

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

UNIVERSITE ABOU BELKHAID-TLEMCEM
FACULTE DE TECHNOLOGIE
DEPARTEMENT DE GENIE ELECTRIQUE
ET D'ELECTRONIQUE
LABORATOIRE DE TELECOMMUNICATIONS LTT



THESE

Pour obtenir le titre de

Docteur en Télécommunications

Présentée par Monsieur

BOUACHA Abdelhafid

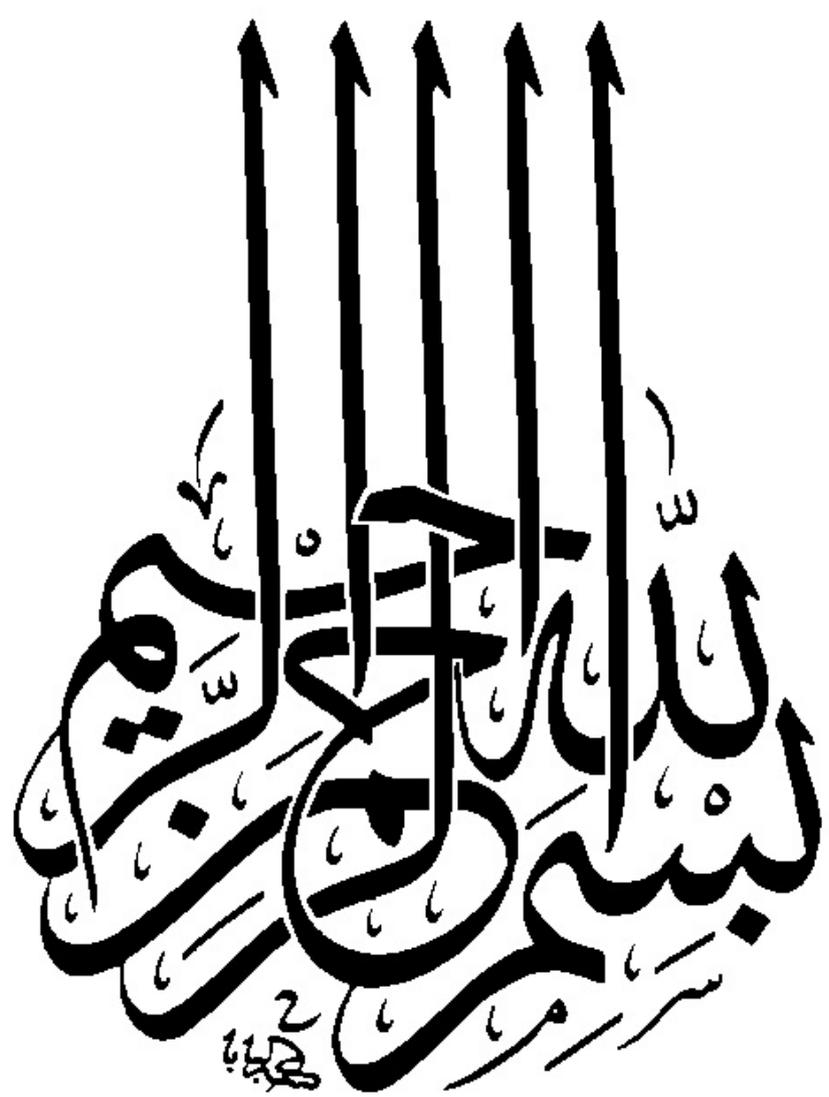
Antennes Intelligentes pour la Détection de Liaisons de Communications Sans Fil par les Méthodes Aveugles

Soutenue en Mai 2012

Jury :

Président :	M. A. CHIKH	Prof. à l'Université de Tlemcen.
Examineurs :	M. BEKHTI	Maître de recherches A au CNTS.
	L. HADJ ABDERRAHMANE	Maître de recherches A au CNTS.
	S. M. DEBBAL	Prof. à l'Université de Tlemcen.
	S. M. MERIAH	Prof. à l'Université de Tlemcen.
Membre Invité :	F. DEBBAT	M.C. B à l'Université de Mascara.
Directeur de thèse :	F. T. BENDIMERAD	Prof. à l'Université de Tlemcen.

Année universitaire 2011-2012



Remerciements

Ce travail de recherche a été effectué au Laboratoire de Télécommunications de l'Université Abou-Bekr Belkaid - Tlemcen.

Je voudrais exprimer mes sincères remerciements et toutes mes gratitude à mon Directeur de recherche et de thèse, le Professeur F. T. BENDIMERAD, pour ses conseils, appuis et encouragements dans toutes mes études de post-graduation et dans la préparation de ce travail de recherche. Il m'a toujours donné des conseils perspicaces et une liberté suffisante dans mes recherches.

J'exprime ma profonde reconnaissance à monsieur M. A. CHIKH, Professeur à l'université Abou-Bekr Belkaid-Tlemcen de me faire l'honneur de présider le jury de cette thèse.

Mes plus vifs remerciements s'adressent aux membres du jury, à savoir Monsieur M. BEKHTI et Monsieur L. HADJ ABDERRAHMANE, Maîtres de recherche classe A, au Centre National des Techniques Spatiales, de m'avoir fait l'honneur d'examiner ce travail.

Je remercie vivement Monsieur S. M. DEBBAL, Professeur à l'université Abou-Bekr Belkaid-Tlemcen, pour avoir accepté de juger ce travail et d'en être examinateur.

Je remercie infiniment Monsieur, S. M. MERIAH, Professeur à l'université Abou-Bekr Belkaid-Tlemcen, à qui je suis entièrement redevable pour sa participation à la commission d'examen.

Je tiens à remercier sincèrement tous les membres du Laboratoire de Télécommunications de Tlemcen LTT pour leurs encouragements, sans oublier mes collègues des autres Laboratoires de recherche.

Liste des Acronymes

4G	Quatrième génération.
AOA	Angle of arrival.
ASIC	Application-Specific Integrated Circuit.
AWGN	Additive white Gaussian noise.
BB-NCMA	Blind beamforming NCMA.
BER	Binary error rate.
BF	Basses frequencies.
BPSK	Binary Phase Shift Key.
CDMA	Code division multiple access.
CM	Constant Modulus.
CMA	Constant Modulus Algorithm .
DMI	Direct matrix inversion.
DOA	Direction of arrival.
DSP	Digital Signal Processor.
EQM	Erreur quadratique moyenne.
ESPRIT	Estimation of Signal Parameters via Rotational Invariance Techniques.
FDMA	Frequency Division Multiple Access.
FDP	Fonction de densité de probabilité.
FFT	Fast Fourier transform.
FM	Frequency Modulation.
FSK	Frequency Shift Keying.
GBSB	Geometrically Based Single- Bounce.
GSO	Gram-Schmidt orthogonalization.
HF	Haut fréquence.
IAM	Interférence d'Accès Multiple.
ICI	Interchannel interference.
IFFT	Inverse fast Fourier transform.
ISI	Inter Symbol Interference.
LMS	Least-mean- square.
LOS	Line-of-sight.
LSCMA	Lest Mean Constant Modulus Algorithm.
MC-CDMA	Multi-Carrier Code Division Multiple Access.
MMSE	Minimum Mean Square Error.
MOE	Minimum output energy.
MT-CMA	Multitarget CMA.
MT-LSCMA	Multitarget LSCMA.
MT-NCMA	Multitarget NCMA.
MUSIC	MUltiple SIgnal Classification.
NCMA	Normalised Constant Modulus Algorithm.
NLOS	Non-line-of-sight.
OFDM	Orthogonal frequency-division multiplexing.

PL	Power loss.
PSK	Phase Shift keying.
QAM	Quadrature amplitude modulation.
RLS	Recursive least-squares.
RLU	Réseau linéaire uniforme.
SDMA	Space-Division Multiple Acces.
SGCMA	Stochastic Gradient Constant Modulus Algorithm.
SINR	Signal to Interferer and Noise Ratio.
SIR	Signal to Interferer Ratio.
SNR	Signal to Noise Ratio.
TDMA	Time division multiple acces.
TOA	Time of Arriva.
WH	Walsh Hadamard.
WLAN	Wireless Local Area Network.

Résumé

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

Ce travail traite l'impact des antennes intelligentes et les algorithmes associés sur les systèmes de communication mobile sans fil. Après un survol sur les systèmes d'antennes intelligentes et les algorithmes classiques associés, nous développons une caractérisation détaillée du canal radio-mobile avec des simulations des réponses impulsionnelles du canal pour plusieurs scénarios de transmissions. Nous étudions par la suite les méthodes aveugles connues dans la littérature sous le nom d'algorithme de Godard ou algorithme à module constant (CMA), pour adapter et synthétiser le diagramme de rayonnement utile du réseau. Ces méthodes ne nécessitent pas l'emploi d'une séquence d'apprentissage, elles exploitent la propriété du module constant de la plupart des types de modulation utilisés dans la communication mobile.

Nous proposons aussi une application de ces méthodes à la détection multi-utilisateurs aveugle dans un système MC-CDMA.

Mots clés : Détection, auto-adaptation, algorithme à module constant, antennes intelligentes, détection aveugle multi-utilisateurs, système MC-CDMA.

Abstract

This work presents new framework for the development and analysis of blind adaptive algorithms. An adaptive algorithm is said to be ‘blind’ if it does not require a known training sequence. The main focus is application of these algorithms to adaptive antenna arrays in mobile radio communications. Adaptive antenna arrays can reduce the effects of co-channel interference, multipath fading, and background noise as compared to more conventional antenna systems. For these reasons, the use of adaptive antennas in wireless communication has received a great deal of attention in the literature. The analysis framework introduced here is shown to include the well-known Constant modulus algorithm (CMA). New results on the behavior of the CMA, NCMA and LSCMA are presented here, including analytic result on the convergence rate.

This framework is also used to propose a new blind multi-user detector in multi-carrier code division multiple access (MC-CDMA) systems.

Keywords : Adaptive array, constant modulus algorithm, blind multi-user detector, MC-CDMA systems.

Table des matières

Introduction Générale	1
1 Fondements des Antennes Intelligentes	5
1.1 Introduction	6
1.2 Nécessité des antennes intelligentes	6
1.3 Configuration des antennes intelligentes	7
1.3.1 Définition	7
1.3.2 Antenne classique ou sectorielle	8
1.3.3 Types d'antennes intelligentes	9
1.3.4 Avantages des antennes intelligentes	13
1.4 Théorie des réseaux d'antennes	15
1.4.1 Topologies de réseaux d'antennes	16
1.4.2 Modèle des signaux reçus	18
1.5 Modélisation des réseaux auto adaptatifs d'antennes	21
1.5.1 Principe de fonctionnement	21
1.5.2 Formulation mathématique du problème d'adaptation	23
1.6 Algorithmes d'adaptation	27
1.6.1 Méthodes non aveugles	27
1.6.2 Méthodes aveugles	29
1.7 Conclusion	31
2 Caractérisation du Canal Radio Mobile	32
2.1 Introduction	33
2.2 Définition du canal radio-mobile	33
2.3 Variations du canal de propagation	35
2.3.1 Étalement angulaire (Dispersion spatiale)	35
2.3.2 Étalement des retards (Dispersion temporelle)	35
2.3.3 Pertes de propagation	36
2.3.4 Différents types d'évanouissements	37
2.3.5 Étalement de fréquence (étalement Doppler)	39
2.4 Modélisation du canal	41
2.4.1 Aperçu	41
2.4.2 Modèle vectoriel de canal avec simulations stochastiques des évanouissements	43
2.5 Modèle GBSB	46
2.5.1 Modèle GBSB d'après Liberti	46
2.5.2 Modèle de Canal avec distribution exponentielle des diffuseurs	47
2.5.3 Ajustement du modèle GBSB à l'environnement de simulation	52
2.5.4 Adaptation du modèle du canal à des scénarios réels	55
2.5.5 Modélisation des évanouissements	56

Table des matières

2.6	Simulation des mouvements	58
2.7	Résultats et discussions des Simulations	59
2.7.1	Implémentation des scénarios de simulation	60
2.8	Conclusion	67
3	Algorithmes du Module Constant pour les Antennes Intelligentes	68
3.1	Introduction	69
3.2	Algorithmes du Module Constant	69
3.2.1	Généralités	69
3.2.2	Contrainte du module constant	70
3.2.3	Fonction coût des CMA	70
3.3	Algorithme du Module constant à gradient stochastique	71
3.3.1	Développement par la méthode de descente	71
3.3.2	Initialisation du vecteur de pondération	72
3.3.3	Détection aveugle par SGCMA	73
3.3.4	Simulation et résultats	75
3.4	Discussions des résultats obtenus	78
3.5	Algorithme du module constant normalisé (NCMA)	79
3.5.1	Généralités	79
3.5.2	Vecteur de pondération normalisé	79
3.5.3	Implémentation et résultats	80
3.5.4	Cas de propagation en milieu urbain ('urban area')	83
3.5.5	Discussions des résultats	86
3.6	Algorithme du module constant au sens des moindres carrés (LSCMA)	87
3.6.1	Implémentation et résultats	89
3.7	Comparaison entre le NCMA et le LSCMA	96
3.7.1	Vitesse de convergence et erreur quadratique moyenne	96
3.7.2	Influence du rapport signal sur bruit d'entrée (SNR _{in})	97
3.7.3	Influence du vecteur de pondération initial	100
3.8	Algorithme multi-étages à module constant (MT-CMA)	103
3.8.1	Principe	103
3.8.2	Approche d'orthogonalisation	104
3.8.3	Ambiguïté de phase	106
3.8.4	Procédure du Tri	106
3.8.5	Simulation de la méthode MT-CMA	107
3.8.6	Nombre maximum d'utilisateurs	109
3.9	Conclusion	117
4	Détection Multi-Utilisateurs Aveugle dans un Système MC-CDMA	118
4.1	Introduction	119
4.2	Principe de la modulation multiporteuses	119
4.2.1	Transmission OFDM	121
4.2.2	Modèle mathématique de la transmission OFDM	122
4.3	Technique d'étalement du spectre DS-CDMA	124

Table des matières

4.3.1	Structure du signal	124
4.4	Technique MC-CDMA	128
4.4.1	Mise en œuvre de l'étalement par des codes de Walsh Hadamard	128
4.4.2	Ajout de la composante OFDM	129
4.4.3	Expression analytique du signal MC-CDMA	131
4.5	Association des antennes intelligentes au MC-CDMA	133
4.5.1	Modélisation du système	133
4.6	Récepteurs multi-utilisateurs linéaires	136
4.7	Récepteurs Multi-Utilisateurs basés sur le NCMA	138
4.7.1	Analyse de la convergence	139
4.8	Système MC-CDMA à antennes intelligentes avec détection multi- utilisateurs aveugle	140
4.8.1	Modèle du signal reçu	140
4.8.2	Etude des performances	142
4.8.3	Paramètres de simulation	142
4.8.4	Influence du nombre d'utilisateurs	143
4.8.5	Influence du nombre d'éléments d'antennes	144
4.8.6	Influence de la mobilité de l'émetteur	145
4.8.7	Influence du type du canal	145
4.8.8	Etude comparative	147
4.9	Conclusion	149
Conclusion Générale et Perspectives.		151
A Modèle des signaux pour le traitement d'antenne		153
A.1	Modèle temporel en bande étroite	153
A.2	Hypothèse bande étroite	155
A.3	Modèle fréquentiel	156
B Modèle de canal géométrique elliptique à un seul rebond		158
C Détermination des SINR, SIR ET SNR		159
C.1	Calcul du rapport signal sur interférence plus bruit (SINR : Signal to Interferer and Noise Ratio)	159
C.2	Calcul du rapport signal sur interférence (SIR : Signal to Interferer Ratio)	159
C.3	Calcul du rapport signal sur bruit (SNR : Signal to Noise Ratio) . . .	160
Bibliographie		161

Liste des figures

1.1	Principe de la fonction auditive humaine	7
1.2	Antenne Intelligente à deux éléments.	8
1.3	Antennes classiques pour télécommunications sans fil.	8
1.4	Illustration de la différence entre un modèle de rayonnement traditionnel et un rayonnement d'antenne intelligente.	9
1.5	Formation de faisceaux pour différents systèmes.	10
1.6	Modèle de couverture par une antenne à commutation de faisceaux.	10
1.7	Schéma fonctionnel des systèmes à commutations de faisceau.	11
1.8	Diagramme de rayonnement d'un réseau auto adaptatif d'antennes.	12
1.9	Performances des trois types de systèmes	12
1.10	Augmentation de la capacité	13
1.11	Illustration de la réduction de distance de réutilisation des fréquences porteuses, a) cellule traditionnelle. b) Cellule à antennes adaptatives.	14
1.12	Configuration d'un réseau linéaire non uniforme.	17
1.13	Configuration d'un réseau linéaire uniforme.	17
1.14	Configuration d'un réseau plan.	19
1.15	Configuration d'un réseau circulaire uniforme.	19
1.16	Principe de fonctionnement d'un réseau auto-adaptatif d'antennes.	22
1.17	Comportement d'un réseau adaptatif d'antennes en présence d'une interférence.	23
1.18	Configuration spatiale pour le calcul de τ_i	26
1.19	Rejections de 2 interférences par le LMS pour un réseau à 8 éléments.	28
1.20	Adaptation d'un réseau rectiligne à 8 éléments par l'algorithme RLS pour un signal utile à 0° et deux interférences à -50° et 30°	30
2.1	Scénario typique de propagation radiomobile.	34
2.2	Le signal décroît dans le canal mobile en fonction de la distance à la station de base	37
2.3	Formation de l'effet Doppler.	39
2.4	Spectre classique de Doppler d'après Jakes.	40
2.5	Scénario pour le développement du modèle vectoriel du canal.	44
2.6	Modèle vectoriel de canal avec simulation stochastique de l'évanouissement.	45
2.7	Modèle de canal GBSB.	46
2.8	Modèle géométrique du canal d'après Liberti [52].	47
2.9	Caractéristiques du canal pour le modèle Liberti.	48
2.10	Modèle géométrique exponentiel du canal.	49
2.11	Caractéristiques du canal en fonction des distances moyennes \bar{R} des diffuseurs.	51

Liste des figures

2.12	Comparaisons des caractéristiques du canal pour le modèle Liberti et le modèle exponentiel.	53
2.13	Relation entre la distance moyenne \bar{R} et le délai de propagation maximal multi-trajets en fonction de la probabilité d'occurrence p	55
2.14	Modélisation de l'évanouissement de Rayleigh en bande de base.	57
2.15	Modélisation de l'évanouissement de Rice en bande de base.	58
2.16	Configuration spatiale du premier scénario.	61
2.17	Tracés des trajets entre l'émetteur et le récepteur.	61
2.18	Réponse du canal pour un modèle GBSB exponentiel avec $\tau_{e_{max}} = 0ns, \nu = 0km/h$	62
2.19	Réponse du canal pour un modèle GBSB de Liberti avec $\tau_{e_{max}} = 0ns, \nu = 0km/h$	62
2.20	Configuration spatiale du deuxième scénario.	63
2.21	Tracés des trajets entre l'émetteur et le récepteur.	64
2.22	Réponse impulsionnelle du canal sans obstacles.	64
2.23	Illustration des évanouissements.	65
2.24	Configuration spatiale du troisième scénario.	66
2.25	Tracés des trajets entre l'émetteur et le récepteur.	66
2.26	Réponse impulsionnelle du canal pour.	67
2.27	Illustration des évanouissements.	67
3.1	Variation de la surface CM en fonction de (p, q)	72
3.2	Organigramme de détection aveugle par SGCMA.	74
3.3	Réponse de l'antenne intelligente dans un canal idéal.	76
3.4	Evolution du SNIR.	76
3.5	Réponse de l'antenne intelligente dans un canal avec multi-trajets.	77
3.6	Atténuation du niveau du signal utile.	77
3.7	Evolution de l'enveloppe du signal utile.	78
3.8	Réponse de l'antenne intelligente dans un espace libre avec multi-trajets.	81
3.9	Evolution du SNIR de sortie.	81
3.10	Evolution du module de l'enveloppe.	82
3.11	Evolution de l'erreur quadratique moyenne.	82
3.12	Réponse de l'antenne intelligente dans un espace urbain avec multi-trajets.	83
3.13	Evolution du SNIR de sortie.	83
3.14	Convergence du Module de l'enveloppe du signal.	84
3.15	Erreur quadratique moyenne.	84
3.16	Réponse de l'antenne intelligente dans un espace urbain avec multi-trajets avec brouilleur à module constant.	85
3.17	Evolution du SNIR de sortie.	86
3.18	Convergence du Module de l'enveloppe du signal.	86
3.19	Erreur quadratique moyenne.	87
3.20	Réponse de l'antenne intelligente dans un espace urbain.	89
3.21	Evolution du SNIR de sortie.	90

Liste des figures

3.22	Convergence du Module de l'enveloppe du signal.	90
3.23	Erreur quadratique moyenne.	91
3.24	Allure du signal reçu	91
3.25	Réponse de l'antenne intelligente dans un milieu urbain.	92
3.26	Evolution du SNIR de sortie.	92
3.27	Convergence du Module de l'enveloppe du signal.	93
3.28	Erreur quadratique moyenne.	93
3.29	Allure du signal reçu	94
3.30	Influence du bloc B sur le SNIR.	95
3.31	Temps de convergence pour différentes valeurs du bloc B	95
3.32	Erreur quadratique moyenne pour différentes valeurs du bloc B	96
3.33	Comparaison entre les EQM du NCMA et du LSCMA pour : $\hat{\mu} = 0.5, B = 32$	97
3.34	Comparaison entre les EQM du NCMA et du LSCMA pour : $\hat{\mu} = 1, B = 40$	97
3.35	Evolution du SNIR en fonction du SNR.	98
3.36	Evolution du SNR _{out} en fonction du SNR _{in}	99
3.37	Evolution du SIR en fonction du SNR.	99
3.38	Tracé de l'erreur quadratique moyenne, algorithme NCMA avec $\omega_0 = [100 \dots 0]^T$	101
3.39	Convergence des pondérations, algorithme NCMA avec $\omega_0 = [100 \dots 0]^T$	102
3.40	Tracé de l'erreur quadratique moyenne, algorithme NCMA et w_0 déterminé par DMI.	102
3.41	Convergence des pondérations, algorithme NCMA et w_0 déterminé par DMI.	103
3.42	Schéma bloc pour un système multi-étages à module constant.	104
3.43	Illustration d'une procédure de tri dans un MT-CMA pour un système DS-CDMA.	107
3.44	Organigramme de procédure multi-étages CMA.	109
3.45	Influence de l'entrée SNR sur les résultats des SINR obtenus par le système MT-NCMA pour la transmission de deux signaux.	110
3.46	Influence de l'entrée SNR sur les résultats des SINR obtenus par le système MT-LSCMA pour la transmission de deux signaux.	110
3.47	Dépendance du MT-NCMA aux angles de séparations.	111
3.48	Dépendance du MT-LSCMA aux angles de séparations.	111
3.49	Comportement de l'algorithme MT-NCMA sans procédure de tri.	113
3.50	Comportement de l'algorithme MT-NCMA avec procédure de tri.	114
3.51	Réponse de l'antenne intelligente après 500 itérations. Détection du signal 1.	115
3.52	Réponse de l'antenne intelligente après 800 itérations. Détection du signal 2.	116
3.53	Réponse de l'antenne intelligente après 1000 itérations. Détection du signal 3.	116

Liste des figures

4.1	Représentation de la nature orthogonale du spectre d'un signal OFDM [80].	120
4.2	Modulation multi-porteuses avec $N_c = 4$ sous-porteuses.	120
4.3	Schéma-bloc d'un système OFDM en bande de base [82].	122
4.4	Système OFDM simplifié.	123
4.5	Représentation temps/fréquence pour un symbole OFDM et une trame OFDM	123
4.6	Principe schématique de l'étalement du spectre en DS-CDMA (mono-utilisateur).	125
4.7	Représentation schématique en bande de base de la chaîne de communication en DS-CDMA, vue par l'utilisateur k	126
4.8	Représentation du signal MC-CDMA multiutilisateurs. $N_u = 3, L_c = N_c = 256$	130
4.9	Représentation du signal MC-CDMA multiutilisateurs (cas $L_c = N_c$).	130
4.10	Représentation du signal MC-CDMA multiutilisateurs. $N_u = 3, L_c = 32, N_c = 256$	131
4.11	Représentation du signal MC-CDMA multiutilisateurs (cas $L_c < N_c$	131
4.12	Emetteur MC-CDMA de la voie descendante.	133
4.13	Récepteur MC-CDMA avec antenne intelligente.	134
4.14	Probabilité d'erreur, pour $RIS_k = 0dB$. $K = 10$	137
4.15	Récepteur MC-CDMA aveugle à antenne intelligente.	141
4.16	Modèle d'évaluation des performances par simulation.	143
4.17	Performance du récepteur pour différents nombre d'utilisateurs.	143
4.18	Performances du système pour différents nombres d'antennes.	144
4.19	Performance du système pour différentes vitesses de déplacement de l'émetteur.	145
4.20	Performance du système pour différentes vitesses à des $SNR = 10dB$	146
4.21	performance du système pour différents types de canaux.	146
4.22	Performance de la convergence des trois algorithmes.	148
4.23	Comparaison des performances entre le BB-NCMA, MMSE classique, MMSE aveugle et le MEO.	148
4.24	Comparaison des performances entre le BB-NCMA et LS-MMSE.	149
A.1	Spectres de signaux passe-bande.	154
A.2	Synoptique d'une chaîne de réception.	155
B.1	Géométrie du modèle GBSBEM.	158

Liste des tableaux

1.1	Algorithme des moindres carrés	28
1.2	Algorithme des moindres carrés	29
2.1	comparaison des paramètres du modèle	56
3.1	Capacité de séparation de la MT-NCMA et la MT-LSCMA en fonction du nombre de signaux CM d'incidents	112

Introduction Générale

Dans le cadre des communications sans fil, la demande en termes de débit et de qualité de service ne cesse de croître depuis une dizaine d'années. Le besoin d'instantanéité et d'interaction dans les échanges, l'intégration de services multimédia (voix, données et vidéo) de débit variable et de haute qualité exigent des systèmes de communication de plus en plus performants, pour lesquels la capacité des réseaux sans fil doit être augmentée de manière significative pour répondre à ces attentes.

D'autre part, le nombre d'utilisateurs ou plus généralement de terminaux sans fil est constamment élargi, impliquant irrémédiablement la coexistence de ceux-ci dans un même environnement. La multitude des standards et protocoles de communications font du spectre radio une ressource fortement congestionnée où le nombre d'interférences augmente considérablement.

Les techniques actuelles associées à des modulations et des codages adaptés mettant en œuvre un lien point à point permettent d'approcher la limite théorique de Shannon. Cependant, l'efficacité spectrale acquise par ces systèmes ne satisfait pas aux contraintes de performances présentes et futures.

Depuis quelques années, une nouvelle approche améliore considérablement la capacité théorique pour des canaux riches en diffuseurs, ceux des réseaux locaux sans fils (WLAN) et des communications mobiles urbaines sans fil. Cette technique novatrice se base sur une architecture constituée d'antennes dites intelligentes. Ces architectures permettent d'atteindre une capacité théorique dépassant la limite de Shannon pour un lien point à point et remarquable suivant la configuration des réseaux d'antennes. En même temps, elles constituent également un moyen efficace pour combattre les évanouissements du signal, améliorant en conséquence la qualité de service.

L'intégration d'antennes intelligentes introduit une nouvelle dimension, la dimension spatiale qui, combinée avec la dimension temporelle classique, définit un domaine en pleine effervescence et prometteur, le domaine du traitement spatio-temporel. L'apport pour les communications numériques sans fil est conséquent en termes de débit et ceci sans accroissement de la largeur de bande. L'introduction de cette technique novatrice pour les futures communications sans fil (4G) permet d'envisager des débits dépassants les 500 Mbps pour les réseaux mobiles et le Gbps pour des réseaux fixes.

Motivation et objectifs

La densification des réseaux de radiocommunication, la pollution croissante de l'environnement électromagnétique, l'optimisation de l'usage du spectre radiofréquence et la cohabitation des différents systèmes de télécommunication posent des problèmes de brouillage relativement variés qui perturbent et limitent les performances des récepteurs des différents services. Face aux problèmes de brouillage,

l'emploi d'antennes adaptatives constitue une approche prometteuse pour améliorer la qualité et la capacité des systèmes radio-mobiles.

Par rapport au traitement du signal classique, qui s'effectue généralement dans le domaine temporel et/ou fréquentiel, l'utilisation d'un réseau d'antennes permet d'accéder à la dimension spatiale. Cette dimension autorise une réjection d'interférences qu'il est très difficile d'obtenir avec un récepteur mono-capteur. Cette capacité est due au fait que chaque signal possède une signature différente. On peut donc réaliser aisément une discrimination spatiale de ces signaux. Les réseaux adaptatifs d'antennes construisent un filtre spatial dont le gain dans la direction d'observation désirée est égal à l'unité. L'algorithme d'adaptation s'efforce de trouver un ensemble de pondérations complexes qui va rejeter les sources de perturbations importantes en les plaçant à proximité d'un zéro du diagramme de directivité.

La croissance très rapide du nombre d'abonnés et la diversification des services proposés nécessitent l'emploi de modulations et de techniques d'accès sans cesse plus efficaces pour partager les ressources spectrales disponibles. Mais il apparaît que ces seules améliorations ne seront probablement pas suffisantes pour satisfaire toute la demande : le facteur principal qui limite les performances et la capacité d'un système radio-mobile est l'interférence entre les utilisateurs qui utilisent la même bande de fréquences dans la même cellule ou dans des cellules voisines. Ce phénomène est clairement observable dans le cas d'un système CDMA (Code Division Multiple Access), où tous les utilisateurs utilisent la même bande de fréquences. En effet, les signaux des utilisateurs ne sont pas en général parfaitement orthogonaux du fait du choix des séquences pseudo-aléatoires utilisées et des retards de propagation entre les signaux des différents utilisateurs. Dans ce contexte, l'utilisation des techniques de traitement d'antennes adaptatives (rebaptisées "antennes intelligentes") vise à introduire un traitement complémentaire des signaux, dans le domaine spatial, en associant à chaque utilisateur, ou groupe d'utilisateurs, un faisceau radioélectrique focalisé sur une zone d'espace. La formation du diagramme de rayonnement de l'antenne doit être adaptative pour prendre en compte la variation du canal de propagation due essentiellement aux déplacements des utilisateurs. Ainsi, en plus de la séparation usuelle des utilisateurs par la technique d'accès multiple, une séparation spatiale des utilisateurs est alors obtenue (SDMA : *Space Division Multiple Access*).

L'objectif principal des techniques multi-capteurs est donc l'amélioration de la capacité des systèmes cellulaires. Ces techniques peuvent aussi apporter d'autres améliorations telles que la portée des systèmes, la réduction de la puissance d'émission des mobiles (et donc l'augmentation de l'autonomie énergétique) et l'amélioration des performances de la liaison. La séparation spatiale des signaux peut être appliquée indépendamment de la technique d'accès multiple utilisée. Cependant, dans le cas du CDMA, ou du MC-CDMA, on peut appliquer conjointement le traitement multi-capteurs et la détection multi-utilisateurs dans le but d'obtenir une optimisation globale du système. La formation des voies est réalisée grâce à l'emploi d'un réseau d'antennes de gains variables pilotées par des algorithmes de formation des voies. A ce jour, les recherches ont surtout porté sur l'utilisation des techniques de formation des voies au niveau des stations de base du fait du coût associé à la

modification de chaque unité mobile qui est nettement supérieure au coût investi pour la station de base. Un autre problème de taille est le faible espace disponible sur l'unité mobile. Ces problèmes pourraient ne plus exister, car l'évolution rapide de ces dernières années nous a montré que des produits qui étaient auparavant réservés à des applications militaires dus à leurs coûts, peuvent maintenant être achetés dans plusieurs magasins, spécialisés ou non. L'espace semblait un problème jusqu'à tout récemment. Cependant, les nouveaux développements permettent maintenant de placer plusieurs antennes sur l'unité mobile.

L'objet de cette thèse est l'étude et l'optimisation du phénomène de rayonnement du réseau lorsque les sources sont pondérées, en particulier comment choisir la loi de pondération optimale pour que la répartition spatiale de la puissance rayonnée par le réseau considéré satisfait à des contraintes que l'on se fixe. Au préalable dans le cadre de notre étude, on s'intéresse aux réseaux adaptatifs d'antennes (antenne intelligente), ces réseaux d'antennes peuvent être situés dans un cadre général, des réseaux dont l'alimentation est programmable. Nous avons donc effectué une étude détaillée et un développement des algorithmes de détection des signaux utiles basés sur des méthodes aveugles qui constituent une approche très efficace dans le domaine de détections par antennes intelligentes. Une analyse des performances de système d'antennes intelligentes, traduite en termes de taux de rejection, de gain du réseau (y compris l'interférence) a été effectuée pour plusieurs variantes des algorithmes aveugles étudiés.

Dans ce contexte plusieurs travaux ont été réalisés :

- Synthèse sur les différentes méthodes d'adaptation des réseaux d'antennes pour la résolution du problème de détection et annulation des interférences.
- Application des méthodes adaptatives aveugles, basées sur le principe de Godard, à des réseaux d'antennes traditionnellement utilisées en association avec des algorithmes déterministes pour la détection des signaux. Ces méthodes aveugles présentent une évolution des algorithmes déterministes pour s'adapter aux exigences des nouveaux systèmes.
- Implémentation de ces algorithmes dans un contexte multiutilisateurs où multi-cibles.
- Application de méthodes d'adaptation aveugles pour la résolution du problème de détection multi utilisateurs et l'annulation de l'interférence d'accès multiple pour un système MC-CDMA. Ce choix vient du fait que la tendance générale pour les systèmes mobiles de quatrième génération (4G) est l'adoption des techniques de transmissions multiporteuses à accès multiple par répartition en codes.

Pour répondre aux exigences des futurs systèmes mobiles, les techniques MC-CDMA (" Multi-Carrier CDMA "), reposant sur la combinaison des modulations à porteuses multiples de type OFDM et des techniques d'accès multiple par répartition des codes CDMA s'affirment de plus en plus comme des solutions à fort potentiel pour ces futures générations de réseaux cellulaires. Elles bénéficient des propriétés distinctes et complémentaires des deux techniques : l'efficacité spectrale et la robustesse des modulations à porteuses multiples, qui ne sont plus à démontrer, et

la souplesse dans le partage des ressources radio offerte par les techniques d'accès multiple par code.

Plan de la thèse

L'organisation de cette thèse se base sur quatre chapitres. Certains développements analytiques ont été placés en annexe afin de simplifier au maximum les idées exposées dans le corps du document.

Le premier chapitre, offre un panorama général sur la technologie des réseaux d'antennes intelligentes et une vision sur la manière dont ils influent les systèmes de télécommunications modernes. Dans ce cadre, nous présentons en premier lieu le principe général des antennes intelligentes et nous introduisons dans cette partie plusieurs termes utilisés par la suite. Nous donnons aussi un aperçu sur la théorie des réseaux d'antennes, et nous terminons ce chapitre par un aperçu sur les différents algorithmes utilisés pour le traitement d'antennes.

La compréhension du fonctionnement des antennes intelligentes et des phénomènes qu'elles tentent d'atténuer se fait par l'étude de l'environnement dans lequel elles se trouvent. Pour cette raison, le deuxième chapitre est consacré à l'étude approfondie de la propagation dans un canal radio mobile. Nous présentons, dans ce contexte un aperçu sur les mécanismes de propagation des ondes dans un canal radio-mobile, ainsi qu'une comparaison entre les principaux modèles existants du canal pour les antennes intelligentes. Des simulations des réponses impulsionnelles du canal sont réalisées dans ce chapitre.

Dans le chapitre trois, nous abordons le problème de détection aveugle par des antennes intelligentes. Nous étudions trois variantes des algorithmes de **Godard** connus sous le nom d'algorithme à module constant (Constant Modulus Algorithm), ces algorithmes sont appliqués à l'adaptation des antennes intelligentes. Une extension aux cas de détection de plusieurs cibles est réalisée pour les variantes les plus performantes.

En fin, dans le chapitre quatre, Nous développons l'application de la détection aveugle dans un système MC-CDMA, et nous proposons dans ce contexte un nouveau récepteur associant les antennes intelligentes à base d'algorithmes aveugles avec une détection linéaire aveugle pour une transmission multiporteuses à accès multiple par répartition en code.

Ce manuscrit se termine par une conclusion sur ce travail suivie de la présentation des perspectives.

Fondements des Antennes Intelligentes

Sommaire

1.1	Introduction	6
1.2	Nécessité des antennes intelligentes	6
1.3	Configuration des antennes intelligentes	7
1.3.1	Définition	7
1.3.2	Antenne classique ou sectorielle	8
1.3.3	Types d'antennes intelligentes	9
1.3.4	Avantages des antennes intelligentes	13
1.4	Théorie des réseaux d'antennes	15
1.4.1	Topologies de réseaux d'antennes	16
1.4.2	Modèle des signaux reçus	18
1.5	Modélisation des réseaux auto adaptatifs d'antennes	21
1.5.1	Principe de fonctionnement	21
1.5.2	Formulation mathématique du problème d'adaptation	23
1.6	Algorithmes d'adaptation	27
1.6.1	Méthodes non aveugles	27
1.6.2	Méthodes aveugles	29
1.7	Conclusion	31

1.1 Introduction

Beaucoup d'informations se rapportent aux systèmes d'antenne intelligente en tant qu'antenne intelligente, mais en réalité l'antenne seule ne peut pas être intelligente. Ce sont les possibilités de traitement numérique du signal, en association avec les antennes, qui font que le système soit intelligent. Bien qu'il puisse sembler que les systèmes d'antennes intelligentes sont une nouvelle technologie, les principes fondamentaux sur lesquels ils sont basés ne sont pas nouveaux. En fait, pendant les années 70 et les années 80 deux éditions spéciales des transactions d'IEEE sur les antennes et la propagation ont été consacrées aux réseaux d'antennes adaptatifs et aux techniques associées de traitement des signaux, [1], [2]. L'intérêt de l'utilisation des antennes adaptatives dans des systèmes de communication a attiré en premier lieu les militaires [3]. En particulier, ces techniques ont été employées pendant plusieurs années dans la guerre électronique comme contre-mesure à bloquer électronique. Dans les systèmes de radar militaires, des techniques semblables ont été déjà utilisées pendant la deuxième Guerre mondiale. Cependant, de nos jours et en raison d'avancement des technologies de réalisation de microprocesseurs puissants à faibles coûts, des circuits intégrés à application spécifique (ASICs : Application Specific Integrated Circuits) et des logiciels innovateurs de traitement du signal, fait que les systèmes d'antennes intelligentes deviennent graduellement disponibles dans le commerce. L'objectif de ce premier chapitre est la présentation générale des systèmes d'antennes intelligentes ainsi que tous les concepts liés à ce type de systèmes.

1.2 Nécessité des antennes intelligentes

Les systèmes de communication sans fil, par opposition aux systèmes câblés, lancent quelques défis uniques :

- Le spectre assigné étant limité a comme conséquence une limitation de la capacité du système.
- L'environnement de propagation radioélectrique et la mobilité des utilisateurs provoquent l'évanouissement du signal ainsi qu'un étalement temporel, et fréquentiel.
- La durée de vie limitée de la batterie de l'appareil mobile pose des contraintes de puissance.

En outre, les systèmes de communication sans fil cellulaire doivent faire face à l'interférence entre utilisateurs dus à la réutilisation de fréquence. Durant les vingt-cinq dernières années d'innombrables efforts de recherche étudiants des technologies efficaces pour atténuer de tels effets se sont développés à travers le monde [4, 5, 6], Parmi ces technologies, les techniques d'accès multiples, le codage de canal, l'égalisation et l'emploi des antennes intelligentes.

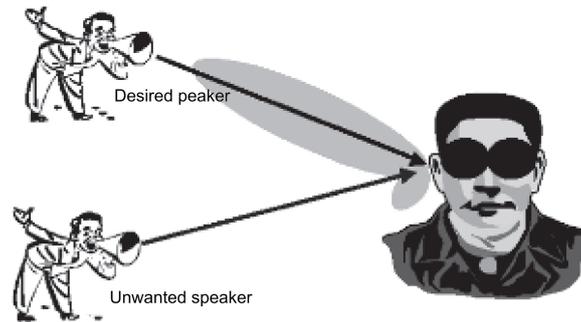


FIGURE 1.1 – Principe de la fonction auditive humaine

1.3 Configuration des antennes intelligentes

1.3.1 Définition

L'idée fondamentale sur laquelle les systèmes d'antennes intelligentes ont été développés est souvent présentée avec un exemple intuitif simple qui corrèle leur opération avec celle de l'appareil auditif humain. Une personne peut déterminer la direction de l'arrivée (DDA) d'un bruit en utilisant un processus à trois étapes :

- Chaque oreille agit comme un détecteur acoustique et reçoit le signal.
- En raison de la séparation entre les oreilles, chaque oreille reçoit le signal avec un temps de retard différent.
- Le cerveau humain, avec un processeur spécialisé, fait un grand nombre de calculs pour corrélérer l'information et calculer l'endroit du bruit reçu.

Pour bien assimiler le principe de fonctionnement des antennes intelligentes, imaginons deux personnes discutaient à l'intérieur d'une salle comme c'est illustré sur la figure 1.1. Le cerveau, calcule la direction de la personne qui parle en s'appuyant sur la différence du temps de retard reçu par les deux oreilles. Ensuite, le cerveau ajoute la force des signaux de chaque oreille afin de se concentrer sur le bruit de la direction calculée. Utilisant un processus semblable, le cerveau humain est capable de distinguer de multiples signaux qui ont des différentes directions d'arrivée. Les systèmes d'antennes intelligentes fonctionnent de la même manière utilisant deux antennes au lieu de deux oreilles, et un processeur de signaux numériques au lieu du cerveau comme illustré sur la figure 1.2.

Ainsi, basé sur les délais dus à l'empiètement du signal sur les éléments d'antennes, le processeur calcule la direction d'arrivée (DA) du signal d'intérêt (SI), et alors il ajuste les excitations (gains et phases des signaux), pour produire un diagramme de rayonnement qui se focalise sur le SI tout en rejetant les interférences ou signaux de non-intérêt (SNI) [7].

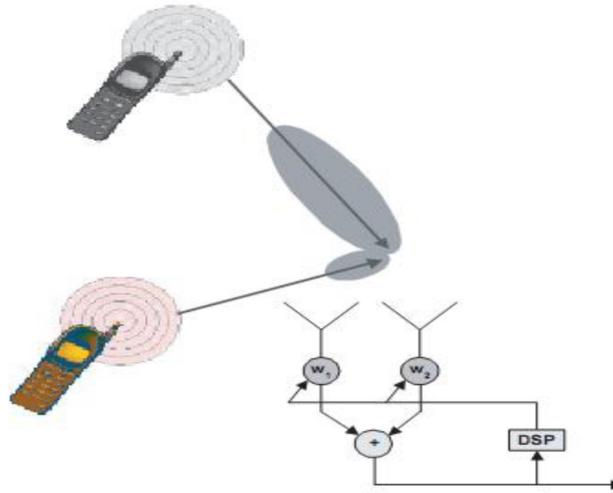


FIGURE 1.2 – Antenne Intelligente à deux éléments.

1.3.2 Antenne classique ou sectorielle

Dans les systèmes de télécommunications sans fil, les antennes utilisées en réception sont jusqu'à présent soit omnidirectionnelles (figure 1.3.a) soit sectorielles (figure 1.3.b). Ceci peut être considéré comme une "perte" de puissance car sa majeure partie sera rayonnée dans d'autres directions que vers l'utilisateur. En outre, la puissance rayonnée dans d'autres directions sera vue comme interférence par les autres utilisateurs.

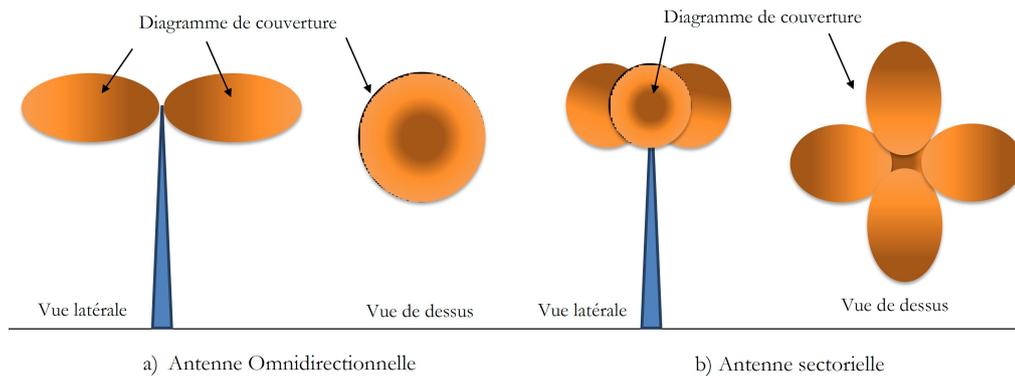


FIGURE 1.3 – Antennes classiques pour télécommunications sans fil.

L'idée des antennes intelligentes est d'employer des types d'antennes de station de base qui ne sont pas fixes, mais qui s'adaptent aux conditions radio mobiles courantes. Elles peuvent être considérées comme des antennes dirigeant un faisceau vers l'utilisateur qui communique seulement [8]. La différence entre le concept fixe

et adaptatif est illustrée par la figure 1.4 Les antennes intelligentes mèneront à une utilisation beaucoup plus efficace de la puissance et du spectre, augmentant la puissance reçue utile aussi bien que réduisant l'interférence.

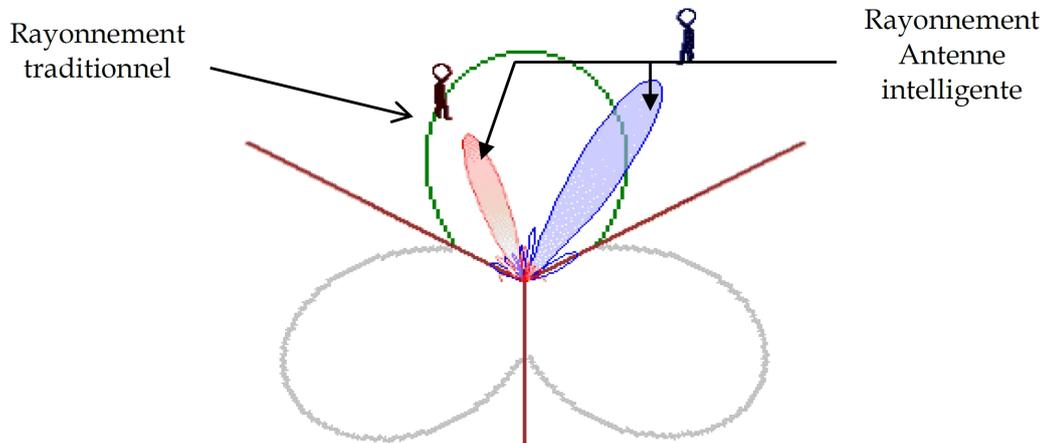


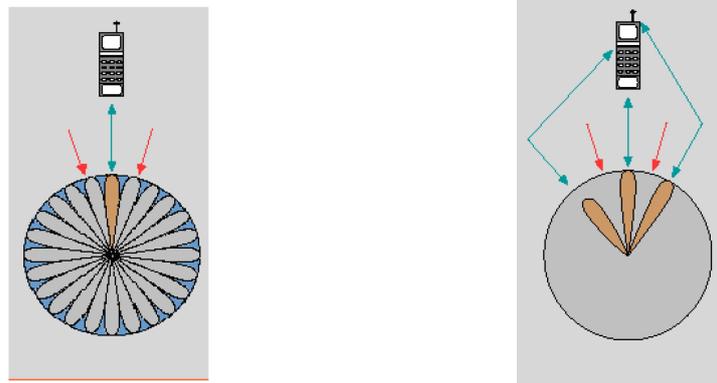
FIGURE 1.4 – Illustration de la différence entre un modèle de rayonnement traditionnel et un rayonnement d'antenne intelligente.

1.3.3 Types d'antennes intelligentes

Fondamentalement, il y a deux configurations importantes [9], pour mettre en application les antennes intelligentes qui changent dynamiquement leur modèle de rayonnement pour atténuer les interférences et détecter le signal d'intérêt. Ces deux types d'antennes intelligentes sont :

- Réseaux d'antennes à commutation de faisceaux.
- Réseaux auto adaptatifs d'antennes.

