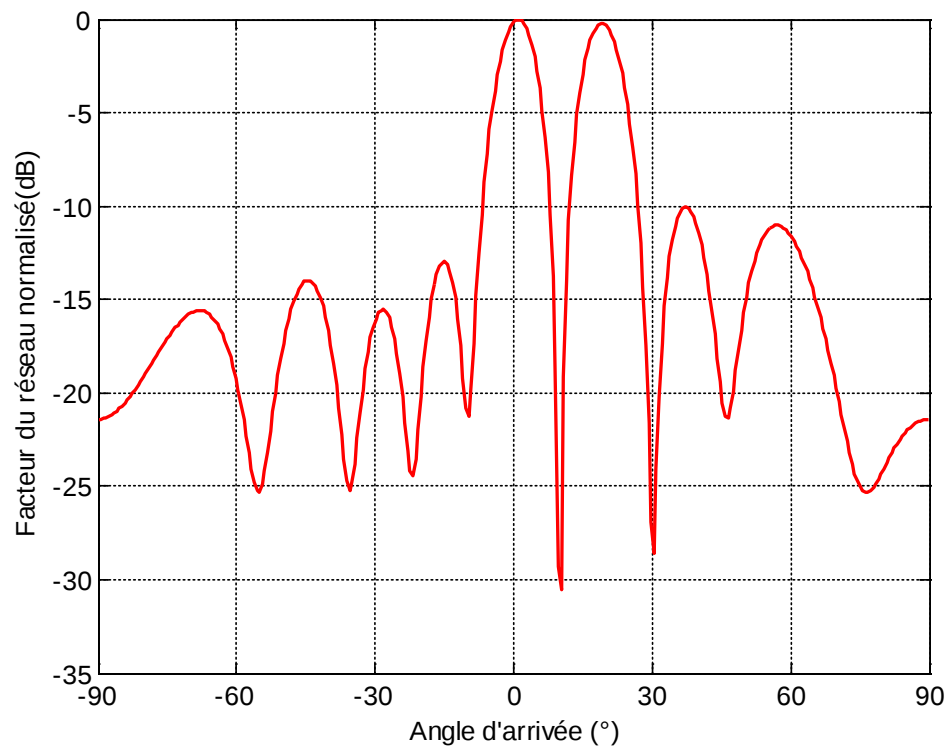


Figure V.15. Diagramme de rayonnement rectangulaire pour deux directions désirées à (+5° et +15°) et un zéro à +10°

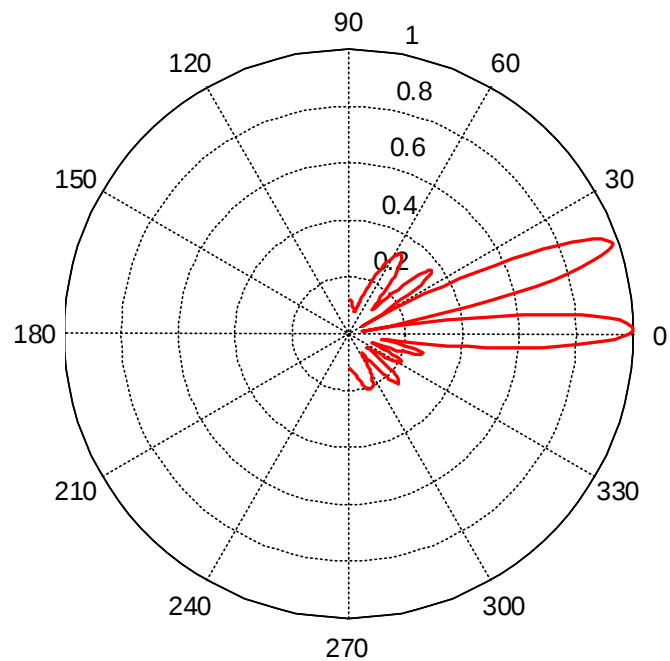


Figure V.16. Diagramme de rayonnement polaire pour deux directions désirées à (+5° et +15°) et un zéro à +10°

V.5. Conclusion

Les simulations numériques présentées dans ce chapitre illustrent l'utilisation de la méthode DMI-RLS qui est présentée et décrite en détail pour la formation de faisceaux adaptative dans une configuration particulière d'un réseau à antenne intelligente. Elles permettent de voir des comparaisons avec d'autres méthodes adaptatives comme la méthode de l'inversion directe de la matrice de convergence (DMI) et la méthode de moindré carré récursif (RLS), et d'attaquer les cas de multiutilisateurs et des sources adjacentes.