L'approche par commutation de faisceaux est plus simple comparée à l'approche entièrement adaptative. Elle fournit une augmentation considérable de la capacité du réseau comparée aux antennes omnidirectionnelles ou sectorielles. Dans cette approche, un réseau d'antenne produit des faisceaux de recouvrement qui couvrent les abords comme présentés sur la figure 1.5.a. Quand un signal entrant est détecté, le récepteur détermine le faisceau qui est le mieux aligné dans la direction du signal d'intérêt et ensuite se commute à ce faisceau pour communiquer avec l'utilisateur. Le système de réseaux auto-adaptatifs d'antennes est le plus 'intelligent' dans son approche. Ce système dépiste l'utilisateur sans interruption en orientant le faisceau principal vers l'utilisateur et en même temps annule le rayonnement dans les directions des interférences, comme il est représenté par la figure 1.5.b. Le signal reçu de chacun des éléments d'antennes distribués dans l'espace est multiplié par un poids. Les poids sont complexes et à amplitude et phase ajustables. Ces signaux sont combinés pour rapporter le rayonnement du réseau.



a) Formation de faisceau pour le système à commutation de faisceaux b) Formation de faisceaux pour le système à réseaux auto adaptatifs d'antennes

FIGURE 1.5 – Formation de faisceaux pour différents systèmes.

1.3.3.1 Antennes à commutation de faisceaux

Les systèmes à commutation de faisceaux utilisent un réseau d'antennes qui rayonne plusieurs faisceaux fixes couvrant un secteur angulaire défini. Ce secteur est subdivisé en plusieurs faisceaux étroits. Chaque faisceau peut être traité comme un secteur individuel servant un utilisateur individuel ou un groupe d'utilisateurs. Si l'on considère une sectorisation classique, comme elle est représentée par la figure 1.6, où la zone est divisée en trois secteurs angulaires de 120° , l'application du système à commutation de faisceaux peut couvrir la zone avec six faisceaux étroits pour chaque secteur. Cette division en faisceaux étroits va augmenter la possibilité de réutilisation d'un canal en réduisant l'interférence potentielle [10].

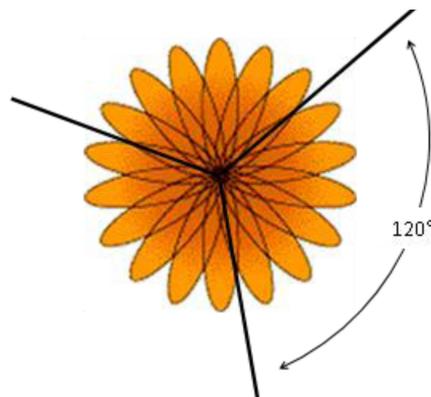


FIGURE 1.6 – Modèle de couverture par une antenne à commutation de faisceaux.

Un système typique à commutation de faisceaux est représenté par la figure 1.7, il se compose :

- d'un réseau d'antennes, .
- d'un réseau de déphaseurs qui forme les faisceaux dans différentes directions de

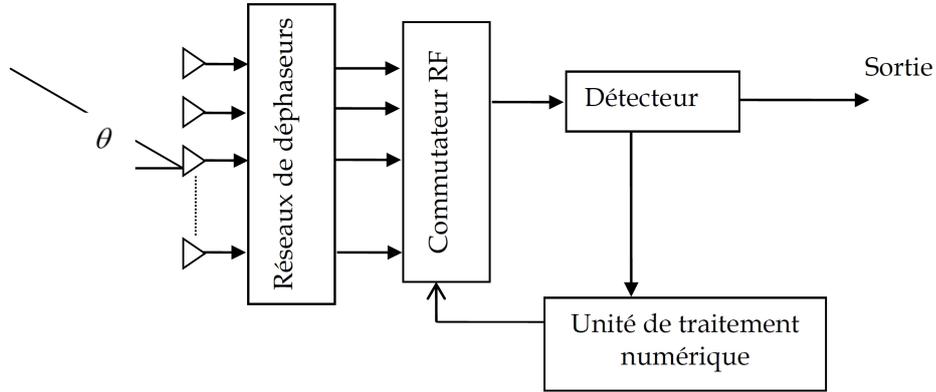


FIGURE 1.7 – Schéma fonctionnel des systèmes à commutations de faisceau.

la zone à couvrir. Différentes approches, peuvent, être employées pour fournir ces faisceaux fixes, on peut citer à titre d'exemples [11] :

- Réseaux de matrice de *BUTLER*.
- Réseaux de *BLASS*.
- d'un commutateur RF, qui enclenche le bon faisceau dans la direction du signal désiré,
- d'unité de traitement numérique (logic control), qui choisit le bon faisceau, cette unité est commandée par un algorithme qui balaye tous les faisceaux et choisit celui recevant le signal le plus fort basé sur une mesure faite par le détecteur.

Cependant, même si ces systèmes sont à fonctions simples, ils restent non appropriés aux secteurs de grandes interférences. Par exemple dans le cas de propagation par trajets multiples, il y a des chances que le système commute dans la direction du signal indirect plutôt que dans la direction du signal directe. Malgré tous ces inconvénients, l'approche à commutation de faisceau est moins compliquée (comparée aux systèmes complètement adaptatifs) et fournit une augmentation significative de gamme, de capacité, et un rejet considérable d'interférences quand l'utilisateur désiré est au centre du faisceau. En outre, elle est moins coûteuse et peut être facilement mise en application dans des systèmes plus classiques.

1.3.3.2 Antenne adaptative

Des définitions précédentes, il est tout à fait évident que les améliorations apportées par les réseaux à commutation de faisceau sont très limitées comparées aux systèmes conventionnels d'antennes dans les communications sans fil. Cependant, de plus grandes améliorations d'exécution peuvent être réalisées en mettant en application des techniques avancées de traitement des signaux pour traiter l'information obtenue par le réseau d'antennes. A la différence des systèmes à commutation de faisceau, les systèmes à réseaux auto adaptatifs d'antennes sont vraiment intelli-

Chapitre 1. Fondements des Antennes Intelligentes

gents parce qu'ils peuvent réagir dynamiquement aux évolutions de l'environnement [12]. Ils ont une multitude de modèles de rayonnement comparés aux modèles fixes dans les systèmes à commutation de faisceau. Ces systèmes adaptatifs utilisent le traitement des signaux pour diriger le lobe principal vers l'utilisateur désiré tout en annulant le rayonnement dans les directions des interférences. Ceci est illustré dans un diagramme simple représenté ci-dessous par la figure 1.8.

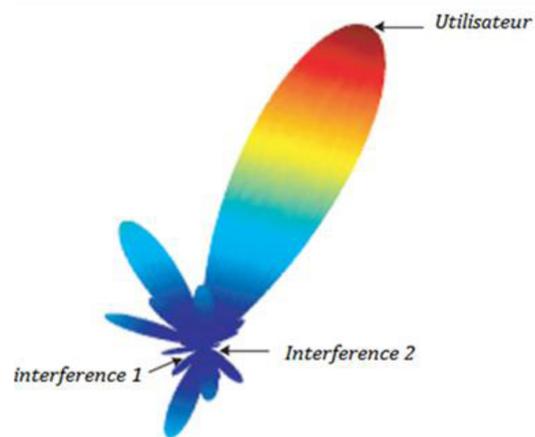


FIGURE 1.8 – Diagramme de rayonnement d'un réseau auto adaptatif d'antennes.

Les performances du concept adaptatif sont nettement supérieures à celles des antennes à commutation de faisceau et des antennes sectorielles, comme on peut le voir sur la figure 1.9.

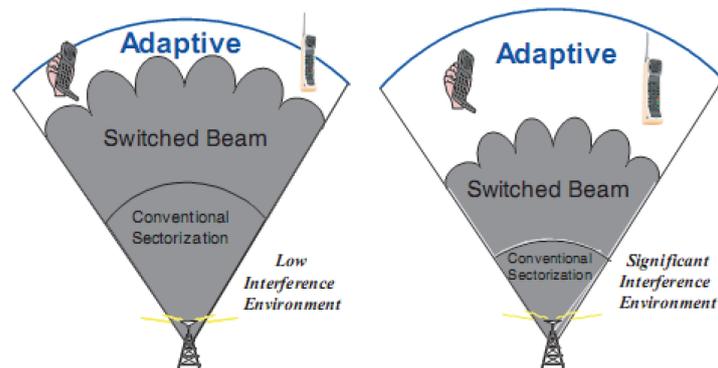


FIGURE 1.9 – Performances des trois types de systèmes .

1.3.4 Avantages des antennes intelligentes

La caractéristique principale des antennes intelligentes est le pouvoir d'élimination des interférences pour les applications radio-mobiles ce qui donne un meilleur rapport signal sur bruit, donc, une augmentation de la capacité en nombre d'utilisateurs.

1.3.4.1 Augmentation de la capacité

Les prochaines générations des systèmes des communications sans fil devront supporter un trafic de plus en plus important ainsi qu'une multitude de services de haute qualité (voix, données numériques ...). Supporter des services à haute qualité sur des canaux dont le spectre est limité, implique qu'une augmentation de la capacité par rapport aux systèmes actuels est nécessaire [13]. Pour atteindre ces objectifs plusieurs techniques sont envisageables. Les techniques d'accès multiples, les modulations à un grand nombre d'états et le découpage en cellule (cell splitting) sont les techniques les plus utilisées. Une autre solution envisagée est de mettre en œuvre des antennes intelligentes. Plusieurs approches sont également envisagées. La première est le RTM (Réduction de Taille Du Motif ou RCS, Reduced Cluster Size) [14] qui consiste à diminuer le nombre de cellules par motif. Cette réduction est rendue possible grâce à l'annulation des interférences co-canal. La seconde méthode est l'AMRS (Accès Multiple par Répartition Spatiale ou SDMA Spatial Division Multiple Access). Le principe est de permettre à plusieurs utilisateurs d'exploiter le même canal temps-fréquence ou code à l'intérieur de la même cellule. La séparation des sources est réalisée par filtrage spatial.

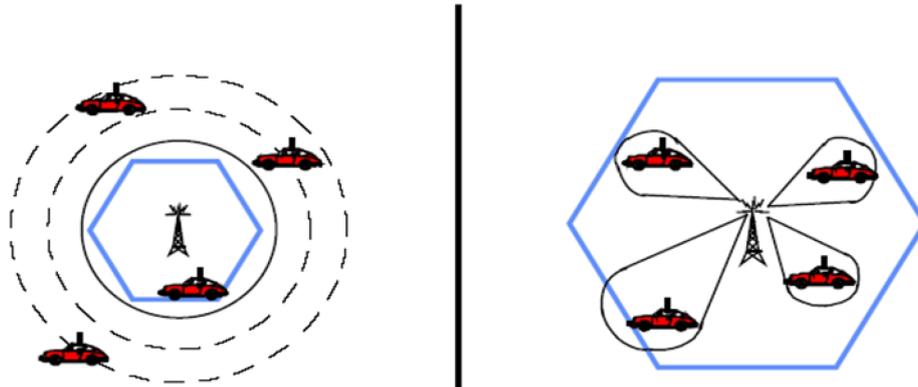


FIGURE 1.10 – Augmentation de la capacité .

1.3.4.2 Réduction de la taille du motif (RTM)

Dans le but de recevoir un plus grand nombre d'utilisateurs, une utilisation efficace du spectre de fréquences est essentielle. Les systèmes cellulaires exploitent le

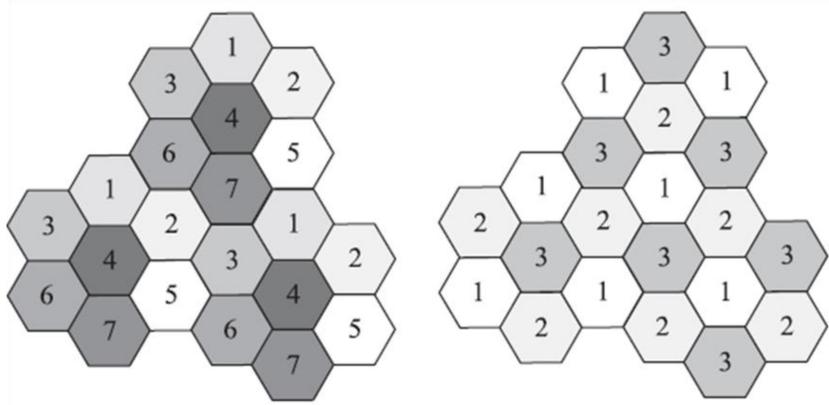


FIGURE 1.11 – Illustration de la réduction de distance de réutilisation des fréquences porteuses, a) cellule traditionnelle. b) Cellule à antennes adaptatives.

fait qu'une onde, qui se propage, s'atténue en fonction de la distance. Ainsi, à une station de base (BTS) est associée une zone de couverture, appelée cellule, dont la géométrie dépend de la puissance d'émission des mobiles, des gains des antennes d'émission et de réception et des conditions de propagation. Les cellules utilisant les mêmes fréquences sont appelées co-cellules. Celles-ci doivent être suffisamment éloignées les unes des autres jusqu'à ce que le niveau d'interférence co-canal dans chacune d'elles soit suffisamment bas pour ne pas dégrader la qualité des communications. Pour couvrir entièrement une zone donnée, on découpe celle-ci en motifs que l'on juxtapose. On appelle " motif " le plus petit groupe de cellules contenant l'ensemble des canaux une et une seule fois, (Figure 1.11). L'organisation des cellules au sein du motif est telle qu'elle minimise l'interférence co-canal, chacune étant associée à un sous-ensemble de fréquences. La capacité du système se rapporte à la quantité de trafic qu'un système donné peut manipuler. La capacité du système peut être améliorée en utilisant les antennes intelligentes, suivant deux approches. La première approche permet la réduction de motif. La totalité des ressources fréquentielles seront utilisées dans un motif plus petit ce qui implique une augmentation de la capacité du système (augmentation de nombre d'utilisateurs). Dans la deuxième approche, une antenne adaptative de station de base peut être employée pour créer les canaux additionnels dans la cellule, par le filtrage spatial. En orientant des faisceaux étroits vers des mobiles, les mobiles dans la cellule peuvent partager le même canal, à condition qu'ils soient suffisamment éloignés (en position angulaire) l'un de l'autre. Cette technique s'appelle Division Spatiale à Accès Multiple (SDMA) [15].

1.3.4.3 Accès Multiple par Répartition Spatiale

La SDMA est une technique suscitant un intérêt croissant depuis quelques années. Elle repose sur le partage de l'espace en plusieurs régions (par techniques de traitement de l'antenne) permettant d'obtenir un partage spatial du spectre. Cette

technique découle directement du concept d'antenne intelligente. Elle peut être utilisée avec toutes les méthodes d'accès conventionnelles (FDMA, TDMA et CDMA). Les modifications nécessaires sont limitées aux stations de base et ne concernent pas les mobiles, ce qui permet l'introduction de SDMA dans les systèmes existants. La technique SDMA peut être considérée comme une technique de filtrage spécial obtenue en utilisant, au niveau de la station de base, une antenne adaptative. Une structure identique est adoptée à l'émission. Ce système est composé par une antenne réseau et par une DSP (digital Signal Processor) dont le rôle est de traiter en temps réel les signaux reçus et ceux à émettre au niveau des antennes. Les N signaux obtenus au niveau de N antennes du réseau sont envoyés à la DSP. En contexte radio- mobile, les diagrammes des antennes doivent être adaptés afin que le faisceau pointant vers un mobile puisse suivre ses mouvements. Cette technique porte le nom de SDMA adaptatif (A-SDMA pour adaptative-SDMA)[15], [16]. Cette approche comporte les principaux avantages suivants :

- Réutilisation des porteuses et donc de la bande de fréquences dynamiquement et de façon adaptative à l'intérieur de la zone de couverture (plusieurs utilisateurs peuvent donc être desservis par la même bande de fréquences),
- Les faisceaux étant dirigés vers les utilisateurs, la propagation par multi trajets est considérablement réduite et l'interférence entre canaux est également réduite,
- la consommation d'énergie est réduite si elle est concentrée vers l'utilisateur, avec une pollution électromagnétique réduite,
- La confidentialité des communications est augmentée par la directivité des faisceaux.

1.4 Théorie des réseaux d'antennes

Une antenne réseau est un système constitué d'antennes élémentaires, réparties dans l'espace, dont les sorties sont pondérées en amplitude et/ou en phase avant d'être sommées entre elles. Un dispositif d'alimentation permet de commander les amplitudes et/ou les phases relatives de ces sources. L'intérêt de l'utilisation des réseaux d'antennes plutôt que d'une seule source réside dans le fait que l'élément isolé a un rayonnement figé dans l'espace (sauf si on le fait tourner mécaniquement). En disposant de plusieurs sources rayonnantes dans l'espace, et en pondérant chacun de ces éléments, on peut jouer sur les retards entre les signaux émis par les différentes antennes pour obtenir une répartition spatiale de la puissance rayonnée variable avec la loi de pondération de l'alimentation [17]. Grâce à cette commande des sources en amplitude et (ou) phase, les antennes réseaux peuvent produire des diagrammes de rayonnement ayant une forme voulue dans les directions désirées. Il sera notamment possible de les conformer localement, par exemple par la création de plusieurs lobes simultanément ou par la création d'un lobe dans la direction du signal incident et un zéro dans la direction d'une interférence (antennes adaptatives) ou globalement en modelant leur enveloppe (antennes à faisceaux conformés, Switched Beam). La

détermination de ces coefficients (amplitude et (ou) phase) nécessite l'utilisation d'un outil numérique de contrôle et de traitement [18]. Les signaux incidents sur le réseau sont de natures diverses. Nous distinguerons trois types de sources :

- La source utile $S_0(t)$ que l'on souhaite isoler
- Les interférents $S_i(t), i = 1 \dots k$, qui peuvent être directifs et posséder une signature spatiale ou être diffus. Les interférents dans notre étude seront les autres utilisateurs du réseau et/ou les trajets multiples de la source d'intérêt,
- Le bruit additif (thermique et environnant) $n(t)$, qui ne présente pas de directions d'incidence particulière.

Nous considérons, dans ce qui suit, disposer d'un ensemble de m capteurs plongés dans un champ électromagnétique et recevant des ondes progressives provenant de différentes sources réparties dans l'espace. Ce type de dispositif se rencontre dans les domaines sonar, radar ou communications et sert au traitement spatial de signaux dans le but, par exemple, de détecter et de localiser dans l'espace les sources émettrices, d'améliorer la réception et l'estimation des signaux provenant d'une direction donnée. Notons que le système peut être passif (antennes en réception, sonar...) ou actif comme dans le cas du radar où l'antenne émet des signaux et récupère les échos provenant des cibles présentes dans le champ de vue du radar. Dans cette partie, nous cherchons en premier temps à développer un modèle des signaux reçus pour que dans un deuxième temps, l'appliquer sur une topologie définie de réseau d'antennes [18].

1.4.1 Topologies de réseaux d'antennes

1.4.1.1 Réseau unidimensionnel

Le réseau unidimensionnel est le plus utilisé, d'une part pour ses possibilités extrêmement intéressantes et d'autre part, du fait que son étude est relativement accessible par les calculs et la simulation. Il existe, pour cette topologie, deux types de réseaux [19] :

- Réseau rectiligne non uniforme, dans cette topologie la répartition des éléments sur l'axe n'est pas uniforme mais choisie suivant l'application. (figure 1.12).
- Réseau rectiligne et uniforme, caractérisé par un espacement, fixe entre éléments adjacents (figure 1.13).

Nous porterons dans la suite de notre étude une attention toute particulière aux réseaux linéaires uniformes. Soit donc, un réseau dont tous les éléments sont, par exemple, sur l'axe (O, z) . Dans ce cas, nous avons [20] :

$$a_k = e^{i \frac{2\pi}{\lambda} Z_k \sin \theta} \quad (1.1)$$

L'observation que nous pouvons faire est qu'un réseau linéaire ne permet pas de localiser la source dans l'espace puisque le vecteur directionnel est invariant sur le cône d'axe (O, z) et de demi-angle θ ; seul ce dernier angle est repérable. Par contre, dans le plan réseau source la localisation est plus pertinente, d'où l'utilité

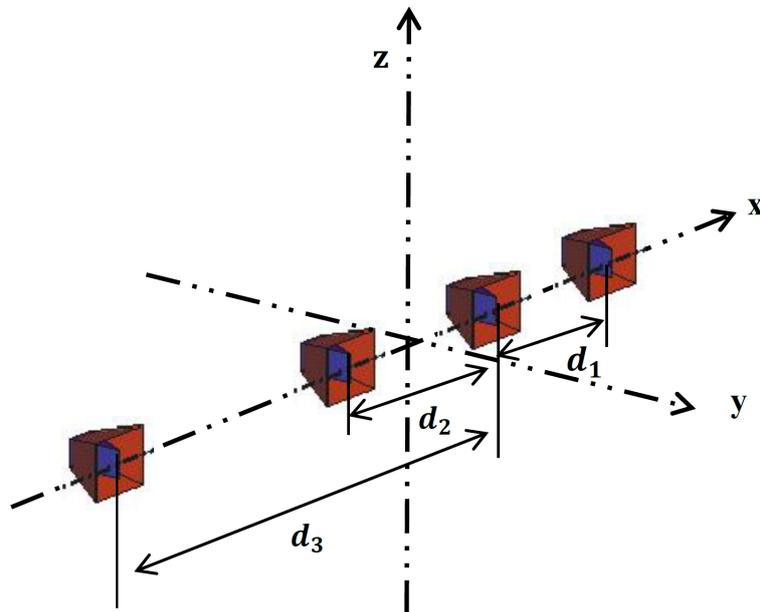


FIGURE 1.12 – Configuration d'un réseau linéaire non uniforme.

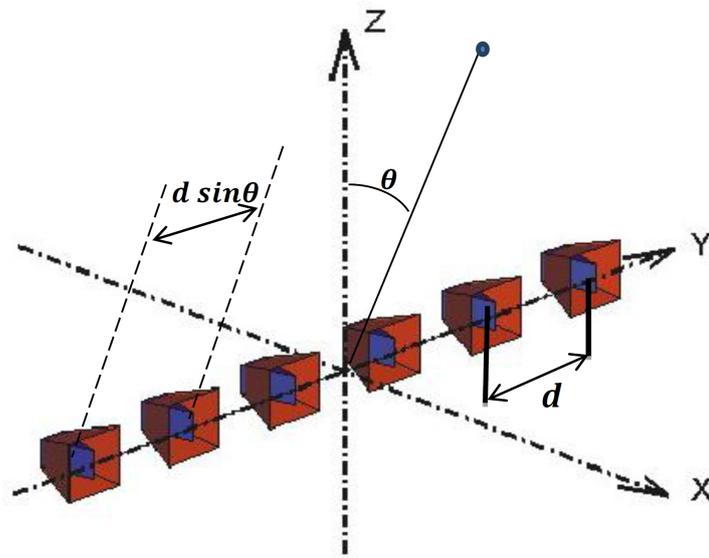


FIGURE 1.13 – Configuration d'un réseau linéaire uniforme.

des réseaux bidimensionnels, qu'on verra après. Pour le réseau rectiligne uniforme (figure 1.13), le vecteur directionnel est donné par [20] :

$$a(\theta) = \begin{bmatrix} 1 \\ e^{i\omega_s} \\ \vdots \\ e^{i(m-1)\omega_s} \end{bmatrix} \quad (1.2)$$

$$\omega_s = \omega_c \frac{d \sin \theta}{c} = 2\pi \frac{d}{\lambda} \sin \theta = 2\pi f_s \quad (1.3)$$

Par analogie avec le domaine temporel, on appelle f_s la fréquence spatiale. De plus, la fonction $\omega_s \mapsto a(\theta)$ est univoque si et seulement si [20] : $|\omega_s| \leq \pi \Rightarrow d \leq \frac{\lambda}{2}$. d peut être vu comme la période d'échantillonnage spatiale et la condition $d \leq \frac{\lambda}{2}$ correspondent au théorème de Shannon spatial. Notons que la forme de $a(\theta)$ dans (1.2) est très proche du modèle (temporel) exponentiel complexe ; par conséquent, de nombreuses techniques d'analyse spectrale pourront s'appliquer à la localisation ou à la détection de sources au moyen d'un réseau linéaire uniforme.

1.4.1.2 Réseau bidimensionnel

Dans cette topologie, les éléments sont répartis sur un plan. Les deux architectures les plus utilisées dans cette topologie sont [21] :

- Le réseau plan représenté par la figure 1.14 : où les éléments sont disposés aux sommets d'une grille rectangulaire. Un tel réseau peut être considéré comme un réseau linéaire de réseaux linéaires. Toutes les propriétés établies pour un réseau rectiligne peuvent être facilement extrapolées à ce type de réseaux plan.
- Le réseau circulaire représenté par la figure 1.15 : où les m éléments sont placés dans le plan $(0, x, y)$ et uniformément répartis sur un cercle de rayon r .

Alors, le k ème élément du vecteur directionnel s'écrit [20] :

$$\begin{aligned} a(\theta) &= e^{i\frac{2\pi}{\lambda} \cos \theta [\cos \theta \cos k\gamma + \sin \theta \sin k\gamma]} \\ &= e^{i\frac{2\pi}{\lambda} \cos \theta \cos(\phi - k\gamma)} \end{aligned} \quad (1.4)$$

1.4.2 Modèle des signaux reçus

Le modèle bande étroite que nous utiliserons donc dans la suite de nos travaux est le suivant :

$$y(t) = a(\theta)s(t) + b(t) \quad (1.5)$$

où $a(\theta)$ dépend d'un ou de plusieurs angles selon la géométrie du réseau ; θ est donc soit un scalaire θ soit un vecteur, $\theta = [\theta \quad \phi]^T$.

$s(t)$ est l'enveloppe complexe du signal émis par la source (incluant la fonction de transfert des capteurs en ω_c , i.e. $H(\omega_c)$) et $b(t)$ désigne le bruit additif. Si on

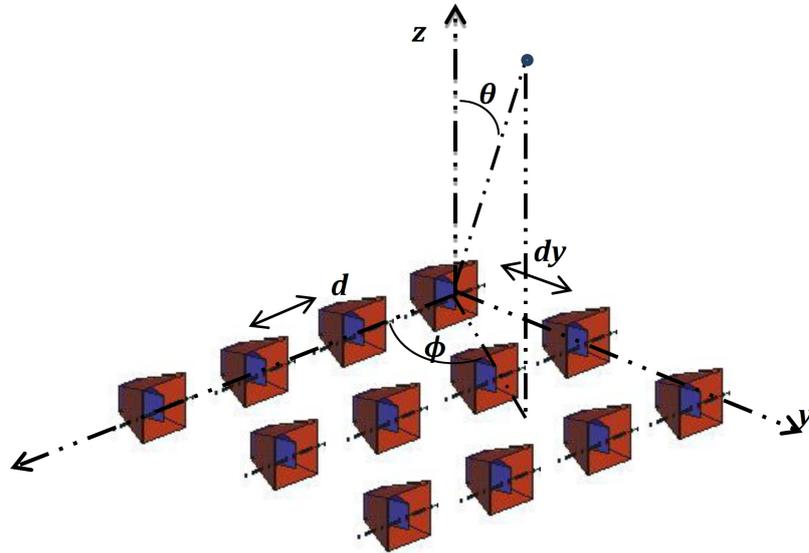


FIGURE 1.14 – Configuration d'un réseau plan.

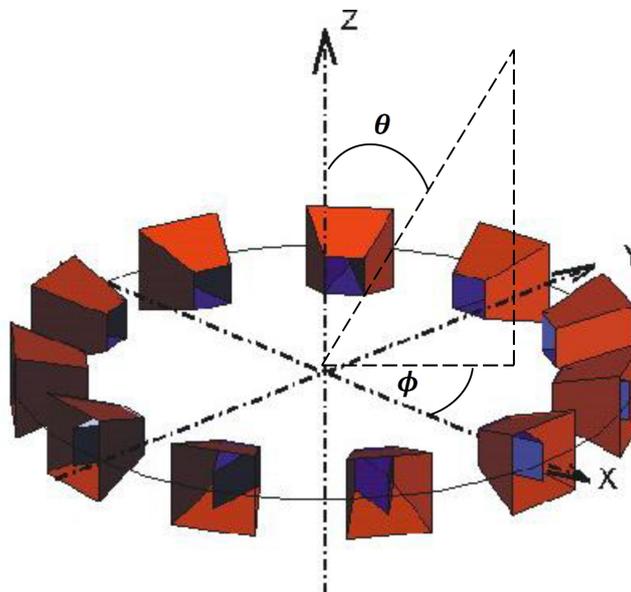


FIGURE 1.15 – Configuration d'un réseau circulaire uniforme.

Chapitre 1. Fondements des Antennes Intelligentes

suppose les capteurs linéaires, par le principe de superposition, la sortie du réseau en présence de sources de directions respectives $\theta_1, \theta_2, \dots, \theta_p$ s'écrira [22] :

$$y(t) = \sum_{k=1}^p a(\theta_k) s_k(t) + b(t) \quad (1.6)$$

soit, en notation matricielle

$$y(t) = \mathbf{A}(\theta) \mathbf{s}_k(\mathbf{t}) + b(t) \quad (1.7)$$

avec

$$\theta = [\theta_1^T, \theta_2^T, \dots, \theta_p^T], \quad (1.8)$$

$$\mathbf{s}(\mathbf{t}) = [s_1(t), s_2(t), \dots, s_p(t)], \quad (1.9)$$

$$\mathbf{b}(\mathbf{t}) = [b_1(t), b_2(t), \dots, b_p(t)], \quad (1.10)$$

La matrice \mathbf{A} , de dimension $(m \times p)$, contient la réponse en phase due uniquement à la géométrie du réseau des capteurs, pour chacune des sources. Chacun des éléments de \mathbf{A} est par conséquent un complexe dont le module est égal à l'unité et dont l'argument est le retard de phase lié au temps de propagation $\tau(\theta_m)$. La description mathématique de cette matrice est donc la suivante :

$$\mathbf{A}(\theta) = [a(\theta_1), a(\theta_1), \dots, a(\theta_p)] \quad (1.11)$$

où $a(\theta)$ est définie par (1.2).

On définit la matrice de covariance comme :

$$R = E[y(t)y^H(t)] \quad (1.12)$$

Ainsi, pour le modèle (1.12), on obtient, en supposant que les sources soient décorréelées :

$$\begin{aligned} R &= \sum_{k=1}^p P_k a(\theta_k) a^H(\theta_k) s(t) + \sigma^2 I \\ &= A(\theta) S A^H(\theta) + \sigma^2 I. \end{aligned} \quad (1.13)$$

avec :

$$P_k = E[|s_k(t)|^2] \quad \text{et} \quad S = \text{diag}(P_1, P_2, \dots, P_p)$$

On a également admis que le bruit additif était blanc spatialement, non corrélé d'un capteur à l'autre. L'élément (k, l) de la matrice $R(k, l)$ mesure la corrélation spatiale entre les signaux reçus sur les capteurs k et l , c'est-à-dire la corrélation du front d'onde en deux points de l'espace. Pour un réseau linéaire uniforme et une source provenant d'une direction θ on a :

$$R(k, l) = e^{i2\pi \frac{d}{\lambda} \sin \theta} \quad (1.14)$$

Cette matrice de covariance est très importante, car la plupart des méthodes (sinon toutes) de filtrage spatial ou de localisation sont fondées sur celle-ci.

Remarque

Le développement du modèle des signaux reçus est donné en détail sur l'annexe A.

1.4.2.1 Remarques sur le modèle des signaux

Il est bien évident que le modèle présenté précédemment est grandement simplifié et que, dans la réalité, de nombreux facteurs viennent le perturber. Nous donnons ici une liste de facteurs permettant de cerner les limitations, du modèle introduit.

- Nous avons supposé que le milieu de propagation est homogène. Si cette hypothèse n'est plus vérifiée, on observe une perte de cohérence du front d'onde. Ceci se traduit par des variations d'amplitude et de phase le long de la traversée du réseau. En première approximation, on peut modéliser un tel phénomène par :

$$y_k(t) = \alpha_k(t)e^{i\psi_k(t)}a_k(\theta)s(t) + b(t) \quad (1.15)$$

où les variations d'amplitude $\alpha_k(t)$ de phase $\psi_k(t)$ sont aléatoires.

- Dans la suite, nous utiliserons l'hypothèse que le bruit additif est blanc spatialement et temporellement, c'est-à-dire que :

$$E[b(t)b^H(t)] = \sigma^2 I(t, s)$$

Cette supposition peut ne pas être valide. En particulier, une corrélation spatiale peut être présente, c'est-à-dire que :

$$E[b(t)b^H(t)] = Q\delta(t, s)$$

Lorsque \mathbf{Q} est connu, nous pouvons revenir au modèle de bruit blanc par "*blanchiment*" des données, en considérant $Z(t) = Q^{-1/2}y(t)$. Par contre, quand \mathbf{Q} est inconnue, le problème s'avère plus compliqué.

1.5 Modélisation des réseaux auto adaptatifs d'antennes

La technologie des antennes intelligentes est basée sur l'utilisation de réseaux auto-adaptatifs d'antennes à rayonnement contrôlé par ajustage des amplitudes et des phases relatives aux différents éléments du réseau d'antennes. Pour cela, le principe de fonctionnement des réseaux auto-adaptatifs d'antennes est exposé dans le paragraphe suivant.

1.5.1 Principe de fonctionnement

Le diagramme de fonctionnement du réseau d'antennes auto-adaptatives, de la figure 1.16, présente l'organe principal du système à antennes intelligentes. Le processus basé, sur cette technique, consiste à contrôler la loi d'alimentation complexe w qui permet simultanément de minimiser la puissance globale des bruits reçus avec une modification totale ou partielle de la directivité du réseau dans le temps et dans l'espace [23, 24].

Sachant que la réponse du réseau est donnée par :

$$Y = \sum_{i=1}^N \omega_i x_i \quad (1.16)$$

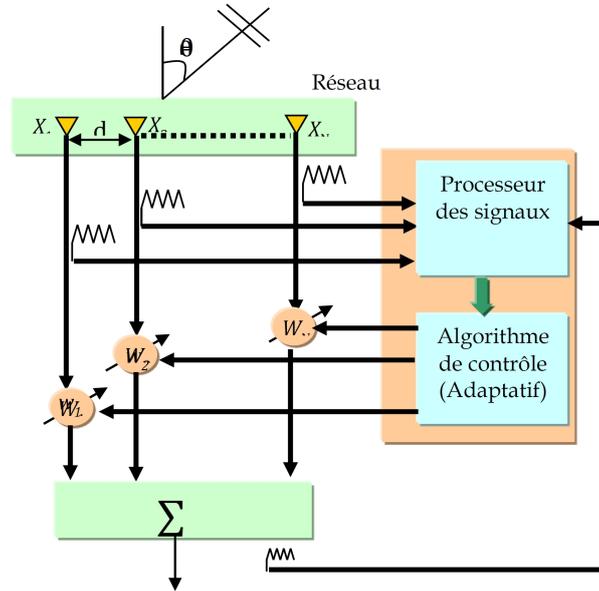


FIGURE 1.16 – Principe de fonctionnement d'un réseau auto-adaptatif d'antennes.

avec :

$$\omega_i = A_i e^{j\phi} \quad (1.17)$$

Toute modification de poids de pondération entraîne une nouvelle configuration du gain relatif au réseau dans l'espace. A l'aide de la technique d'adaptation schématisée par la figure 1.16 devient alors possible d'adapter les signaux de l'acquisition effectuée par le réseau pour qu'elle puisse mieux s'accommoder aux spécificités de l'environnement. En effet, dès que le système n'arrive plus à exploiter le signal acquis, à cause de nouvelles interférences, alors l'algorithme d'adaptation fonctionnant en temps réel, ajustera les pondérations ω_i de façon à permettre au système d'améliorer ses performances (détection du signal utile en bonnes conditions). La figure 1.17, illustre le principe de rejection d'interférence par adaptation du diagramme de rayonnement.

La rejection obtenue est fonction des paramètres suivants [25] :

- La géométrie du réseau d'antennes.
- La séparation angulaire entre interférence et signal utile.
- Les caractéristiques des interférences.
- La précision de la réalisation de la pondération.

Le problème de rejection d'interférences posé ici, ou autrement dit le problème de détection d'une liaison de communication, revient à déterminer (par calcul itératif) le vecteur de pondération \mathbf{W} qui permet d'atteindre les objectifs suivants :

- maximisation du rapport signal sur bruit plus interférence (RSBI),
- minimisation de l'erreur quadratique moyenne (MSE),
- maximisation du gain du réseau,

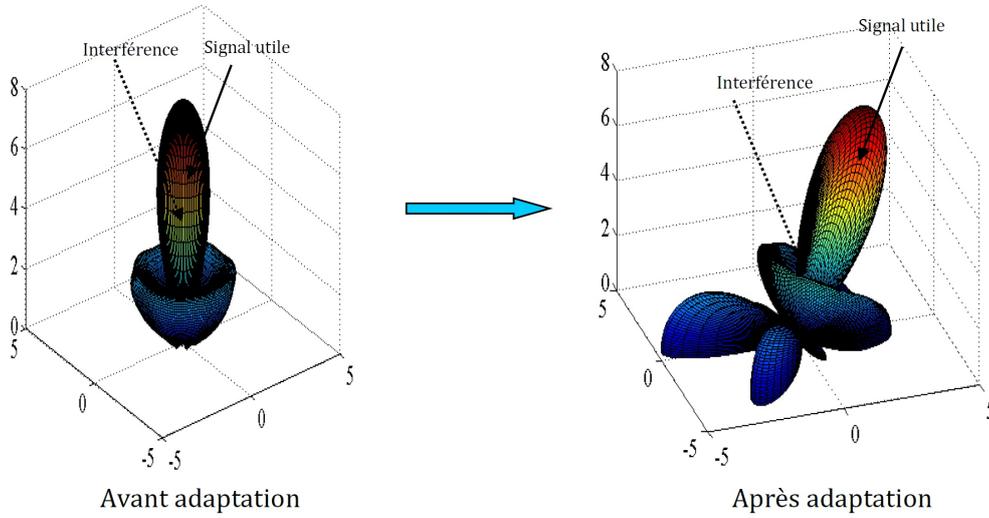


FIGURE 1.17 – Comportement d'un réseau adaptatif d'antennes en présence d'une interférence.

- minimisation des distorsions du signal utile.

1.5.2 Formulation mathématique du problème d'adaptation

En reprenant les hypothèses énoncées dans le premier chapitre, et en introduisant les notations couramment utilisées dans le domaine des antennes adaptatives, nous allons développer dans ce qui suit le formalisme mathématique adopté pour le traitement du problème d'adaptation des réseaux d'antennes.

1.5.2.1 Description du signal de réseaux adaptatifs

Dans la plupart des applications considérées ici, les signaux utilisés sont caractérisés par une fréquence porteuse modulée et se mettent sous la forme [26] :

$$s(t) = m(t) \cos(\omega_p t + \phi) \quad (1.18)$$

Dans ce cas, $m(t)$ constitue l'enveloppe du signal modulé et contient toutes les informations. De façon à ne pas faire apparaître la fréquence porteuse commune, on utilise couramment, en traitement du signal, la notion d'enveloppe complexe $\tilde{s}(t)$ du signal $s(t)$. L'enveloppe complexe est définie par l'équation [26] :

$$\tilde{s}(t) = \Re\{s(t)e^{j\omega_p t}\} \quad (1.19)$$

Généralement dans le traitement d'antennes, on utilise directement les quantités complexes pour avoir des notations plus légères. Nous considérons donc dans ce qui suit, que chaque signal est représenté par son enveloppe complexe. Par ailleurs,

comme noté précédemment, on suppose que les signaux complexes considérés sont des processus stochastiques du second ordre, c'est-à-dire que pour $s(t)$, fonction aléatoire du temps :

$$\begin{aligned} E[s(t)] &= 0 \\ E[s^*(t_1)s(t_2)] &= E[s^*(t)s(t + \tau)] \quad \forall t_1, t_2 \end{aligned}$$

avec $\tau = t_2 - t_1$, la fonction d'auto-corrélation est stationnaire.

1.5.2.2 Formalisme adopté

Si l'on reprend la figure 1.16 de la réception, et pour des signaux réels, $y(t)$ est une combinaison linéaire des différents signaux, nous avons :

$$y(t) = \sum_{i=1}^N \omega_i x_i(t) \quad (1.20)$$

Cependant, si nous utilisons des enveloppes complexes des signaux et en confondant les notations, nous avons :

$$y(t) = \sum_{i=1}^N \omega_i^* x_i(t) \quad (1.21)$$

Dans l'espace vectoriel des signaux complexes, la fonction, qui associe le signal $y(t)$, est une fonction multilinéaire. C'est pourquoi l'emploi des notations vectorielles et des concepts propres aux espaces vectoriels est particulièrement bien adapté au problème de l'antenne adaptative.

Ainsi, nous pouvons définir un vecteur signal reçu $x(t)$ et un vecteur poids w tel que :

$$x(t) = \begin{bmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \\ \vdots \\ x_i(t) \end{bmatrix} \quad (1.22)$$

$$w = \begin{bmatrix} w_1 \\ w_2 \\ \vdots \\ w_i \end{bmatrix} \quad (1.23)$$

La relation 1.21 s'écrit alors :

$$y(t) = \omega^H x(t) \quad (1.24)$$

Pour l'antenne adaptative, nous utiliserons souvent la matrice d'autocorrélation du signal reçu, qui s'écrit [2] :

$$R_{xx} = E[x^* x^t] = \begin{bmatrix} E[x_1^*(t)x_1(t)] & \dots & E[x_1^*(t)x_N(t)] \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ E[x_N^*(t)x_1(t)] & & E[x_N^*(t)x_N(t)] \end{bmatrix} \quad (1.25)$$

1.5.2.3 Décomposition du signal reçu

Dans le cas général, nous pouvons décomposer le signal présent sur le canal i en trois composantes :

$$x_i(t) = s_i(t) + b_i(t) + n_i(t) \quad (1.26)$$

Où :

$s_i(t)$ représente le signal utile reçu dans la direction utile déterminée par le couple angulaire (θ_i, ϕ_s) ,

$b_i(t)$ représente les signaux parasites éventuels (brouilleurs, propagation multi trajets), reçus dans des directions (θ_k, ϕ_k) :

$$b_i(t) = \sum_k b_i^k(t) \quad (1.27)$$

$n_i(t)$ représente le bruit propre dans le i ème canal (bruit dû aux équipements, ...).

Le vecteur signal $X(t)$ peut donc s'écrire :

$$X(t) = S(t) + \sum_k B_k(t) + N(t) \quad (1.28)$$

où :

$$S(t) = \begin{bmatrix} s_1(t) \\ s_2(t) \\ \vdots \\ s_N(t) \end{bmatrix} \quad (1.29)$$

$$B_k(t) = \begin{bmatrix} b_1^k(t) \\ b_2^k(t) \\ \vdots \\ b_N^k(t) \end{bmatrix} \quad (1.30)$$

$$N(t) = \begin{bmatrix} n_1(t) \\ n_2(t) \\ \vdots \\ n_N(t) \end{bmatrix} \quad (1.31)$$

Nous pouvons par ailleurs formuler plus précisément les signaux $s_i(t)$. Dans le cas idéal (propagation non dispersive,...), les signaux $s_i(t)$ diffèrent uniquement par un retard de propagation τ subi par le signal utile émis $s(t)$ depuis l'antenne d'émission jusqu'à la source \mathbf{i} . En considérant que le champ correspond à une onde plane provenant de la direction (θ_s, ϕ_s) , et en s'appuyant sur la figure 1.18, on peut exprimer les retards τ_i par :

$$\tau_i = \frac{\overrightarrow{om(\theta_s, \phi_s)} \cdot \vec{os}}{c} \quad (1.32)$$

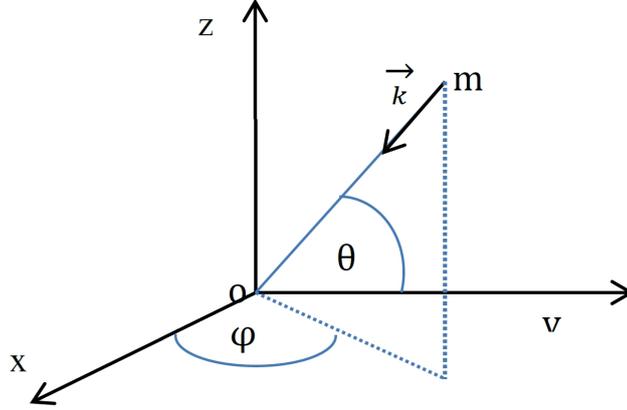


FIGURE 1.18 – Configuration spatiale pour le calcul de τ_i .

Pour une antenne linéaire, nous avons simplement :

$$\tau_i = \frac{i \cdot d \sin \theta_s}{c} \quad (1.33)$$

Ce qui permet d'écrire :

$$s_i(t) = s(t) e^{j \frac{2\pi i \sin \theta}{\lambda_s}} \quad (1.34)$$

De même, nous pouvons écrire :

$$b_i^k(t) = s^k(t) e^{j \frac{2\pi i \sin \theta}{\lambda_k}} \quad (1.35)$$

Le vecteur signal utile $s(t)$ s'exprime alors par la relation

$$S(t) = s(t) \cdot a \quad (1.36)$$

où :

$$a = [e^{j\omega\tau_1}, e^{j\omega\tau_2}, \dots, e^{j\omega\tau_N}] \quad (1.37)$$

De même,

$$B_k(t) = b^k(t) \cdot B_k \quad (1.38)$$

où B_k présente le vecteur d'espace dans la direction du kème brouilleur.

Enfin, nous admettons que les différents bruits propres $n_i(t)$ sont non corrélés et uniformément répartis en puissance dans tous les canaux du réseau d'antenne [27] ; $n_i(t)$ est représenté par un processus stochastique stationnaire du second ordre. Nous avons donc :

$$E[n_i(t)] = 0$$

$$E[n_i^*(t) n_j(t)] = \delta_{ij} P_q$$

où P_q est la puissance apparente du bruit.

1.6 Algorithmes d'adaptation

L'auto-adaptation des réseaux d'antennes représente un problème majeur dans la détection des signaux et elle peut être effectuée de plusieurs manières. Dans ce document, nous nous intéressons uniquement à l'auto-adaptation en gain et en phase des pondérations du réseau. La plupart des algorithmes existants se basent sur la maximisation du rapport signal/bruit.

On se basant sur le dispositif d'adaptation de la figure 1.16, le vecteur de pondération ω est calculé en utilisant les statistiques du signal incident $x(t)$, un processus adaptatif minimise l'erreur e entre le signal désiré et la sortie du réseau $y(t)$.

Les méthodes d'adaptation se basent sur plusieurs critères existants et le choix de l'un ou de l'autre sera guidé par la connaissance que l'on peut avoir du canal et/ou du signal émis. Les différentes méthodes d'adaptation peuvent être divisées en deux classes principales :

- Méthodes non aveugles.
- Méthodes aveugles.

1.6.1 Méthodes non aveugles

Dans les méthodes non aveugles, nous sommes dans l'obligation d'utiliser un signal de référence $d(t)$ 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. Parmi les algorithmes non aveugles les plus utilisés :

1.6.1.1 Méthode des moindres carrés (LMS)

La méthode des moindres carrés est dérivée de la méthode très connue de la descente rapide. Soit une estimation du gradient du vecteur J [28] :

$$\widehat{\Delta}J(k) = 2x(k)e^*(k) \quad (1.39)$$

où $e(k)$ représente l'erreur entre le signal de sortie et le signal de référence. En appliquant la méthode de la descente rapide, on aboutit au vecteur d'adaptation des pondérations, donné par :

$$\omega(k+1) = w(k) + \mu(x(k)e^*(k)) \quad (1.40)$$

Nous pouvons décrire l'algorithme LMS par les trois équations suivantes :

$$\begin{aligned} y(k) &= \omega^H(k)x(k) \\ e(k) &= d(k) - y(k) \\ \omega(k+1) &= w(k) + \mu(x(k)e^*(k)) \end{aligned} \quad (1.41)$$

Les performances de l'algorithme LMS ont été démontrées dans plusieurs travaux et elles dépendent de trois facteurs essentiels :

Chapitre 1. Fondements des Antennes Intelligentes

- le pas de convergence μ .
- Les nombres d'éléments d'antennes.
- Les valeurs propres de la matrice de corrélation.

Le pseudo-code pour l'algorithme des moindres carrés LMS est donné dans le Tableau 1.1.

TABLE 1.1 – Algorithme des moindres carrés

Algorithme LMS
Pour chaque k
{
$e(k) = d(k) - w^H(k)x(k)$
$w(k+1) = w(k) + \mu e^*(k)x(k)$
}

Cet algorithme a été programmé et simulé sous Matlab, pour un réseau rectiligne d'antennes à 8 éléments espacés uniformément par une distance $d = \lambda/2$, et pour 2 interférences localisées dans les directions -50° et 30° . Le diagramme de rayonnement adapté du réseau d'antennes généré par la méthode des moindres carrés LMS est illustré sur la figure 1.19.

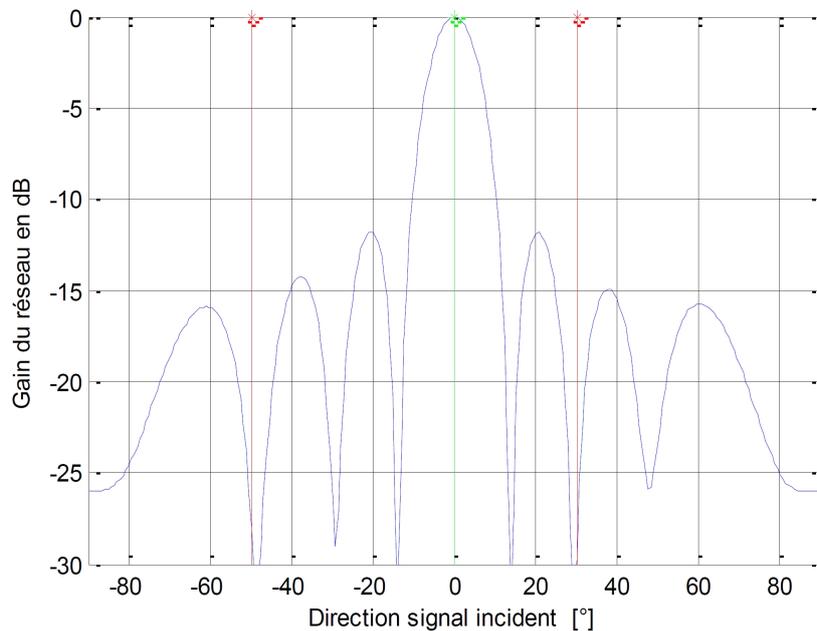


FIGURE 1.19 – Rejections de 2 interférences par le LMS pour un réseau à 8 éléments.

1.6.1.2 Méthode des moindres carrés récurrente (RLS)

L'algorithme RLS utilise la méthode des moindres carrés pour la mise à jour du vecteur de pondération. Son principe consiste à minimiser une fonction coût présentée par l'expression suivante [29] :

$$\xi(k) = \sum_{i=1}^k \zeta^{(i-1)} |e(i)|^2 \quad (1.42)$$

Cette fonction présente la somme des erreurs quadratiques pendant un intervalle de temps, ζ est une constante positive inférieure à 1. L'algorithme RLS a pour but la minimisation de cette fonction. Il peut être décrit par les équations suivantes :

$$K(k) = \frac{\zeta^{-1} p(k-1) x(k)}{1 + \zeta^{-1} x^H(k) p(k-1) x(k)} \quad (1.43)$$

$$\begin{aligned} \alpha(k) &= d(k) - \omega^H(k-1) x(k) \\ \omega(k) &= \omega(k-1) + K(k) \alpha^*(k) \\ p(k) &= \zeta^{-1} p(k-1) - \zeta^{-1} K(k) x^H(k) p(k-1) \\ p(0) &= \delta^{-1} I \end{aligned} \quad (1.44)$$

δ est une constante positive petite.

Le pseudo-code pour l'algorithme des moindres carrés récurrent (RLS) est donné dans le Tableau 1.2.

TABLE 1.2 – Algorithme des moindres carrés

Algorithme RLS
$R^{-1}(0) = \delta^{-1} I$, δ petite constante positive et I est la matrice identité de dimensions $N \times N$ Pour chaque k { $\kappa(k) = R^{-1}(k-1) x(k)$ $\kappa(k) = \frac{K(k)}{\lambda + x^H(k) K(k)}$ $R^{-1}(k) = \frac{1}{\lambda} [R^{-1}(k-1) - \frac{K(k) K^H(k)}{\lambda + x^H(k) K(k)}]$ $e(k) = d(k) - w^H(k) x(k)$ $w(k+1) = w(k) + e^*(k) \kappa(k)$ }

Cet algorithme a été programmé et une adaptation d'un réseau rectiligne et uniforme à 8 éléments espacés de $\frac{\lambda}{2}$, a été simulé sous MATLAB. Le résultat obtenu est donné sur la figure 1.20.

1.6.2 Méthodes aveugles

Le terme aveugle vient du fait que ces méthodes dites aussi autodidactes ont pour but de restituer directement la séquence d'informations transmise sans nécessité ni l'accès à une séquence d'apprentissage, ni l'identification préalable du canal.

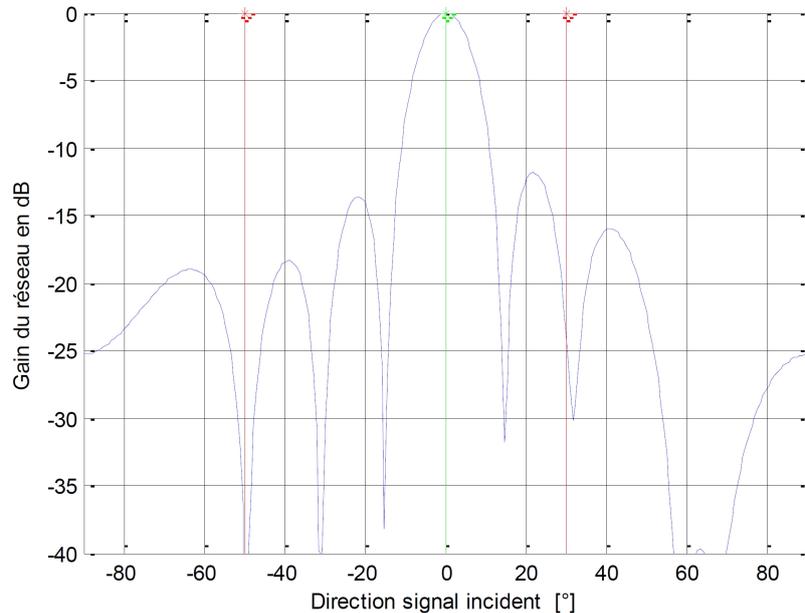


FIGURE 1.20 – Adaptation d’un réseau rectiligne à 8 éléments par l’algorithme RLS pour un signal utile à 0° et deux interférences à -50° et 30° .

Les détecteurs aveugles exploitent la connaissance de la signature temporelle de l’utilisateur désiré. Cette connaissance est également utilisée pour estimer la signature spatiale (réponse du réseau antennes) de l’utilisateur en question. Les méthodes aveugles exploitent plutôt deux structures différentes :

- Structures spatiales,
- Structures temporelles.

Le premier groupe utilisant la structure spatiale est généralement basé sur l’estimation de la direction d’arrivée **DOA**. Ces méthodes angulaires ne peuvent pas être appliquées lorsque le nombre de signaux incidents est supérieur à $M - 1$ (M est le nombre d’élément du réseau d’antennes) où la dispersion angulaire est très importante. Parmi ces méthodes :

- MUSIC (**M**U**L**tiple **S**ignal **C**lassification),,
- ESPRIT (**E**Stimation of **P**arameters via **R**otational **I**nvariance **T**echnique).

Le deuxième groupe comporte les techniques aveugles qui ne nécessitent plus d’estimer les directions d’incidence des ondes ou l’emploi d’une séquence d’apprentissage. Elles exploitent la connaissance des propriétés de la forme d’onde du signal transmis, par exemple, le type de modulation. L’un de ces algorithmes largement utilisés dans les systèmes de télécommunications sans fil est l’algorithme du module constant connu sous le nom de **CMA** (Constant Modulus Algorithm). Il appartient à la tranche d’algorithmes de Godard qui sera traité avec plus de détails dans le chapitre suivant.

1.7 Conclusion

Ce chapitre présente une introduction au traitement d'antennes, c'est-à-dire au traitement de données multidimensionnelles reçues sur un réseau d'antennes à des fins de traitement spatial du signal. Nous avons tout d'abord présenté un modèle simplifié des signaux reçus. Celui-ci ne prend pas en compte de nombreux phénomènes tels que la non calibration du réseau (antennes + électronique de réception), la non-homogénéité du milieu de propagation, etc. . . ., Néanmoins, il constitue un point de départ pas trop éloigné de la réalité des communications mobiles.

Nous avons montré comment ce modèle simplifié porte l'information sur la position des sources dans l'espace. Cette dernière relation peut être mise à profit pour privilégier certains secteurs de l'espace, en contrôlant le diagramme de rayonnement du réseau d'antenne. Dans ce contexte, nous avons présenté la théorie des antennes auto adaptatives et le formalisme adopté.

Cependant, le formalisme adapté à notre étude doit forcément passer par l'étude du canal de propagation qui présente notre support de transmission, pour cela, le chapitre suivant sera consacré à l'étude de plusieurs modèles de canaux de transmission.

Caractérisation du Canal Radio Mobile

Sommaire

2.1	Introduction	33
2.2	Définition du canal radio-mobile	33
2.3	Variations du canal de propagation	35
2.3.1	Étalement angulaire (Dispersion spatiale)	35
2.3.2	Étalement des retards (Dispersion temporelle)	35
2.3.3	Pertes de propagation	36
2.3.4	Différents types d'évanouissements	37
2.3.5	Étalement de fréquence (étalement Doppler)	39
2.4	Modélisation du canal	41
2.4.1	Aperçu	41
2.4.2	Modèle vectoriel de canal avec simulations stochastiques des évanouissements	43
2.5	Modèle GBSB	46
2.5.1	Modèle GBSB d'après Liberti	46
2.5.2	Modèle de Canal avec distribution exponentielle des diffuseurs	47
2.5.3	Ajustement du modèle GBSB à l'environnement de simulation	52
2.5.4	Adaptation du modèle du canal à des scénarios réels	55
2.5.5	Modélisation des évanouissements	56
2.6	Simulation des mouvements	58
2.7	Résultats et discussions des Simulations	59
2.7.1	Implémentation des scénarios de simulation	60
2.8	Conclusion	67

2.1 Introduction

Comprendre le fonctionnement des antennes adaptatives (intelligentes) et des phénomènes qu'elles tentent d'atténuer se fait par l'étude de l'environnement dans lequel elles se trouvent. Les performances d'une antenne adaptative sont hautement dépendantes des caractéristiques du canal et la compréhension des mécanismes de propagation qui prévalent dans ce canal est donc essentielle dans l'analyse de ces dernières. Nous pouvons trouver un grand nombre de modèles du canal dans la littérature [30] et si l'objectif est l'analyse des performances des antennes adaptatives, il est important d'utiliser un modèle du canal qui inclut l'angle d'arrivée, ainsi que le temps d'arrivée du signal, bien que cela ne soit pas nécessairement vrai pour les systèmes de diversité. Pour des raisons pratiques qui seront explicites au fur et à mesure dans ce texte, un seul type de modèle de canal a été étudié plus en détails, soit le modèle statistique géométrique à simple rebond. Ce modèle est défini par la distribution des nombreux réflecteurs, avec la connaissance de la densité de probabilité de la distribution de ces réflecteurs, il est possible de trouver la fonction de densité de l'angle d'arrivée (AOA), du temps d'arrivée (TOA), ainsi que la puissance du signal, ce modèle est associé à une modélisation statistique des évanouissements. Ce chapitre est consacré plus particulièrement aux modèles géométriques à simple rebond basé sur les travaux [30] - [31]. Toutefois, nous avons apporté une modification au modèle avec l'association d'une modélisation statistique des évanouissements. Ces modèles ont été implémentés sous Matlab. Bien que ce type de modèle soit simple, il donne néanmoins de l'information sur l'angle d'arrivée du signal, paramètre essentiel pour les travaux liés aux antennes intelligentes.

2.2 Définition du canal radio-mobile

Par définition, un système de transmission radioélectrique permet de transformer un signal électrique émis $e(t)$ en un signal électrique reçu $s(t)$ par l'intermédiaire d'ondes électromagnétiques. Le canal de propagation correspond au système qui fait passer du signal $e(t)$ au signal $s(t)$ et tient donc compte des interactions entre les ondes électromagnétiques et leur environnement. La figure 2.1 représente un exemple de scénario typique de propagation radio-mobile en milieu rural, de la station de base vers le mobile. Les mécanismes de propagation qui se produisent, en communication sans fil [32] :

- La réflexion : elle se produit lorsqu'une onde électromagnétique rencontre des surfaces lisses de très grandes dimensions par rapport à sa longueur d'onde, comme par exemple la surface de la terre, les bâtiments et les murs.
- La diffraction : elle se produit lorsqu'un obstacle épais et de grande dimension par rapport à sa longueur d'onde obstrue l'onde électromagnétique entre l'émetteur et récepteur. Dans ce cas, des ondes secondaires sont générées et se propagent derrière l'obstacle ("**shadowing**").
- La diffusion ("**scattering**") : elle se produit lorsque l'onde rencontre un obstacle dont l'épaisseur est de l'ordre de grandeur de sa longueur d'onde, comme

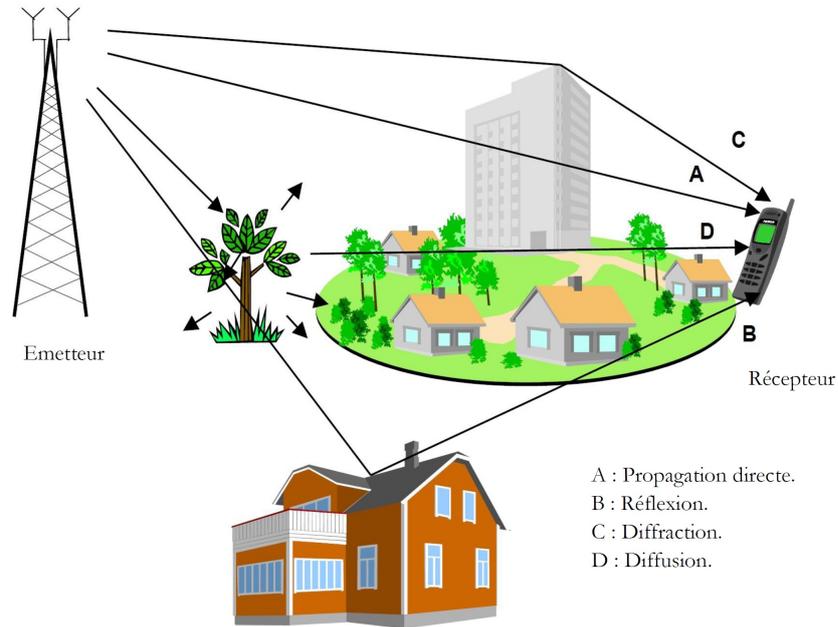


FIGURE 2.1 – Scénario typique de propagation radiomobile.

par exemple les lampadaires et les feux de circulation. Dans ce cas, l'énergie est dispersée dans toutes les directions.

Le signal transmis doit faire face aux pertes de propagation dues à la distance, aux atténuations induites par les obstacles qu'elles trouvent sur son parcours et aux évanouissements (**Fading**) suscités par l'existence de trajets multiples. De ce fait, le signal reçu est une combinaison de plusieurs trajets dont les amplitudes, les déphasages, les décalages Doppler et les retards différents. Ces effets seront expliqués par la suite dans ce chapitre.

Dans ce contexte la réponse impulsionnelle du canal en bande de base pour un utilisateur stationnaire peut être écrite [32] :

$$h_0(t) = \sum_{i=0}^{L-1} \alpha_i \delta(t - \tau_i) \quad (2.1)$$

Où α_i est l'amplitude complexe du i ème trajet et τ_i le i ème délai du trajet. Le paramètre L représente le nombre de trajets.

2.3 Variations du canal de propagation

En raison des différentes interactions des ondes radioélectriques avec leur milieu de propagation, on observe des variations significatives des caractéristiques du canal à différentes échelles. Outre les pertes par propagation en espace libre, les phénomènes de variation à grande échelle sont principalement dus à l'effet de masquage. En effet, les nombreuses obstructions présentes dans l'environnement génèrent une atténuation supplémentaire pour les ondes transmises. Généralement, cette atténuation est fonction de la distance d entre l'émetteur et le récepteur et elle est caractérisée par le coefficient de perte par propagation α , la puissance du signal reçu décroissant de façon proportionnelle à $d^{-\alpha}$. La valeur du paramètre α est de 2 en espace libre, et varie entre 2 et 5 en configuration sans visibilité directe. En visibilité directe, les effets de guidage d'onde peuvent conduire à une valeur de α inférieure à 2. Les déviations de l'ordre du dB de la puissance reçue par rapport à la tendance en $d^{-\alpha}$ sont dues à des masquages ponctuels et sont dénommées variations lentes ou effet de masque [32], [33].

2.3.1 Étalement angulaire (Dispersion spatiale)

L'étalement angulaire est un paramètre qui décrit la dispersion des directions des trajets au départ ou à l'arrivée respectivement de l'émetteur ou au récepteur. A la station de base, l'étalement des angles d'arrivée est généralement faible. La diffusion locale autour du mobile est le principal facteur de propagation multi-trajets. Comme le rapport entre la distance séparant le mobile de la station de base (plusieurs kilomètres) et le rayon des diffuseurs (à peu près 100 longueurs d'onde) est souvent grand, le secteur angulaire dans lequel les signaux multi-trajets arrivent est petit. Par contre, l'étalement angulaire dans un milieu fermé (indoor en anglais) est relativement grand à cause des multiples réflexions et de la faible distance entre le mobile et la station de base.

La dispersion spatiale génère un fading (évanouissement) sélectif en espace. La séparation spatiale pour laquelle les signaux reçus sur deux antennes restent fortement corrélés. Cette distance de cohérence est inversement proportionnelle à l'étalement angulaire, plus l'étalement angulaire est grand, plus la distance de cohérence est petite [34].

2.3.2 Étalement des retards (Dispersion temporelle)

Dans un environnement à multi trajets, les ondes radio se propagent suivant des chemins de longueurs variables. Cette différence de marche implique une différence en temps d'arrivée. La combinaison des versions, temporellement décalées, de l'onde émise crée de l'interférence entre trajets. L'Écart Quadratique Moyen (EQM) de l'étalement des retards est un paramètre communément utilisé pour évaluer l'étalement temporel des signaux. A partir de la connaissance de ce paramètre, nous pouvons déduire si le canal est sélectif en fréquence ou non. En effet, la largeur de

Chapitre 2. Caractérisation du Canal Radio Mobile

la bande de cohérence B_c , bande de fréquences où le canal est considéré comme non sélectif, est directement dérivée de ce paramètre. Celle-ci est définie par [35] :

$$B_c = \frac{1}{50 \sigma_t} \quad (2.2)$$

où σ_t est l'EQM (erreur quadratique moyenne) de l'étalement des retards. Il faut noter qu'il ne s'agit pas de définition exacte. C'est juste un paramètre de mesure statistique utilisé pour estimer la sélectivité du canal en fréquence. On dit qu'un canal est sélectif en fréquence si le rapport entre la largeur de la bande de cohérences et la largeur de bande du signal transmis est petit. Si ce rapport est grand, le canal de propagation est non sélectif.

2.3.3 Pertes de propagation

Les pertes de propagation ou **Power Loss** (PL) traduisent l'atténuation moyenne subite par un signal transmis lorsqu'il arrive au niveau du récepteur [36]. On le définit en dB par :

$$PL_{dB} = \log_{10} \left(\frac{P_t}{P_r} \right) \quad (2.3)$$

avec : P_t la puissance transmise et P_r la puissance reçue.

En bande étroite, la puissance reçue par l'antenne de réception en fonction de la distance d est donnée en espace libre par :

$$P_r = \frac{P_t(f)G_t(f)G_r(f)\lambda^2}{(4\pi)^2 L(f)d^2} \quad (2.4)$$

- $G_t(f)$ et $G_r(f)$ sont respectivement les gains des antennes de transmission et de réception.
- $L(f)$ correspond aux pertes supplémentaires de propagation autres que l'espace libre.
- λ est la longueur d'onde du signal (en mètres).

Le plus souvent, la puissance reçue à une distance nulle n'est pas considérée. Pour cette valeur, $P_r(0)$ est indéfinie. On choisit une distance proche qui est considérée comme une distance de référence d_0 . Elle est généralement choisie à $1m$.

Dans un canal radio réel, l'atténuation en fonction de la distance peut s'écarter de la situation en espace libre. On introduit le paramètre ν , pour traduire la loi d'atténuation de la puissance en fonction de la distance séparant l'émetteur et le récepteur. α est le facteur d'atténuation [37].

$$PL_{dB}(d) = PL_{dB}(d_0) + 10\alpha \log_{10} \left(\frac{d}{d_0} \right) + \chi_\sigma \quad (2.5)$$

Pour $\alpha = 2$, la configuration d'une propagation est en espace libre. Dans la relation 2.5, χ_σ correspond à une variable aléatoire gaussienne centrée d'écart-type σ . Elle donne une indication de la variation moyenne de la puissance reçue.

2.3.4 Différents types d'évanouissements

Le type d'évanouissement (ou fading) affectant un signal qui se propage dans un canal radio dépend de la nature du signal et des caractéristiques du canal. Les mécanismes de dispersions temporelle et fréquentielle dans un canal radio peuvent entraîner deux grands types d'effets [38], à savoir : l'évanouissement à petite échelle et l'évanouissement à grande échelle.

2.3.4.1 Évanouissement à petite échelle ou Slow fading

Les fluctuations à petite échelle sont observées sur un intervalle de temps ou un déplacement spatial suffisamment petit pour négliger les variations à grande échelle (Figure 2.2). A l'origine de ces phénomènes, la présence d'objets dans l'environnement de propagation engendre, au niveau du récepteur, l'apparition de plusieurs répliques du signal transmis interférant de manière constructive ou destructive. Les principales conséquences sur le signal sont les variations de l'enveloppe du signal reçu, la modulation de fréquence aléatoire due aux changements des conditions de propagation et la dispersion temporelle du signal liée au retard temporel des échos. On parle de propagation à trajets multiples [39].

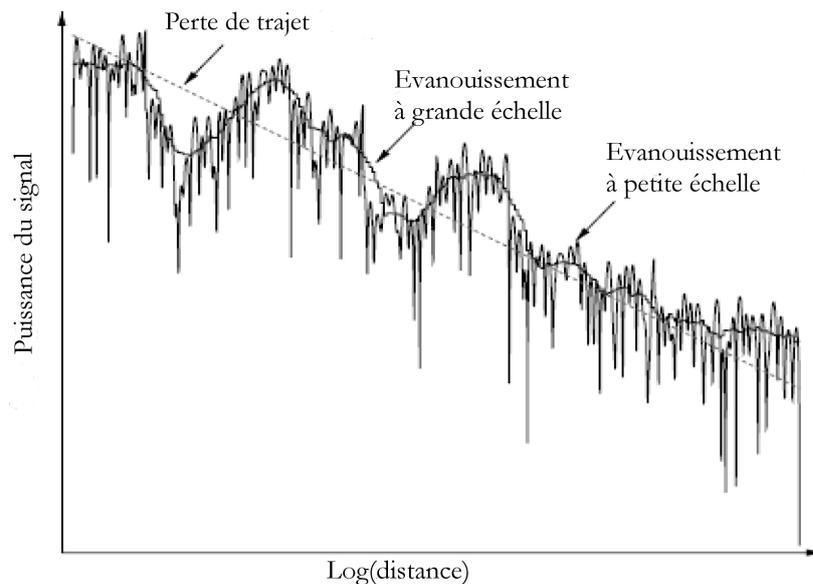


FIGURE 2.2 – Le signal décroît dans le canal mobile en fonction de la distance à la station de base

2.3.4.2 Évanouissement à grande échelle ou Fast fading

Les évanouissements à grande échelle définissent les fluctuations de la puissance moyenne mesurées sur un déplacement (Figure 2.2) ou sur un intervalle de temps

Chapitre 2. Caractérisation du Canal Radio Mobile

suffisamment grand. Les deux phénomènes à l'origine des variations à grande échelle sont les pertes en distance et les effets de masquage [40].

L'affaiblissement de propagation avec la distance s'explique par la dispersion isotrope de l'énergie transmise suivant les trois dimensions spatiales et la faible surface effective du capteur utilisé en réception. Le niveau moyen reçu varie en fonction de la distance comme $d^{-\alpha}$, où α est le facteur d'atténuation.

Le masquage est dû à la présence d'obstacles incontournables entre l'émetteur et le récepteur. Il se traduit par une atténuation supplémentaire fonction de la nature des matériaux traversés par l'onde électromagnétique.

Afin de décrire le changement d'amplitude du signal reçu avec l'effet de l'évanouissement, un modèle statistique est employé. Pour un très grand nombre de fronts d'onde recouvrant avec des phases différentes, En absence d'une ligne de vue directe et avec l'application du **théorème de la limite centrale**¹ de calcul de probabilité, l'enveloppe complexe $\gamma(t)$ ² du signal reçu peut être représentée en tant qu'un procédé stochastique gaussien caractérisé par les Fonctions de Densité de Probabilité (F.D.P)[41] :

$$f_{\alpha}(\alpha_i) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} e^{-\frac{\alpha_i^2}{2\sigma^2}} \quad (2.6)$$

$$f_{\beta}(\beta_i) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} e^{-\frac{\beta_i^2}{2\sigma^2}} \quad (2.7)$$

Avec

- α et β partie réelle et imaginaire de γ
- le terme $2\sigma^2$ présente la variation archivée du signal reçu.

Pour $r = |\gamma|$ l'enveloppe complexe suit une distribution dite distribution de Rayleigh avec la fonction de densité [42] :

$$f_r(r_i) = \begin{cases} \frac{r_i}{\sigma^2} e^{-\frac{r_i^2}{2\sigma^2}} & \text{pour } r \geq 0 \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases} \quad (2.8)$$

La valeur de l'amplitude moyenne du signal reçu est présentée comme étant une espérance qui résulte de la distribution de l'équation (2.8).

La phase du signal reçu $\phi = \arg(\gamma)$ est uniformément distribuée sur l'intervalle $0 \leq \phi \leq 2\pi$, c'est-à-dire [42] :

$$f_{\phi}(\phi_i) = \begin{cases} \frac{1}{2\pi} & \text{pour } 0 \leq \phi \leq 2\pi \\ 0 & \text{ailleurs.} \end{cases} \quad (2.9)$$

Si le signal reçu comporte une composante directe, l'enveloppe complexe γ est décrite par des valeurs moyennes affectées par un processus gaussien complexe.

1. Le théorème central limite est un résultat sur la convergence en probabilités d'une suite de variables aléatoires.

2. $\gamma(t) = \alpha + j\beta$

Chapitre 2. Caractérisation du Canal Radio Mobile

Pour $r = |\gamma|$, l'enveloppe complexe suit dans ce cas la dite distribution de RICE avec la FDP [43] :

$$f_r(r_i) = \begin{cases} \frac{r_i}{\sigma^2} e^{-\frac{r_i^2}{2\sigma^2}} J_0\left(\frac{r(|s|)}{\sigma^2}\right) & \text{pour } r \geq 0 \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases} \quad (2.10)$$

J_0 représente ici la fonction de Bessel modifié de première espèce ordre 0. C'est la composante directe. Le rapport entre les composantes directes et les composantes des trajets multiples est donné par le facteur de RICE, qui se calcule par [44] :

$$K = \frac{|s|^2}{2\sigma^2} \quad (2.11)$$

La phase du signal reçu n'est plus distribuée uniformément mais change avec l'augmentation du facteur de RICE.

2.3.5 Étalement de fréquence (étalement Doppler)

Le déplacement du mobile introduit des décalages Doppler sur les différentes composantes fréquentielles du signal émis. Chaque trajet possède un décalage Doppler fréquentiel de la forme [32], [33], [34] :

$$\Delta f = f_d \cos(\xi) \quad (2.12)$$

Où ξ est l'angle entre la direction du mobile et la direction du trajet considéré, avec :

$$f_D = \frac{\nu}{\lambda} \quad (2.13)$$

Où ν représente la vitesse du mobile, et λ la longueur d'onde de la porteuse.

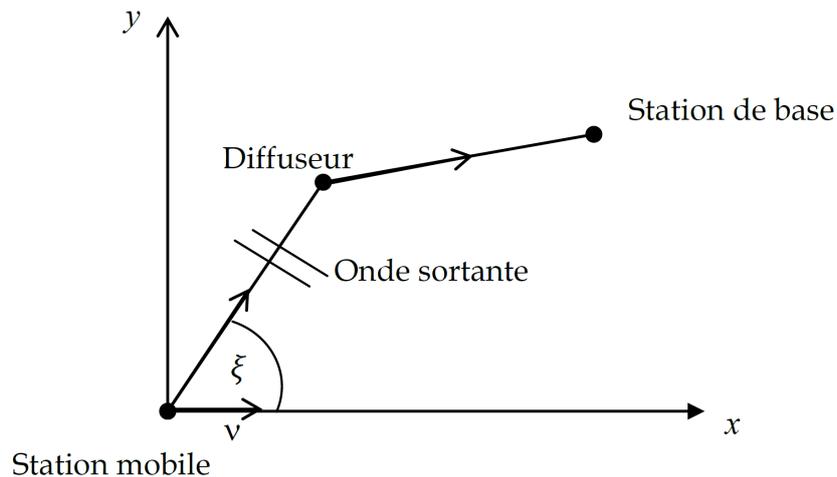


FIGURE 2.3 – Formation de l'effet Doppler.

Chapitre 2. Caractérisation du Canal Radio Mobile

Le décalage Doppler peut être positif ou négatif selon la valeur de ξ . Les deux valeurs extrêmes $\pm f_D$ sont obtenues lorsque l'onde se propage dans la direction du mobile ou dans la direction opposée. Dans les environnements multi-trajets, chaque trajet du signal subit un décalage Doppler différent caractérisé par l'angle ξ . Par conséquent, le signal reçu est formé de composantes, possédant des décalages fréquentiels différents compris entre $f_c - f_D$ et $f_c + f_D$, dont la combinaison crée un élargissement du spectre. L'étalement Doppler est défini comme étant la largeur du spectre de puissance, obtenu par transformée de Fourier de la fonction d'auto-corrélation de la réponse impulsionnelle du canal. Si nous considérons des diffuseurs uniformément distribués en direction d'arrivée sur $[0, 2\pi]$, alors le spectre de puissance du champ électrique vertical a la forme suivante [34] :

$$S(\Delta f) = \begin{cases} \frac{A}{\sqrt{1 - (\frac{\Delta f}{f_D})^2}} & \text{pour } |\Delta f| < f_D \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases} \quad (2.14)$$

avec

$$A = \frac{P_D}{\pi f_D} \quad (2.15)$$

Où f_m est le décalage Doppler maximum, et P_m est la puissance moyenne du signal reçu par une antenne isotrope. Le spectre Doppler décrit par cette équation est représenté par la figure 2.4. On appelle la densité spectrale définie dans l'équation (2.14) également le spectre classique d'après le **modèle Jakes** [33]. Il est valide pour le cas sans visibilité directe (NLOS), c'est-à-dire avec évanouissement de **Rayleigh**.

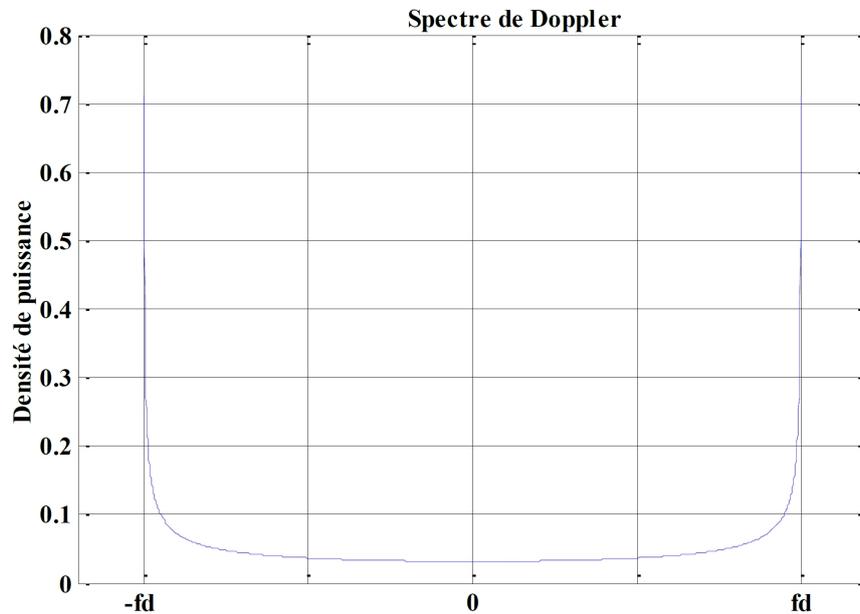


FIGURE 2.4 – Spectre classique de Doppler d'après Jakes.

Chapitre 2. Caractérisation du Canal Radio Mobile

Si le signal reçu contient une composante directe (évanouissement de RICE), le spectre de la densité de puissance du signal devient :

$$S_{Rice}(\Delta f) = S(\Delta f) + P_s \delta(\Delta f - f_{D_s}) \quad (2.16)$$

P_s désigne ici la puissance du signal et f_{D_s} l'étalement Doppler pour le trajet direct. $\delta(\cdot)$ est la fonction de Dirac. A partir des remarques introduites dans le paragraphe 2.3.4.2, et de l'équation (2.16) le procédé stochastique avec évanouissement de RICE apparaît comme étant le résultat d'une simple superposition d'un procédé de Rayleigh et d'une composante directe de densité de puissance égale à $P_s \delta(\Delta f - f_{D_s})$.

La valeur moyenne $\overline{f_D}$ sur le spectre de Doppler décrit l'effet Doppler Moyen. L'écart type sur $S(\Delta f)$ devient un étalement de fréquence (étalement Doppler), B_D marque l'élargissement de fréquence moyen d'un signal traversant le canal radio-mobile [39].

En même temps le spectre $S(\Delta f)$ de densité de puissance détermine également les caractéristiques dynamiques du processus d'évanouissement.

L'étalement fréquentiel cause une variation temporelle de l'atténuation du signal (*Time Selective Fading*) [45]. Comme le canal change rapidement, on peut déterminer un temps de cohérence T_c pour lequel le canal est considéré stable et il est donné par [34] :

$$T_c \approx \frac{1}{B_D} \quad (2.17)$$

2.4 Modélisation du canal

2.4.1 Aperçu

Après avoir présenté brièvement les propriétés du canal de propagation dans les sections précédentes de ce chapitre, nous introduisons dans cette partie, la modélisation du canal radio mobile ainsi que quelques remarques sur ces modèles. Nous considérons dans ce qui suit que les signaux utilisés sont déjà en band de bas. L'enveloppe complexe d'un signal HF est utilisée. La description de l'enveloppe complexe HF en band-base est détaillée dans [46]. Comme nous l'avons déjà mentionné, le canal radio-mobile est très infecté par les effets des trajets multiples. Par conséquent, le signal $x(t)$ dépend donc de plusieurs voies de propagation, dont le nombre et les caractéristiques peuvent changer temporellement.

Si l'on désigne l'enveloppe complexe de la radiodiffusion du signal à travers le canal par $s(t)$, alors la relation entre $s(t)$ et $x(t)$ reçue sur une antenne omnidirectionnelle est donnée par :

$$x(t) = \sum_{i=1}^L \alpha_i(t) e^{j\phi_i(t)} s(t - \tau_i(t)) \quad (2.18)$$

Chapitre 2. Caractérisation du Canal Radio Mobile

Le signal reçu $x(t)$ se présente donc comme la somme de plusieurs versions déphasées et décalées dans le temps du signal émis $s(t)$. Le paramètre L librement choisi détermine ici le nombre de trajets considérés et ainsi le modèle du canal correspondant. τ_i est le temps de propagation du i ème trajet. α_i représente l'affaiblissement du chemin et dépend de la perte moyenne de propagation. Les déphasages angulaires des signaux des différents trajets sont marqués par ϕ_i , qui introduit en même temps le déphasage de la porteuse ainsi que le déphasage angulaire de Doppler, il est donné par :

$$\phi_i(t) = 2\pi(\Delta f_i t - f_c \tau_i(t)) \quad (2.19)$$

Δf_i représente ici l'étalement Doppler pour le i ème trajet, calculé suivant l'équation (2.12). Pour étudier les réseaux d'antennes adaptatives, la relation (2.18), indiquée en haut pour une antenne omnidirectionnelle n'est pas suffisante. Nous avons plutôt besoin d'une relation entre le signal envoyé $s(t)$ et le signal $x(t)$ reçu sur le réseau.

En utilisant la modélisation matricielle donnée dans la partie 1.4.2 du premier chapitre, l'expression (2.18) peut être étendue, pour un réseau linéaire uniforme, à [47] :

$$x(t) = \begin{pmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \\ \vdots \\ x_N(t) \end{pmatrix} = \sum_{i=1}^L a(\theta_i)(t) \alpha_i(t) e^{j\phi_i(t)} s(t - \tau_i(t)) \quad (2.20)$$

Comme on peut le voir dans cette relation, le signal $x(t)$ reçu sur le réseau dépend maintenant des angles d'incidences des vecteurs directionnels $a(\theta_i)$ de chaque trajet. Le vecteur directionnel peut être calculé suivant l'équation (1.2). De l'équation (2.20) peuvent être lu toutes les caractéristiques utiles pour l'investigation des algorithmes d'adaptation, dont le modèle du canal doit les fournir pour chaque trajet L . Ces paramètres sont :

- Les angles d'incidence $\theta_i(t)$.
- L'affaiblissement pour chaque trajet $\alpha_i(t)$.
- les retards introduits par chaque trajet $\tau_i(t)$.
- les déphasages angulaires $\phi_i(t)$ compte tenu du déphasage de Doppler Δf_i .

Dans la littérature, il existe différentes approches de modélisation du canal. Leurs efficacités se mesurent par leurs capacités de générer aussi parfaitement que possible les paramètres spécifiés ci-dessus. Généralement on distingue deux modèles :

- Le modèle statistique scalaire,
- le modèle vectoriel.

Vue le grand nombre de modèles vectoriels exposés dans la littérature, nous nous limitons au modèle vectoriel le plus utilisé, le modèle GBSB (**G**eometrically **B**ased **S**ingle **B**ounce **M**odels), qui permet une simulation efficace des canaux sélectifs.

2.4.1.1 Modèle statistique scalaire

Il est particulièrement approprié pour la reproduction de l'effet de variation temporelle, causé par le mouvement continu de l'émetteur, du récepteur ou des diffuseurs dans un environnement à trajets multiples. Le développement des modèles stochastiques scalaires est basé sur les rapports stochastiques de l'évanouissement de l'amplitude et/ou de l'étalement Doppler. Ils utilisent la fonction de densité de probabilité (par exemple les équations (2.8) ou (2.10)) ou la densité de puissance spectrale (par exemple (2.16)), afin de générer des processus stochastiques [48].

2.4.1.2 Modèle vectoriel

Ce modèle est basé sur des distributions bien connues ou admises des statistiques des diffuseurs autour de la station Mobile et autour de la station de base. En plus, il emploie le principe dit d'acceptation du seul rebond [49]. Cette acceptation signifie que les multiples trajets sont constitués par l'unique réflexion optique (réflexion spéculaire) de l'onde électromagnétique pour chaque diffuseur. La position de ces diffuseurs est déterminée par processus stochastiques, qui répondent aux distributions des données statistiques. Quelques exemples de distribution peuvent être trouvés dans [49], [50]. Une fois les coordonnées des diffuseurs fixés, toutes les caractéristiques nécessaires pour chaque chemin, comme l'angle d'incidence, la longueur du chemin, l'absorption, la durée ... etc., peuvent être déterminées en raison des connexions géométriques.

Ainsi, le modèle GBSB du canal est en principe approprié pour l'investigation des réseaux d'antennes intelligentes. Toutefois, il a un point défavorable lors de la reproduction d'effet d'évanouissement réaliste, où un besoin d'un très grand nombre de chemins et de diffuseurs est nécessaire, en particulier avec la simulation en temps réel d'émetteur et de récepteurs en mouvements. Dans ce cas les transmetteurs sont constamment en situations géométriques différentes, qui doivent être déterminées et incluses dans le modèle de calcul. Donc, avec ces modèles, les calculateurs sont très rapidement poussés à leurs frontières de capacité de calcul et de temps de calcul.

Il serait souhaitable d'utiliser un modèle de canal, qui regroupe les avantages du modèle scalaire stochastique et du modèle GBSB. Un tel modèle de canal est présenté dans la section suivante. Il sera désigné comme **modèle vectoriel de canal avec simulations stochastiques des évanouissements**.

2.4.2 Modèle vectoriel de canal avec simulations stochastiques des évanouissements

Pour le développement de ce modèle, le scénario représenté sur la figure 2.5, qui approche l'environnement radio-mobile survenant dans la réalité est accepté.

1. La station mobile est étroitement entourée (à quelques centaines de longueurs d'ondes) par de nombreux petits objets, c'est la diffusion locale, [51], elle entraîne la formation de plusieurs trajets avec presque les mêmes retards τ_i et les mêmes angles d'incidences θ_i mais avec des phases ϕ_i différentes. Si

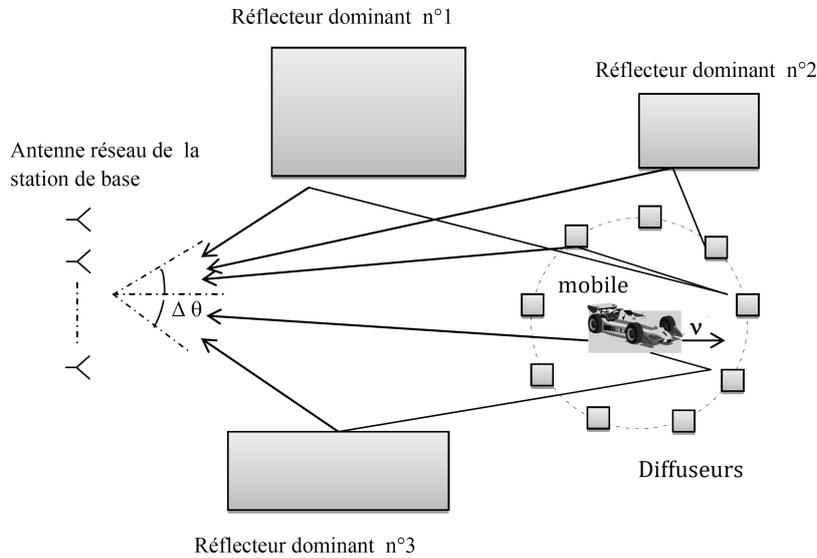


FIGURE 2.5 – Scénario pour le développement du modèle vectoriel du canal.

l'on suppose aussi que les diffuseurs locaux sont répartis uniformément sur l'ensemble des angles variant de 0 à 2π et que les mouvements de la station Mobile variant dans le temps, mais n'apportent pas de sélectivité fréquentielle du signal aux sens de Rice ou de Rayleigh. Nous pouvons simuler ce genre de processus par un modèle de canal stochastique scalaire.

2. A des positions plus lointaines de la station mobile se trouvent de grands objets réflecteurs, par exemple de grandes maisons ou montagnes. De tels objets sont désignés comme réflecteurs dominants éloignés [51]. Ils couplent l'énergie de la structure locale du diffuseur à la station de base. De ce fait, se développent des trajets multiples, pour lesquels le principe d'acceptation du seul rebond est valide, montrant des différences substantielles dans les retards et les angles d'incidence. Ainsi, ils causent une sélectivité de fréquence et une dispersion des angles d'incidences lors de la propagation dans le canal. Pour la modélisation de ces effets, un nombre restreint de trajets et suffisant, dont les caractéristiques peuvent être produites par un modèle GBSB approprié du canal.

Les conditions fixées précédemment, génèrent la structure du modèle vectoriel présenté dans la figure 2.6. Le modèle GBSB fournit les absorptions moyennes, les retards et les angles d'incidences des L trajets dominants. Chaque trajet dominant se compose de sous trajets qui se recouvrent toutefois avec des phases différentes, mais sinon presque avec des caractéristiques identiques et cause ainsi une variation temporelle rapide du signal. Les différents processus d'évanouissements pourront être produits par un modèle scalaire stochastique, et puisque eux-mêmes ne sont pas sélectifs en fréquence. Ils appliquent des distorsions multiplicatrices aux trajets

dominants.

Une modélisation de canal de ce genre donne quelques avantages cruciaux :

- Les effets d'évanouissement sont copiés efficacement en plus des procédés gaussiens stochastiques filtrés, et non pas par une superposition complexe de plusieurs trajets.
- Avec de la simulation stochastique d'évanouissement, on obtient des résultats efficaces avec un faible nombre de modèle de trajets. Cela se répercute positivement sur le temps de calcul.
- La modélisation des mouvements continue fournit une configuration des caractéristiques dynamiques des processus d'évanouissement.
- D'autres caractéristiques du canal sont considérées avec l'addition du modèle GBSB comme la sélectivité fréquentielle et directionnelle.

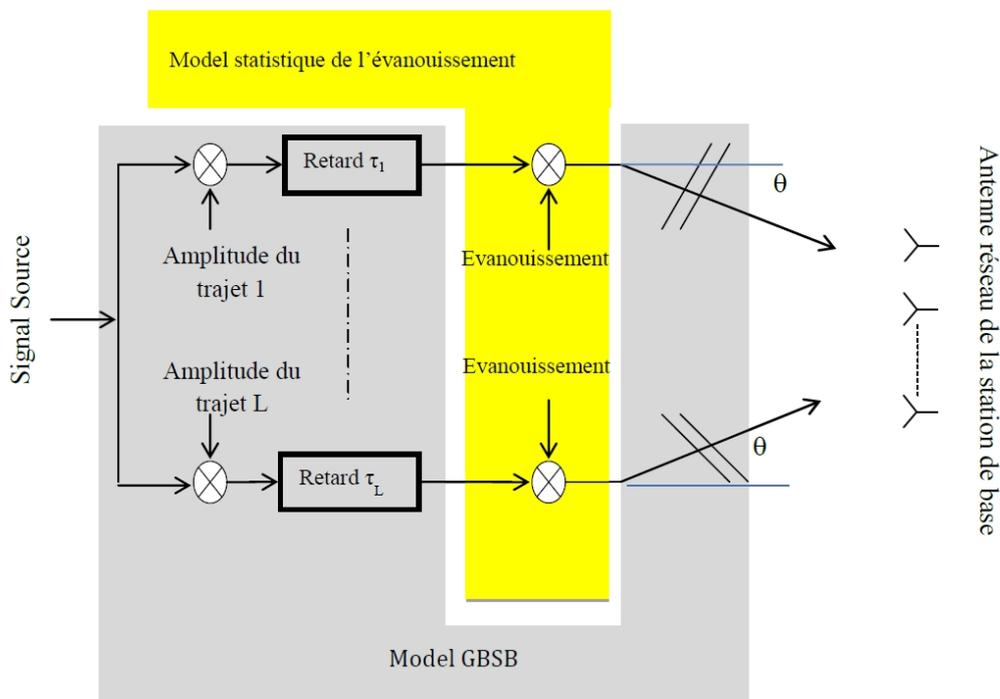


FIGURE 2.6 – Modèle vectoriel de canal avec simulation stochastique de l'évanouissement.

Après avoir présenté le modèle vectoriel du canal avec simulation stochastique de l'évanouissement, nous allons détailler les composantes individuelles, à savoir la GBSB et l'évanouissement.

2.5 Modèle GBSB

Comme nous l'avons déjà expliqué, les modèles GBSB se basent sur des distributions statistiques, bien connues ou admises, de diffuseurs fournissant la situation des réflecteurs dominants relatifs au mobile et à la station de base. Sous la condition dite du **rebond unique**, toutes les caractéristiques importantes des trajets multiples, comme les angles d'incidences, la distance des trajets et les temps de retard (figure 2.7), peuvent être déterminés par l'utilisation des relations géométriques. Selon la distribution statistique de diffuseur et/ou l'arrangement géométrique, les différents modèles sont plus ou moins appropriés à la reproduction de certains scénarios. Par conséquent, deux modèles distincts ont été choisis pour modéliser différents scénarios :

- i. Modèle GBSB d'après **Liberti** (*modèle de Liberti*) pour la modélisation des environnements *micro-cellulaires* [52], et
- ii un modèle exponentiel de diffuseur (*modèle de Lohse*) pour la modélisation des environnements *macro-cellulaires*[53].