Les résultats des simulations montrent en particulier que l'algorithme DMI-RLS offre les avantages suivants:

1. La possibilité de calculer et de déterminer des vecteurs de pondération optimaux pour un réseau d'antennes linéaire uniforme, ces vecteurs se combinent avec les signaux d'entrées pour former avec précision un diagramme de rayonnement dont les lobes principaux sont orientés dans la direction des signaux utiles.
2. L'algorithme DMI-RLS permet, grâce au traitement adaptatif, de combattre les effets des brouilleurs par la mise des nuls dans leurs directions.
3. Avec un nombre d'éléments égal à 8 et une distance entre ces éléments de demi-longueur d'onde, l'algorithme converge rapidement et l'erreur quadratique moyenne minimale peut être atteinte.
4. L'application de l'algorithme est valable pour sources proches, ainsi que pour plusieurs sources, et les performances peuvent s'améliorer mieux en fonction de l'augmentation du nombre d'antennes du réseau.
5. L'instabilité due à une précision arithmétique finie de l'algorithme DMI est corrigée par la combinaison de ce dernier avec l'algorithme RLS dont le but est de créer un algorithme stable et qui converge rapidement.

En fin, il est important de noter que le majeur inconvénient de cette approche de combinaison est sa complexité algorithmique.

Bibliographie

[V-1] Yonezawa R, Hirata K, Kirimoto T, and Chiba I, "A combination of two adaptive algorithms SMI and CMA". In *Global Telecommunications Conference, GLOBECOM 1998*. The Bridge to Global Integration. IEEE, vol. 6, pp. 3181-3186, IEEE 1998.

[V-2] ADRIAN-IONUT Scutariu, DALINA Zevedei, JURIAN Mariana, "A speed convergence Least Squares Constant Modulus Algorithm for smart antenna beamforming", 9th International Conference on Communications. IEEE, pp. 31-34, 2012.

[V-3] Lei, W. and R.C. de Lamare, "Constrained Constant Modulus RLS based Blind Adaptive Beamforming Algorithm for Smart Antennas", 4th International Symposium on Wireless Communication Systems, pp. 657- 661, Trondheim, Norway , Oct. 2007.

- [V-4] Shubair R.M, A. Merri, and W. Jessmi, "Improved adaptive beamforming using a hybrid LMS/SMI approach", *Second IFIP International Conference on Wireless and Optical Communications Networks* , pp. 603-606, Dubai, United Arab Emirates, Mar. 2005.
- [V-5] SRAR Jalal Abdulsayed, CHUNG Kah-Seng, MANSOUR Ali, "Adaptive array beamforming using a combined LMS-LMS algorithm". *IEEE Antennas and Propagation Transactions*, vol. 58, no 11, pp. 3545-3557, 2010.
- [V-6] J. M. Górriz, J. Ramírez, S. Cruces-Alvarez, D. Erdogmus, C. G. Puntonet, and E. W. Lang, "Speech enhancement in discontinuous transmission systems using the constrained-stability least-mean-squares algorithm", *Acoustical Society of America*, vol. 124, no 6, pp. 3669- 3683, Dec. 2008.
- [V-7] k. Zou, and X. Zhao, "A new modified robust variable step size LMS algorithm", *4th IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications*, pp. 2699-2703, 2009.
- [V-8] Srar J.A. and Chung K.S, "Performance of RLMS Algorithm in Adaptive Array Beam Forming", *11th IEEE International Conference on Communication Systems*, pp. 493-498, Guangzhou, China, Nov. 2008.
- [V-9] Srar J.A, and Chung K.S, "Adaptive Array Beam Forming Using a Combined RLS-LMS Algorithm", *The 14th Asia-Pacific Conference on Communications*, APCC 2008, Tokyo, Japan, Oct. 2008.
- [V-10] Mohammad Tariqul Islam, Zainol Abidin Abdul Rashid , "MI-NLMS adaptive beamforming algorithm for smart antenna system applications", *Journal of Zhejiang University SCIENCE A* ,vol 7, no 10, pp. 1709-1716 , Jul 2006.
- [V-11] Kranthi Kumar G, et al. "Adaptive Beam Forming Using KLMS, KRLS and CGM Algorithms", *Journal of Electronics and Communication Engineering*, vol. 3, no 3, pp. 41-48, Sep-Oct. 2012.
- [V-12] Biedka T.E, "Analysis and development of blind adaptive beamforming algorithms", doctoral dissertation, Electrical Engineering, Virginia, 2001.
- [V-13] Yan H, "Cyclostationarity based DOA estimation and tracking", doctoral dissertation, Electrical and Computer Engineering and Computer Science (ECECS), university of Cincinnati, 2005.
- [V-14] N. Abdullah, Y. Kuwahara, "Steerable antenna using algorithm based on downhill simplex method", *Progress In Electromagnetics Research C*, vol. 22, pp. 23-34, 2011.
- [V-15] Zhang J, "Blind adaptive cyclic filtering and beamforming algorithms", doctoral dissertation, McMaster university, Canada, 2001.