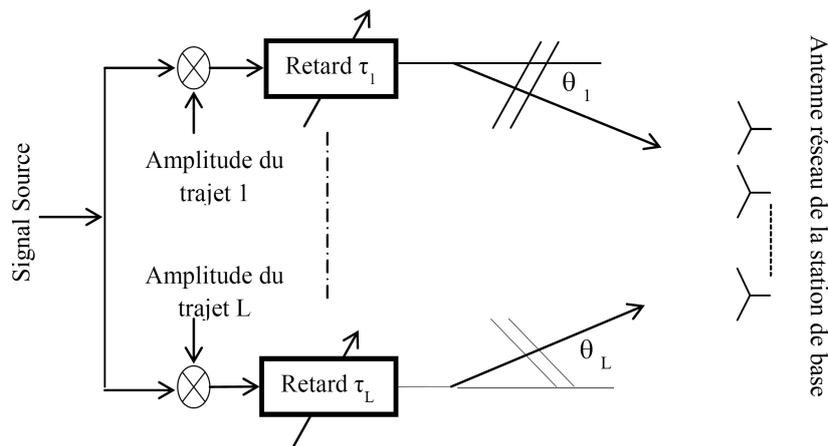


FIGURE 2.7 – Modèle de canal GBSB.

2.5.1 Modèle GBSB d'après Liberti

Ce modèle est basé sur l'hypothèse d'une distribution uniforme des diffuseurs dans un secteur limité par deux ellipses, choisies de telle manière que la station de base et la station Mobile soient dans chaque cas à ces foyers (voir la figure 2.8).

Tous les diffuseurs, qui sont sur une telle ellipse, cause des trajets multiples avec les mêmes temps de retard τ_i . De la distribution statistique des diffuseurs et avec l'utilisation des fonctions de répartition géométriques, on déduit les temps de retard et les angles d'incidences.

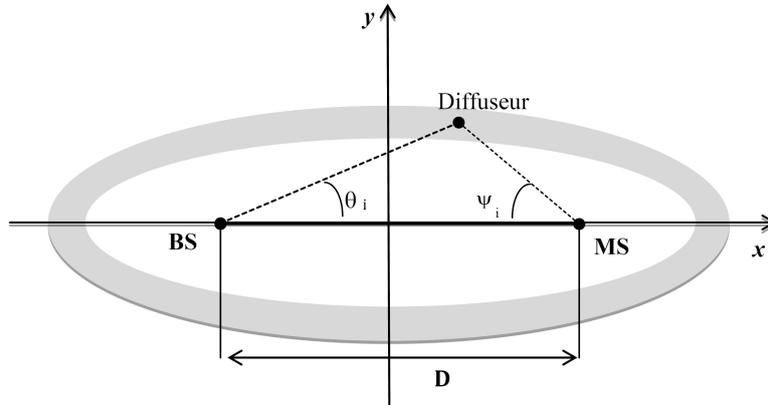


FIGURE 2.8 – Modèle géométrique du canal d'après Liberti [52].

Comme on peut le voir sur la figure 2.8 les diffuseurs à proximité de la station de base peuvent se produire avec la même probabilité que les diffuseurs proches de la station mobile. Ce cas est typique des environnements micro-cellulaires. Le modèle de *Liberti* est ainsi particulièrement approprié à la reproduction de tels scénarios.

Les diffuseurs sur l'ellipse sont définis par des temps de retard τ_i par rapport à l'hypothèse de l'unique rebond. L'adaptation du modèle à différents scénarios est faite par la sélection de la durée maximale normalisée du temps de retard.

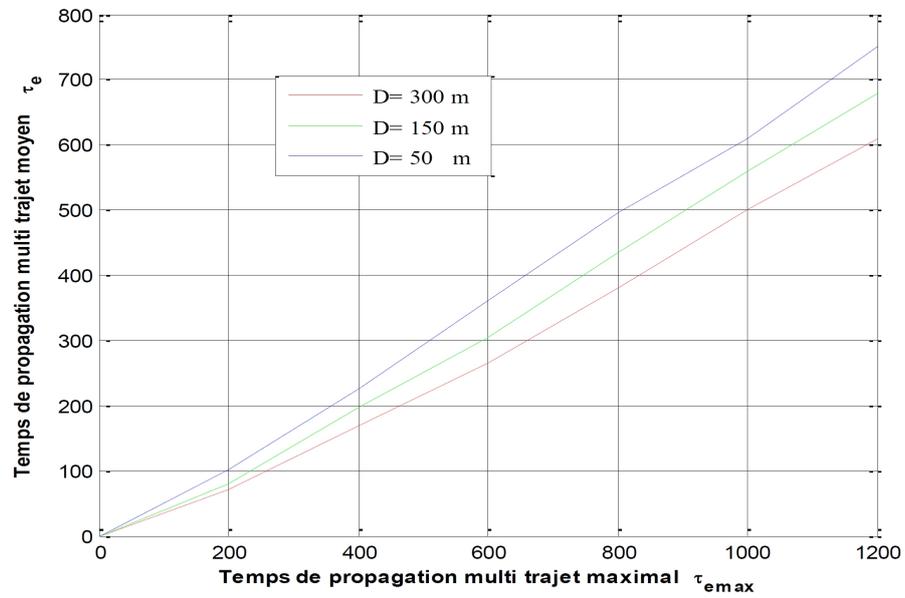
$$r_{max} = \frac{\tau_{max}}{\tau_0} \quad (2.21)$$

Dans la figure 2.9 (a), les temps de propagation multi-trajets moyen (Mean Excess Delay) $\bar{\tau}_e$ produits par le modèle sont représentés en fonction des temps de propagations multi-trajets maximal (Maximum Excess Delay), $\tau_{e,max}$, pour une simulation moyenne de 100 trajets. Les distances considérées (50m, 150m, 300m) sont choisies de telle sorte qu'une comparaison soit effectuée.

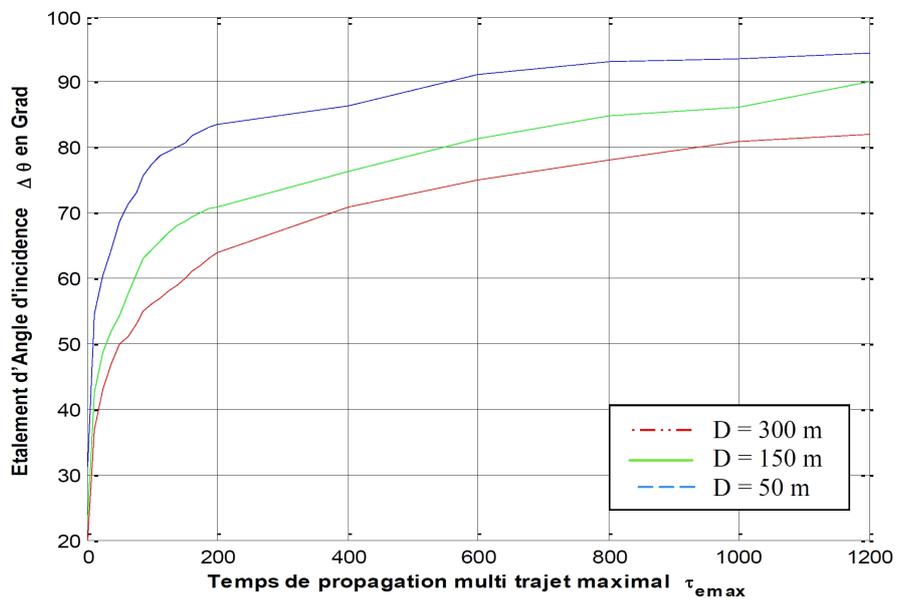
La figure 2.9(b) illustre la variation de l'étalement de l'angle d'incidence $\Delta\theta$ à des distances différentes en fonction du temps de propagation multi trajets maximal. Nous pouvons déjà voir ici que des petits temps de propagation multi trajets sont accompagnés d'un grand étalement angulaire. Cet effet est typique des environnements micro-cellulaires.

2.5.2 Modèle de Canal avec distribution exponentielle des diffuseurs

Dans ce modèle, le mobile est supposé être entouré par des diffuseurs qui sont répartis uniformément dans un cercle, les distances R_i entre diffuseurs et station Mobile sont soumises statistiquement à une distribution exponentielle, tandis que les pertes angulaires ψ_i sont réparties uniformément dans l'intervalle $[0, 2\pi]$.



a)



b)

FIGURE 2.9 – Caractéristiques du canal pour le modèle Liberti.

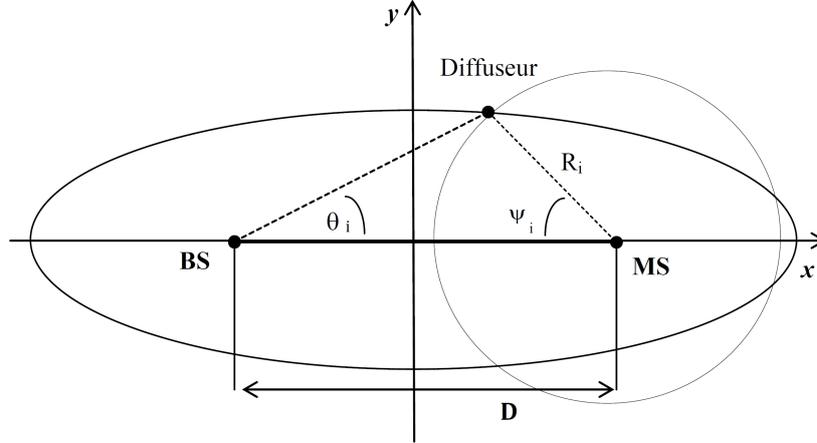


FIGURE 2.10 – Modèle géométrique exponentiel du canal.

Si l'on considère les distances R_i et les pertes angulaires ψ_i comme variables aléatoires, les densités de probabilité composées peuvent être indiquées par [53] :

$$f_{R,\psi}(R_i, \psi_i) = \underbrace{\frac{1}{2\pi}}_{f_\psi(\psi_i)} \cdot \underbrace{\frac{1}{R} e^{-\frac{R_i}{R}}}_{f_R(R_i)} \quad (2.22)$$

\bar{R} dénote ici la distance moyenne des diffuseurs est le résultat d'espérance de toutes les valeurs des distances R_i . C'est le paramètre géométrique du modèle. Vu l'indépendance des variables aléatoires R et ψ , les densités limites $f_R(R_i)$ et $f_\psi(\psi_i)$ peuvent être directement tirées de l'équation (2.22).

Pour la mise en œuvre de ce modèle GBSB une autre approche est suggérée. Comme pour le modèle Liberti, on décrit là, des fonctions de distribution statistique des diffuseurs. En utilisant les différentes relations géométriques des fonctions de distribution les caractéristiques du canal sont déduites, afin de générer par la suite les processus stochastiques, qui fournissent les réalisations concrètes de ces variables aléatoires.

Nous cherchons à produire les procédés stochastiques, qui fournissent les coordonnées fidèles R_i et les réalisations de ψ_i , alors, pour cela des fonctions de répartition pour R et ψ sont établis. Celles-ci peuvent être déterminées à partir des densités $f_R(R_i)$ et/ou $f_\psi(\psi_i)$ par intégration :

$$F_R(R) = \begin{cases} 1 - e^{-\frac{R_i}{R}} & \text{pour } R_i > 0 \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases} \quad (2.23)$$

$$F_\psi(\psi_i) = \frac{\psi_i}{2\pi} \quad (2.24)$$

Un exemple de calcul des caractéristiques de diffuseur à distance R , à partir de distribution de variables aléatoires est donné. D'abord on génère des réalisations

Chapitre 2. Caractérisation du Canal Radio Mobile

x_i uniformément réparties sur l'intervalle $[0, 1]$ de variable aléatoire x , à l'aide des générateurs des nombres aléatoires, Ces derniers existent dans multiples langages de programmation, y compris **MATLAB**. Le calcul des distances R_i des diffuseurs à-partir des données x_i , est accompli par une transformation de variable aléatoire. Où :

$$F_R(R_i) = F_x(x_i) = x_i \quad (2.25)$$

Après l'insertion des transformations dans les équations (2.23) et (2.24) :

$$R_i = F_R^{-1}(x_i) = -\bar{R} \ln(1 - x_i) \quad 0 < x_i < 1 \quad (2.26)$$

Par une approche analogique, les étalements angulaires ψ_i sont reproduits et obtenus :

$$\psi_i = 2\pi y_i \quad (2.27)$$

Une fois, R_i et ψ_i déterminées, les autres caractéristiques du canal sont facilement déduites par les relations géométriques. De là l'étalement temporel de propagation est donné par :

$$\tau_i = \frac{l_i}{c} = \frac{1}{c} (R_i (\sqrt{R_i^2 + D^2} - 2R_i \cos(\psi_i))) \quad (2.28)$$

Avec l_i la longueur du trajet, c la vitesse de la lumière et D la distance entre la station de base et la station mobile. Pour l'angle d'incidence θ_i , on a :

$$\theta_i = \begin{cases} \arctan\left(\frac{R_i \sin(\psi_i)}{D - R_i \cos(\psi_i)}\right) & \text{pour } R_i \cos(\psi_i) \leq D \\ \arctan\left(\frac{R_i \sin(\psi_i)}{D - R_i \cos(\psi_i)}\right) + \pi & \text{pour } R_i \cos(\psi_i) > D \end{cases} \quad (2.29)$$

L'affaiblissement du chemin, causé par la perte moyenne de propagation, peut être donné par :

$$\alpha_i = 10^{\frac{P_e - P_t}{20}} \quad (2.30)$$

Où P_e est la puissance du signal émis, et P_t la puissance transmise, calculées à partir :

$$P_e = \begin{cases} P_i - 10\nu \log\left(\frac{1}{l_i}\right) & \text{pour le trajet direct} \\ P_i - 10\nu \log\left(\frac{1}{l_i}\right) - L_r & \text{pour le trajet réfléchi} \end{cases} \quad (2.31)$$

$\nu > 2$ est l'indice d'absorption, L_r perte de réflexion moyenne du chemin et P_i est donnée par :

$$P_i = P_t - 20 \log\left(\frac{4\pi l_i f c}{c}\right) \quad (2.32)$$

On considère $l_i = \tau_i \cdot c$.

La figure 2.11 représente les résultats de simulation des caractéristiques du canal de propagation pour le modèle considéré dans cette partie, les étalements temporels moyens de propagations $\bar{\tau}_i$ ainsi que les étalements des angles d'incidences $\Delta\theta_i$ sont représentés en fonction du paramètre géométrique \bar{R} du modèle. Les paramètres et

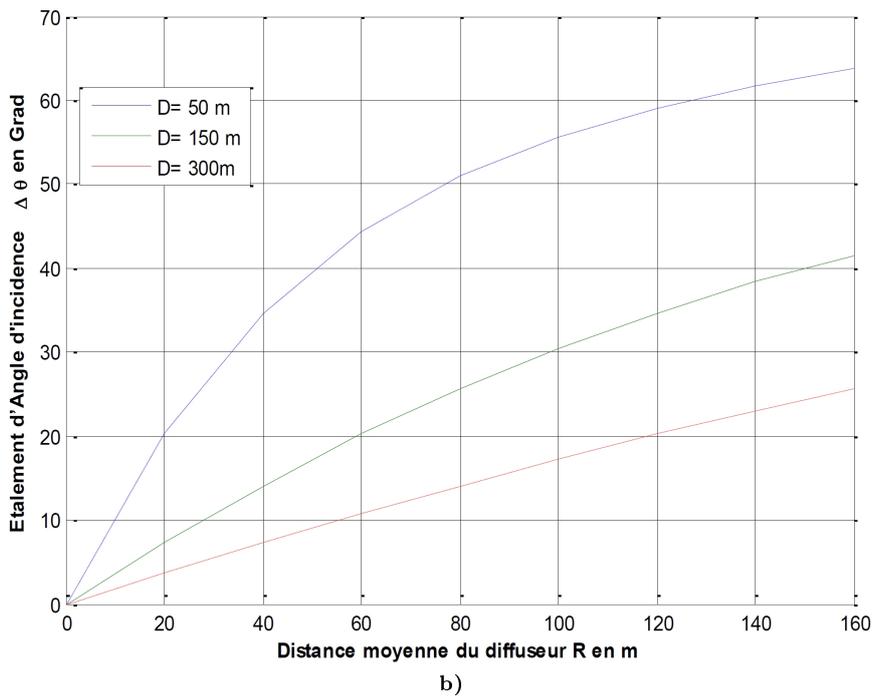
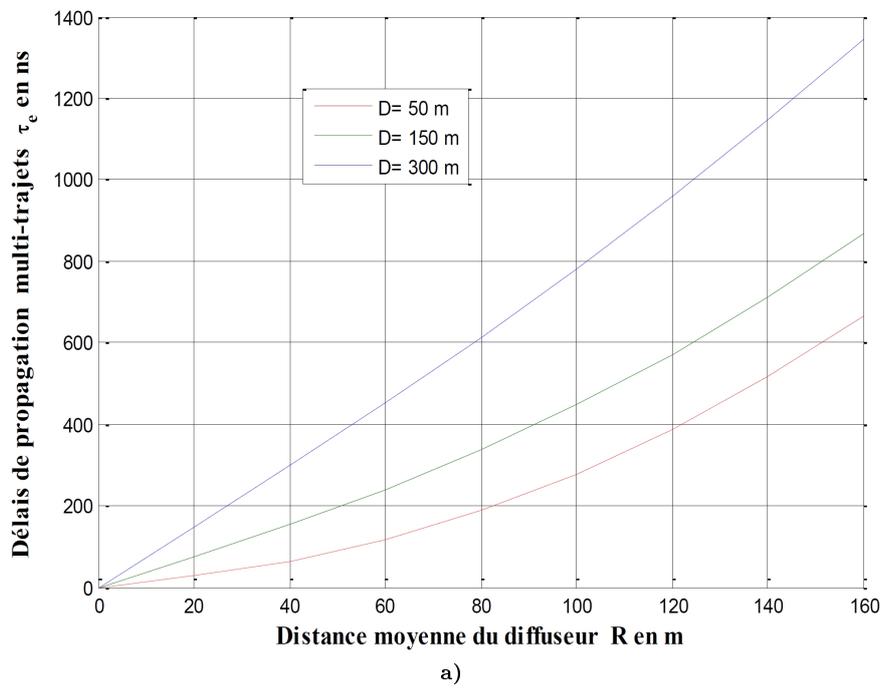


FIGURE 2.11 – Caractéristiques du canal en fonction des distances moyennes \bar{R} des diffuseurs.

les fonctions simulées ainsi que les distances utilisées, sont choisies à partir de l'étude de *M. Bronzel* référencée par [54] et qui donne des mesures réelles pour un modèle vectoriel. La figure 2.12 donne une comparaison des caractéristiques pour un canal exponentiel et un canal GBSB d'après *Liberti*, dans les deux cas des étalements de l'angle d'incidence $\Delta\theta$ ainsi que des étalements temporels de propagations τ_e .

Il est à noter que les étalements des angles d'incidence engendrés par le modèle exponentiel (contrairement au modèle *Liberti*) restent relativement petits même pour des grands délais de propagations moyennes. Cet effet est typique pour le scénario macro-cellulaire, où les antennes de la station de base se trouvent comparativement à la station de Mobile fortement au-dessus de l'environnement, et les diffuseurs sont essentiellement plus de l'ordre de cette dernière. Ce cas est exactement reproduit par le modèle GBSB et clarifié dans la figure 2.12.

2.5.3 Ajustement du modèle GBSB à l'environnement de simulation

En considérant les équations (2.22) et (2.26), il est intéressant de noter que les réalisations R_i de la distance R des diffuseurs, et les délais de propagation τ_i des trajets générés par le modèle exponentiel peuvent être grands. Pour l'intégration du modèle du canal dans l'environnement de simulation, il est impératif de limiter les temps d'exécution pour chaque trajet, avec des temps d'exécution en hausse le nombre de valeurs qui peuvent être stockées, augmentent.

Toutefois, La définition du délai de propagation maximum τ_{max} comme limite du temps de fonctionnement, ne doit pas avoir lieu sans la prise en considération des paramètres du modèle géométrique.

La dérivation d'une expression analytique exacte de la probabilité $P(\tau_i \leq \tau_{max})$ des durées d'arrivée τ_i plus grandes que τ_{max} comme une fonction de la distance moyenne \bar{R} est mathématiquement très complexe.

L'approximation introduite par la suite permet toutefois d'estimer ces probabilités. De cette façon, on réussit à fixer une frontière pour le retard maximal des trajets τ_{max} en fonction de \bar{R} , à prendre en considération par le système de simulation. En outre, les hypothèses suivantes doivent être valides :

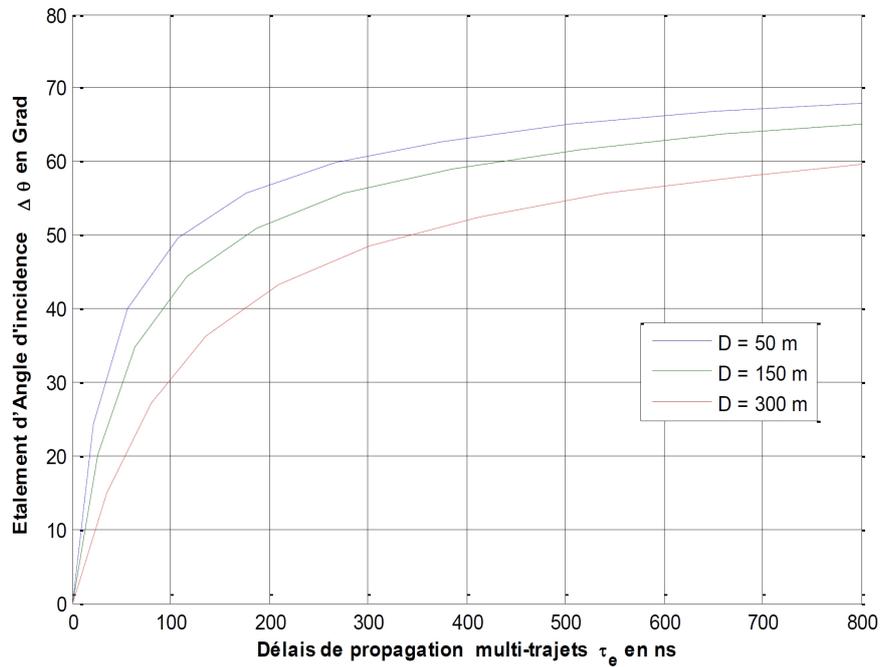
1. Nous ne considérons que le cas des limites géométriques, avec lequel l'angle de perte est égale à $\psi_i = 180^\circ$. Pour cette valeur la durée de propagation pour chaque trajet découle directement de l'équation 2.28 :

$$\tau = \frac{1}{c} (D + 2R) \quad \text{pour } \psi = 180^\circ \quad (2.33)$$

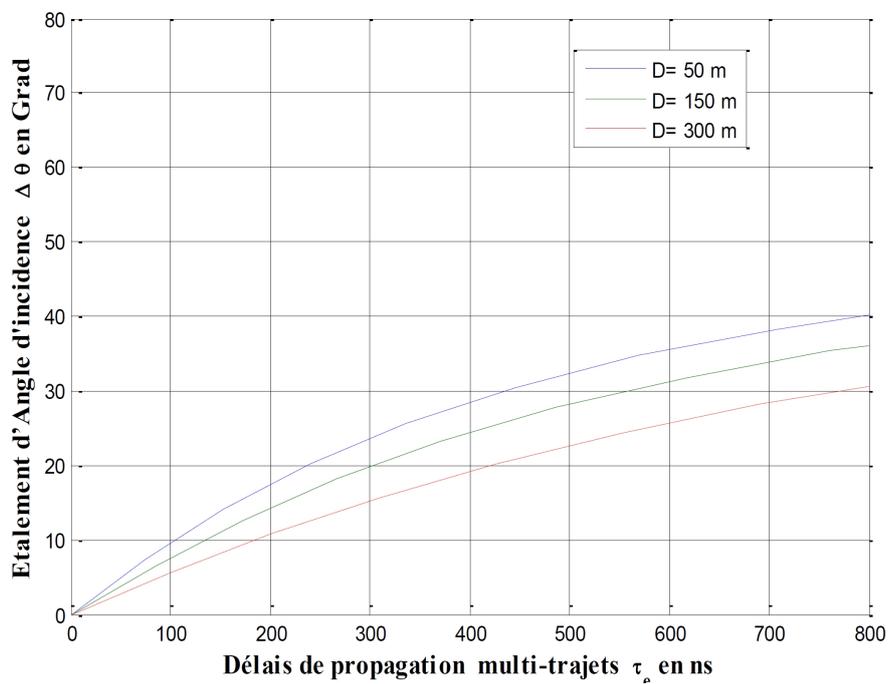
2. La limitation des durées de propagation τ s'effectue sur la base des probabilités conditionnelles,

$$p = P(\tau < \tau_{max} | \psi_i = 180^\circ) \quad (2.34)$$

Pour des trajets avec un angle de perte $\psi_i = 180^\circ$, et des retards de propagation supérieurs à τ_{max} , et compte tenu de la relation 2.33, on peut montrer que :



Modèle Liberti



Modèle exponentiel

FIGURE 2.12 – Comparaisons des caractéristiques du canal pour le modèle Liberti et le modèle exponentiel.

$$p = P(R_i < R_{max}) = 1 - F_R(R_{max}) \quad (2.35)$$

Avec la distance maximale du diffuseur :

$$R_{max} = \frac{c\tau_{max} - D}{2} \quad (2.36)$$

En insérant les équations (2.23) et (2.36) dans la relation (2.35) et avec quelques transformations fondamentales, nous obtenons une relation entre le délai maximum de propagation τ_{max} et le paramètre \bar{R} du modèle :

$$\bar{R} = \frac{c\tau_{max} - D}{2\ln\left(\frac{1}{p}\right)} \quad (2.37)$$

Toutefois, dans les routines de Simulation τ_{max} n'apparaît pas comme paramètre du canal, mais en s'inspirant de la référence [52], on définit le retard maximum relatif du trajet :

$$r_{max} = \frac{\tau_{max}}{c} \quad (2.38)$$

où le délai de propagation multi trajets maximal est :

$$\tau_{e_{max}} = \tau_{max} - \tau_0 = (r_{max} - 1)\tau_0 \quad (2.39)$$

La variable $\tau_0 = \frac{D}{c}$, représente ici le délai de propagation du trajet direct (trajet LOS). Compte tenu des équations (2.38) et (2.39), on obtient la forme modifiée de l'équation (2.37), qui est mise en œuvre dans l'environnement de simulation :

$$\bar{R} = \frac{(r_{max} - 1)D}{2\ln\left(\frac{1}{p}\right)} \quad (2.40)$$

ou

$$\bar{R} = \frac{\tau_{r_{max}}c}{2\ln\left(\frac{1}{p}\right)} \quad (2.41)$$

La figure 2.13 donne une représentation graphique de l'équation (2.41), où on peut voir l'évolution de la relation entre la distance moyenne \bar{R} et le délai de propagation maximal multi-trajets $\tau_{r_{max}}$ pour plusieurs valeurs de la probabilité p . En fixant la distance du diffuseur \bar{R} et la probabilité d'occurrence p , le délai de propagation maximal multi-trajets peut être facilement déduit de ce diagramme ou de l'équation (2.41).

Cela signifie pour la simulation du canal, que toutes les voies dont les propagations multi-trajets dépassent la valeur $\tau_{r_{max}}$ ne sont pas prises en considération par le système de simulation. La probabilité p de tels chemins est majorée par une valeur supérieure.

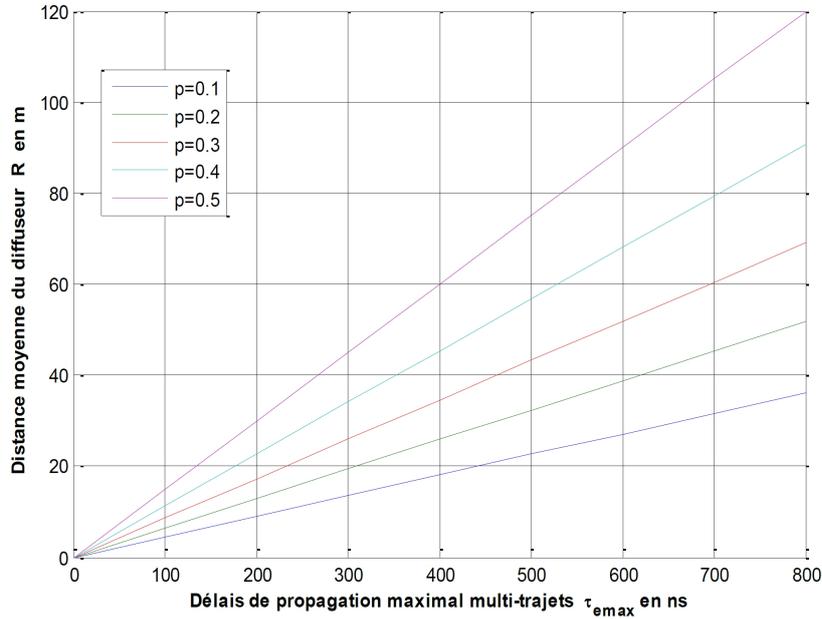


FIGURE 2.13 – Relation entre la distance moyenne \bar{R} et le délai de propagation maximal multi-trajets en fonction de la probabilité d'occurrence p .

2.5.4 Adaptation du modèle du canal à des scénarios réels

Nous allons montrer, à présent, comment peut-on adapter le modèle exponentiel à travers ces paramètres géométriques à des scénarios réels, et comment s'effectue l'ajustement du modèle en se basant sur des mesures réelles. Une telle procédure est dite "*procédure de paramétrage du canal*". Dans notre travail on se base sur les mesures réelles données dans la référence [54].

1. Les caractéristiques résultantes du canal sont [54] :
 - La distance entre la station mobile et la station de base : $D = 150m$
 - le délai de propagation multi-trajets moyen : $\bar{\tau}_e = 130ns$
 - l'étalement de l'angle d'incidence moyen : $\Delta\theta = 8^\circ$
 - le délai de propagation multi-trajets maximal : $\tau_{e_{max}} = 200ns$
2. Les paramètres recherchés du modèle :
 - Distance moyenne des diffuseurs \bar{R} .
 - La probabilité d'occurrence p .
3. Le paramètre \bar{R} du modèle est estimé sur la base des diagrammes de la figure 2.11 par les étapes suivantes :

- (a) Lecture d'une estimation \hat{R}_1 de la distance moyenne d'un diffuseur pendant un délai de propagation τ_e donnée, en tenant compte de la distance $D = 150m$ de la figure 2.11(a) : $\hat{R}_1(\bar{\tau}_e = 130ns) \approx 33m$.
- (b) Lecture d'une deuxième estimation \hat{R}_2 pour un étalement de l'angle d'incidence $\Delta\theta$, de la figure 2.11(b) : $\hat{R}_2(\Delta\theta = 8^\circ) \approx 21m$.

Chapitre 2. Caractérisation du Canal Radio Mobile

- (c) Calculer le paramètre \bar{R} comme étant la moyenne arithmétique des deux estimations : $\bar{R} \approx \frac{\hat{R}_2 + \hat{R}_1}{2} \approx 27m$,
 On peut avoir d'autres valeurs de \hat{R}_1 et \hat{R}_2 suivant le délai de propagation et l'étalement angulaire définis.
 (d) Vérifier les paramètres estimés et les valeurs du modèle données (toujours sur la figure 2.11) :

TABLE 2.1 – comparaison des paramètres du modèle

comparaison des paramètres du modèle.	
Données de mesure obtenues à partir des paramètres du canal [II.20] :	Données produites par les paramètres du modèle $\bar{R} \approx 27m$
$\bar{\tau}_e = 130ns$ $\Delta\theta = 8^\circ$	$\bar{\tau}_e = 100ns$ $\Delta\theta = 11^\circ$

4. Maintenant, on peut déterminer la probabilité conditionnelle p , pour un délai de propagation multi-trajets maximal $\tau_{e_{max}}$, et y utiliser la valeur \bar{R} estimée dans l'équation.
 En fixant $\tau_{e_{max}}$ et en considérant la valeur estimée \bar{R} , la probabilité d'occurrence p est déduite de la figure (2.13) ou est déterminée de l'équation (2.41) :

$$p(\tau_{e_{max}} = 200ns) = e^{-\frac{\tau_{e_{max}} \cdot c}{2 \cdot \bar{R}}} \approx 0.33$$

Dans ce cas, la probabilité p est une pure mesure de la qualité d'adaptation du modèle du canal aux valeurs mesurées caractérisant l'environnement et quantifiant la limite supérieure de la probabilité d'occurrence pour les trajets avec des délais de propagation $\tau_{e_{max}}$.

Si aucune "valeur mesurée" n'existe pour $\tau_{e_{max}}$, on peut déterminer des frontières appropriées pour ajuster le modèle exponentiel à la simulation de l'environnement selon les estimations de R et d'une probabilité d'occurrence p qui peut donner $\tau_{e_{max}}$ pour une propagation multi-trajets. Pour $p = 0.3$, $\bar{R} = 27m$, et d'après l'équation (2.41) :

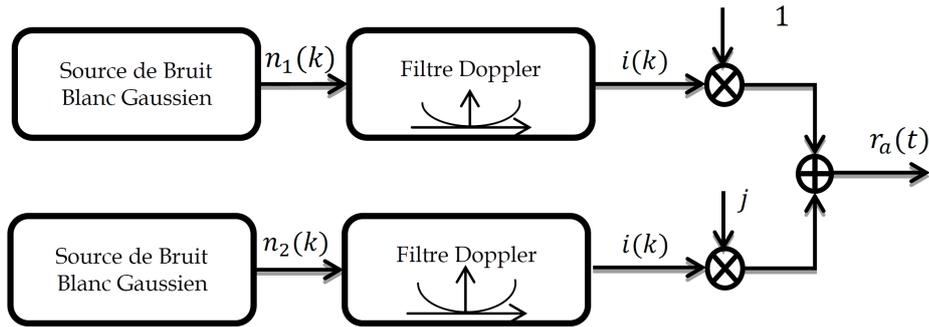
$$\tau_{e_{max}}(p = 0.3) = \frac{2\bar{R} \ln\left(\frac{1}{p}\right)}{c} \approx 217ns.$$

2.5.5 Modélisation des évanouissements

Comme nous l'avons déjà décrit dans le paragraphe (2.4.2), la structure des diffuseurs locaux cause une variation temporelle sur le signal suivant le mouvement de la station mobile, mais n'apporte pas de sélectivité fréquentielle du signal aux sens de Rice ou de Rayleigh. Cela peut être modélisé par un processus stochastique scalaire

Chapitre 2. Caractérisation du Canal Radio Mobile

pour chacun des chemins L dominant. il faut donc des systèmes qui génèrent des réalisations de tels processus aléatoires. D'après ce qui a été rapporté dans la section (2.3.4.2) l'évanouissement de Rayleigh est un processus Gaussien stochastique complexe, avec une partie réelle et une partie imaginaire de Gauss indépendantes, un spectre de densité de puissance et un spectre de Doppler ; correspondant à l'équation (2.16). C'est pour cette raison qu'on peut utiliser le modèle bande de base pour représenter le processus de Rayleigh [55],



$r_a(k)$: Evanouissement de Rayleigh.

FIGURE 2.14 – Modélisation de l'évanouissement de Rayleigh en bande de base.

Comme on peut le voir, on génère deux bruits blancs gaussiens indépendants $n_1(t)$ et $n_2(t)$. Leurs spectres de densité de puissance constante sont générés par un filtre de Doppler (Doppler filtre sous Matlab). En considérant les parties réelle et imaginaire ; du bruit résultant des processus complexes aléatoires ; on obtient l'évanouissement de Rayleigh. On utilise un filtre à réponse impulsionnelle finie (RIF) du huitième ordre sous Matlab, pour simuler l'effet Doppler. Le spectre de Doppler généré est de fréquence d'échantillonnage f_A , avec une fréquence de Doppler normalisée $f_D = \frac{f_D}{f_A}$. L'adaptation à l'effet Doppler requis est effectuée par le taux de conversion d'échantillonnage, c'est-à-dire par décimation où interpolation. Cette méthode pour générer le spectre Doppler est décrite dans [32],[46],[55]. La variance des processus n_1 , n_2 et le gain en puissance du filtre Doppler sont choisis de telle sorte que la puissance moyenne de l'évanouissement *Rayleigh* en bande de base $r_a(k)$ soit égale à 1. Ceci nous assure que la puissance moyenne de la voie dominante n'est pas modifiée par la superposition multiplicative avec $r_a(k)$.

De la même manière, le système utilisé pour générer l'évanouissement de *Rice* en bande de base $r_i(k)$, est donné sur la figure (2.15).

On peut clairement voir que ce système met en œuvre la superposition additive du processus de *Rayleigh* avec une composante directe. Une telle superposition produit ; conformément au paragraphe 2.3.4.2 ; un évanouissement de *Rice*. f_{D_s} est le décalage Doppler de la composante directe. Il est calculé à partir de l'équation (2.13). K est le facteur de *Rice*, défini dans l'équation (2.11), il établit le rapport de

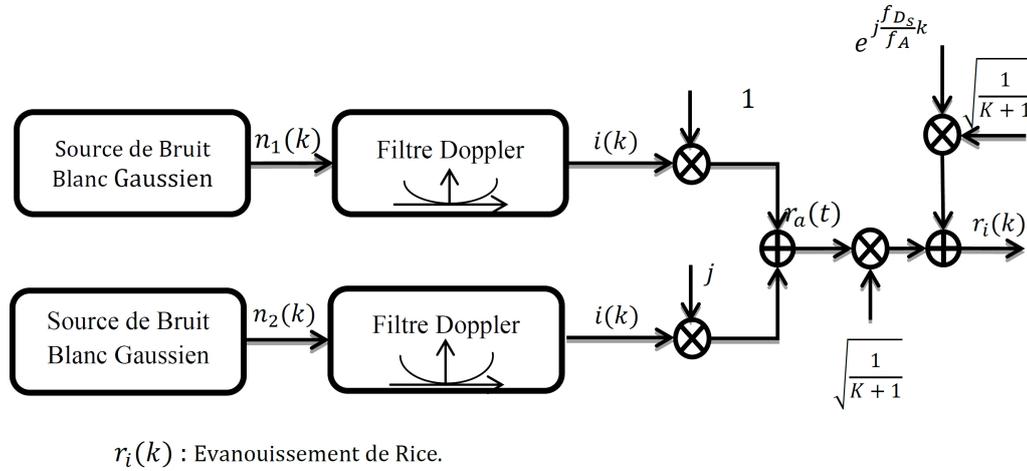


FIGURE 2.15 – Modélisation de l'évanouissement de Rice en bande de base.

puissance entre l'évanouissement de Rayleigh et la composante directe. La pondération de ces deux éléments est telle que la puissance moyenne de l'évanouissement de Rice $r_i(k)$ est aussi égale à 1.

2.6 Simulation des mouvements

Le mouvement continu de l'émetteur et/ou du récepteur cause une variation temporelle avec un effet d'évanouissement rapide, modélisé par le modèle statistique scalaire. Pour étudier les propriétés dynamiques des algorithmes adaptatifs la modélisation des évanouissements rapides (fast fading) ne suffit pas. Il faut en outre spécifier les changements temporels survenus à la suite de mouvement lent dans les caractéristiques des trajets du modèle GBSB, tels que l'angle d'incidence θ_i , les atténuations α_i et les délais de propagation τ_i .

Cependant, la modélisation d'un mouvement continu dans un système de simulation à temps discret ne peut être approchée qu'avec une résolution temporelle très élevée et cela entraîne un énorme effort de calcul. Pour maintenir l'effort de calcul dans des limites raisonnables, nous devons réduire la résolution temporelle et dans ce cas nous ne pouvons pas simuler un changement brusque dans la position de l'émetteur ou du récepteur. Ce changement de position abrupte n'existe pas réellement, toutefois il cause une grande instabilité dans la réponse impulsionnelle du canal.

Pour une simulation de mouvements efficace à un coût de calcul acceptable et avec une limitation de l'instabilité dans la réponse impulsionnelle du canal mentionné ci-dessus, la procédure suivante est proposée :

- La modélisation de l'évanouissement rapide est effectuée pour chaque chemin d'accès par un modèle stochastique scalaire. Les effets des mouvements continus du récepteur et/ou d'émetteur seront pris en compte par les propriétés

dynamiques des processus d'évanouissements stochastiques.

- Les changements de position de l'émetteur ou du récepteur sont compris dans certains intervalles de temps T_{int} en tant que petits sauts, et les effets de ces modifications locales sont d'abord examinés par un nouveau calcul des caractéristiques du trajet direct (LOS). Les caractéristiques de tous autres trajets restent pour le moment stables. L'intervalle T_{int} devrait être supérieur de plusieurs fois de celui qui est spécifié par le spectre Doppler, l'équation (2.17) définie le temps de cohérence, et donc :

$$T_{int} > n.T_c \approx n. \frac{1}{B_d} \quad \text{avec } n \geq 2 \quad (2.42)$$

B_D désigne l'étalement de fréquence (étalement Doppler) (§ 2.3.5).

- On procède à un contrôle des fluctuations rapides des puissances moyennes \bar{P}_i normalisé pour chaque trajet $\tilde{P}_i = \frac{P_i(t)}{\bar{P}_i}$. Si pour une voie, $\tilde{P}_i(t)$ est inférieur à un seuil prédéterminé P_{T_r} , de tel sorte que le signal reçu pour cette voie n'est guère modifié, alors les caractéristiques de cette voie; à savoir le délai de propagation τ_i , l'angulaire θ_i et l'atténuation α_i sont calculés suivant le modèle GBSB en tenant compte des nouvelles positions de l'émetteur et du récepteur.

Par la méthode décrite ci-dessus, la simulation du mouvement est obtenue par le remplacement progressif des anciens trajets; qui n'existe plus; par les nouveaux. Cela mène à une réduction de l'instabilité de la réponse impulsionnelle du canal durant les changements brusques des positions. Le respect de la condition (2.42) garanti (à un seuil de puissance adapté P_{T_r} , exemple $P_{T_r} = -15dB$.), entre deux changements successifs de position de l'émetteur ou du récepteur, que toutes les caractéristiques des trajets multiples soient recalculées.

L'intervalle T_{int} , le seuil de puissance P_{T_r} et la taille du changement de l'emplacement (des émetteurs et récepteurs) doivent être choisis soigneusement selon le scénario et le but de la simulation, afin de réaliser des résultats de simulation significatifs et pertinents.

2.7 Résultats et discussions des Simulations

Pour conclure ce chapitre, l'approche du cas réel par le *modèle vectoriel avec évanouissements stochastiques* est démontrée à travers quelques résultats de simulations. Dans les diagrammes représentés par la suite, la puissance du signal reçu est donnée en fonction du temps (en ns) sur une bande de fréquence de $100MHz$, pour les différents Scénarios appliqués. On peut voir à travers ces simulations, les effets du canal sur le signal (sélectivité fréquentielle et temporelle) ainsi que les propriétés du canal lui-même.

2.7.1 Implémentation des scénarios de simulation

Le modèle vectoriel avec évanouissements stochastiques a été programmé, dans le cadre de cette thèse, d'une façon à pouvoir manipuler plusieurs scénarios de propagations multi trajets. Ces programmes comportent plusieurs entrées et sorties. Les scénarios générés dépendent par exemple du milieu (urbain, rural, ...), de la vitesse de déplacement de l'émetteur, de la position de ce dernier ainsi que de celle du récepteur, les positions des diffuseurs, leurs nombre etc.

Les routines de simulation ont été développées en respectant les conditions citées dans les paragraphes précédants. Nous allons présenter plusieurs scénarios de propagation entre un émetteur de vitesse variable (mobile) et un récepteur immobile (station de base).

2.7.1.1 Scénario n°1

Les premières simulations sont réalisées pour un espace libre (facteur d'atténuation $\alpha = 2$) sans obstacles entre l'émetteur et le récepteur. Les paramètres de ce scénario sont :

Nombre de signaux utiles	1
Type du signal utile	MC (module constant)
Distance entre MS et BS	150 m
Angle d'incidence moyen $\bar{\theta}$ (angle LOS)	0°
Nombre de trajets	75
Perte moyenne par réflexions L_r	6dB
Fréquence d'échantillonnage f_A	40Khz
Fréquence de la porteuse f_c	5Ghz

En revanche on varie :

- Le modèle GBSB utilisé (modèle de *Liberti* ou *Exponentielle*)
- La vitesse du mouvement de la station mobile

Le scénario généré est illustré sur la figure 2.16. On peut voir l'émetteur (Tx), le récepteur (Rx) ainsi que les différents diffuseurs. Après compilation du programme, les trajets sont calculés et tracés sur la figure 2.17. On peut clairement voir la présence d'un trajet direct entre l'émetteur et le récepteur ainsi que plusieurs trajets dus aux différents diffuseurs.

La figure 2.18 représente la réponse du canal (modèle GBSB exponentiel), à la propagation d'un signal à module constant avec un utilisateur immobile ($\nu = 0km/h$) et avec τ_{emas} .

Pour cette situation, tous les trajets dominants arrivent au récepteur avec les mêmes temps de retards et les mêmes angles d'incidences. Il en résulte une dispersion des retards T_d et des étalements angulaires $\Delta\theta$ nulles. Comme on peut le voir sur le diagramme de la figure 2.18, l'affaiblissement du signal n'est pas causé par le manque de diffusion angulaire locale, mais dépend seulement du temps.

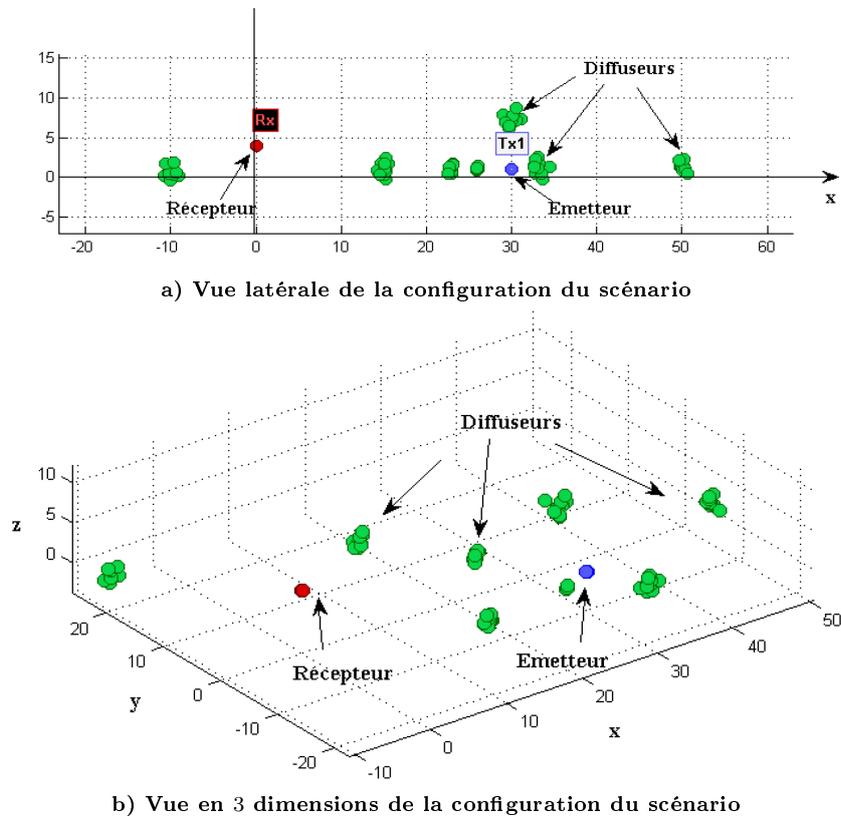


FIGURE 2.16 – Configuration spatiale du premier scénario.