- [V-16] JABBAR Ahmed Najah, "A novel ultra-fast ultra-simple adaptive blind beamforming algorithm for smart antenna arrays", *Progress In Electromagnetics Research B*, vol. 35, pp. 329-348, 2011.
- [V-17] Balanis C.A, Ioannides P.I, *Introduction to smart antennas. Synthesis Lectures on Antennas*. 2(1), 1–175 ,2007.
- [V-18] Das S, "Smart antenna design for wireless communication using adaptive beam-forming approach", *Proceedings of TENCON. IEEE Region 10 Conference*, IEEE 2008.
- [V-19] Godara L.C, "Applications of antenna arrays to mobile communications. Part I: Performance improvement, feasibility, and system considerations", *Proc. IEEE*. vol. 85, no 7, pp. 1031–1060,1997.
- [V-20] Gross F.B, *Smart Antennas for Wireless Communications with MATLAB*, McGraw-Hill, New York , 2005.
- [V-21] Godara L.C, *Smart Antennas*. CRC Press, Boca Raton, USA, 2004.
- [V-22] Naceur AOUNALLAH, Merahi BOUZIANI, and Abdelmalik TALEB-AHMED. "A Combined DMI–RLS Algorithm in Adaptive Processing Antenna System." *Arabian Journal for Science and Engineering*, vol 39 , no 10 , pp. 7109–7116 , 2014.
- [V-23] Jay Guo Y, *Advances in Mobile Radio Access Networks*. Artech House, Norwood, London, 2004.

Conclusion générale et perspectives

Le travail rapporté dans ce document a concerné l'étude de l'utilisation des antennes intelligentes dans les systèmes de communication sans fils. C'est pour cela que nous nous sommes intéressés à la partie composante et responsable à la formation de faisceaux dans les systèmes à antenne intelligente. L'intégration de la technologie d'antennes intelligentes dans les nouveaux systèmes de communication permet d'améliorer d'une façon optimale le diagramme de rayonnement dans toutes les directions de l'espace. L'économie de puissance rayonnée dans certaine direction autorise des communications entre des utilisateurs distants et qui ne seraient pas joignables dans le cas, par exemple, d'une antenne isotrope rayonnant la même puissance totale donnée. L'annulation du rayonnement électromagnétique dans certaines directions permet d'éliminer l'effet des signaux et des émissions parasites qui perturberaient les autres communications ou diminueraient le débit de transmission de données. Enfin, le fait d'être capable de ne rayonner que dans certaines directions évite d'interagir avec d'autres systèmes ou d'endommager certains équipements, et de plus, préserve l'environnement en réduisant largement la pollution électromagnétique.

L'objectif principal de notre thèse était de trouver et proposer un algorithme de formation de faisceau utilisable pour un système à antenne adaptative permettant de combattre l'effet des interférences et de bruit, et en même temps, de favoriser le gain pour la direction d'intérêt. L'algorithme devrait assurer des meilleures performances en termes de la vitesse de convergence, la stabilité, et la réduction de la complexité du calcul. Pour cela nous avons proposé une combinaison entre deux méthodes de formation adaptative de faisceaux (DMI et RLS).

Puisque plusieurs systèmes de communication emploient les ondes électromagnétiques qui se propagent dans l'espace environnant, et les éléments qui sont indispensables à assurer un couplage entre les équipements et le milieu de propagation sont les antennes. Nous avons consacré le premier chapitre aux antennes et leurs réseaux en donnant des définitions générales et décrivant les principales caractéristiques, et les différentes géométries des réseaux ont été discutées.

Nous avons ensuite donné au deuxième chapitre la définition, les avantages, la structure, et le principe de fonctionnement de l'antenne intelligente. Nous avons également détaillé les types des systèmes à antenne intelligente en faisant une comparaison entre eux.

Dans le troisième chapitre, nous avons présenté et simulé les principales méthodes d'estimation de l'angle d'arrivée. La méthode de formation conventionnelle de faisceaux, la méthode de Capon, la méthode MUSIC et sa version root-MUSIC, la méthode Min-Norm et sa version root-Min-Norm, et la méthode ESPRIT sont bien décrites par leurs formalismes mathématiques, et les exemples de simulation ont montré leur pouvoir et précision d'estimation.