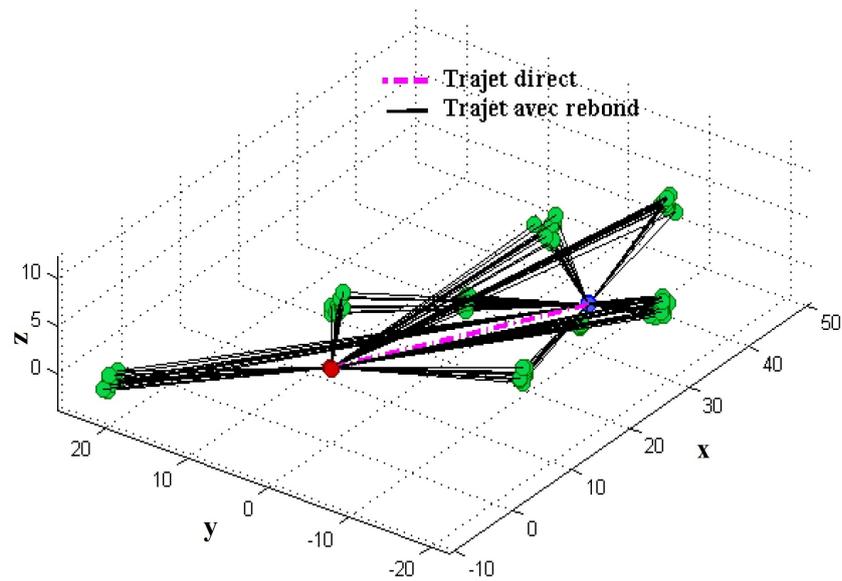


FIGURE 2.17 – Tracés des trajets entre l'émetteur et le récepteur.

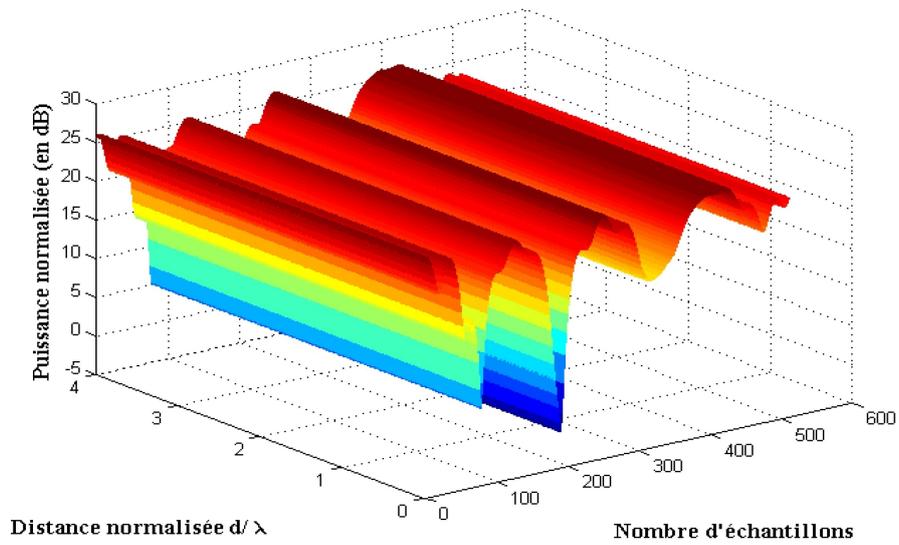


FIGURE 2.18 – Réponse du canal pour un modèle GBSB exponentiel avec $\tau_{e_{max}} = 0ns, \nu = 0km/h$.

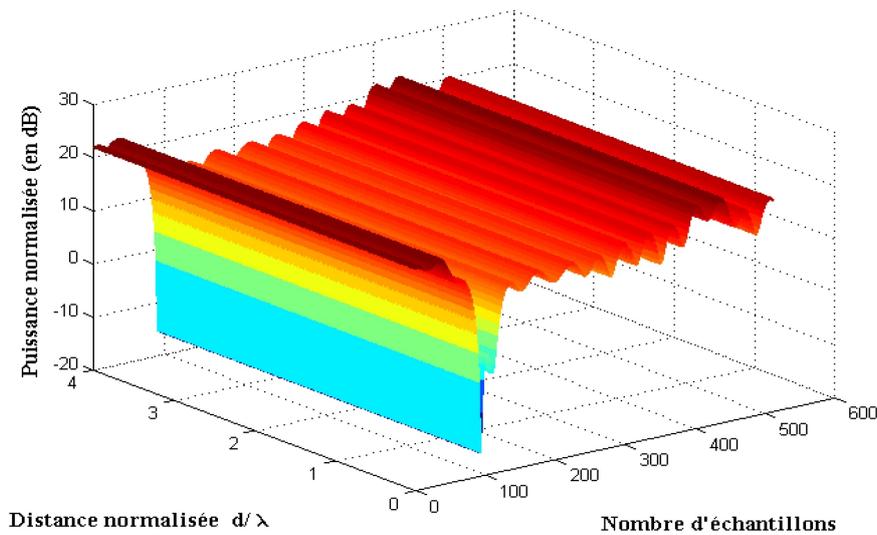


FIGURE 2.19 – Réponse du canal pour un modèle GBSB de Liberti avec $ns \tau_{e_{max}} = 0ns, \nu = 0km/h$.

Pour un deuxième cas de figure, on exploite les mêmes conditions de simulation, mais avec un canal de *Liberti*. Les résultats (figure 2.19) obtenue sont similaires avec un évanouissement plus significatif puisque il atteint $-20dB$.

A partir des deux simulations précédentes, on peut conclure que :

- l’immobilité de l’émetteur ne provoque qu’un évanouissement temporel du signal
- Les résultats obtenus suivant le modèle exponentiel et le modèle de Liberti

sont similaires, de ce fait, dans ce qui suit on exploite juste le modèle GBSB exponentiel.

2.7.1.2 Scénario n°2

Pour le deuxième scénario on introduit la mobilité de l'émetteur dans les mêmes conditions. Pour cela, la vitesse de l'émetteur est fixée à $2m/s$ (vitesse moyenne d'un piéton), avec un trajet droit. Le scénario de simulation est donné sur ci-dessous.

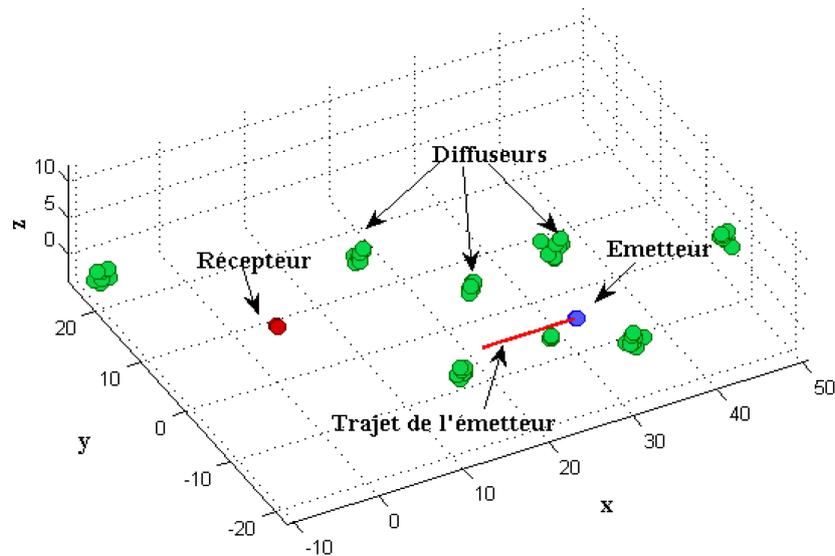


FIGURE 2.20 – Configuration spatiale du deuxième scénario.

Après compilation du programme, les trajets sont calculés et tracés sur la figure 2.21. On peut clairement voir le trajet de l'émetteur, les trajets directs et les trajets à bond unique. Il est à noter que la figure 2.21 représente les tracés des trajets générés à l'instant initial.

La figure 2.22 illustre la réponse impulsionnelle du canal pour les conditions du deuxième scénario. On peut clairement voir, par rapport aux simulations précédentes, l'existence d'évanouissements temporels ainsi que celui d'évanouissements fréquentiels. Cela est dû principalement au mouvement de l'émetteur. Mais, comme on peut le constater sur la figure, vu la vitesse de déplacement relativement faible ainsi que l'absence d'obstacles entre l'émetteur et le récepteur, les évanouissements provoqués sont faibles.

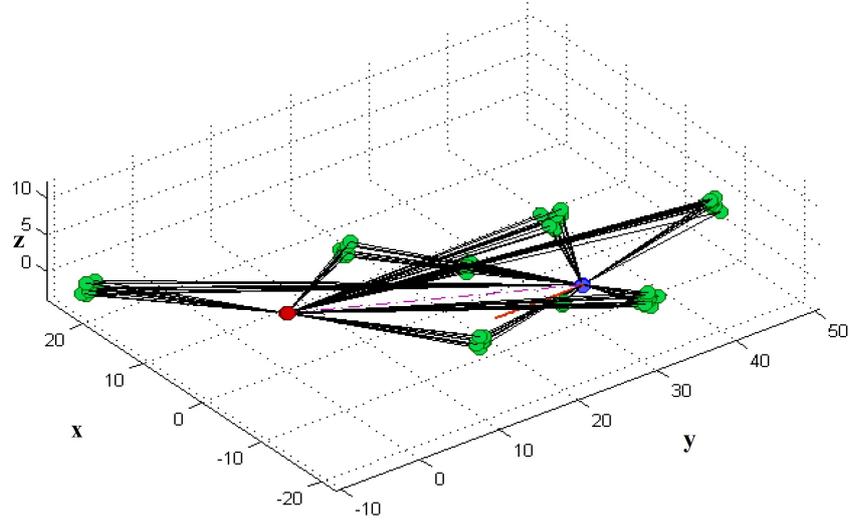


FIGURE 2.21 – Tracés des trajets entre l'émetteur et le récepteur.

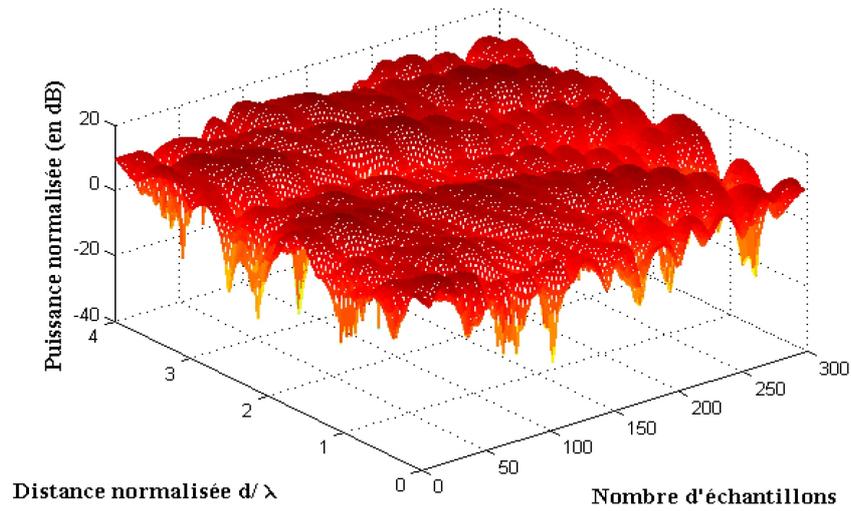


FIGURE 2.22 – Réponse impulsionnelle du canal sans obstacles.

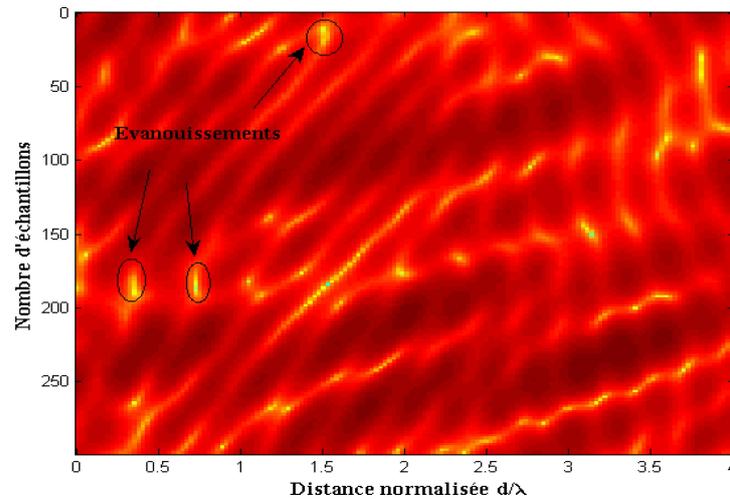


FIGURE 2.23 – Illustration des évanouissements.

2.7.1.3 Scénario n°3

Dans ce troisième scénario, nous allons simuler la propagation du signal émis par un utilisateur évoluant dans un milieu urbain (facteur d'atténuation $\alpha = 3$), où il existe plusieurs obstacles entre cet émetteur et la station de base. Les conditions de simulation sont :

Nombre de signaux utiles	1
Type du signal utile	MC (module constant)
Distance entre MS et BS	150 m
Angle d'incidence moyen $\bar{\theta}$ (angle LOS)	0°
Nombre de trajets	75
Perte moyenne par réflexion L_r	6dB
Fréquence d'échantillonnage f_A	40Khz
Fréquence de la porteuse f_c	5Ghz
Le modèle GBSB utilisé	Exponentielle
Vitesse du mobile	2m/s
Nombres d'obstacles	1

Le scénario proposé, généré par le logiciel développé est donné sur la figure 2.24. L'obstacle de forme rectangulaire plein est placé entre l'émetteur et le récepteur.

Le tracé des trajets entre l'émetteur et le récepteur (figure 2.25), montre la disparition de plusieurs trajets avec rebonds uniques dûs à la présence de l'obstacle, mais le trajet direct existe toujours.

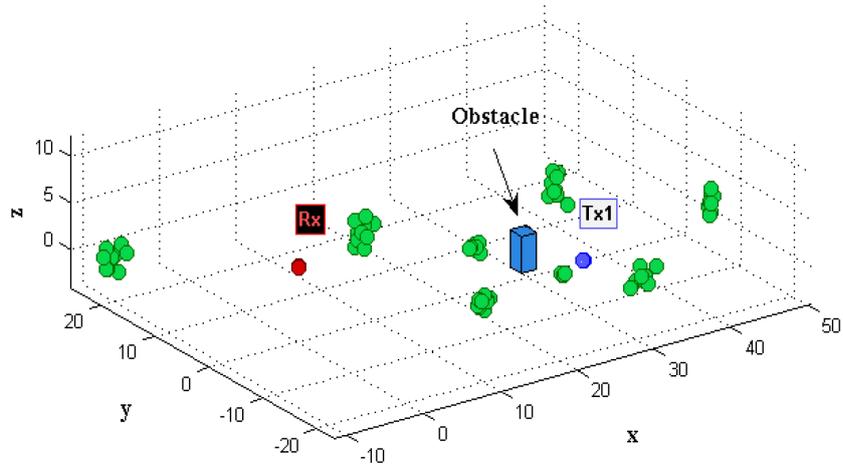


FIGURE 2.24 – Configuration spatiale du troisième scénario.

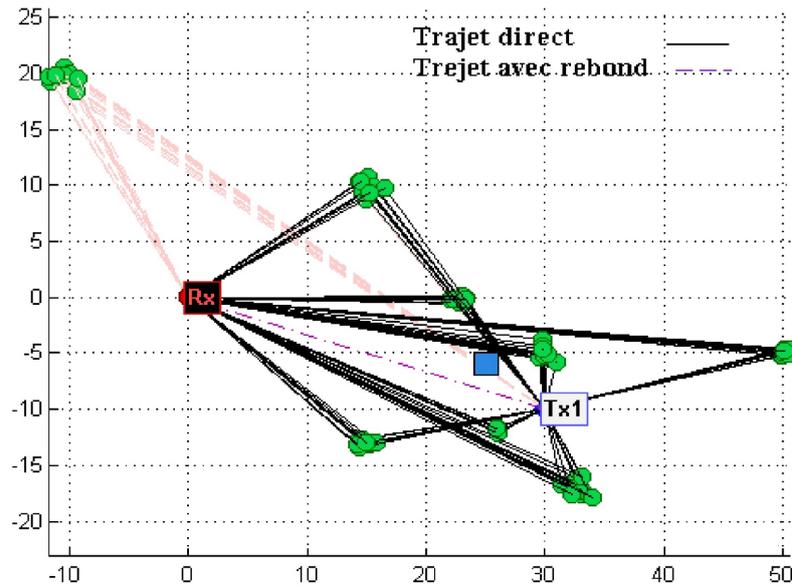


FIGURE 2.25 – Tracés des trajets entre l'émetteur et le récepteur..

On remarque sur les figures 2.26 et 2.27, par rapport à la figure 2.22, l'augmentation et l'accentuation des évanouissements dus à la diminution du nombre de trajets, engendrée par la présence de l'obstacle entre l'émetteur et le récepteur.

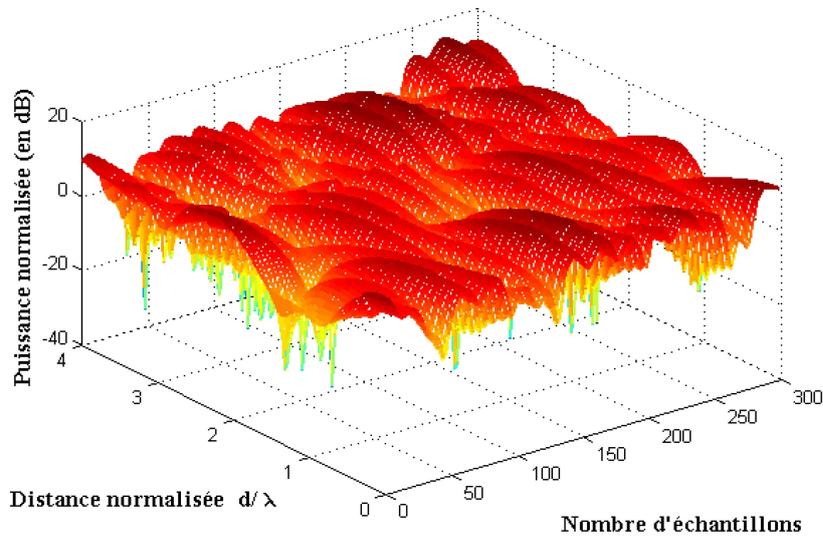


FIGURE 2.26 – Réponse impulsionnelle du canal pour.

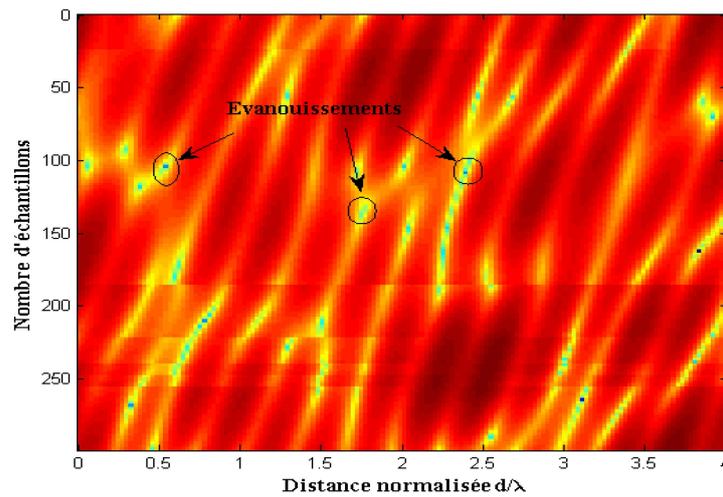


FIGURE 2.27 – Illustration des évanouissements.

2.8 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons développé une étude détaillée du canal radio mobile pour les systèmes d'antennes intelligentes. Le but de cette étude est la mise en œuvre d'un ensemble de programmes capables de fournir des bases de données pour plusieurs scénarios d'émission et de réception de signaux dans un canal réel. Ces bases de données vont servir à implémenter des algorithmes développés, dans un contexte réel d'un milieu urbain ou rural avec mobilité de l'émetteur. Dans le chapitre suivant, nous développons une classe d'algorithmes dits aveugles, qui seront appliqués en liaison avec les systèmes à antennes intelligentes.

Algorithmes du Module Constant pour les Antennes Intelligentes

Sommaire

3.1	Introduction	69
3.2	Algorithmes du Module Constant	69
3.2.1	Généralités	69
3.2.2	Contrainte du module constant	70
3.2.3	Fonction coût des CMA	70
3.3	Algorithme du Module constant à gradient stochastique	71
3.3.1	Développement par la méthode de descente	71
3.3.2	Initialisation du vecteur de pondération	72
3.3.3	Détection aveugle par SGCMA	73
3.3.4	Simulation et résultats	75
3.4	Discussions des résultats obtenus	78
3.5	Algorithme du module constant normalisé (NCMA)	79
3.5.1	Généralités	79
3.5.2	Vecteur de pondération normalisé	79
3.5.3	Implémentation et résultats	80
3.5.4	Cas de propagation en milieu urbain ('urban area')	83
3.5.5	Discussions des résultats	86
3.6	Algorithme du module constant au sens des moindres carrés (LSCMA)	87
3.6.1	Implémentation et résultats	89
3.7	Comparaison entre le NCMA et le LSCMA	96
3.7.1	Vitesse de convergence et erreur quadratique moyenne	96
3.7.2	Influence du rapport signal sur bruit d'entrée (SNR _{in})	97
3.7.3	Influence du vecteur de pondération initial	100
3.8	Algorithme multi-étages à module constant (MT-CMA)	103
3.8.1	Principe	103
3.8.2	Approche d'orthogonalisation	104
3.8.3	Ambiguïté de phase	106
3.8.4	Procédure du Tri	106
3.8.5	Simulation de la méthode MT-CMA	107
3.8.6	Nombre maximum d'utilisateurs	109
3.9	Conclusion	117

3.1 Introduction

L'exploitation de la dimension spatiale du canal sans fil est la solution clé pour le développement des nouvelles interfaces radios des futurs systèmes de communication mobile. Dans les systèmes multi-utilisateurs, les antennes intelligentes utilisent efficacement cette dimension pour séparer les utilisateurs et augmenter la capacité du système. Dans ce chapitre, nous allons étudier une classe d'algorithmes connue sous le nom d'Algorithmes du Module Constant (CMA). Ces algorithmes peuvent être utilisés pour la formation des voies adaptatives, la suppression d'interférences inter-symboles (égalisation) et d'autres applications quand le signal d'intérêt a une enveloppe constante, telle que les signaux de communications à modulation de fréquence (FM : Frequency modulation), à modulation numérique en phase (PSK : Phase Shift keying), et la modulation numérique de fréquence FSK (Frequency Shift keying). Les CMA peuvent être aussi utilisés pour plusieurs signaux à enveloppe non constante (par exemple : modulation d'amplitude en quadrature QAM), cependant les performances de ces algorithmes pour de telles modulations se dégradent relativement par rapport au cas où le signal est à enveloppe constante. Dans ce chapitre les performances (vitesse de convergence, stabilité et erreur finale) des différents algorithmes CMA sont analysés sous Matlab pour des scénarios de transmission entre mobiles et stations de bases, en se basant sur la caractérisation du canal radio développé dans le chapitre précédent. Nous terminerons ce chapitre par une généralisation de l'étude au cas des systèmes multi-utilisateurs. L'analyse par simulation des performances des Algorithmes CMA multi-étages est proposée.

3.2 Algorithmes du Module Constant

3.2.1 Généralités

Les algorithmes du module constant (CMA), généralement connus sous le nom d'algorithme de Godard, font partie des algorithmes dits aveugles, puisqu'ils ne nécessitent pas de signal de référence, mais exploitent les caractéristiques intrinsèques du signal utile. Cette tranche d'algorithmes peut être aussi bien utilisée pour l'ajustage des poids des filtres adaptatifs (pour une égalisation aveugle) qu'à la formation des voies adaptatives (Blind Beamforming). Le présent travail est consacré, exclusivement au second cas, pour lequel ces algorithmes ont été développés à l'origine par l'américain Godard [56]. Les algorithmes du module constant utilisent certaines qualités des signaux ayant des enveloppes complexes constantes ou presque constantes. Ils tentent de reconstituer aussi bien que possible l'enveloppe complexe constante du signal émis, qui a subi des fluctuations dues au canal de propagation, à la sortie du système. De cette manière, nous avons une amélioration du rapport signal sur interférences plus bruit (SNIR) à la sortie.

3.2.2 Contrainte du module constant

Les algorithmes du module se basent sur la propriété des modules constants pour la détection, et dépendent largement de la qualité du signal émis, par conséquent ils sont en relation avec les modulations de phase et de fréquence (par exemple : FM, PM, FSK, PSK ...), mais ils sont aussi suggérés pour des signaux qui n'ont pas d'enveloppe constante. Pour savoir si l'algorithme du module constant peut être appliqué pour une certaine classe de signaux ou de modulations, une condition peut être indiquée par le dit Kurtosis κ (ce terme indique la contrainte sur le module) qui doit être inférieur à 2.

Pour un signal complexe $s(t)$, cette condition est exprimée par [57] :

$$\kappa_s = \frac{E[|s(t)|^4]}{E[|s(t)|^2]^2} < 2 \quad (3.1)$$

Les signaux qui remplissent cette condition, sont qualifiés de signaux sub-gaussiens et conviennent parfaitement à l'application des algorithmes du module constant quelque soit leur modulation. Toutefois, la qualité de la pente de convergence du CMA dépend d'une façon décisive du Kurtosis du signal émis qui peut être largement plus grand pour des signaux à modulation d'amplitude que pour des signaux à modulation de fréquence. Dans le cas des signaux à enveloppe constante $\kappa = 1$, et plus ce terme s'écarte de cette valeur plus la convergence du CMA est moins évidente. Une qualité supplémentaire des CMA, qui peut être particulièrement attirante par rapport à d'autres algorithmes d'adaptation, est la facilité de mise en oeuvre et d'implémentation de ces algorithmes sur les systèmes

3.2.3 Fonction coût des CMA

L'algorithme du module constant se base sur une fonction coût $J_{p,q}(w)$, qui dépend de la sortie du réseau d'antennes $y(t)$ ainsi que d'une constante R_p qui exprime la contrainte du module constant. Cette fonction coût est exprimée par [58][59] :

$$J_{p,q}(w) = E\{|y(k)|^p - R_p^p\}^q \quad (3.2)$$

Pour :

$$\left(\begin{array}{l} p, q \in N; \quad p, q \in N \\ R_p \in \mathfrak{R}; \quad R_p > 0 \end{array} \right) \quad (3.3)$$

avec le signal de sortie $y(t)$ donné par :

$$y(k) = w^H(k).x(k) \quad (3.4)$$

Le CMA effectue l'ajustage des poids de pondération de telle sorte que la fonction $J_{p,q}(w)$ soit minimale.

La constante R_p dans l'équation (3.2) est dite constante de dispersion. Elle est donnée par :

$$R_p = \frac{E[|s(k)|^{2p}]}{E[|s(k)|^p]} \quad (3.5)$$

Chapitre 3. Algorithmes du Module Constant pour les Antennes Intelligentes

où $s(k)$ représente le signal émis.

Le R_p ainsi défini dans (3.5) n'influence que légèrement la convergence de l'algorithme et pour la plus part des applications est pris égal à 1.

3.2.3.1 Détermination de p et q

Les deux paramètres p, q sont deux entiers qui vont déterminer la surface erreur de la fonction coût et de là les nombres de solutions possibles fournies par l'algorithme CMA. Pour pouvoir fixer les deux entiers, nous avons simulé la fonction coût pour des valeurs p et q entre un et deux. Les résultats de simulation sont indiqués sur la figure 3.1. Nous pouvons clairement voir que pour $p = q = 2$ le nombre de solutions possibles sur la surface est de quatre, mais pour $p = 1$ et $q = 2$ ou $p = 2$ et $q = 1$ le nombre de solutions se réduit à un.

Notre choix s'est porté sur le premier cas dans le but d'augmenter la probabilité d'avoir une solution pour plusieurs intervalles. Ceci ne va pas éliminer une convergence locale possible. De là, la fonction coût se réduit à [59] :

$$J_{p,q}(w) = E[(|y(k)|^2 - 1)]^2 \quad (3.6)$$

3.3 Algorithme du Module constant à gradient stochastique

3.3.1 Développement par la méthode de descente

Le premier algorithme qui a été développé dans cette classe est un algorithme qui exploite la technique de descente du gradient stochastique pour minimiser la fonction coût. Il est généralement connu sous le nom d'algorithme du module constant (CMA) ou algorithme du Module constant à gradient stochastique (SGCMA).

Dans ce cas, l'équation récursive de mise à jour du vecteur de pondération est donnée par [60] :

$$w(k+1) = w(k) - \mu \nabla J(w) \quad (3.7)$$

L'application du gradient à la fonction coût exprimée dans (3.6), donne :

$$\begin{aligned} \nabla J(w) &= 2E[(|y(k)|^2 - 1)\nabla(w^H x^H(k)w)] \\ &= 2E[(|y(k)|^2 - 1)\nabla(x(k)x^H(k)w)^*] \\ &= 2E[(|y(k)|^2 - 1)x^*(k)y(k)] \end{aligned} \quad (3.8)$$

En exploitant la propriété :

$$|y(k)|^2 = y(k)y^*(k) = w^H x(k)x^H(k)w \quad (3.9)$$

Chapitre 3. Algorithmes du Module Constant pour les Antennes Intelligentes

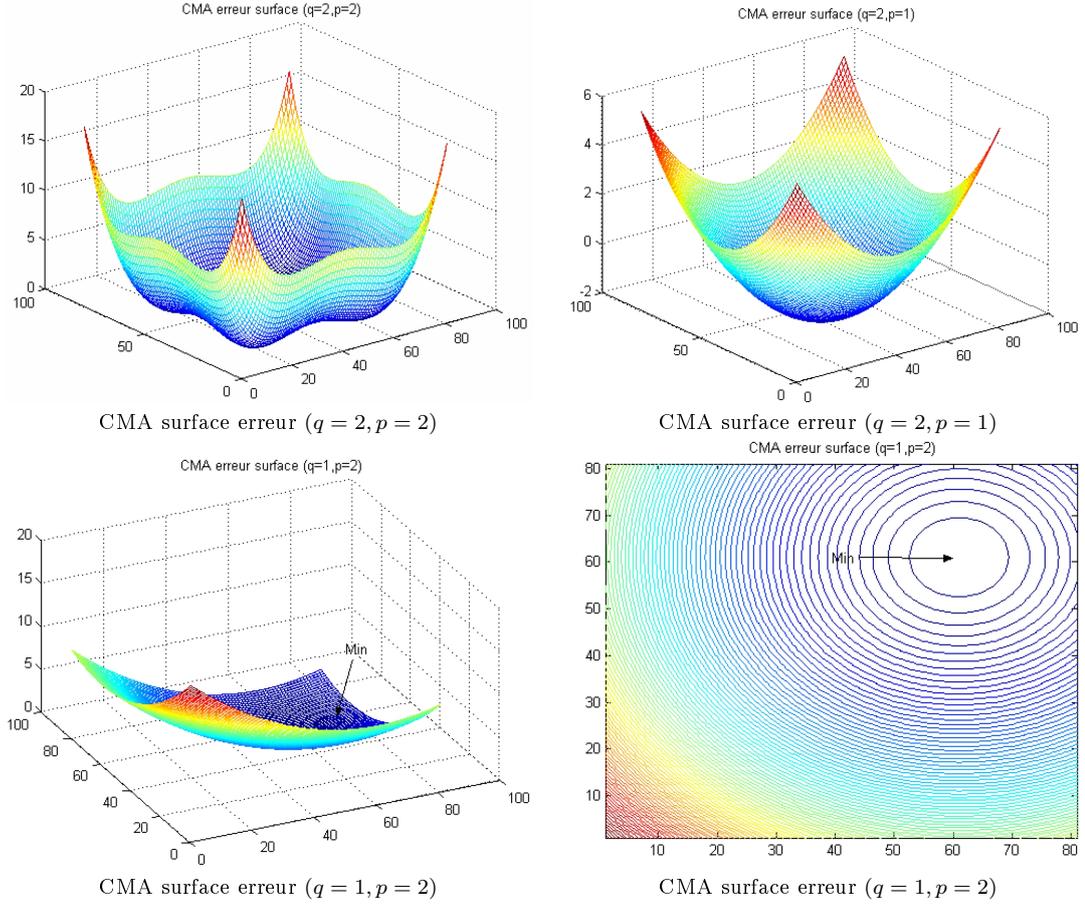


FIGURE 3.1 – Variation de la surface CM en fonction de (p, q)

où $x(t)$ est le signal incident sur le réseau à l' instant k , il inclue les interférences et bruits, il est donné par :

$$x(k) = \sum_{i=1}^N x_i(k) + n(k) \quad (3.10)$$

L'équation de mise à jour du vecteur de pondération devient alors :

$$w(k+1) = w(k) - \mu x(k) (|y(k)|^2 - 1) y^*(k) \quad (3.11)$$

où μ est désigné comme étant le pas de progression et/ou paramètre de convergence. Il détermine la vitesse de convergence de l'algorithme et influence de façon décisive sa stabilité.

3.3.2 Initialisation du vecteur de pondération

La fonction coût $J(w)$ de l'algorithme du module constant a un minimum local dans l'endroit où $y(k) = 0$. La valeur du gradient estimé atteint ici *zéro*, de sorte que

Chapitre 3. Algorithmes du Module Constant pour les Antennes Intelligentes

l'algorithme CMA continue à faire l'adaptation tant que le vecteur de pondération n'est pas nul [61] :

$$w(k) \neq 0 \quad (3.12)$$

Ce point est non critique, puisqu'il ne présente pas un état stable de la procédure du gradient stochastique. Une petite modification du vecteur d'entrée (ex. : par l'influence des bruits) suffira pour quitter cet état. Toutefois la condition (3.12) devrait être considérée lors de l'initialisation du vecteur de pondération. On ne peut pas choisir ainsi, comme par exemple dans l'algorithme LMS, le vecteur nul comme vecteur de pondération initiale, puisque l'algorithme ne démarre d'ailleurs pas du tout. Au moins un élément de devrait être non nul.

Pour initialiser le vecteur w , on a considéré la sortie $y(k)$ donnée par (1.16) :

$$y(k) = x(k)w^H(k)$$

En notation matricielle on a :

$$Y = X.w^H$$

En supposant que le signal utile correspond à la première colonne de la matrice x , on peut donner comme vecteur initial [61] :

$$w(0) = [1 \ 0 \ 0 \ \dots, 0]^T \quad (3.13)$$

Nous allons voir que le choix du vecteur initial $w(0)$ est cruciale pour la convergence des algorithmes CMA ainsi que pour leur vitesse de convergence. Une autre méthode pour le calcul du vecteur initial sera proposée plus loin dans ce chapitre.

3.3.3 Détection aveugle par SGCMA

3.3.3.1 Formulation du problème

En s'appuyant sur le principe des antennes intelligentes et en exploitant l'équation (3.7), de mise à jour du vecteur de pondération, qui peut être écrite sous la forme

$$w(k+1) = w(k) - \mu x(k)\bar{\varepsilon} \quad (3.14)$$

où

$$\varepsilon = (|y(t)|^2 - 1)y^*(k) \quad (3.15)$$

On peut résumer le problème de la détection aveugle SGCMA, par une antenne intelligente au système suivant :

$$\begin{cases} y(k) = w(k)^H x(k) \\ \varepsilon = (|y(k)|^2 - 1)y^*(k) \\ w(k+1) = w(k) + \mu x(k)\bar{\varepsilon} \end{cases} \quad (3.16)$$

L'implémentation de cet algorithme (SGCMA) pour l'antenne intelligente est résumée dans l'organigramme de la figure 3.2 [62].

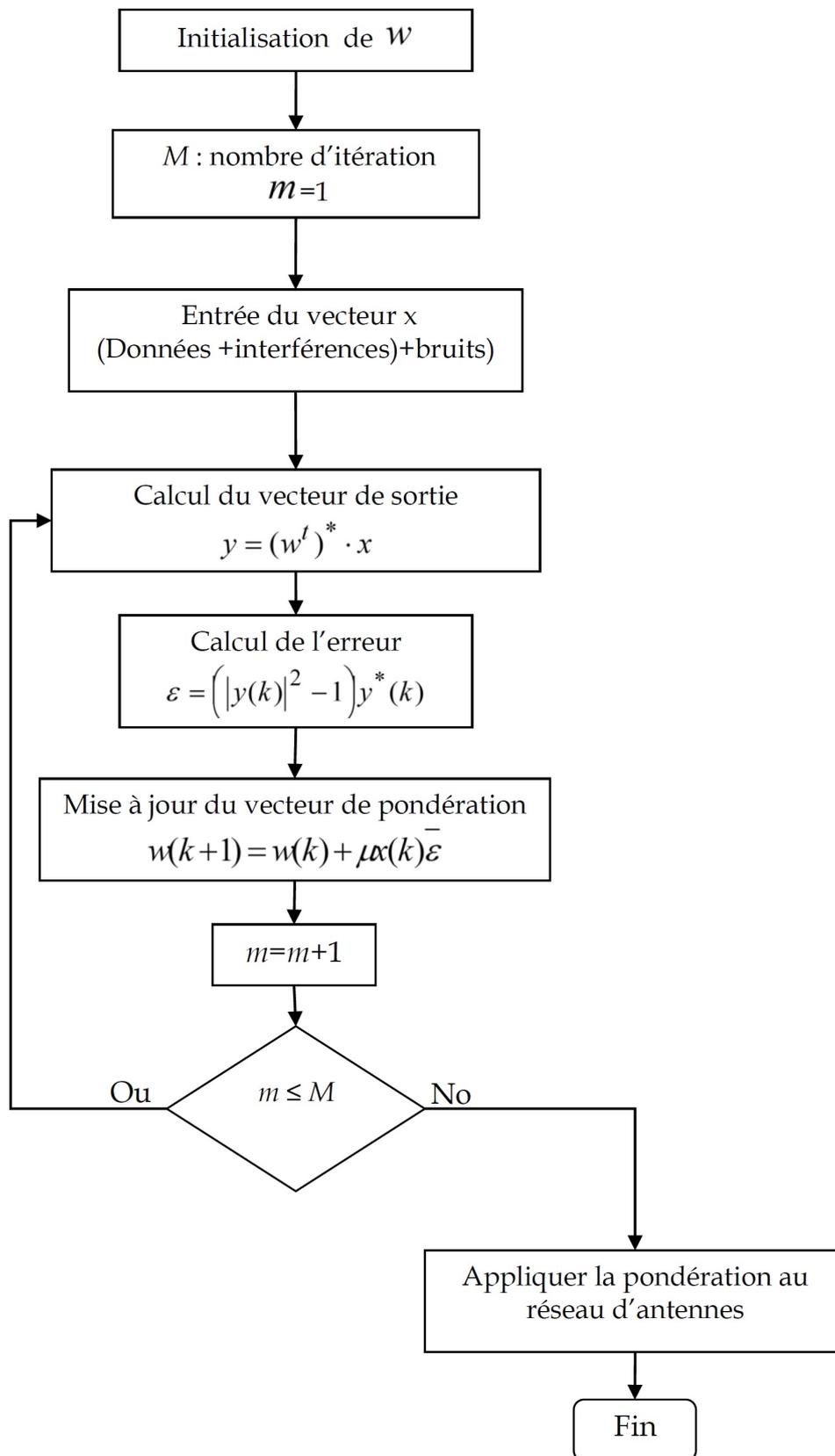


FIGURE 3.2 – Organigramme de détection aveugle par SGCMA.

Chapitre 3. Algorithmes du Module Constant pour les Antennes Intelligentes

3.3.3.2 Critères de performance

Pour pouvoir analyser les performances des algorithmes programmés, nous avons défini des critères de performance :

- Ces algorithmes seront jugés sur leur vitesse de convergence,
- sur la précision de pointage du lobe principal ainsi que les niveaux des lobes secondaires,
- et sur la qualité des signaux captés, évaluée par l'évolution du rapport signal sur interférences plus bruits (**Annexe C**).

Une visualisation de l'enveloppe du signal détecté ainsi que l'évolution de l'erreur quadratique est proposée pour la validation des algorithmes. Cependant, le code développé au cours de cette thèse donne la possibilité d'analyser les différents paramètres du signal, du canal, des antennes, etc.

3.3.4 Simulation et résultats

3.3.4.1 Cas d'un canal idéal

Pour l'analyse de l'algorithme SGCMA, nous proposons, en premier lieu, d'étudier la détection d'un signal numérique BPSK (**Annexe C**), se propageant dans un canal idéal par une antenne intelligente de 8 éléments rayonnants uniformément espacés de $\lambda/2$. Ce signal a une direction d'incidence de 30° . On considère aussi l'incidence d'un brouilleur gaussien de même niveau que notre signal utile de direction -10° . Pour exprimer les bruits thermiques dus aux composantes du système, on a ajouté un bruit additif de niveau 0 dB uniformément réparti sur toutes les antennes.

La réponse de l'antenne intelligente est représentée par la figure 3.3, où on peut voir la formation d'un lobe principal dans la direction du signal utile, ainsi qu'une réjection de l'interférence et cela est confirmé par le tracé du rapport signal sur interférences plus bruit (SNIR : *signal to noise plus interferences ratio*) (figure 3.4). Le développement du SNIR est donné en détail dans l'**annexe C**.

Dans le cas où le canal est supposé idéal avec trajet simple, l'algorithme ne présente aucune difficulté à détecter le signal utile.

Chapitre 3. Algorithmes du Module Constant pour les Antennes Intelligentes

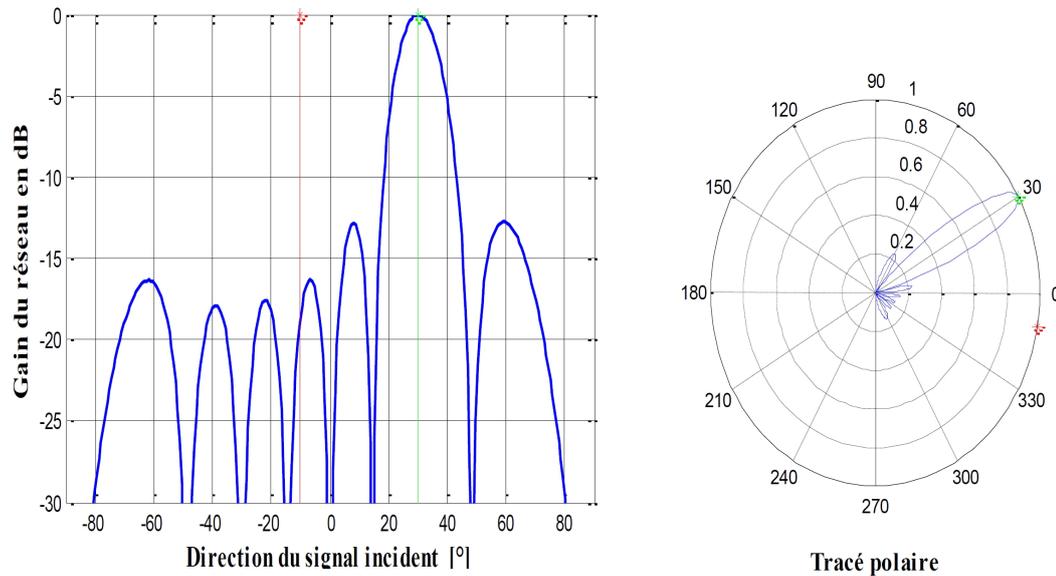


FIGURE 3.3 – Réponse de l'antenne intelligente dans un canal idéal.

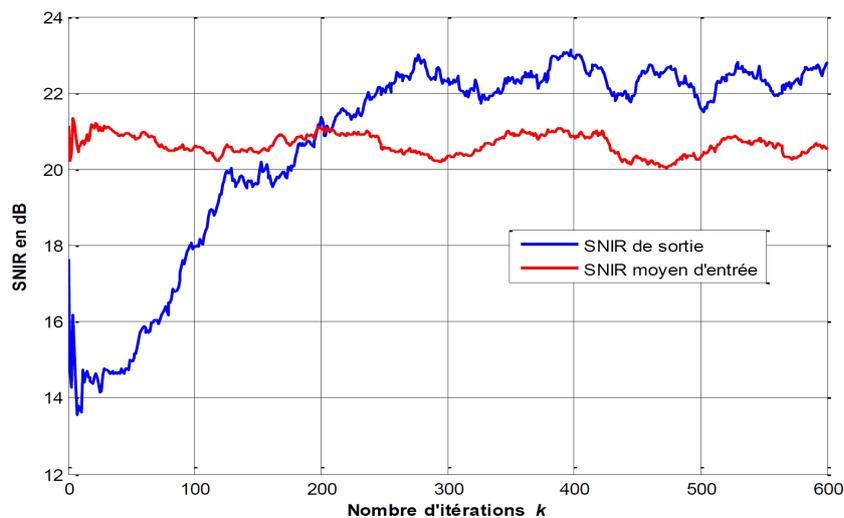


FIGURE 3.4 – Evolution du SNIR.

3.3.4.2 Cas d'un canal réel

Pour une meilleure évaluation de l'algorithme SGCMA, la simulation précédente est reproduite dans les conditions de propagation réelle générées par les programmes du chapitre 2 et décrites par le scénario de la section 2.6.1.3 avec une mobilité de l'émetteur égale à 2 m/s . La présence d'un obstacle entre le mobile et la station de base est aussi introduite. Le nombre des multi-trajets est fixé à 20 trajets.

Chapitre 3. Algorithmes du Module Constant pour les Antennes Intelligentes

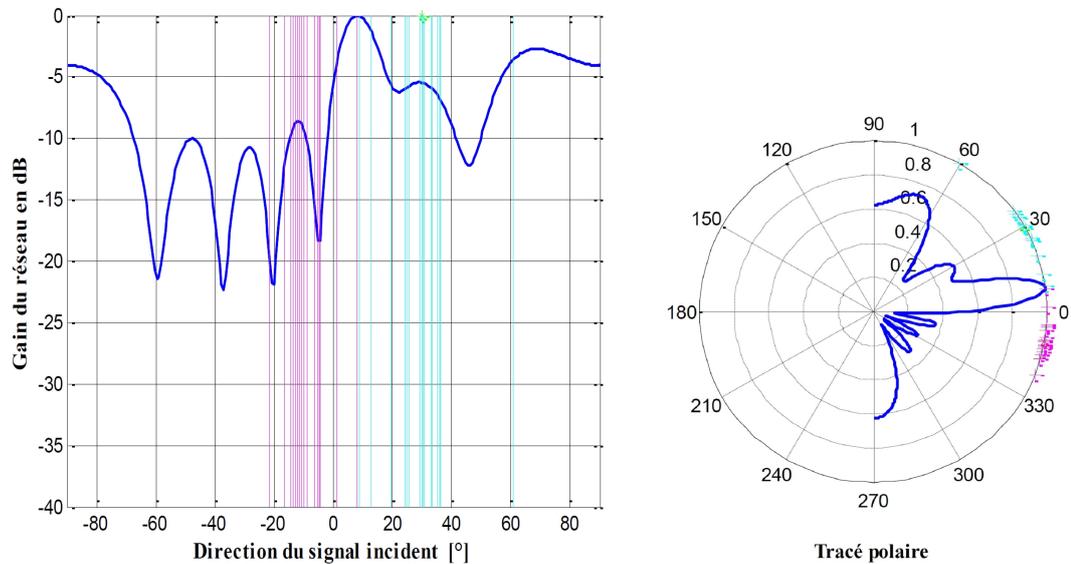


FIGURE 3.5 – Réponse de l’antenne intelligente dans un canal avec multi-trajets.

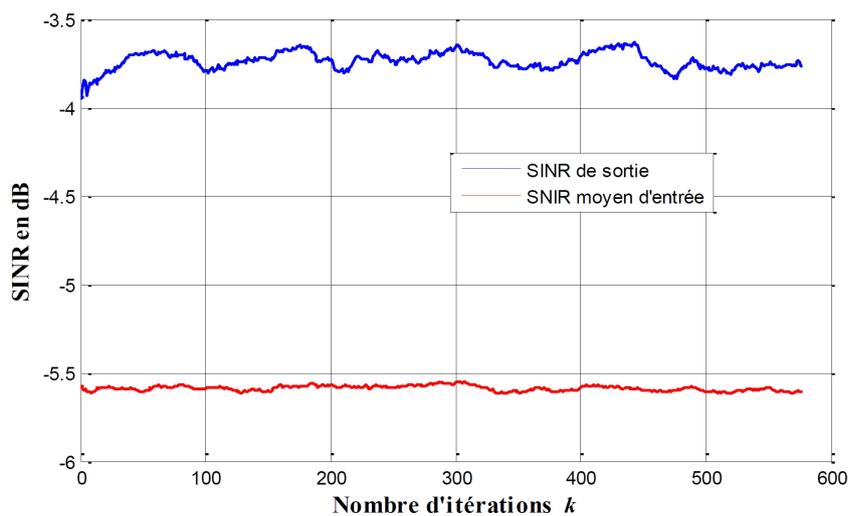


FIGURE 3.6 – Atténuation du niveau du signal utile.

On peut voir sur la figure 3.5, la présence des trajets multiples pour le signal utile et l’interférence, il est clair que l’algorithme SGCMA n’arrive pas, dans ces conditions, à détecter le signal utile. Le lobe principal pointe dans la direction d’incidence d’un trajet perturbé par l’interférence.

Le tracé du rapport SNIR (3.6) démontre l’influence de l’interférence sur le signal, on peut voir d’après le tracé du module de l’enveloppe du signal reçu (figure 3.7) que celui-ci disparaît après les 600 itérations.

Des deux simulations réalisées sur l’algorithme SGCMA, on peut conclure que

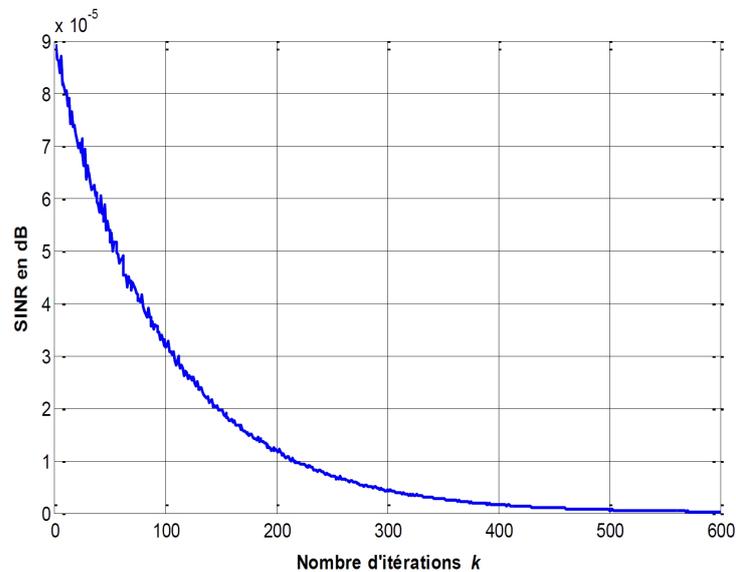


FIGURE 3.7 – Evolution de l'enveloppe du signal utile.

l'utilisation de cet algorithme pour la détection aveugle par antenne intelligente n'est pas possible, vu ces performances très médiocres dans un environnement réel de propagation multi-trajets.

3.4 Discussions des résultats obtenus

Lors des simulations effectuées sur l'application du SGCMA à la détection aveugle par antenne intelligente, plusieurs problèmes ont surgies :

- Comme remarque générale le SGCMA présente une grande instabilité.
- La convergence locale est fréquemment présente dans les simulations et les résultats sont obtenus après plusieurs essais,
- Les résultats obtenus pour des canaux réels (scénarios du chapitre 2) sont médiocres.

Ces différents problèmes rencontrés nous conduisent à dire que l'application du SGCMA tel qu'il est défini ne présente aucun intérêt d'application de détection par antenne intelligente. Ceci nous a poussé à étudier des variantes de l'algorithme CMA pour résoudre les problèmes d'instabilité, de convergence locale et d'incapacité dans des scénarios de propagation multi-trajets.

3.5 Algorithme du module constant normalisé (NCMA)

3.5.1 Généralités

L'algorithme du module constant normalisé (NCMA) se présente comme étant une variante de l'algorithme du module constant (SGCMA). Il est distingué en même temps par une stabilité globale et une vitesse de convergence élevée. Ces qualités sont obtenues par la variation du pas de convergence μ en fonction du vecteur d'entrée $x(t)$ et du vecteur de pondération $w(k)$. Cet algorithme développé par Hilal et Duhamel [63], était destiné à la correction du canal adaptatif par l'application de la technique du gradient stochastique sur la fonction coût du $CM_{p,2}$:

$$\begin{cases} y(k) = w(k)^H x(k) \\ \varepsilon = (|y(k)|^2 - 1)y^*(k) \\ w(k+1) = w(k) + \mu x(k)\bar{\varepsilon} \end{cases} \quad (3.17)$$

R_p est choisi ici aussi égale à 1, si on exige en plus que l'erreur $\varepsilon(k)$ soit nulle à chaque échantillon, c'est-à-dire qu'on a :

$$\varepsilon(k) = |w^H(k+1)x(k)|^p - 1 = 0 \quad \forall k \quad (3.18)$$

Ce qui permet de déduire le vecteur de pondération dit *vecteur de pondération normalisé*.

3.5.2 Vecteur de pondération normalisé

Avec ces conditions, et après quelques transformations mathématiques et l'ajustement des paramètres p et q à 1 et 2 respectivement, on a l'équation récursive de mise à jour du vecteur de pondération de l'algorithme NCMA donnée par [64][65] :

$$w(k+1) = w(k) + \frac{1}{x^H(k)x(k)} x(k)y^*(k) \left[1 - \frac{1}{|y(k)|} \right] \quad (3.19)$$

Une forme légèrement plus générale du NCMA existe, et est donnée par :

$$w(k+1) = w(k) + \frac{\tilde{\mu}}{x^H(k)x(k)} x(k)y^*(k) \left[1 - \frac{1}{|y(k)|} \right] \quad (3.20)$$

Comme on le voit, un paramètre supplémentaire $\tilde{\mu}$ a été inséré dans la disposition d'adaptation. Ce paramètre qualifié de pas de convergence normalisé permet d'influencer la vitesse de convergence sur la surface d'erreur CM et permet donc d'avoir des convergences dans certaines frontières de la surface d'erreur.

Remarque

- *Le NCMA reste absolument stable tant que le pas de convergence normalisé $\tilde{\mu}$ respecte la condition :*

$$0 < \tilde{\mu} < 2 \quad (3.21)$$

- *La vitesse de convergence maximale du NCMA est atteinte pour $\tilde{\mu} = 1$ [66].*
 - *Pour des pas de convergences normalisés plus petits que 1, on peut avoir sous certaines conditions (environnement suffisamment stationnaire, initialisation du vecteur de pondération favorable) une diminution de l'erreur finale sur le module et de là une augmentation sur la valeur du SNIR en sortie.*
-

3.5.3 Implémentation et résultats

Vue l'intérêt des applications des algorithmes aveugles pour des antennes intelligentes dans des cas réels, l'implémentation de l'algorithme NCMA a été effectuée sous MATLAB pour des canaux de propagations réels générés par les routines développées dans le chapitre 2. Les simulations sont réalisées sous les conditions suivantes :

- L'antenne intelligente formée par 8 éléments rayonnants espacés de $d = \lambda/2$
- Un signal utile à module constant de direction d'incidence 30° .
- Une interférence gaussienne de direction -10° .
- Le SNR est 20 dB .
- Le SIR est 0 dB .

Les simulations sont réalisées pour deux cas :

1. Propagation dans un espace libre (ex. : milieu rural).
2. Propagation dans un espace obstrué (ex. : milieu urbain).

3.5.3.1 Cas de propagation en espace libre ('free space')

Dans ce cas l'indice de perte lié au trajet est fixé à 2 [67]. La mobilité de l'émetteur est de $2m/s$ avec un nombre maximum de multi-trajets limité à 20 pour raison de capacité de calcul. Il est à noter qu'il n'existe pas d'obstacle dans ce cas. Les résultats obtenus sont présentés sur les figures suivantes.

Comme on peut le voir sur le diagramme de rayonnement du réseau (figure 3.8), l'algorithme NCMA arrive à concentrer l'énergie sur la direction du signal utile le plus puissant qui se propage sur le trajet direct. De la même manière, la rejection des interférences générée par les trajets multiples du signal interférent est bien réalisée autour de -10° . Cette rejection nous permet d'avoir un signal utile de bon niveau à la sortie du système. Ceci est confirmé par la représentation du SNIR sur la figure 3.9.

Les figures 3.10 et 3.11 donnent une idée sur la convergence de l'algorithme. On peut voir que le module de l'enveloppe du signal détecté tend vers la valeur

Chapitre 3. Algorithmes du Module Constant pour les Antennes Intelligentes

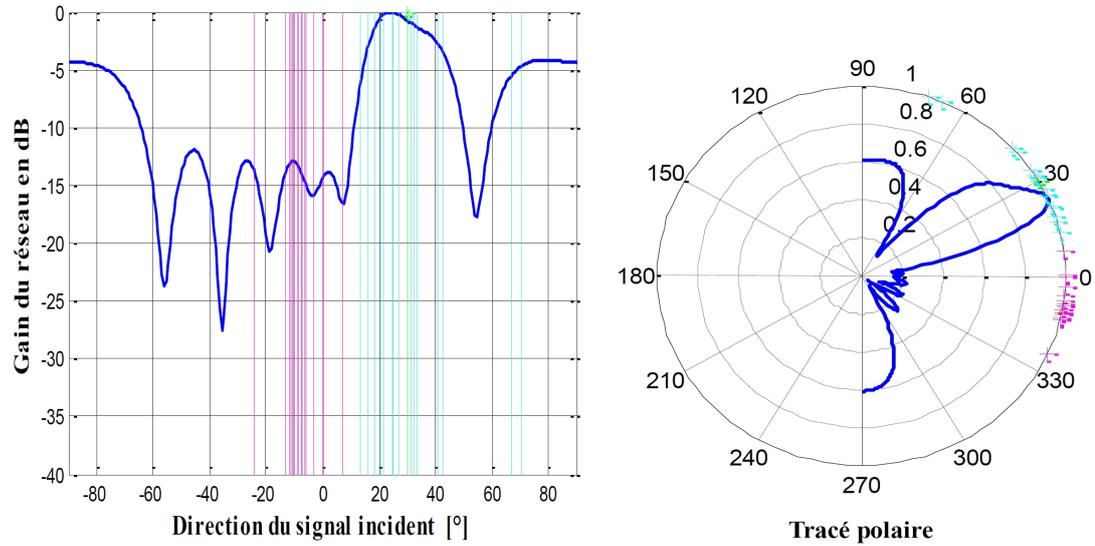


FIGURE 3.8 – Réponse de l’antenne intelligente dans un espace libre avec multi-trajets.

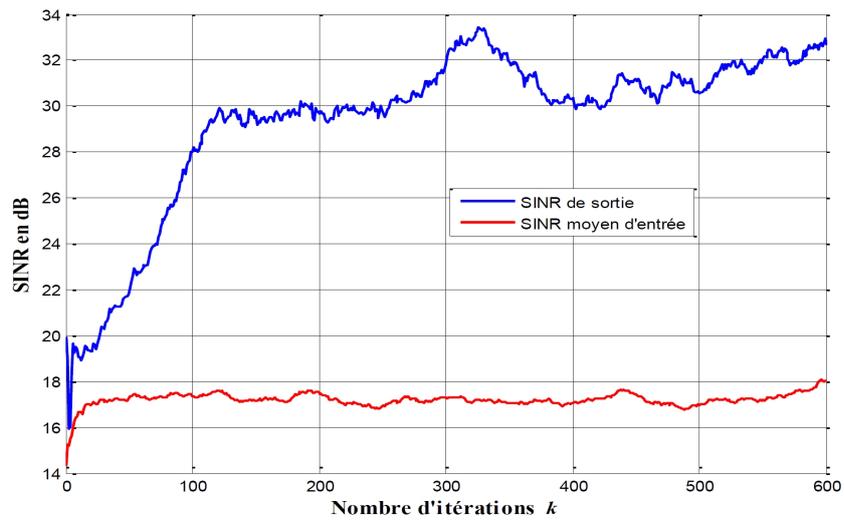


FIGURE 3.9 – Evolution du SNIR de sortie.

normalisée, l’algorithme arrive donc à minimiser l’erreur sur le module constant, ceci est bien visible sur la représentation de l’évolution de l’erreur quadratique moyenne.

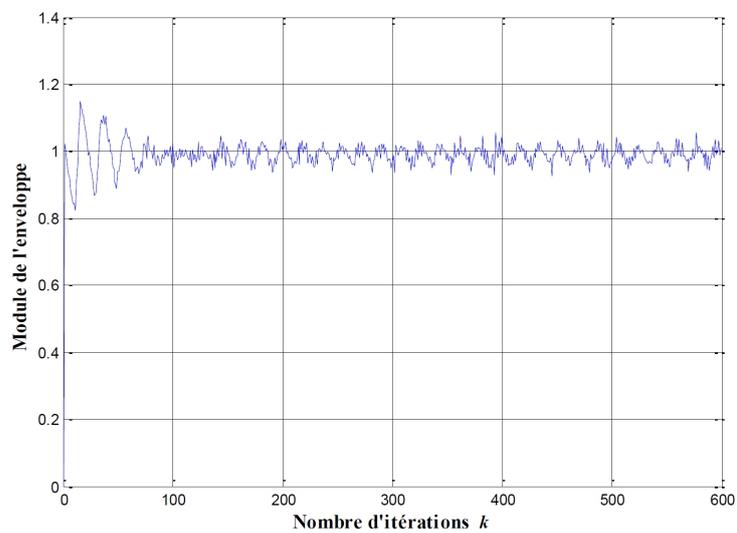


FIGURE 3.10 – Evolution du module de l'enveloppe.

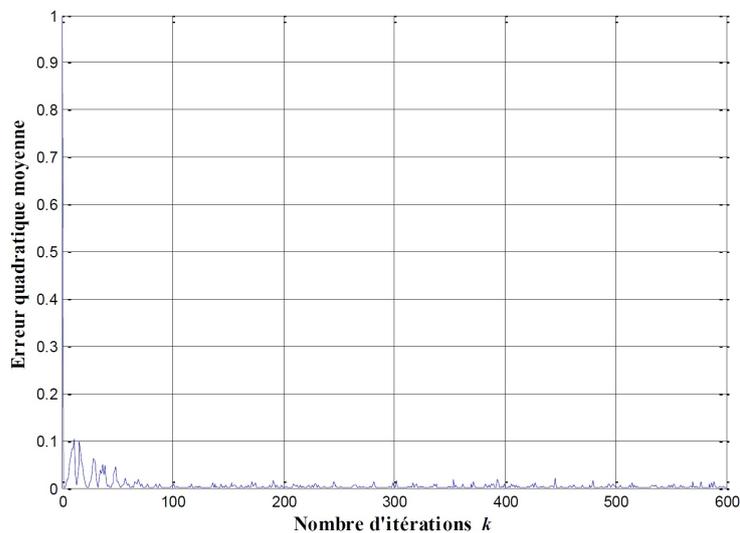


FIGURE 3.11 – Evolution de l'erreur quadratique moyenne.

3.5.4 Cas de propagation en milieu urbain ('urban area')

Dans ce cas l'indice de perte lié au trajet est fixé à 3 [67]. La mobilité de l'émetteur est de 2 m/s avec un nombre maximum de trajet limité à 20 pour raison de capacité de calcul. Les résultats obtenus sont présentés sur les figures suivantes.

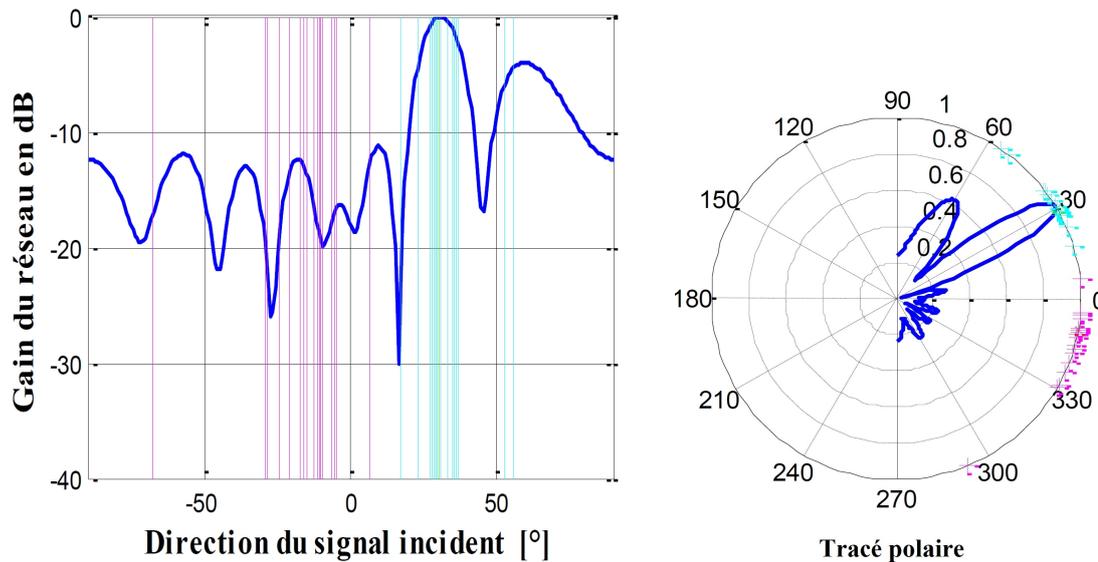


FIGURE 3.12 – Réponse de l'antenne intelligente dans un espace urbain avec multi-trajets.

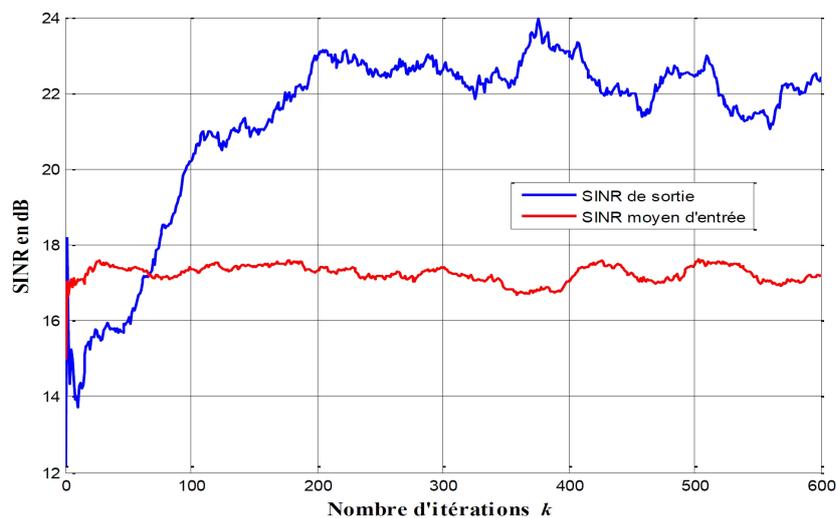


FIGURE 3.13 – Evolution du SINR de sortie.

L'algorithme arrive à détecter le signal utile, mais on remarque la formation des lobes secondaires importants dus à la présence de réflecteurs proches dans le milieu

Chapitre 3. Algorithmes du Module Constant pour les Antennes Intelligentes

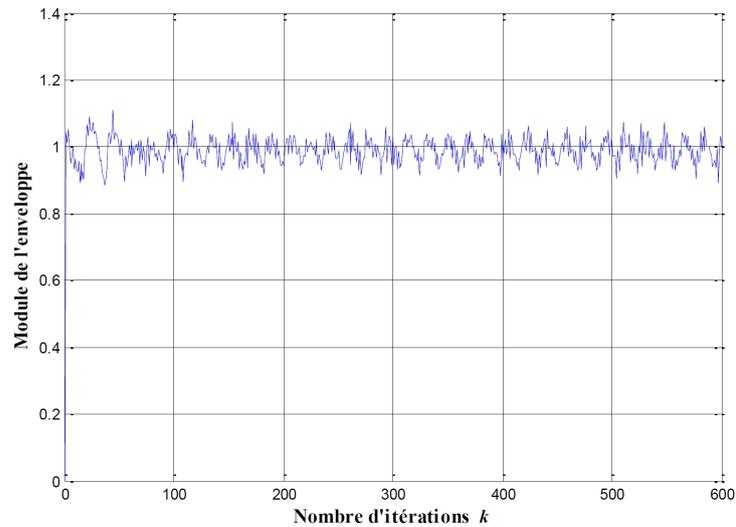


FIGURE 3.14 – Convergence du Module de l'enveloppe du signal.

urbain et la formation de trajets multiples forts avec un retard de propagation très faible. Les répliques du signal utile qui arrivent sur ces trajets sont, des signaux utiles probables pour le récepteur.

En comparant les figures 3.9 et 3.13 de l'évolution du rapport signal sur bruit plus interférences, nous constatons un affaiblissement de ce rapport pour le cas de la propagation en milieu urbain.

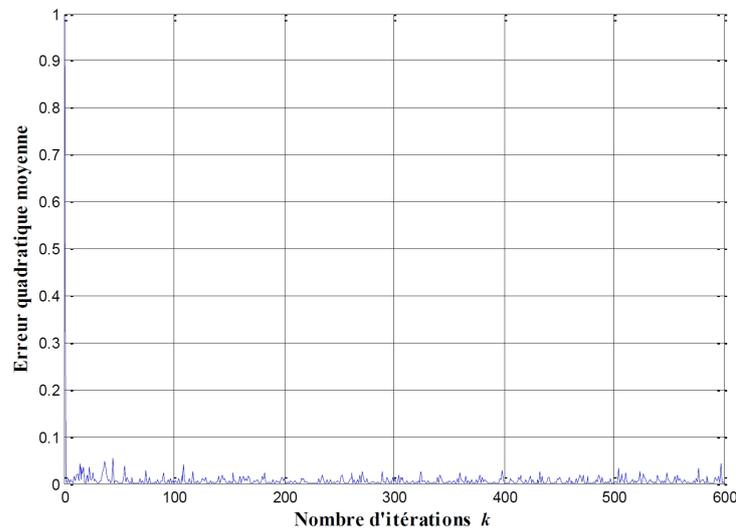


FIGURE 3.15 – Erreur quadratique moyenne.

Cette affaiblissement est dû à la présence de composantes multi trajets fortes, générées par les obstacles proches. Les mêmes remarques sont portées sur le module

Chapitre 3. Algorithmes du Module Constant pour les Antennes Intelligentes

et l'erreur quadratique moyenne présentés sur les figures 3.14 et 3.15.

3.5.4.1 Cas de propagation en milieu urbain avec présence de brouilleurs à module constant

Pour cette simulation les mêmes conditions précédentes sont reproduites avec l'introduction d'un brouilleur d'enveloppe constante. La réponse de l'antenne intelligente est donnée sur la figure 3.16.

On peut voir que l'algorithme arrive à détecter le signal utile, mais on remarque la formation d'un lobe secondaire d'égale importance dans la direction du brouilleur. A ce niveau le signal détecté est corrélé avec l'interférence, ce qui influe la puissance utile. La représentation du SINR (figure 3.17) confirme la présence d'importante interférence, puisque le rapport de sortie est moyen.

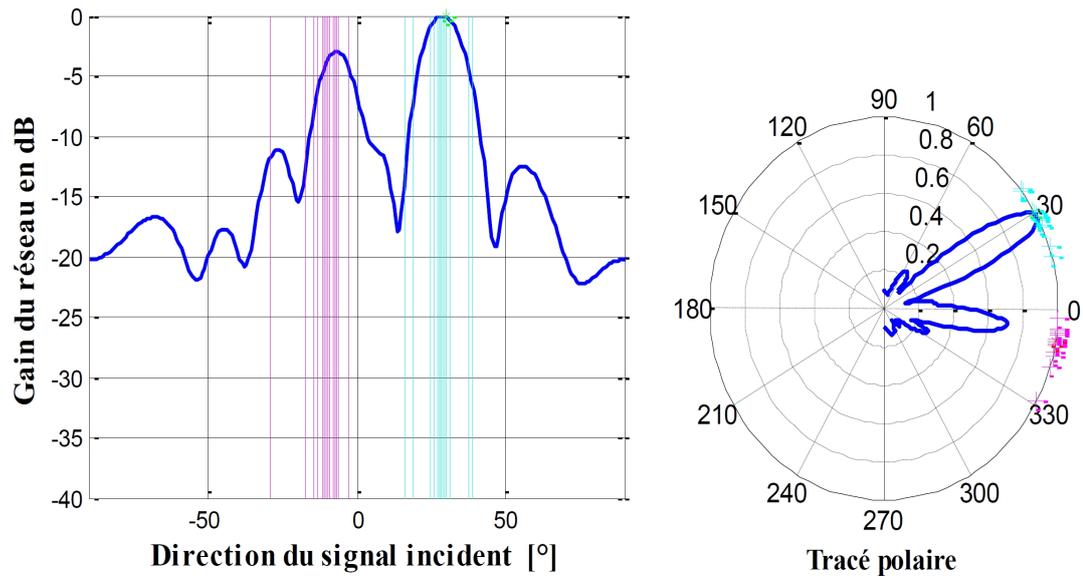


FIGURE 3.16 – Réponse de l'antenne intelligente dans un espace urbain avec multi trajets avec brouilleur à module constant.

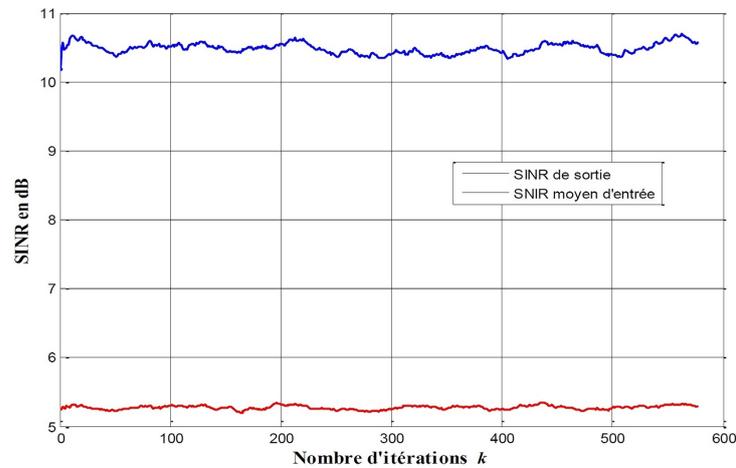


FIGURE 3.17 – Evolution du SNIR de sortie.

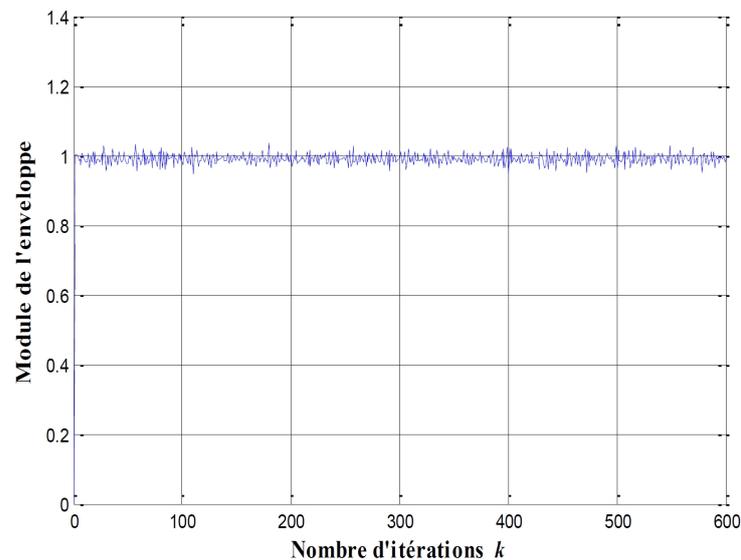


FIGURE 3.18 – Convergence du Module de l'enveloppe du signal.

3.5.5 Discussions des résultats

L'application de l'algorithme du module constant normalisé pour l'adaptation des réseaux d'antennes donne de bons résultats. On remarque lors de ces essais une grande stabilité par rapport à l'algorithme SGCMA ainsi qu'une convergence globale assurée. Les temps de convergence sont nettement plus courts que lors des simulations avec le SGCMA, et ne dépassent pas 60 secondes.

Cependant lors de la présence d'interférence à module constant, l'algorithme a tendance à détecter un mélange du signal utile et de l'interférence et donc un signal difficile à exploiter. Nous pouvons remédier à ce problème par le changement du

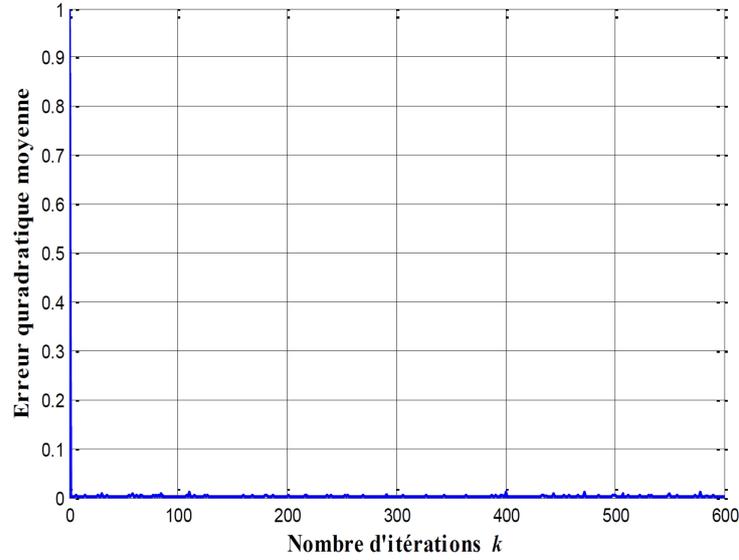


FIGURE 3.19 – Erreur quadratique moyenne.

vecteur de pondération initial.

3.6 Algorithme du module constant au sens des moindres carrés (LSCMA)

L'algorithme du module constant au sens des moindres carrés (Least Squares Constant Modulus Algorithm), est l'une des variantes du SGCMA la plus rapide en terme de vitesse de convergence. Elle est caractérisée en plus par une stabilité et une convergence globale pour des signaux d'entrées linéairement indépendants.

Contrairement au SGCMA le LSCMA ne se base pas sur le gradient stochastique, mais sur un calcul déterministe bloc-par-bloc de la fonction coût donnée par [68][69] :

$$J_{LSCMA}(w) = \sum_{i=0}^{B-1} [|y(nB + i)| - 1]^2 \quad (3.22)$$

où

$$y(nB + i) = w^H(n)x(nB + i) \quad (3.23)$$

Comme on peut le constater dans l'équation (3.22), la fonction coût $J_{LSCMA}(w)$ est une sommation sur la surface erreur $CM_{1,2}$ déterminée dans un bloc B pour chaque échantillon. B ici est la longueur du bloc, $y(nB + i)$ est le signal de sortie au moment et $k = nB + i$ et $w(n)$ est la mise à jour bloc-par-bloc du vecteur de pondération est donnée par :

$$w(n + 1) = \hat{R}_{xx}^{-1}(n)\hat{r}_{xd}(n) \quad (3.24)$$

Chapitre 3. Algorithmes du Module Constant pour les Antennes Intelligentes

$R_{xx}(n)$ désigne la matrice d'autocorrélation estimée à partir du vecteur d'entrée $x(k)$ dans le bloc n , elle est donnée par :

$$\hat{R}_{xx}(n) = \frac{1}{B} \sum_{i=0}^{B-1} x(nB+i)x^H(nB+i) \quad (3.25)$$

$\hat{r}_{xd}(n)$ exprime la matrice d'inter-corrélation, elle donnée par :

$$\hat{r}_{xd}(n) = \sum_{i=0}^{B-1} x(nB+i)d(nB+i) \quad (3.26)$$

où

$$d(nB+i) = \frac{y^*(nB+i)}{|y(nB+i)|} \quad (3.27)$$

Le vecteur de pondération va minimiser l'erreur quadratique moyenne, donnée par :

$$mse = \langle |d_k(n) - w_{k+1}^H|^2 \rangle_B \quad (3.28)$$

$\langle . \rangle$ dénote la moyenne temporelle. Le processus de minimisation va continuer jusqu'à ce que la variation du vecteur de pondération soit plus petite qu'une quantité infinitésimale, où les ondulations de l'enveloppe deviennent suffisamment petites. Le seul paramètre qu'il faut déterminer lors de l'utilisation du LSCMA, est la dimension du bloc B . La détermination de B dépend de plusieurs facteurs [70][71], qui incluent la vitesse d'évolution de l'environnement et la capacité de traitement disponible. La dimension de B doit être aussi égale ou plus grande que le nombre d'éléments d'antennes qui composent le réseau. Elle doit satisfaire la condition donnée par :

$$B \geq N \quad (3.29)$$

Le LSCMA a plusieurs caractéristiques qui le différencie des algorithmes CM précédents :

1. Le LSCMA est théoriquement absolument stable pour des signaux linéairement indépendants, et pour une dimension de B qui satisfait la condition (3.29).
2. La vitesse de convergence de l'algorithme dépend essentiellement de la dimension du bloc B , qui agit comme le pas de convergence du gradient stochastique, l'augmentation de la dimension de B augmente la vitesse de convergence mais conduit à une erreur finale très élevée.
3. Le LSCMA est caractérisé par des temps de convergence très faibles, ce qui veut dire que l'algorithme n'a besoin ainsi que de quelques échantillons pour calculer la mise à jour du vecteur de pondération.

Les points cités dans ce paragraphe sont développés avec plus de détails dans les simulations réalisées.

Chapitre 3. Algorithmes du Module Constant pour les Antennes Intelligentes

3.6.1 Implémentation et résultats

Comme pour les deux algorithmes précédents, l'algorithme LSCMA a été implémenté sous MATLAB pour les scénarios de propagations développés dans le deuxième chapitre. Les simulations sont réalisées sous les conditions suivantes :

- L'antenne intelligente formée par 8 éléments rayonnants espacés de $d = \lambda/2$
- Un signal utile à module constant de direction d'incidence 30° .
- Une interférence gaussienne de direction -10° .
- La dimension du bloc de traitement B est égale à 32.
- Le SNR est 20 dB.
- Le SIR est 0 dB

3.6.1.1 Propagation en espace libre

Dans cette partie de simulation nous allons étudier les performances de l'algorithme LSCMA dans un environnement sans obstacle avec une mobilité de l'émetteur égale à 2 m/s . La figure 3.20 représente le tracé du diagramme de rayonnement après adaptation. L'algorithme arrive à détecter le trajet direct qui présente la puissance la plus forte du signal utile. La figure 3.21 représente l'évolution du rapport signal sur bruit plus interférence (SINR), en fonction du nombre d'itérations. Cette figure confirme que l'algorithme arrive à détecter le signal avec une bonne puissance puisque le rapport SINR final dépasse les 35 dB. La figure 3.22 illustre l'évolution du module de l'enveloppe du signal, ce dernier converge vers une valeur constante égale à 1 (signal à module constant). L'erreur quadratique moyenne est représentée sur la figure 3.23, et elle tend vers 0 après 200 itérations. L'allure du signal détecté par l'antenne intelligente est donnée sur la figure 3.24.

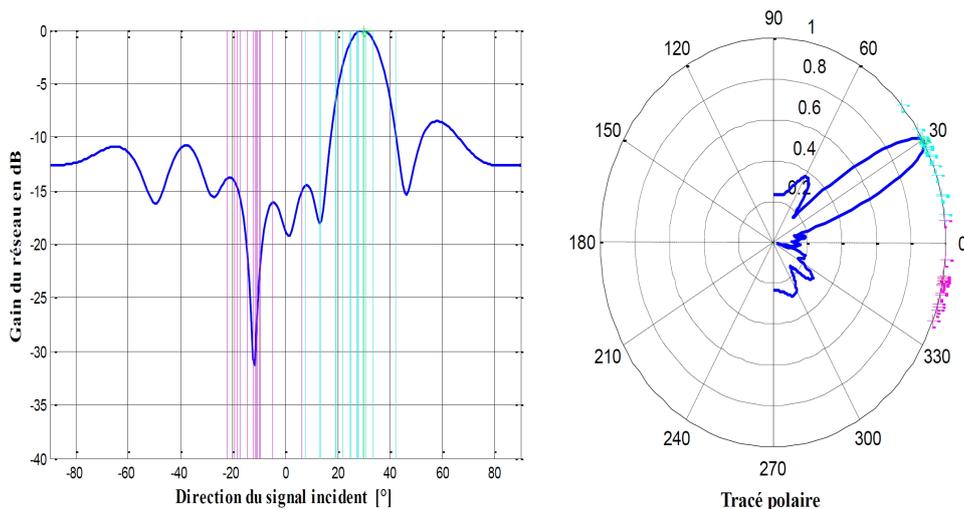


FIGURE 3.20 – Réponse de l'antenne intelligente dans un espace urbain.

Chapitre 3. Algorithmes du Module Constant pour les Antennes Intelligentes

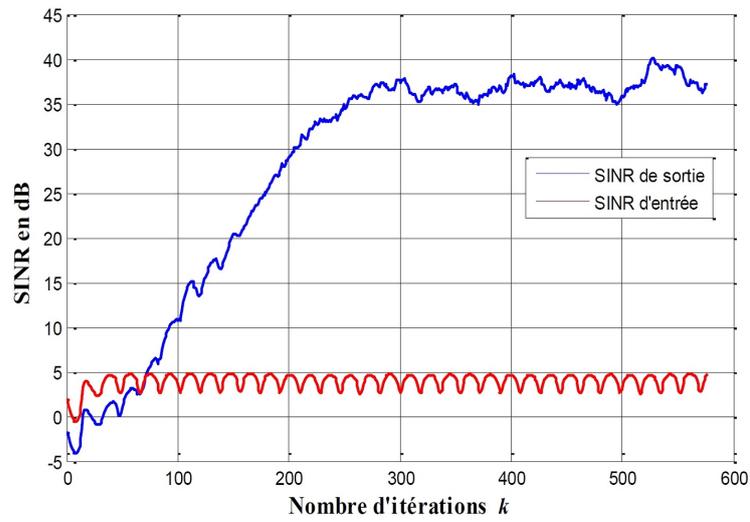


FIGURE 3.21 – Evolution du SNIR de sortie.

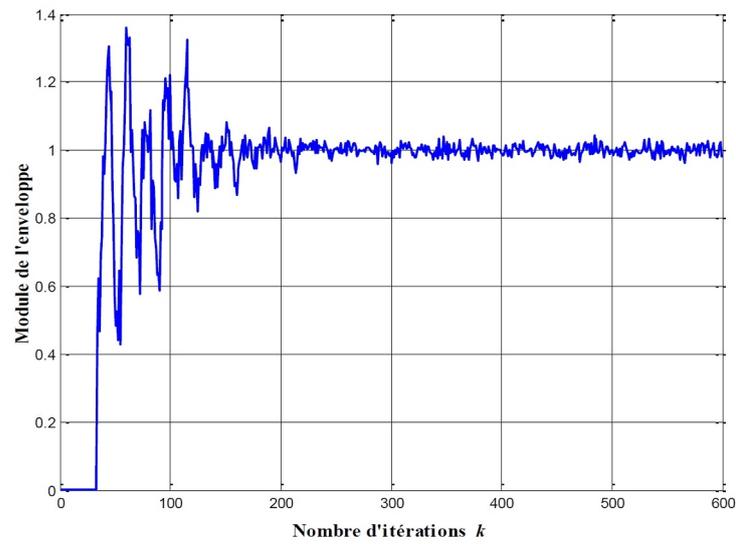


FIGURE 3.22 – Convergence du Module de l'enveloppe du signal.

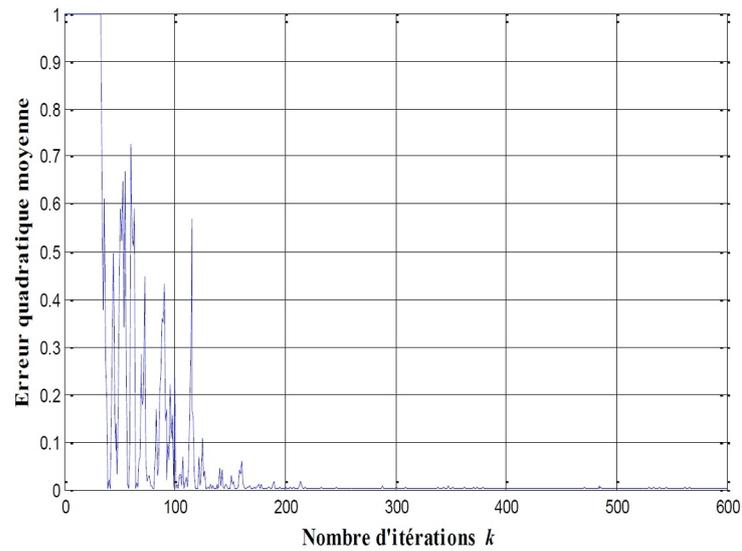


FIGURE 3.23 – Erreur quadratique moyenne.

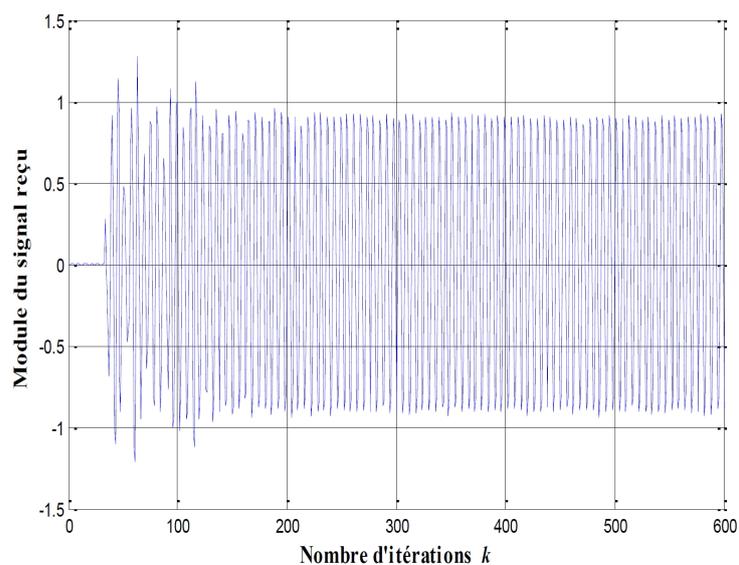


FIGURE 3.24 – Allure du signal reçu .

3.6.1.2 Propagation en milieu urbain

Cette partie propose l'évaluation des performances de l'algorithme LSCMA, dans un milieu urbain. Pour ce cas l'indice de perte lié au trajet est fixé à 3 et le scenario utilisé est celui développé dans la section 2.6.1.3 avec une augmentation du nombre d'obstacles entre l'émetteur et le récepteur, pour la simulation de l'environnement urbain. La vitesse de déplacement de l'émetteur est gardée égale à $2m/s$. Les figures

Chapitre 3. Algorithmes du Module Constant pour les Antennes Intelligentes

3.25, 3.26, 3.27, 3.28 et 3.29 représentent les résultats des simulations. On remarque que l'algorithme LSCMA donne des résultats similaires au cas de la propagation sans obstacle. Cela veut dire que l'algorithme arrive à restituer le signal sans présence du trajet direct. Le rapport SNIR de sortie, donné sur figure 3.26 ; confirme la bonne détection avec un SNIR final qui dépasse les 35 dB.

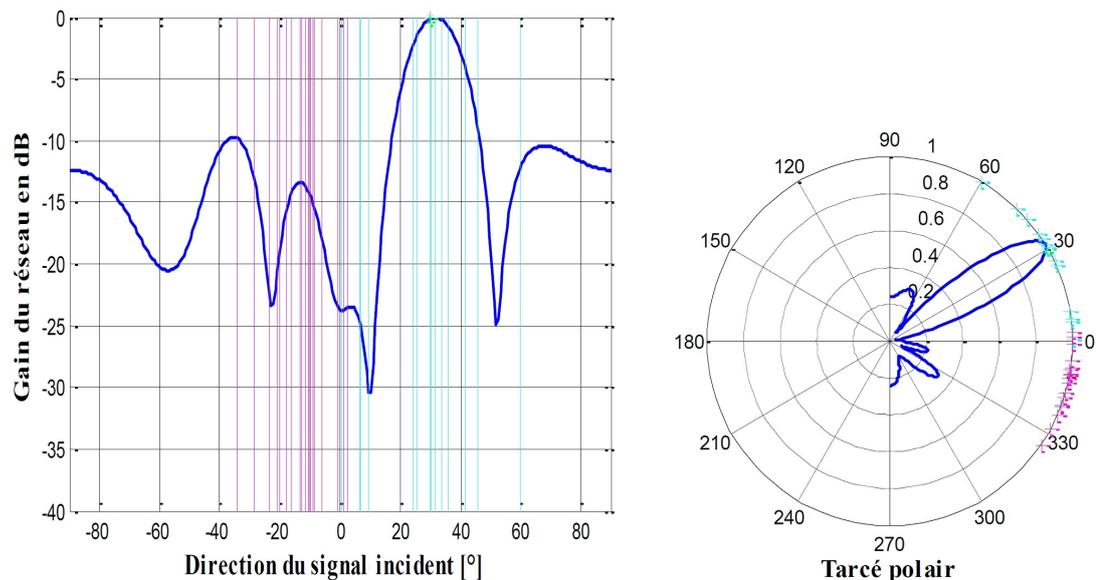


FIGURE 3.25 – Réponse de l'antenne intelligente dans un milieu urbain.

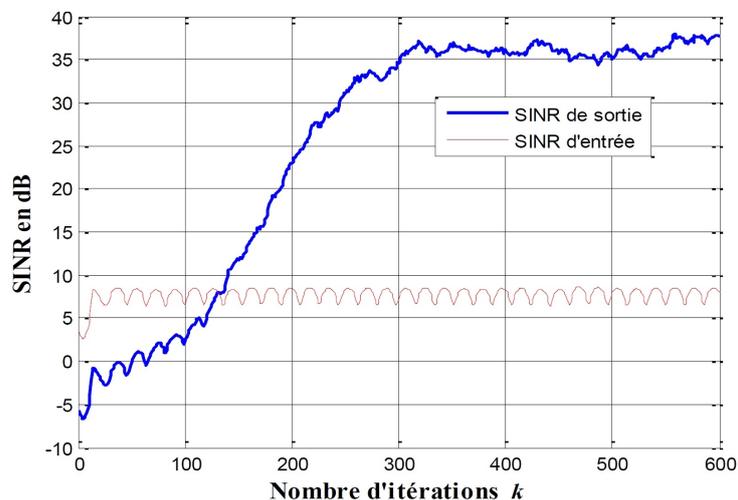


FIGURE 3.26 – Evolution du SNIR de sortie.

A travers les simulations réalisées dans cette partie, nous constatons que l'algorithme LSCMA présente une bonne stabilité et une convergence globale ainsi que des vitesses de convergence élevées, mais nous remarquons une sensibilité au para-

Chapitre 3. Algorithmes du Module Constant pour les Antennes Intelligentes

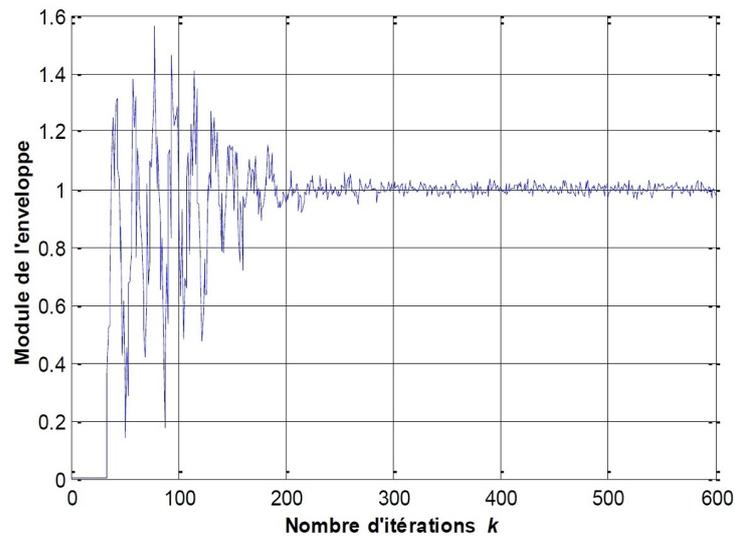


FIGURE 3.27 – Convergence du Module de l'enveloppe du signal.

mètre B qui est la taille du bloc de traitement. Pour cette raison, la section suivante traite l'influence de ce paramètre sur l'algorithme LSCMA.