Le quatrième chapitre se focalise sur les techniques de formation des faisceaux sur lesquelles s'appuie le dispositif formateur de faisceaux d'un système à antenne intelligente. Plusieurs algorithmes adaptatifs pouvant attribuer des poids aux éléments de l'antenne réseau et optimiser le signal de sortie sont décrits en donnant leurs équations mathématiques. Les avantages et les inconvénients ainsi que les équations de pondérations de chacun des algorithmes donnés sont récapitulés dans un tableau, et des exemples de simulation sont proposés en vue d'illustrer les performances de chaque algorithme.

Dans le dernier chapitre, nous avons effectué une étude sur le système proposé, ce dernier contient un formateur de faisceaux combinant deux algorithmes adaptatifs bien connus pour le beamforming qui sont les algorithmes adaptatifs DMI et RLS. Nous avons atteint un bon compromis entre la vitesse de convergence et la complexité algorithmique qui permet d'aboutir une bonne amélioration des performances. Quelques remarques ont été tirées à propos du nouvel algorithme adaptatif proposé DMI-RLS. Des vecteurs de pondération optimaux sont calculés initialement par l'algorithme DMI, puis ces vecteurs sont mis à jour par l'introduction de l'algorithme RLS. La combinaison assure une rapidité de convergence et une stabilité intéressante, et améliore d'une façon significative les performances du système proposé.

Perspectives

A l'issue des travaux effectués dans le cadre de cette thèse, plusieurs perspectives pourraient être envisagées :

- En traitement réseau et estimation des directions: Nous avons vu que les algorithmes à haute résolution (MUSIC, ESPRIT ...) sont intéressants et performants pour les réseaux d'antennes linéaires et uniformes, il pourrait donc être intéressant d'étendre ces méthodes aux réseaux circulaires et planaires, ainsi elles pourront être utilisées pour estimer l'azimut et l'élévation. On pourra aussi envisager l'implémentation et l'application de ces algorithmes pour l'estimation des directions d'arrivée dans notre système à antenne intelligente.
- En Beamforming: Nous proposons l'implémentation de notre nouvel algorithme de formation de faisceaux sur les composants programmables tels que les circuits FPGA. Nous proposons également d'intégrer nos travaux dans le contexte d'un réseau de radios intelligentes (équipement d'émission ou de réception), en tenant compte d'une gestion coopérative de l'intelligence.
- En réduction de la complexité: Nous proposons d'évaluer ce qu'apporte notre algorithme proposé en termes de complexité par rapport à la complexité des autres algorithmes existant et basant sur la combinaison adaptative.

Liste des articles durant la thèse

Communication nationale

- N. Aounallah, et M. Bouziani, "**Analyse de l'antenne par son champ électromagnétique rayonné** ", CNCEM'09, Tiaret – Algérie, 22-24 novembre 2009.

Communications internationales

- AOUNALLAH Naceur, and BOUZIANI Merahi, "**Adaptive Beamforming Algorithms Used for Smart Antenna Systems** ", ICEEA'10, Bejaia, Algeria, 2-3 November 2010.
- N. AOUNALLAH, and M. BOUZIANI, "**Techniques of Array Weighting and Beamsteering used for Smart Antennas**", ISPA'2010, Biskra, Algeria, 6, 7 & 8 December 2010.
- N. Aounallah and M. Bouziani, "**Adaptive Beam-forming Algorithms for Linear and Circular Antenna Arrays**", ICSPI'11, Guelma, Algeria, May 15-17, 2011.
- AOUNALLAH Naceur and BOUZIANI Merahi, "**The use of high resolution algorithms for angle of arrival estimation**", ICMIP'12, Mascara, Algeria, 9-11 April 2012.
- AOUNALLAH Naceur and BOUZIANI Merahi, "**L'estimation de l'Angle d'Arrivée et la Formation de Voie par un Système à Antenne Intelligente**", ICTA'12, Bejaia, Algeria, 11-12 April 2012.
- N. AOUNALLAH, and M. BOUZIANI, "**Two-Dimensional Angle of Arrival Estimation with a High Resolution Algorithm**", ICEO'13, Ouargla, Algeria, 5-6 March 2013.
- AOUNALLAH Naceur and BOUZIANI Merahi, "**Performance Analysis of SMI and CMA Adaptive Beamforming Algorithms in Uniform Linear Antenna Array** ", ISPA'15, Mostaganem, Algeria, 6-8 September 2015.

Publication internationale

- Naceur AOUNALLAH, Merahi BOUZIANI, and Abdelmalik TALEB-AHMED. "**A Combined DMI–RLS Algorithm in Adaptive Processing Antenna System**" Arabian Journal for Science and Engineering (2014): Vol 39, N° 10, pp 7109–7116, DOI 10.1007/s13369-014-1230-4.