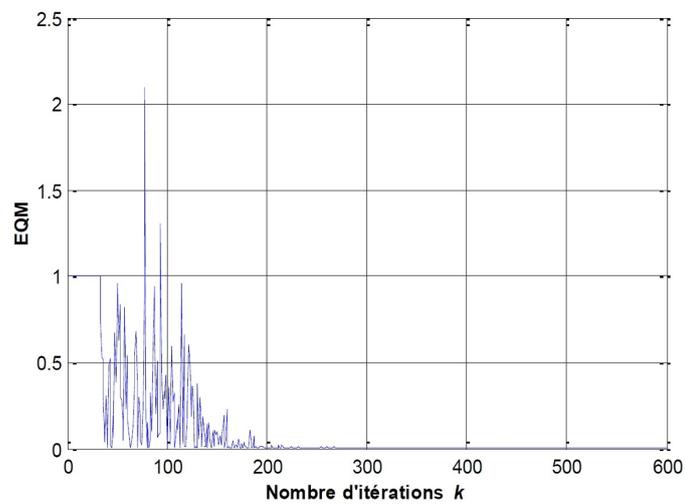


FIGURE 3.28 – Erreur quadratique moyenne.

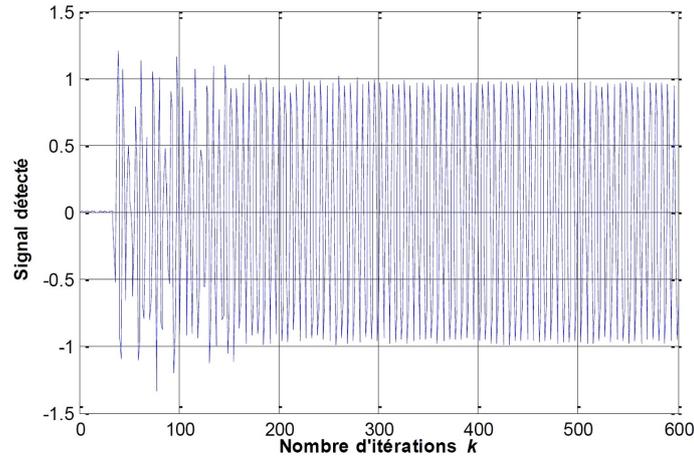


FIGURE 3.29 – Allure du signal reçu .

► *Influence du bloc B sur l'algorithme LSCMA*

Cette partie propose une évaluation de l'influence de la taille du bloc B sur les performances de l'algorithme LSCMA à détecter d'un signal BPSK avec un système d'antennes intelligentes à 8 éléments rayonnants, dans un environnement urbain avec une mobilité de l'émetteur, le nombre de trajet est fixé à 20, pour chaque signal.

L'algorithme est évalué suivant le SNIR final, le temps de convergence et l'erreur quadratique moyenne.

Les figures illustrent les performances de l'algorithme en fonction de la taille du bloc B . De la figure 3.30, on peut constater que, le SNIR augmente avec l'augmentation de la taille du bloc B mais représente un pic à $B = 30$, en suite il diminue. La figure 3.31 représente clairement, que le temps de traitement diminue avec l'augmentation de la taille du bloc B . En ce qui concerne l'erreur quadratique moyenne, la figure 3.32 montre qu'elle présente des minimums entre $B = 30$ et $B = 40$.

On peut aussi voir que pour $B = 5$, le SNIR = -11 dB et l'EQM = 3.3 avec un temps de convergence qui dépasse les 13secondes. Ce qui veut dire que l'algorithme n'arrive pas à détecter le signal avec $B = 5$.

Ceci était pressenti, puisque pour cette valeur la condition 3.29 n'est pas respectée. En se basant sur ces résultats, on peut déterminer un intervalle de valeurs de B pour lequel on a un compromis entre un bon SNIR, un temps de convergence réduit et une erreur finale minime, cet intervalle est entre $B = 30$ et $B = 40$.

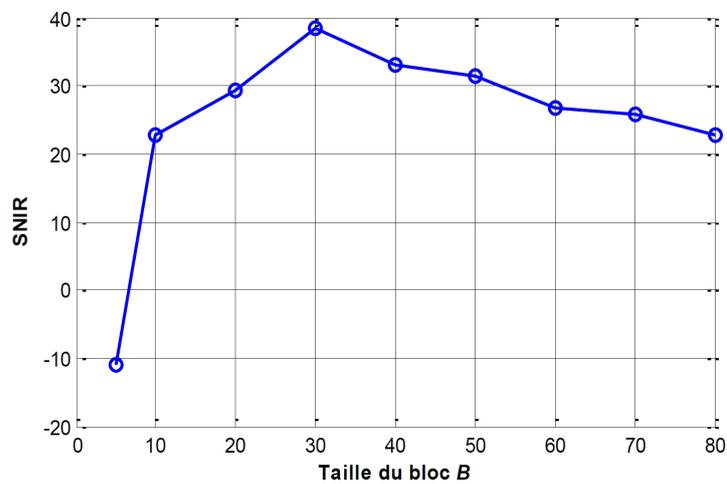


FIGURE 3.30 – Influence du bloc B sur le SNIR.

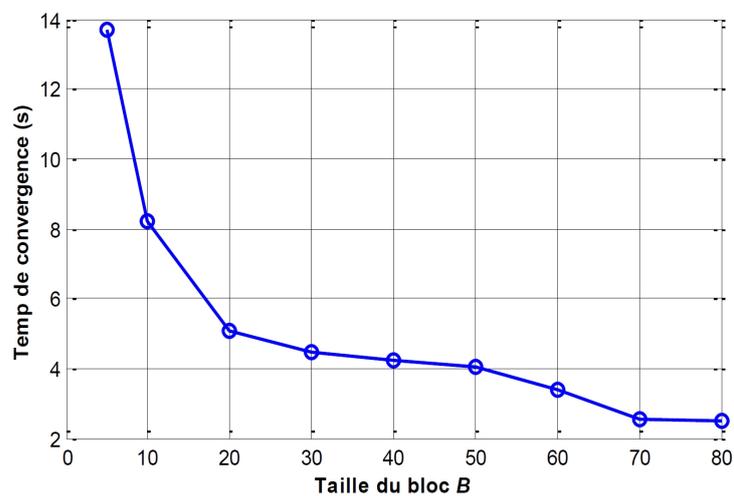


FIGURE 3.31 – Temps de convergence pour différentes valeurs du bloc B .

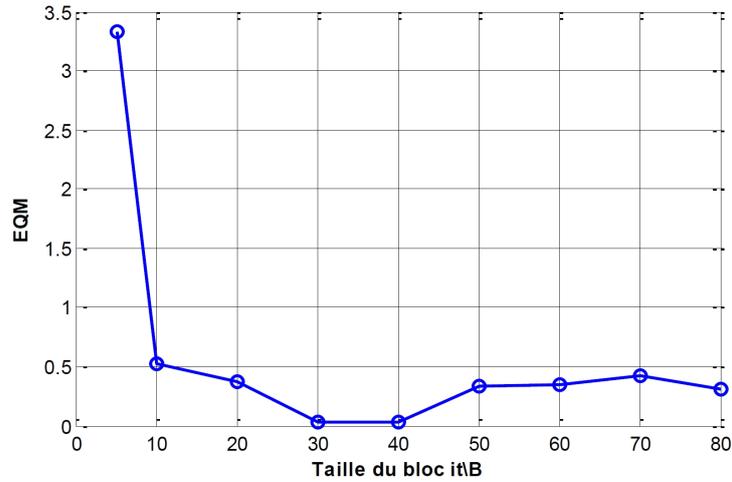


FIGURE 3.32 – Erreur quadratique moyenne pour différentes valeurs du bloc B .

3.7 Comparaison entre le NCMA et le LSCMA

Dans ce paragraphe, on présente une comparaison entre les algorithmes du module constant NCMA et LSCMA pour les antennes intelligentes. A cause de la stabilité remarquée sur les deux algorithmes dans les simulations précédentes, la comparaison va se porter sur deux points essentiels :

- La vitesse de convergence (erreur quadratique moyenne), et
- l'influence du rapport signal sur bruit sur les performances des deux algorithmes.

3.7.1 Vitesse de convergence et erreur quadratique moyenne

Pour comparer la vitesse de convergence du NCMA et du LSCMA, nous avons simulé l'évolution de l'erreur quadratique moyenne des deux algorithmes dans les mêmes conditions. Le pas de convergence normalisé de l'algorithme NCMA varie dans l'intervalle $[0.5, 1]$ et la dimension du bloc B de l'algorithme LSCMA varie entre 30 et 40. Les résultats obtenus sont reportés sur les figures 3.33 et 3.34. Comme on peut le voir sur ces figures, les vitesses de convergence des deux algorithmes sont comparables et l'erreur finale donnée par les deux algorithmes est presque identique. Cette remarque reste vraie pour (N nombres d'éléments d'antennes, dans notre cas $N = 8$) au-delà de cette valeur le LSCMA présente une vitesse de convergence légèrement élevée par-rapport à l'algorithme NCMA. Si on diminue la valeur du pas de convergence pour le NCMA la vitesse augmente mais l'erreur finale est grande. La valeur optimale du pas de convergence pour le NCMA reste 1, mais pour cette valeur l'algorithme LSCMA donne de meilleures performances avec B entre 30 et 40.

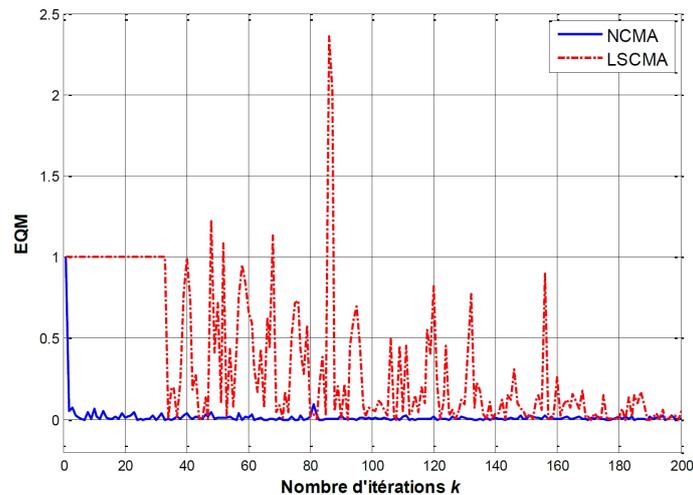


FIGURE 3.33 – Comparaison entre les EQM du NCMA et du LSCMA pour : $\hat{\mu} = 0.5, B = 32$.

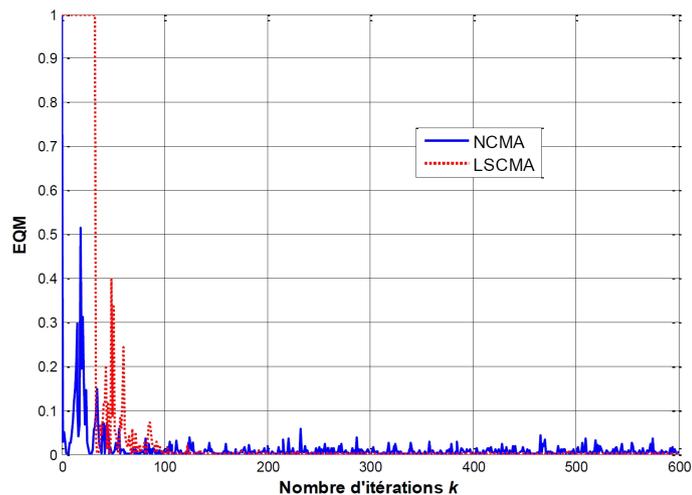


FIGURE 3.34 – Comparaison entre les EQM du NCMA et du LSCMA pour : $\hat{\mu} = 1, B = 40$.

3.7.2 Influence du rapport signal sur bruit d'entrée (SNR_{in})

Après avoir porté notre attention sur la vitesse de convergence et l'erreur quadratique moyenne des algorithmes NCMA et LSCMA, nous allons étendre notre comparaison à l'analyse de l'influence du rapport signal sur bruit d'entrée (SNR_{in}) sur la qualité du signal de sortie en terme du rapport signal sur bruit plus interférences (SNIR), du rapport signal sur interférences (SIR) et du rapport signal sur bruit de sortie (SNR_{out}). Il est clair que la qualité du signal de sortie détectée va

Chapitre 3. Algorithmes du Module Constant pour les Antennes Intelligentes

augmenter avec l'augmentation du rapport signal sur bruit d'entrée (SNR_{in}), c'est-à-dire avec la diminution du bruit à l'entrée du système et ceci indépendamment de l'algorithme d'adaptation. Donc, on doit s'attendre lors de l'adaptation à une augmentation infinie du SNR de sortie avec l'augmentation du SNR_{in}, mais ce n'est pas le cas pour les deux algorithmes puisque l'on remarque sur la figure 3.35 qu'à partir d'une certaine valeur du SNR_{in}, l'algorithme NCMA n'améliore presque plus la sortie (amélioration de 1dB à la sortie pour une amélioration de 25 dB à l'entrée). Comme nous pouvons le voir sur la figure 3.36, le SNR de sortie augmente, en effet, d'une façon continue avec l'augmentation du SNR d'entrée. La saturation remarquée sur la sortie de l'algorithme NCMA n'est pas due à l'augmentation ou à la diminution des bruits additifs à l'entrée mais plutôt à l'effet des interférences. Ceci est confirmé par la représentation du SIR de sortie en fonction du SNR d'entrée figure (3.37).

La conclusion à tirer est que l'algorithme LSCMA est plus performant en présence de plusieurs interférences que l'algorithme NCMA.

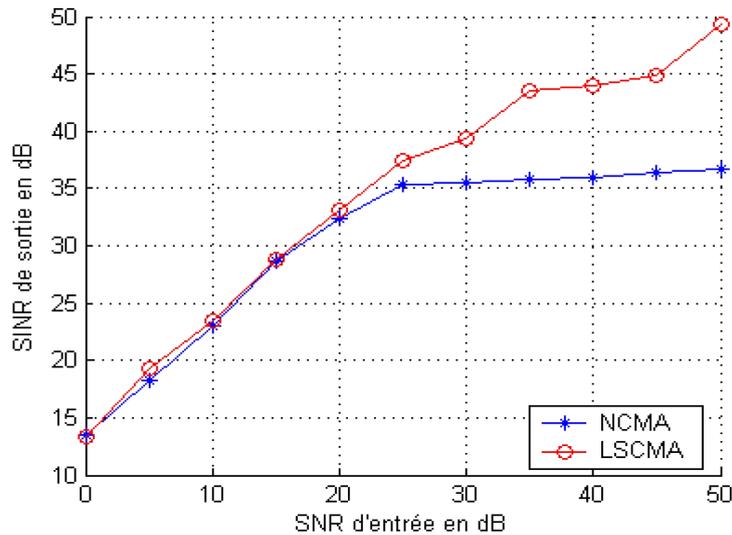


FIGURE 3.35 – Evolution du SNIR en fonction du SNR.

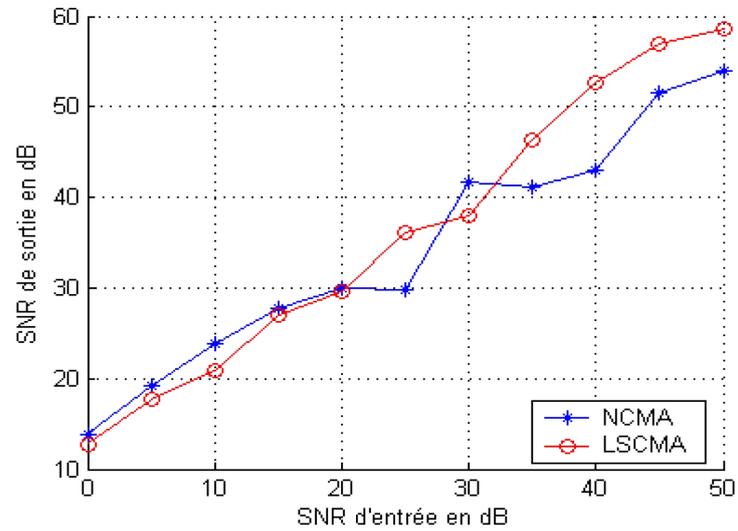


FIGURE 3.36 – Evolution du SNR_{out} en fonction du SNR_{in}.

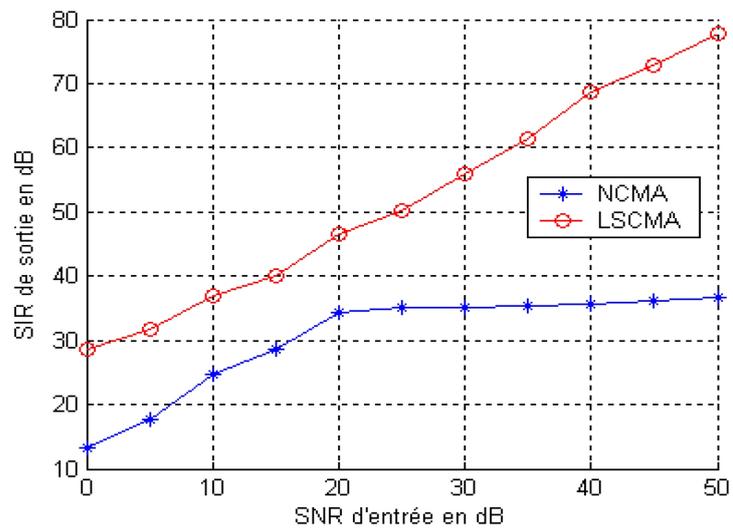


FIGURE 3.37 – Evolution du SIR en fonction du SNR.

3.7.3 Influence du vecteur de pondération initial

Le choix approprié du vecteur de pondération initial est crucial puisque la sélection incorrecte peut ralentir ou empêcher la convergence de l'algorithme. L'utilisation d'un algorithme aveugle pour l'adaptation nécessite la sélection d'un vecteur initial *non nul*. On a démontré ce fait, dans la section 3.3.2, où la condition (3.12) doit être respectée. Sur cette base, le vecteur initial utilisé dans les simulations précédentes est de la formule : $w(0) = [100 \dots 0]^T$ (section 3.3.2). Les résultats de simulations obtenus en terme de convergence sont satisfaisants pour les algorithmes NCMA et LSCMA. Toutefois, avec ce vecteur initial, les algorithmes ne commencent pas l'adaptation de la première itération, mais plutôt après plusieurs itérations (> 100 itérations). Cela, est dû au fait que le vecteur w_0 est déterminé indépendamment des informations reçues.

L'idée proposée dans cette partie est de déterminer le vecteur initial suivant les premiers échantillons reçus sur l'antenne intelligente.

Dans cette section, nous proposons une nouvelle méthode d'initialisation des algorithmes aveugles, basée sur l'algorithme d'inversion directe de la matrice de covariance (DMI) [72]. Le vecteur initial est calculé pour un petit bloc de données entrantes. Les coefficients de pondération calculés sont fixés comme initial et sont mis à jour par l'introduction d'algorithme aveugle.

L'algorithme DMI estime la matrice de covariance R et la matrice d'inter-corrélation r dans un intervalle d'observation fini pour obtenir le vecteur de poids optimal.

R et r peuvent être estimés dans un bloc de taille $(N_2 - N_1)$ respectivement :

$$R = \sum_{i=N_1}^{N_2} x(i)x^H(i) \quad (3.30)$$

$$r = \sum_{i=N_1}^{N_2} d^*(i)x^H(i) \quad (3.31)$$

Où N_1 et N_2 sont les limites inférieure et supérieure de l'intervalle d'observation. Le bloc $(N_2 - N_1)$ est pris de petite taille, n est l'indice des échantillons. La taille du bloc acquisition est prise petite pour deux raisons, d'abord pour éliminer les effets de distorsion du signal sur les performances de l'algorithme. Deuxièmement, le DMI calcule l'inverse de la matrice de covariance R et donc avec l'augmentation de la taille du bloc la complexité de calcul croît. Le vecteur de pondération $w(0)$ est calculé, dans ce cas, par :

$$w_0 = R^{-1}.r. \quad (3.32)$$

Pour démontrer l'efficacité de cette technique d'initialisation, nous choisissons comme exemple d'un réseau linéaire uniforme de 8 éléments d'antennes espacées de $d = \lambda/2$. On génère un signal BPSK de direction d'arrivée de 60° et deux interférences, à 10° et 30° . Un bruit blanc gaussien additif de variance $\sigma^2 = 1$ est assumé.

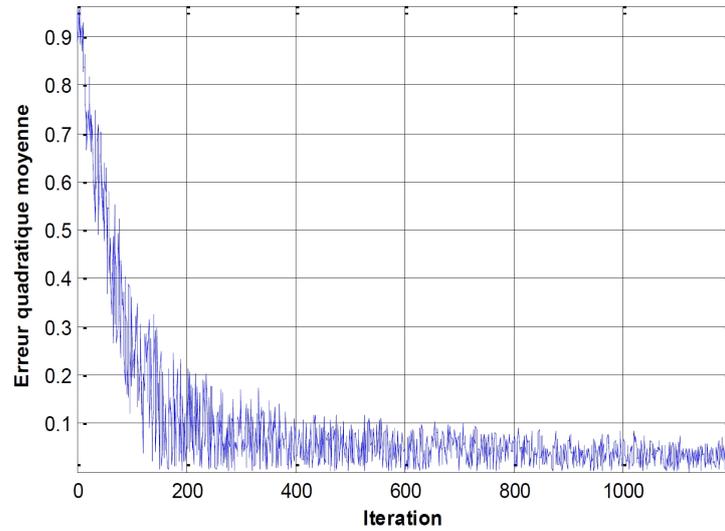


FIGURE 3.38 – Tracé de l'erreur quadratique moyenne, algorithme NCMA avec $\omega_0 = [100 \dots 0]^T$

Les figures 3.38 et 3.40 représentent les tracés de convergence (évolution de l'EQM) pour l'algorithme NCMA et l'algorithme de DMI-NCMA (NCMA avec initialisation DMI) respectivement. Comme nous pouvons le constater sur ces figures, le DMI-NCMA converge plus rapidement que le NCMA pour la même taille du bloc d'adaptation. Ainsi, à partir de ces figures, on peut observer que l'algorithme NCMA, avec l'initialisation proposée, converge à partir de la première itération et le NCMA classique commence à converger à partir de l'itération 200. Dans ce cas, l'erreur pour le NCMA est presque 0.205 et l'erreur pour DMI-NCMA est presque 0.041 à environ 100 itérations.

Les figures 3.39 et 3.41 indiquent l'évolution des vecteurs de pondération pour chaque élément d'antenne en utilisant le NCMA et le DMINCMA respectivement. Il est évident que les valeurs des pondérations convergent vers leurs valeurs optimales pour les deux algorithmes, mais comme on peut l'observer sur ces figures, le DMI-NCMA commence l'adaptation des pondérations vers l'optimal dès la première itération.

Au contraire, l'algorithme NCMA converge à partir des valeurs de poids arbitraires vers les valeurs du poids optimal. Cependant, avant qu'elle converge vers sa valeur optimale, les interférences vont changer de directions; par conséquent plus d'itérations sont nécessaires pour converger.

Chapitre 3. Algorithmes du Module Constant pour les Antennes Intelligentes

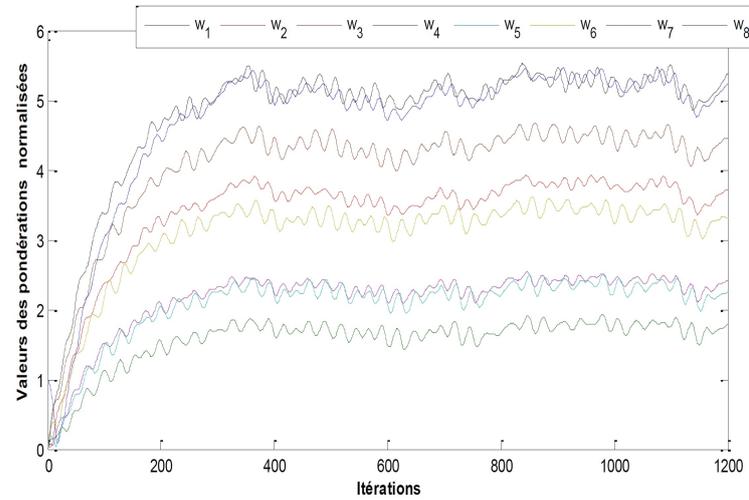


FIGURE 3.39 – Convergence des pondérations, algorithme NCMA avec $\omega_0 = [100 \dots 0]^T$

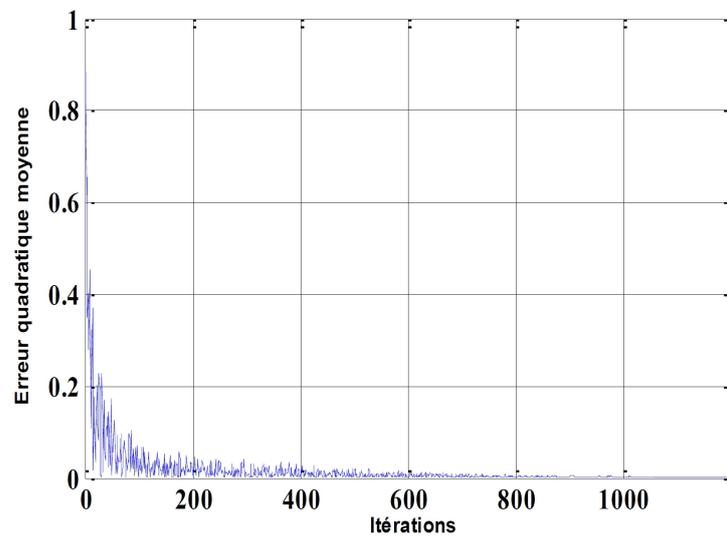


FIGURE 3.40 – Tracé de l'erreur quadratique moyenne, algorithme NCMA et w_0 déterminé par DMI.

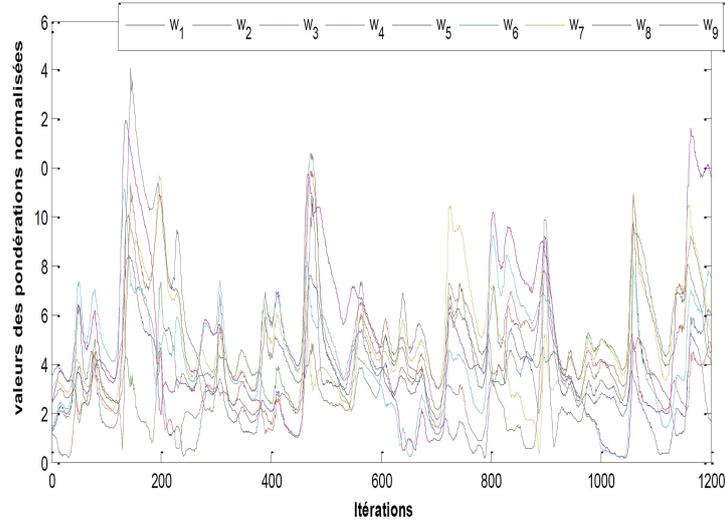


FIGURE 3.41 – Convergence des pondérations, algorithme NCMA et w_0 déterminé par DMI.

3.8 Algorithme multi-étages à module constant (MT-CMA)

3.8.1 Principe

Le MT-CMA est une procédure d'adaptation pour la séparation d'un mélange de signaux s_i non-corrélés arrivant de plusieurs directions sur un réseau d'antennes intelligentes [73][25]. La figure 3.42 illustre la construction d'un système multi-étages à module constant. Comme nous pouvons le voir M formateurs de faisceaux autonomes à module constant sont utilisés pour N éléments d'antennes.

L'adaptation des vecteurs de pondération (différemment initialisé) ω_m est effectuée indépendamment pour chaque branche par l'algorithme CMA, de sorte que chaque faisceau augmente le SNIR pour tout signal s_i reçu.

Pour que les Q signaux arrivants sur le réseau soient détectés, il faut éviter la convergence de deux vecteurs de pondération vers le même minimum de la fonction coût CM, c'est-à-dire que deux faisceaux détectent le même signal, ceci est réalisé par orthogonalisation des vecteurs ω_m à chaque itération d'adaptation. Les vecteurs poids sont modifiés de telle-sorte que les signaux y_m résultants soient orthogonaux. Le nombre M maximal d'utilisateurs séparables par un tel système est limité par le nombre d'éléments d'antennes [25][74], d'où :

$$M \leq Q \leq N \quad (3.33)$$

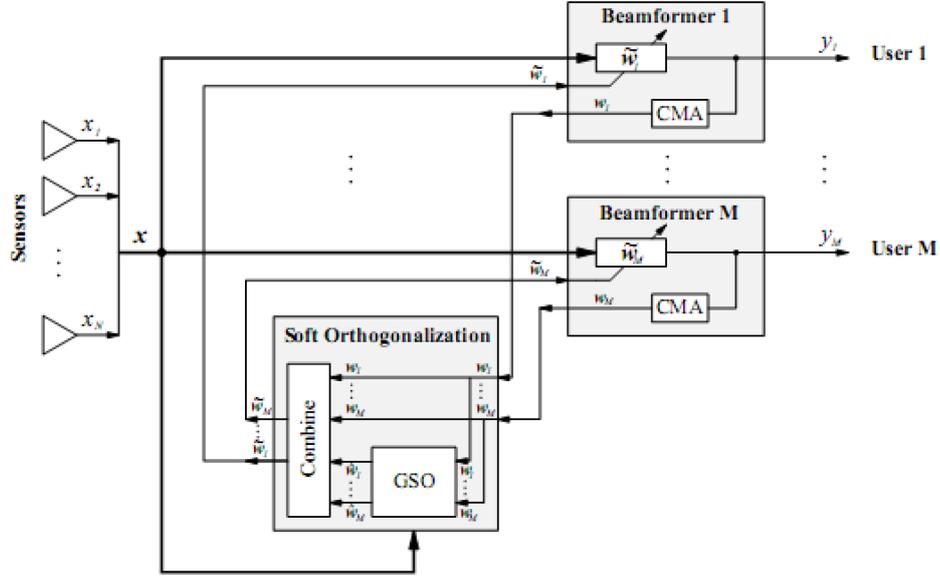


FIGURE 3.42 – Schéma bloc pour un système multi-étages à module constant.

Remarque

L'approche multi-étages est fondamentalement la même pour les différents algorithmes du module constant, et donc le choix de l'algorithme à utiliser se fait suivant les performances de ce dernier dans le cas mono-utilisateur.

3.8.2 Approche d'orthogonalisation

Comme il a été déjà mentionné, notre objectif d'orthogonalisation, est de changer les vecteurs du poids formateur de faisceaux ω_m afin qu'il soit possible d'obtenir des signaux de sorties y_m orthogonaux. Par conséquent, idéalement, il est nécessaire d'avoir :

$$E\{y_m y_l^*\} = 0 \quad m \neq l \quad (3.34)$$

En tenant compte de la relation :

$$y_m(k) = \omega_m^H(k) x(k) \quad (3.35)$$

Elle se traduit aussi dans l'expression suivante :

$$E\{w_m^H x x^H w_l\} = E\{w_m^H R_x x w_l\} = 0 \quad \forall m \neq l \quad (3.36)$$

où R_{xx} est la matrice d'autocorrélation d'entrée.

Remarque

L'orthogonalisation des vecteurs de pondérations, se fait toujours dans le sens de l'équation (3.34), qui est une orthogonalité dite de généralisation [75].

► **Orthogonalisation de Gram-Schmidt**

La méthode d'Orthogonalisation de Gram-Schmidt(GSO), est une procédure d'orthogonalisation très connue dans la littérature [76][77]. Elle est basée sur la méthode des Moindres Carrés et fournit des vecteurs de pondération orthogonaux.

La GSO est utilisée pour prévenir la convergence des vecteurs de pondération vers le même vecteur et donc détecter le même signal. Si deux vecteurs tendent de converger vers le même vecteur, alors la valeur absolue de leurs coefficients de corrélation va devenir plus grande (supérieure à 0.5 et proche de 1). La corrélation entre les coefficients de deux vecteurs du poids w_i et w_j est définie par :

$$\rho_{i,j} = \frac{w_i^H w_j}{\|w_i\| \|w_j\|} \quad (3.37)$$

En MT-LSCMA, un seuil $\rho_t r$ est fixé pour tous les coefficients de corrélation. Après plusieurs itérations en utilisant le LS-CMA, les coefficients de Corrélation $\rho_{i,j}$, pour $i = 2, \dots, M$, et $j = 1, \dots, i-1$, sont calculés en utilisant l'équation (3.37). La base orthonormée \hat{W} pour la gamme de W est également calculée en utilisant la procédure d'orthogonalisation de Gram-Schmidt, où :

$$W = [w_1, w_2, \dots, w_M] \quad (3.38)$$

$$\hat{W} = [\hat{w}_1, \hat{w}_2, \dots, \hat{w}_M] \quad (3.39)$$

Les valeurs absolues des coefficients de corrélation sont ensuite comparées au seuil $\rho_t r$. Si pour une valeur, $i = 2, \dots, M$, il existe une valeur $j < i$ telle que $|\rho_{i,j}| > \rho_t r$, w_i sera remplacée par une version estimée \hat{w}_i . Après le GSO, les vecteurs de pondérations sont de nouveau adaptés en utilisant le LS-CMA et la procédure ci-dessus est répétée jusqu'à ce que l'algorithme converge. Le choix du seuil de $\rho_t r$ aura une incidence sur la vitesse de convergence du MT-CMA.

- Si $\rho_t r$ est trop petit, deux vecteurs de pondération qui ne vont pas converger vers le même vecteur, peuvent être considérés comme tels, et donc l'un d'entre eux sera remplacé par le vecteur estimé (\hat{W}). Ce nouveau vecteur de pondération doit être adapté sur plusieurs itérations pour converger, mais peut être remplacé à nouveau par le vecteur de sortie si le seuil de GSO est trop faible. Apparemment, cela va diminuer la vitesse de convergence de l'algorithme ou même provoquer une divergence de l'algorithme.
- D'autre part, si $\rho_t r$ est trop grand, deux vecteurs de pondération qui vont converger vers le même vecteur, peuvent ne pas être identifiés, et l'algorithme peut échouer à former différents rayons dirigés vers les différents utilisateurs

Chapitre 3. Algorithmes du Module Constant pour les Antennes Intelligentes

Dans les simulations effectuées dans cette recherche, 0.7 s'avère être une bonne valeur de $\rho_t r$ à travers des expériences.

Il n'est pas nécessaire d'effectuer une orthogonalisation pour chaque itération puisque les vecteurs de pondération calculés après une itération ne sont pas bien adaptés, et les coefficients de corrélation calculés ne représentent pas bien la convergence potentielle des vecteurs de pondérations.

Au lieu de cela, le GSO peut être effectué une fois par plusieurs itérations (par exemple chaque 5 itérations) pour réduire la complexité du calcul de l'algorithme.

3.8.3 Ambiguïté de phase

Puisque le MT-CMA utilise des algorithmes CM pour adapter le vecteur de pondération pour chaque sortie, et comme c'est indiqué dans les sections précédentes, Les algorithmes de type CMA souffre du problème d'ambiguïté de phase, La phase du signal à chaque port de sortie est indéterminée. Ce problème peut être résolu par plusieurs méthodes. La technique la plus utilisée, pour remédier à cette ambiguïté de phase est l'utilisation d'une contrainte sur la phase (phase-contrainte technique) [78].

Cette méthode, consiste à ajouter une contrainte de phase pour chaque vecteur de poids tels que le premier élément de chaque vecteur de poids est un nombre réel. Pour un vecteur de poids w_i après convergence, Le nouveau vecteur \tilde{w}_i généré par l'utilisation de la contrainte de phase est donné par :

$$\tilde{w} = w_i \exp\{-j \arg[w_{1j}]\} \quad (3.40)$$

où $\arg[\cdot]$ désigne la fonction de phase et w_{1i} est le premier élément du vecteur de pondération w_i .

3.8.4 Procédure du Tri

Après la convergence de l'algorithme d'adaptation, une procédure de tri doit être effectuée pour relier les sorties du port au signal de chaque utilisateur. Les méthodes utilisées pour le tri diffèrent d'un système à un autre. Pour les systèmes à étalement de spectre tel que DS-CDMA ou le MC-CDMA, le schéma du tri est généralement le même. La procédure de tri est donnée sur la figure 3.43, où $y(t)$ est le vecteur des sorties des ports, et il est donné par :

$$y(t) = [y_1(t), y_2(t), \dots, y_M(t)]^T \quad (3.41)$$

Les M signaux de sortie dans $y(t)$ sont en premier lieu multipliés par les versions retardées des codes d'étalement pour chaque utilisateur p . Donc, pour chaque doigt de la figure 3.43 il y a M multiplications de sorties, correspondant au code d'un utilisateur. Ces sorties sont ensuite intégrées sur une période bit, les sorties d'intégration sont échantillonnées et leurs valeurs absolues sont comparées les unes aux autres.

Le MT-CMA peut être résumé :

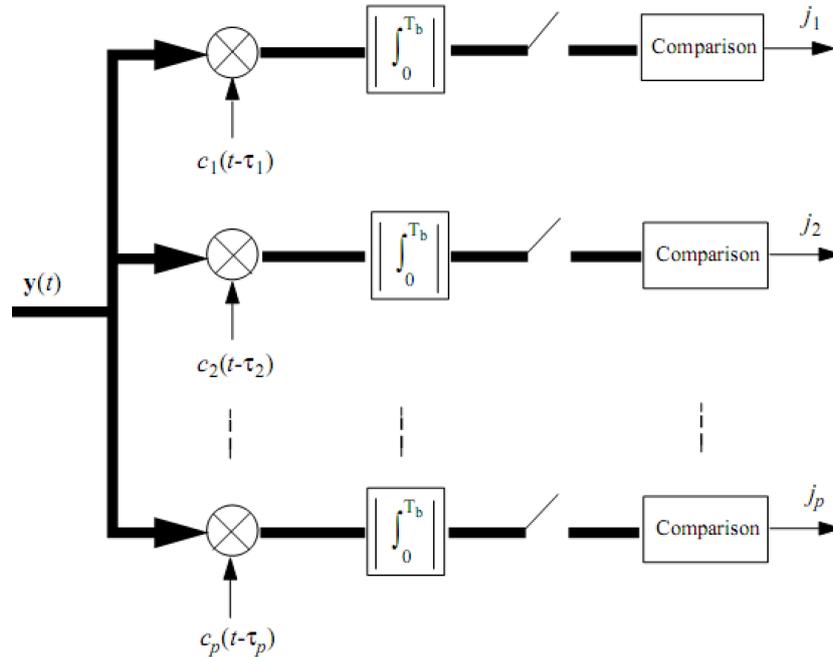


FIGURE 3.43 – Illustration d’une procédure du tri dans un MT-CMA pour un système DS-CDMA.

1. Initialiser les M vecteurs du poids w_1, \dots, w_M comme étant des vecteurs colonnes d’une matrice identifiée $M \times M$.
2. Adapter chaque vecteur du poids de façon indépendante en utilisant l’un des algorithmes CM décrits précédemment
3. Après plusieurs itérations sur l’algorithme d’adaptation, procéder à une orthogonalisation GSO sur les vecteurs du poids résultant comme décrit dans la section 3.8.2
4. Répéter les étapes 2 et 3 jusqu’à ce que l’algorithme converge.
5. Ajouter la contrainte de phase sur les vecteurs du poids résultants comme décrit dans la section 3.8.3.
6. Effectuer la procédure du tri décrite dans la section 3.8.4 pour relier les ports de sortie au signal de chaque utilisateur.

3.8.5 Simulation de la méthode MT-CMA

3.8.5.1 Organigramme d’implémentation

L’organigramme de la figure 3.44 donne le procédé utilisé lors de la programmation de la méthode MT-CMA, quelque soit l’algorithme CM utilisé pour la partie d’adaptation. Dans notre travail nous comparons deux algorithmes CM pour la méthode multi-étages, et les algorithmes NCMA et LSCMA sont choisis.

Chapitre 3. Algorithmes du Module Constant pour les Antennes Intelligentes

Les résultats des simulations présentés, sont toujours effectués dans les conditions de simulations suivantes :

1. Conditions de propagation stationnaire,
2. un seul chemin pour chaque signal transmis,
3. 2 ou 3 signaux CM transmis à puissance égale,
4. réseau d'antennes linéaires idéales (RLU) avec 8 éléments, $d = \lambda/2$,
5. Angle d'incidence des signaux transmis : $\theta_1 = 30^\circ$, $\theta_2 = -30^\circ$, ($\theta_3 = 0^\circ$)
6. Algorithme d'adaptation : MT-NCMA ou MT-LSCMA, avec la classification et le tri
7. $\rho_{tr} = 0.7$,
8. Longueur du bloc $B = 32$,
9. Entrée SNR : 10 dB alternativement, 20 dB ou variable.

3.8.5.2 Propriétés de séparation

Les performances de séparation du MT-CMA dépendent de différentes conditions environnementales, par exemple :

1. le SNR d'entrée,
2. l'angle de séparation (différence d'angle d'incidence),
3. le nombre de signaux d'entrée associés aux caractéristiques de l'antenne, dont l'influence est indiquée ci-dessous.

3.8.5.3 Effet du rapport des puissances signal sur bruit(SNR)

Pour illustrer l'effet du rapport signal sur bruit d'entrée, on a tracé l'évolution du SINR sur les figures 3.45 et 3.46, obtenu par simulations des systèmes MT-NCMA et MT-LSCMA pour la transmission de deux signaux CM s_1 et s_2 de même puissance, pour différents SNR d'entrée.

Les résultats obtenus pour les deux systèmes de séparation sont quasiment les mêmes. En examinant en premier lieu les courbes obtenues avec le système MT-NCMA, on remarque qu'avec l'augmentation du SNR et la diminution du bruit à l'entrée, les puissances de sortie augmentent jusqu'à atteindre un seuil maximal de 37 dB, et au-delà de cette valeur les sorties ne sont plus améliorées même si on augmente le SNR d'entrée. Les mêmes remarques sont faites pour les courbes obtenues avec le système MT-LSCMA, sauf que les puissances de sortie continuent d'augmenter avec l'augmentation du SNR d'entrée.

3.8.5.4 Résolution spatiale

Les Figures 3.47 et 3.48 représentent, respectivement, la résolution spatiale du MT-NCMA et du MT-LSCMA.

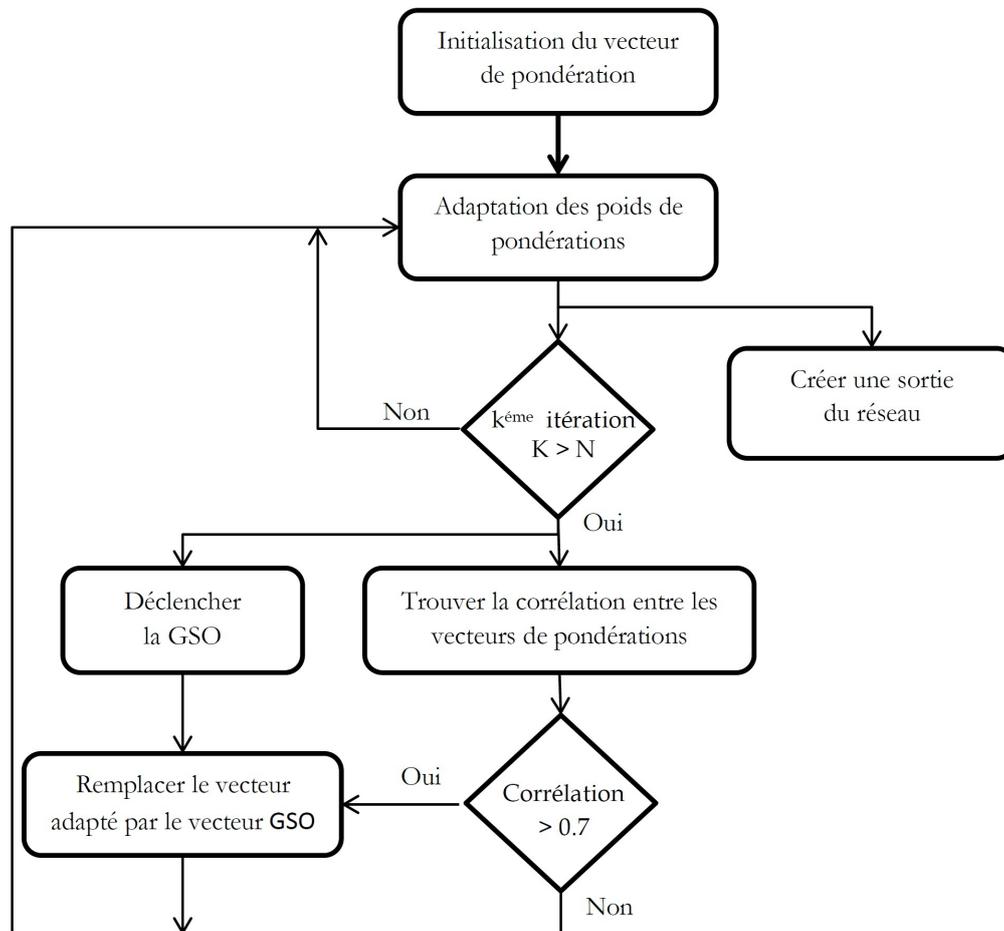


FIGURE 3.44 – Organigramme de procédure multi-étages CMA.

Examinons d’abord les courbes pour les valeurs des angles de séparation supérieure à 10° . On peut clairement voir que pour ces valeurs les algorithmes LSCMA et NCMA donnent des résultats identiques avec des SNIR de sorties supérieurs à 25 dB . Cependant, pour des valeurs inférieures à 10° , la MT-LSCMA pointe avec un angle de séparation minimal de 1° pour le signal 1, comparativement à la MT-NCMA la résolution augmente. Cela est dû à la non-décorrélacion totale du signal 2 malgré que l’orthogonalisation totale est atteinte. En revanche, la MT-NCMA permet de séparer les signaux jusqu’à une différence d’angle de 4° . Au-delà de cette valeur les valeurs du SNIR ne sont pas significatifs.

3.8.6 Nombre maximum d’utilisateurs

Dans cette partie, la capacité de séparation du système MT-CMA concerne le nombre maximum M de signaux utiles séparables. Une limite théorique de M est

Chapitre 3. Algorithmes du Module Constant pour les Antennes Intelligentes

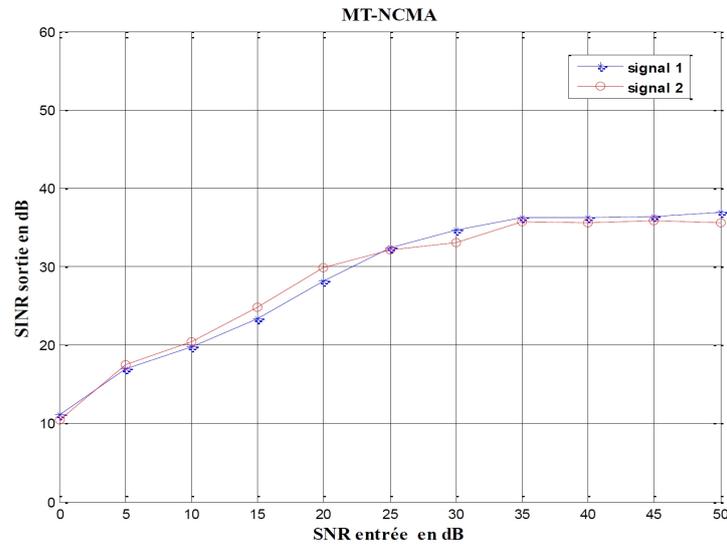


FIGURE 3.45 – Influence de l'entrée SNR sur les résultats des SINR obtenus par le système MT-NCMA pour la transmission de deux signaux.

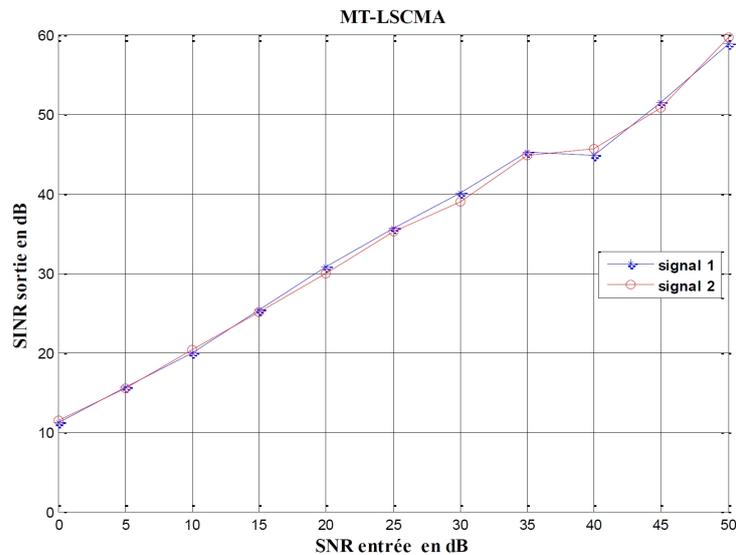


FIGURE 3.46 – Influence de l'entrée SNR sur les résultats des SINR obtenus par le système MT-LSCMA pour la transmission de deux signaux.

déterminée par le nombre N d'éléments d'antennes, $M \leq Q \leq N$.

Cela signifie qu'il peut dans la plupart des cas séparer N signaux utilisateurs, et que le nombre Q de signaux de diffusion incidents ne doit pas dépasser N .

Pratiquement, le nombre de signaux séparables dépend bien sûr de l'état actuel

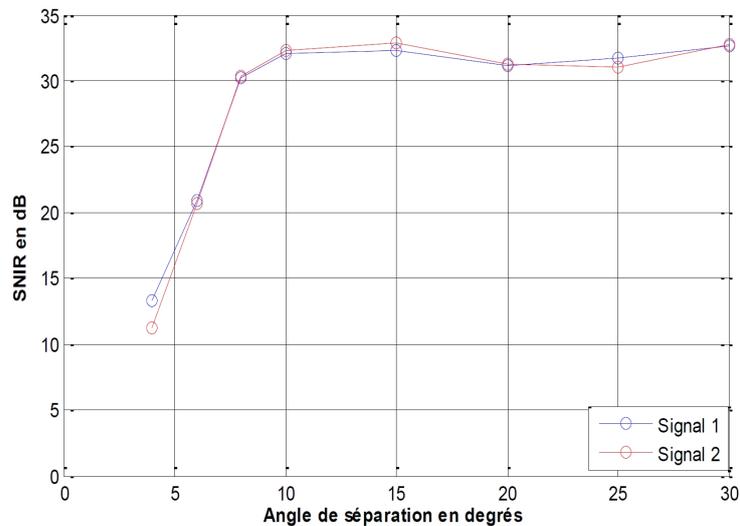


FIGURE 3.47 – Dépendance du MT-NCMA aux angles de séparations.

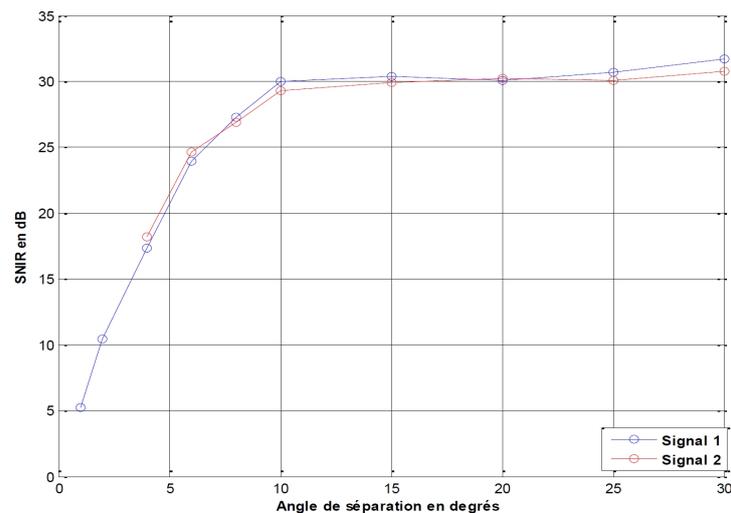


FIGURE 3.48 – Dépendance du MT-LSCMA aux angles de séparations.

de l'environnement (par exemple l'angle de séparation, le SNR d'entrée, etc), mais aussi les propriétés de l'antenne réseau réelle. Plus précisément, les effets de couplage entre éléments de l'antenne exercent une influence non négligeable sur la capacité de séparation du système MT-CMA. Pour illustrer le dernier aspect, le scénario presque idéal, suivant est considéré :

- conditions de propagation stationnaire, aucun multi trajets.
- Transmission de signaux CM non-corrélés, bien séparés spatialement
- nombre variable de signaux d'émission.

Chapitre 3. Algorithmes du Module Constant pour les Antennes Intelligentes

TABLE 3.1 – Capacité de séparation de la MT-NCMA et la MT-LSCMA en fonction du nombre de signaux CM d'incidents

Nombre de signaux émis	Nombre de signaux séparés MT-NCMA	Nombre de signaux séparés MT-LSCMA
2	2	2
4	4	4
5	5	5
6	5	6
7	6	7
8	4	5

– Entrée SNR : 20 dB.

Le nombre de signaux d'information séparés à chaque fois est déterminé. Un signal est considéré comme séparé dès que la moyenne du SINR correspondante à un formateur de faisceau de sortie dépasse le seuil choisi arbitrairement de 0 dB. Le tableau 3.1 présente les résultats pour le MT-NCMA et le LSCMA.

Comme on peut le voir, il y a jusqu'à six signaux de transmission entrants séparés indépendamment du type de la MT-CMA. Au-delà de six signaux la MT-LSCMA présente une meilleure séparation que la MT-NCMA avec cinq signaux dépassants le 0 dB à la sortie sur huit signaux incidents.

3.8.6.1 Effet de la procédure du tri

Comme nous l'avons déjà mentionné, le but du tri et de la classification des signaux ainsi est de mieux adapter les MT-CMA à l'environnement multi-utilisateurs. Ils sont conçus pour prévenir la transmission des signaux déjà séparés. "Sauter " entre les sorties du formateur de faisceaux, et donc constamment re-converger tous les nouveaux vecteurs du poids. Ce comportement est démontré par les figures 3.49 et 3.50[102].

La figure 3.49 représente le SNIR aux sorties du formateur de faisceaux pour la détection de trois signaux avec le MT-NCMA sans tri. On peut clairement voir qu'il y a un échec pour la détection du premier signal puisque le calcul du premier vecteur de pondération conduit à la détection du deuxième signal, et le deuxième vecteur mène au troisième signal. L'algorithme a éliminé ainsi le vecteur de pondération pour le premier signal.

La figure 3.50 illustre les résultats de simulation pour les mêmes signaux dans les mêmes conditions que l'algorithme MT-NCMA à procédure du tri. Ce résultat obtenu confirme ce qui a été dit auparavant. La procédure du tri assure une détection de tous les signaux dans un ordre bien déterminé. La convergence du premier vecteur de pondération donne le signal 1, le résultat du deuxième mène au signal 2 et le troisième au signal 3.

Les figures 3.51, 3.52 et 3.53, représentent des réponses de l'antenne intelligente

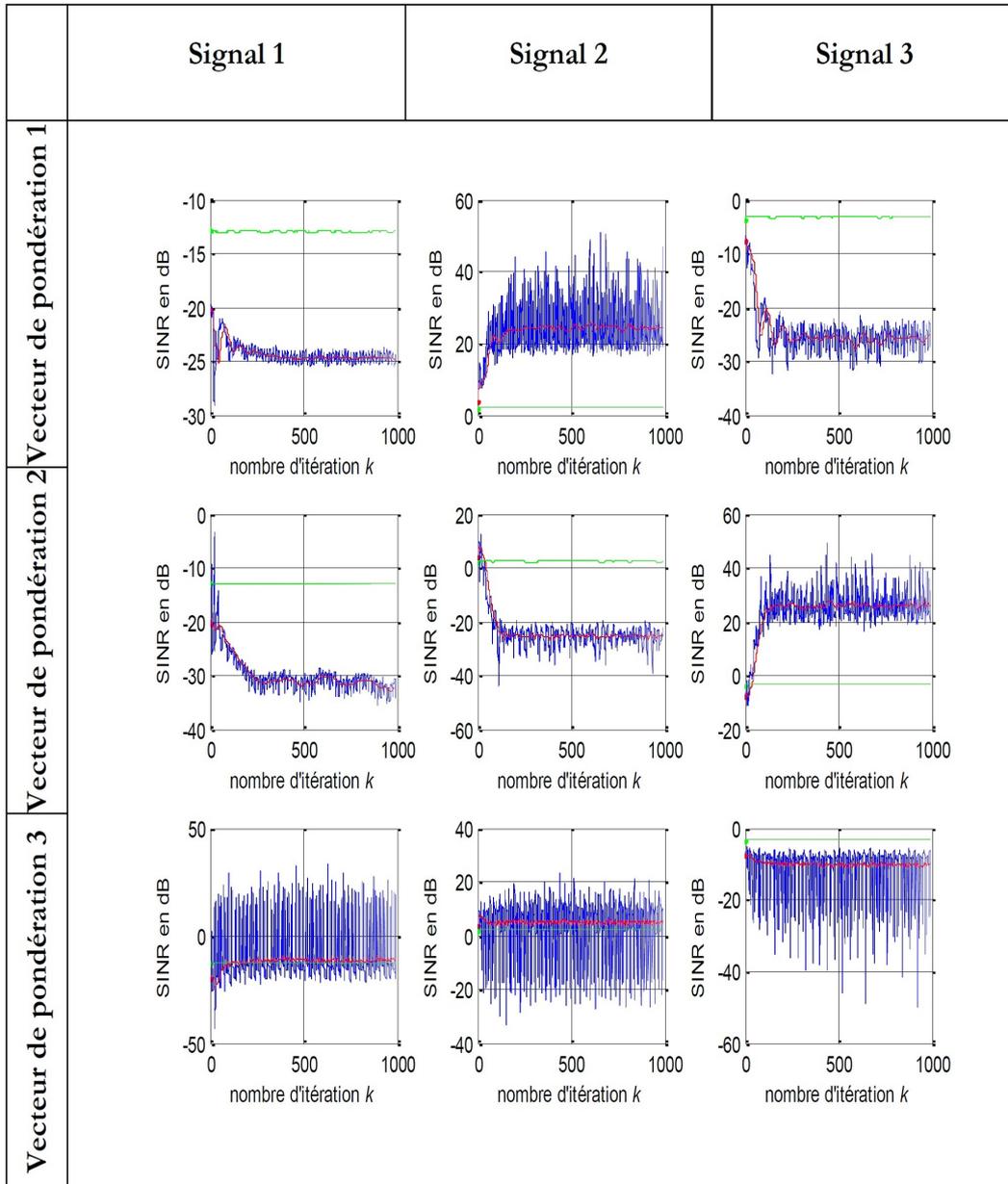


FIGURE 3.49 – Comportement de l’algorithme MT-NCMA sans procédure de tri.

Chapitre 3. Algorithmes du Module Constant pour les Antennes Intelligentes

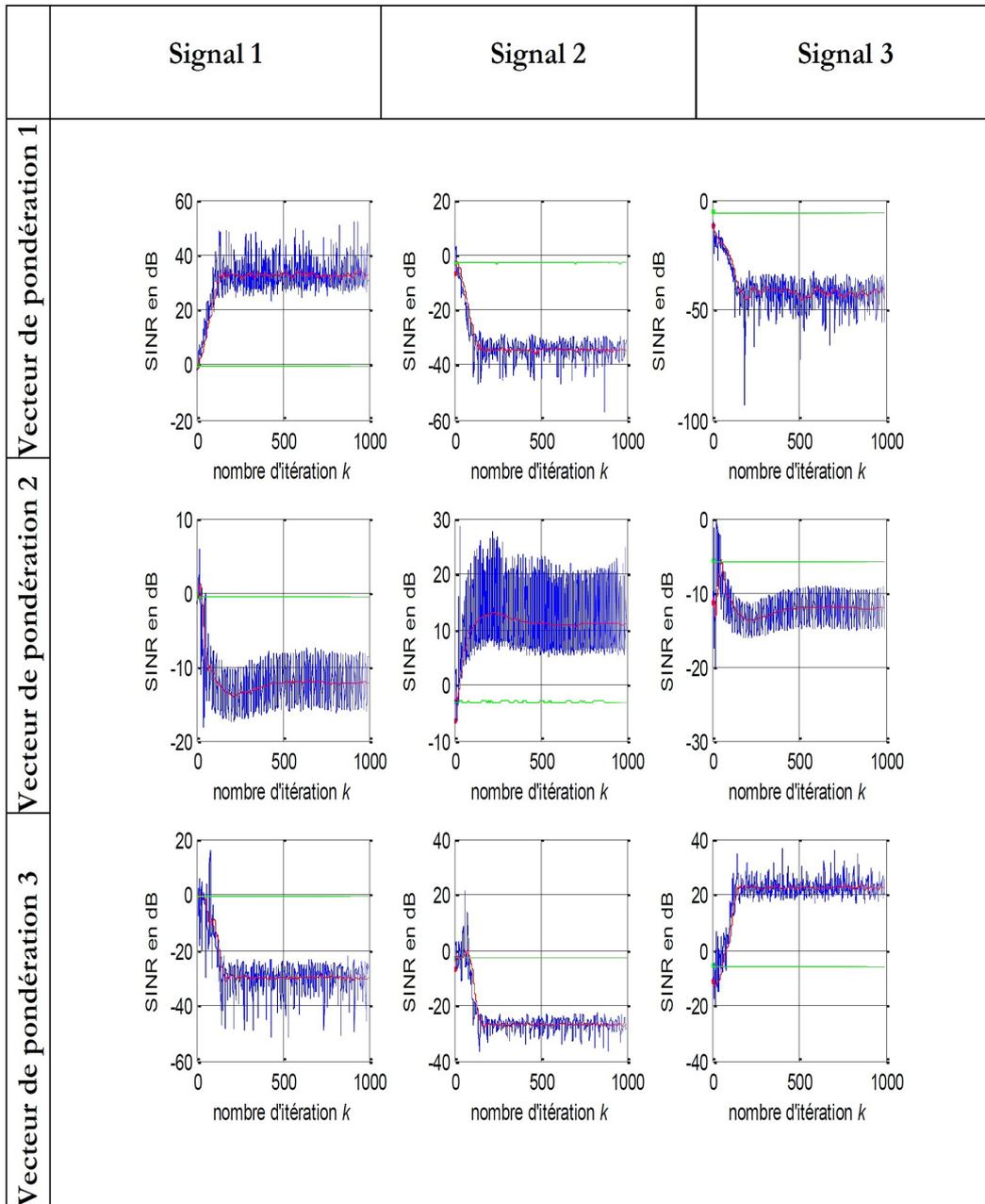


FIGURE 3.50 – Comportement de l’algorithme MT-NCMA avec procédure de tri.

Chapitre 3. Algorithmes du Module Constant pour les Antennes Intelligentes

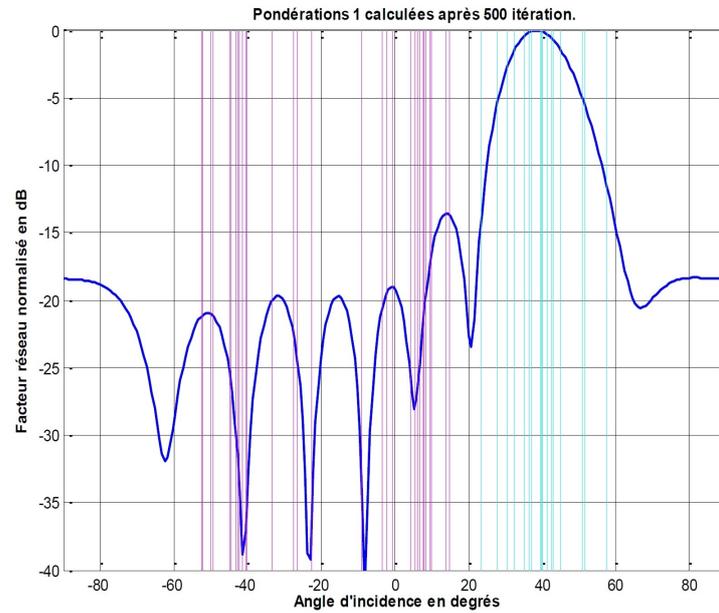


FIGURE 3.51 – Réponse de l'antenne intelligente après 500 itérations. Détection du signal 1.

après convergence de chaque vecteur de pondération. Ces figures montrent clairement que l'antenne détecte d'une façon évolutive les signaux incidents.

Chapitre 3. Algorithmes du Module Constant pour les Antennes Intelligentes

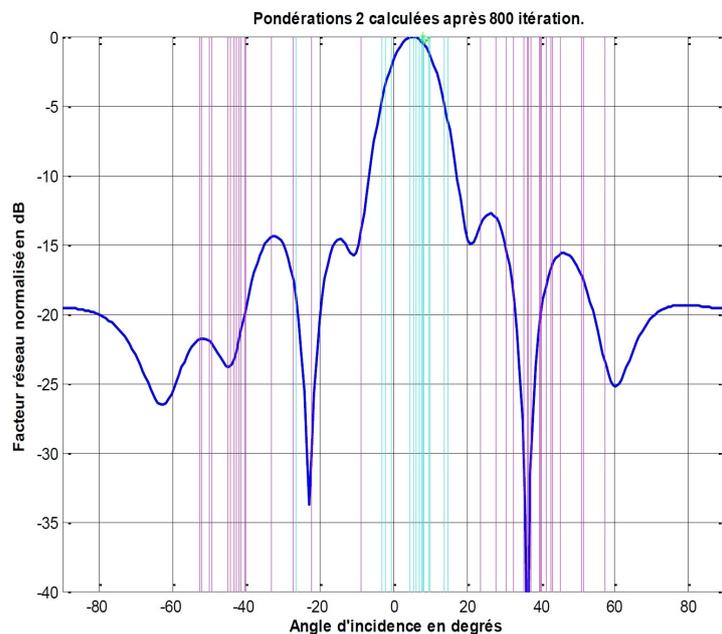


FIGURE 3.52 – Réponse de l'antenne intelligente après 800 itérations. Détection du signal 2.

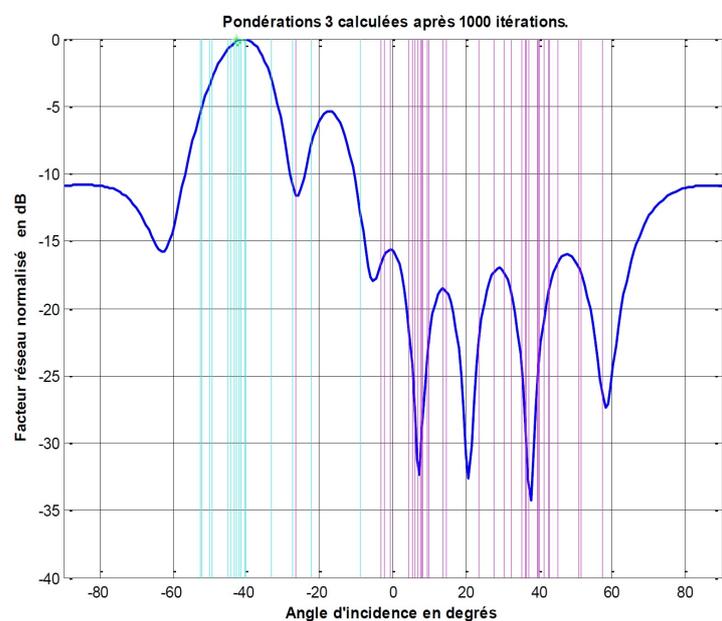


FIGURE 3.53 – Réponse de l'antenne intelligente après 1000 itérations. Détection du signal 3.

3.9 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons développé des applications d'algorithmes à modules constants pour les antennes intelligentes. Ces algorithmes dits aveugles se basent sur la minimisation de l'erreur sur l'enveloppe du signal reçu, et permettent de détecter l'information utile sans utilisation du signal de référence. Au cours de ce travail de recherche, trois variantes de l'algorithme à module constant ont été étudiées, le SGCMA, le NCMA et le LSCMA.

Les résultats obtenus dans cette étude, montrent clairement que le SGCMA présente une grande instabilité de convergence globale et reste non intéressant pour une application d'antennes intelligentes. Par contre, les algorithmes NCMA et LSCMA donnent une bonne stabilité avec des vitesses de convergence et des erreurs quadratiques exploitables pour des applications temps réel de détection par antennes intelligentes.

La dernière partie de ce chapitre présente l'extension de l'étude au cas de plusieurs utilisateurs. dans cette partie, nous avons implémenté les algorithmes NCMA et LSCMA pour une détection à plusieurs étages de décisions, afin d'extraire plusieurs signaux d'intérêts. Les résultats de simulation obtenus nous conduisent à adopter le MT-NCMA comme étant un détecteur multi-utilisateurs à antennes intelligentes, et nous conduisent, dans la suite de ce travail, à étudier et à traiter les capacités de ce détecteur pour un système de transmission numérique réel.

Détection Multi-Utilisateurs Aveugle dans un Système MC-CDMA

Sommaire

4.1	Introduction	119
4.2	Principe de la modulation multiporteuses	119
4.2.1	Transmission OFDM	121
4.2.2	Modèle mathématique de la transmission OFDM	122
4.3	Technique d'étalement du spectre DS-CDMA	124
4.3.1	Structure du signal	124
4.4	Technique MC-CDMA	128
4.4.1	Mise en œuvre de l'étalement par des codes de Walsh Hadamard	128
4.4.2	Ajout de la composante OFDM	129
4.4.3	Expression analytique du signal MC-CDMA	131
4.5	Association des antennes intelligentes au MC-CDMA	133
4.5.1	Modélisation du système	133
4.6	Récepteurs multi-utilisateurs linéaires	136
4.7	Récepteurs Multi-Utilisateurs basés sur le NCMA	138
4.7.1	Analyse de la convergence	139
4.8	Système MC-CDMA à antennes intelligentes avec détection multi-utilisateurs aveugle	140
4.8.1	Modèle du signal reçu	140
4.8.2	Etude des performances	142
4.8.3	Paramètres de simulation	142
4.8.4	Influence du nombre d'utilisateurs	143
4.8.5	Influence du nombre d'éléments d'antennes	144
4.8.6	Influence de la mobilité de l'émetteur	145
4.8.7	Influence du type du canal	145
4.8.8	Etude comparative	147
4.9	Conclusion	149

4.1 Introduction

Les futurs systèmes de communications large bande mobile travaillant sur des canaux sans fil sont nécessaires pour fournir des services de haute performance en termes de vitesse, de capacité et de qualité. Plusieurs solutions de transmission non conventionnelle basée sur des modulations à une seule porteuse et des modulations multiporteuses (DS-CDMA, OFDM, MC-CDMA, ...etc.) ont été proposées afin d'obtenir des objectifs aussi ambitieux. Dans une telle perspective, les antennes intelligentes à adaptation aveugle associées à la technique MC-CDMA ont été considérées par la récente littérature parmi les technologies les plus prometteuses pour les futurs systèmes cellulaires 4G.

Ce chapitre introduit les techniques de multiplexage par répartition en fréquence orthogonale (OFDM) et la version CDMA multiporteuses appelée (MC-CDMA). Les parties 4.1, 4.2 et 4.3 discutent des avantages de l'utilisation des techniques multiporteuses OFDM et l'étalement du spectre, la section 4.4 apporte des précisions sur les principes fondamentaux de la MC-CDMA. Dans la section suivante nous étudions l'association des techniques MC-CDMA aux antennes intelligentes, en suite une investigation des détecteurs multi-utilisateurs est donnée. Cette partie sera achevée par la proposition d'un détecteur linéaire aveugle basé sur l'algorithme NCMA.

Enfin, La dernière partie du chapitre, sera consacrée à l'étude du BB-NCMA-MC-CDMA que nous proposons dans cette étude. Le BB-NCMA-MC-CDMA est l'association du détecteur aveugle NCMA au récepteur MC-CDMA à antenne intelligente.

Une étude comparative des performances du récepteur proposée avec la littérature spécialisée est menée pour valider ce travail

4.2 Principe de la modulation multiporteuses

La technique simple de multiplexage par division de fréquence (FDM) a deux inconvénients principaux, le premier étant une basse efficacité spectrale et le second étant une difficulté technologique de mettre en application un grand nombre de filtres assortis (un pour chaque fréquence porteuse). Par conséquent, pour éviter le premier inconvénient, nous utilisons une autre solution qui consiste à tolérer un chevauchement entre les spectres des signaux émis, à condition que l'orthogonalité entre les sous-porteuses soit satisfaite, ce qui garanti l'absence d'interférences entre les différentes porteuses [79]. Le principe des modulations multiporteuses est de transmettre simultanément plusieurs symboles en parallèle. En modulant sur N_c sous-porteuses, il est possible d'utiliser des symboles A' fois plus longs tout en conservant le même débit qu'avec une modulation mono-porteuse. En choisissant une valeur assez grande pour A' , la durée des symboles devient grande devant l'étalement des retards du canal, et les perturbations liées aux échos deviennent négligeables.

Pour que le signal modulé ait une grande efficacité spectrale, il faut que les fréquences des porteuses soient les plus proches possibles, tout en garantissant que le récepteur soit capable de les séparer et de retrouver le symbole numérique émis sur

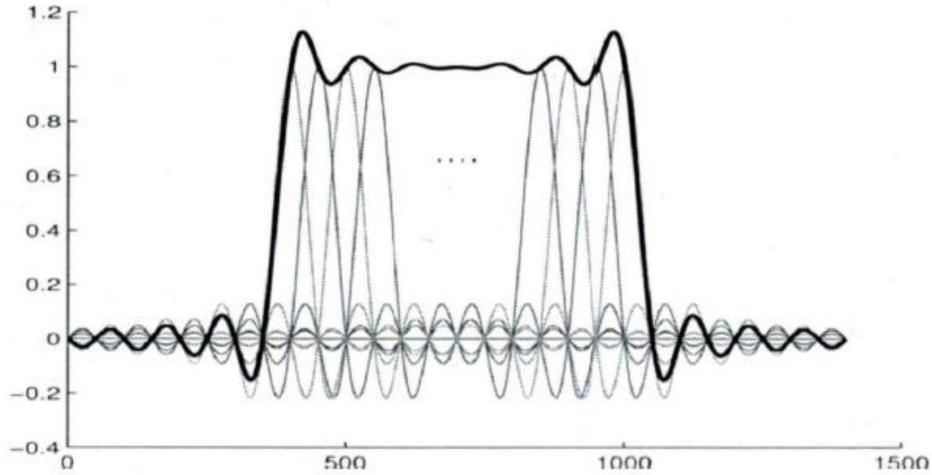


FIGURE 4.1 – Représentation de la nature orthogonale du spectre d'un signal OFDM [80].

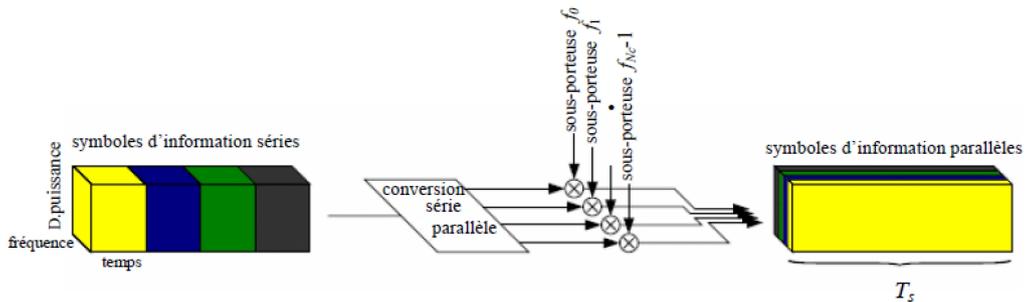


FIGURE 4.2 – Modulation multi-porteuses avec $N_c = 4$ sous-porteuses.

chacune d'entre elles, d'où la nécessité d'utiliser des porteuses orthogonales. Ceci est vérifié si le spectre d'une sous-porteuse est nul aux fréquences centrales des autres sous-porteuses [80].

La bande spectrale B allouée à la transmission est partagée entre les différentes sous-porteuses, et ainsi chaque sous-porteuse peut occuper une bande de fréquence inférieure à la bande de cohérence du canal B_c (figure 4.1). Néanmoins, la condition d'orthogonalité n'est plus maintenue à la rentrée du récepteur, en raison de l'interférence entre symboles (IES) et de l'interférence entre porteuses (IEP), résultantes des trajets multiples du canal de transmission. L'implémentation d'un intervalle de garde entre chaque symbole OFDM transmis résout ce problème avec une petite perte d'énergie de transmission.

Un but important de conception pour les systèmes de transmission multiporteuses OFDM, est que le canal radio mobile peut être considéré comme invariant

Chapitre 4. Détection Multi-Utilisateurs Aveugle dans un Système MC-CDMA

dans le temps durant un symbole OFDM et le fading comme plat (flat) par sous canal. Un système de communication qui utilise la modulation multi-porteuses, transmis N_c symbole source de valeurs complexes, $s_n, n = [0, \dots, N_c - 1]$ en parallèle dans N_c sous-porteuses différentes. Les symboles sources sont en général obtenus après codage de source et du canal, entrelacement et opération de mapping. Après la conversion série-parallèle (figure 4.2), la durée d'un symbole OFDM sera [81] :

$$T_s = N_c T_d \quad (4.1)$$

où : T_d est la durée d'un symbole d'information. L'espacement entre les N_c sous-porteuses est donné par :

$$F_s = \frac{1}{T_s} \quad (4.2)$$

Les N_c symboles modulés sont transmis comme un symbole OFDM avec une enveloppe complexe donnée par :

$$x(t) = \frac{1}{N_c} \sum_{n=0}^{N_c} s_n e^{j2\pi f_n t} \quad , 0 \leq t \leq T_s \quad (4.3)$$

4.2.1 Transmission OFDM

Le synoptique de la figure 4.3 [82] illustre les différents modules qui composent la chaîne de transmission OFDM. Le modulateur M -QAM transforme les données binaires b_t de durée T_b , en symboles complexes s_n de durée :

$$T_q = \log_2 M T_b \quad (4.4)$$

où M est la taille de la constellation de la modulation QAM utilisée. Le convertisseur série-parallèle dispose les symboles s_n en groupes (trames) de N_c symboles, la durée d'une trame T_u est N_c fois plus grande que la durée d'un symbole en série T_q . Par conséquent, l'effet du canal devient moins nuisible.

En appliquant ensuite une transformée de Fourier inverse (IFFT), on obtient la trame (symbole) OFDM. L'IFFT est utilisée afin de transformer le spectre du signal OFDM au domaine temporel pour la transmission à travers le canal. Un préfixe cyclique de durée T_g copie les N_g derniers symboles de la trame OFDM, et les ajoute ensuite au début de la trame. Après conversion parallèle-série, on obtient enfin le symbole OFDM, qui contient $N_s = N + N_g$ symboles de durée totale $T_s = T_u + T_g$ que l'on transmet à travers un canal radio mobile.

À la réception, les opérations inverses sont réalisées, commençant par la suppression du préfixe cyclique. La décomposition spectrale des échantillons reçus calculée en utilisant l'algorithme FFT, et enfin la démodulation est utilisée pour retrouver les données binaires transmises. Dans cette figure ne sont pas mentionnés les blocs de codage et d'entrelacement en émetteur ainsi que le décodeur et le désentrelaceur au récepteur.

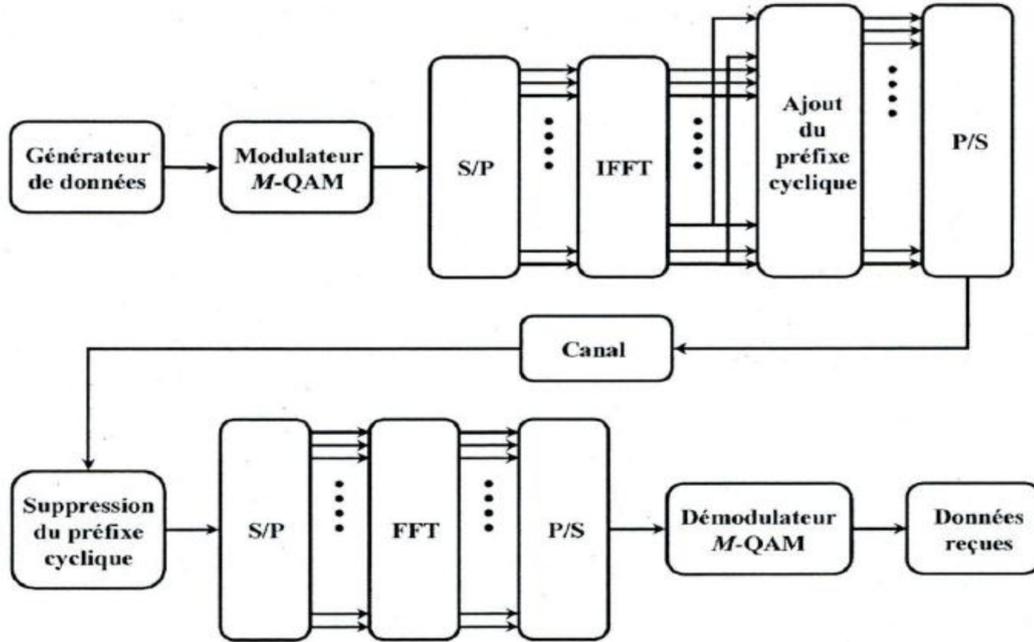


FIGURE 4.3 – Schéma-bloc d'un système OFDM en bande de base [82].

4.2.2 Modèle mathématique de la transmission OFDM

Dans le cas où les interférences entre symboles (ISI) et les interférences entre canaux (ICI) peuvent être négligées, par l'insertion de l'intervalle de garde T_g , le système de transmission multi-porteuses représenté à la figure 4.3 peut être vu comme un système discret dans le domaine du temps et le domaine des fréquences, avec N_c canaux Gaussiens parallèles (parce que le bruit est Gaussien) et différentes valeurs d'atténuation complexe H_n (figure 4.4) [79].

La représentation temps/fréquence d'un symbole OFDM est donnée à la figure 4.5(a) et la représentation d'une trame OFDM (OFDM frame) qui est constituée par N_s symboles OFDM est illustrée dans la figure 4.5(b). On peut représenter un système OFDM par la relation vectorielle complexe :

$$r = Hs + n \quad (4.5)$$

où H est la matrice du canal d'ordre $N_c \times N_c$ donnée par :

$$H = \begin{pmatrix} H_{0,0} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & H_{1,1} & \dots & 0 \\ \vdots & \ddots & \ddots & \vdots \\ 0 & \dots & \dots & H_{N_c-1,N_c-1} \end{pmatrix} \quad (4.6)$$

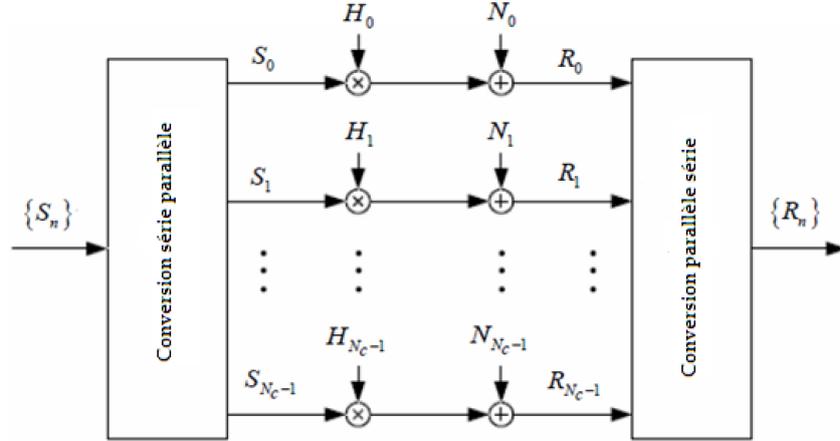


FIGURE 4.4 – Système OFDM simplifié.

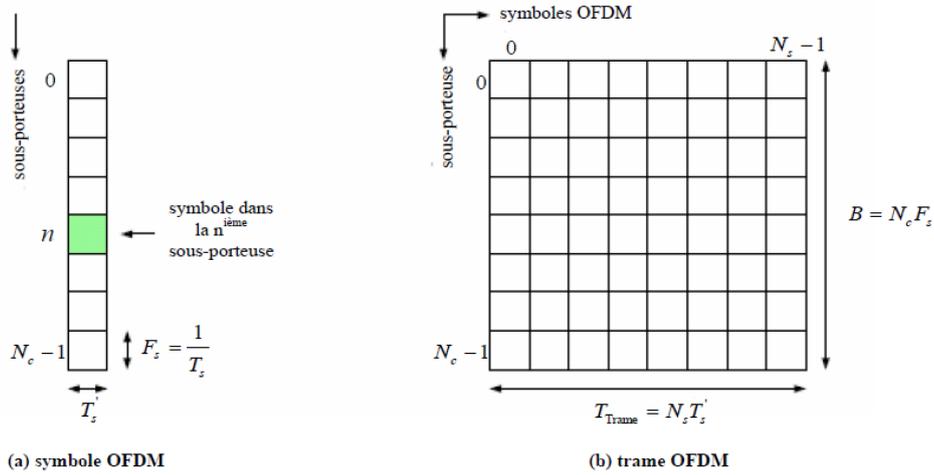


FIGURE 4.5 – Représentation temps/fréquence pour un symbole OFDM et une trame OFDM

Le vecteur n représente le bruit additif, il est donné par :

$$n = (N_0, N_1, \dots, N_{N_c-1})^T \quad (4.7)$$

Le vecteur r représente les symboles reçus, il est donné par :

$$r = (R_0, R_1, \dots, R_{N_c-1})^T \quad (4.8)$$

Et le vecteur s représente les symboles transmis, il est donné par :

$$s = (S_0, S_1, \dots, S_{N_c-1})^T \quad (4.9)$$

4.3 Technique d'étalement du spectre DS-CDMA

Toute modulation qui génère pour le signal transmis un spectre beaucoup plus large que la bande passante du signal porteur d'information, par un moyen indépendant de cette information, peut être qualifiée de modulation à étalement du spectre [83]. L'étalement du spectre à séquence directe (DS-SS : Direct Sequence Spread Spectrum), à la base de la technique CDMA a été réservé au départ à des applications militaires tirant profit de la confidentialité, de la discrétion et de la robustesse apportées par la modulation d'une séquence pseudo-aléatoire en environnement hostile. L'étalement du spectre est aujourd'hui présent dans de très nombreux domaines d'application, en particulier pour établir des liaisons robustes en milieux perturbés (industriel, réseaux locaux sans fil, satellite, acoustique sous-marine). Les chercheurs en radiocommunication mobile ont manifesté un grand intérêt pour le DS-SS en termes d'accès multiples à répartition par code (CDMA), en raison du bénéfice potentiel qu'il pourrait apporter.

En CDMA le signal associé à un utilisateur donné utilise toute la bande de fréquence et sans localisation temporelle. Il est construit à partir d'un code spécifique qui diffère d'un utilisateur à un autre, ce qui servira de clé à la réception pour isoler le signal désiré : à chacun son code, à tout moment et dans toute la bande. Le schéma synoptique simplifié en bande de base [84] de l'étalement du spectre en DS-CDMA est donné à la Figure 4.6. Pour chaque utilisateur le message numérique est constitué de symboles émis au rythme symbole. Le signal numérique en bande de base est mis en forme avec des créneaux constants sur la durée d'un symbole. La présentation traditionnelle de l'étalement du spectre par séquence directe consiste à la multiplication du signal numérique porteur d'information (source) par une séquence pseudo-aléatoire constituée à partir d'entités binaires appelées chips, transitant à un rythme fois plus rapide que le débit symbole. Le signal résultant a ainsi des variations Q fois plus rapides que le signal d'information, occasionnant un spectre Q fois plus large. Les séquences pseudo-aléatoires utilisées sont généralement périodiques. Ainsi, pour chaque utilisateur, on a seulement un jeu de Q chips binaires appelé code d'étalement. Après étalement, la densité spectrale de puissance du signal utile peut être inférieure à celle du bruit thermique en entrée du récepteur, ce qui assure la discrétion de la transmission. La puissance du signal utile est ensuite restituée par désétalement et intégration.

4.3.1 Structure du signal

L'étalement de spectre par séquence directe peut être formulé à l'aide d'une convolution avec le code. L'avantage de cette formulation est la possibilité de représenter toute la chaîne de transmission par une cascade de filtres linéaires excités par une séquence impulsionnelle de symboles. De même le canal de propagation n'apportera qu'un filtre supplémentaire à la séquence de symboles émis (Figure 4.7). D'une manière générale, le signal reçu d'une communication de type DS-CDMA en

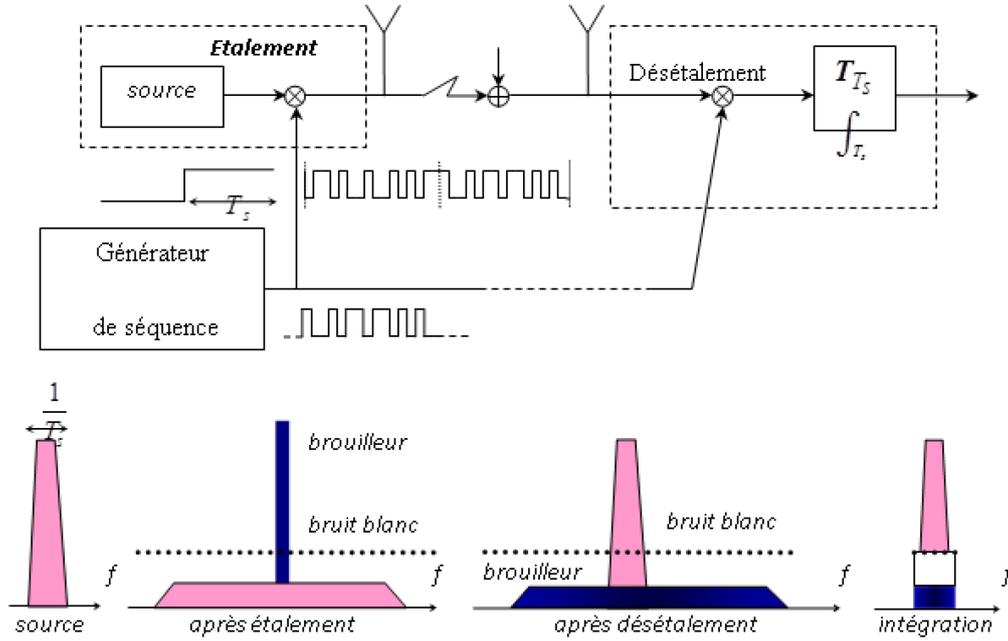


FIGURE 4.6 – Principe schématique de l'étalement du spectre en DS-CDMA (mono-utilisateur).

bande de base peut être modélisé par :

$$r(t) = S(t) + n(t) \quad (4.10)$$

où $n(t)$ est un bruit complexe, gaussien, blanc, centré de variance σ^2 , il modélise aussi bien le bruit thermique que les autres sources de perturbation. $S(t)$ est la superposition des signaux des différents utilisateurs, il est de la forme [85] :

$$S(t) = \sum_{k=1}^K A_k \sum_{i=-M}^M b_k(i) s_k(t - iT_s - \tau_k) * h_k(t) \quad (4.11)$$

avec :

$$s_k(t) = \frac{1}{\sqrt{Q}} \sum_{j=0}^{Q-1} c_{j,k} \phi(t - iT_c) \quad (4.12)$$

Les notations introduites sont définies comme suite :

- K : le nombre d'utilisateurs.
- $2M + 1$: le nombre de symboles par trame (frame en anglais).
- T_s : le temps symbole.
- A_k : l'amplitude à la réception pour l'utilisateur k .
- b_k : les symboles transmis pour l'utilisateur k .
- $s_k(t)$: la forme d'onde ou signature de l'utilisateur k .

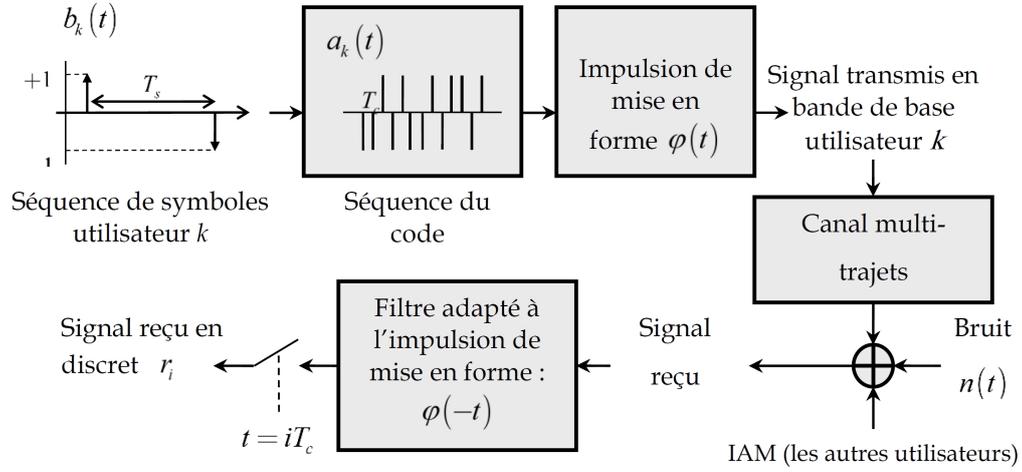


FIGURE 4.7 – Représentation schématique en bande de base de la chaîne de communication en DS-CDMA, vue par l'utilisateur k .

- τ_k : le retard à la réception pour l'utilisateur k .
- $h_k(t)$: le canal de propagation pour l'utilisateur k .
- Q : facteur d'étalement.
- T_c : temps chip.
- $c_{j,k}$ séquence du code pour l'utilisateur k .
- $\phi(t)$ l'impulsion de mise en forme.

On s'intéresse ici au cas d'une modulation du type BPSK (Binary Phase-Shift Keying), mais l'extension à d'autres types de modulations est possible. Dans ce cas, les symboles $b_k(i)$ sont égaux à ± 1 , ils sont modélisés par la réalisation d'une variable aléatoire binaire équiprobable. En plus, en se plaçant en lien descendant (Figure 4.7), les différentes communications seront vues par un utilisateur particulier à travers le même canal et arrivent aux mêmes instants : $\tau_1 = \tau_1 = \dots = \tau_K = \tau$. Dans la présente étude, on se limite au cas synchrone, en posant $\tau = 0$. En considérant ces hypothèses et (4.11), l'équation (4.10) est explicitée sous la forme :

$$r(t) = \sum_{k=1}^K A_k \sum_{i=-M}^M b_k(i) s_k(t - iT_s - \tau_k) * h_k(t) + n(t) \quad (4.13)$$

où le canal $h(t)$ est en général à coefficients complexes. Dans le cas d'un canal idéal on a $h(t) = \delta(t)$, on parle dans ce cas d'un canal BBAG (Bruit Blanc Additif Gaussien) ou d'un canal simple-trajet en référence au canal multi-trajets, l'équation (4.13) se simplifie à :

$$r(t) = \sum_{k=1}^K A_k \sum_{i=-M}^M b_k(i) s_k(t - iT_s - \tau_k) + n(t) \quad (4.14)$$

Dans ce cas, il est plus approprié de considérer un bruit $n(t)$ réel.

Chapitre 4. Détection Multi-Utilisateurs Aveugle dans un Système MC-CDMA

Le cas simple-trajet possède une grande importance théorique puisqu'il permet d'analyser beaucoup de situations qui ne peuvent pas être analysées autrement, même si on a en général plusieurs trajets en pratique. Lors de la conception d'un récepteur la démarche classique est toujours de commencer l'étude par un canal simple-trajet avant d'essayer d'étendre la méthode au cas plus complet en présence d'un canal multi-trajets.

Considérons en premier lieu, le cas d'une communication mono-utilisateur en présence d'un canal idéal. Pour des raisons qui seront exposées ultérieurement, nous allons raisonner sur un seul symbole. Dans ces conditions et en considérant que l'utilisateur numéro 1 est l'utilisateur d'intérêt, l'équation (4.14) se réduit à :

$$r(t) = A_1 b_1 s_1(t) + n(t) \quad (4.15)$$

la forme vectorielle de cette équation est donnée par :

$$\mathbf{r} = A_1 b_1 \mathbf{s}_1 + \mathbf{n} \quad (4.16)$$

où \mathbf{s}_1 correspond au code de l'utilisateur 1 et \mathbf{n} est un vecteur bruit. Le récepteur optimal dans ce cas au sens du **maximum de vraisemblance** (MV) [86] est le Filtre-Adapté¹ au code \mathbf{s}_1 . Il est obtenu suivant la règle de décision :

$$\hat{b}_1 = \text{sgn}(\mathbf{s}_1^T \mathbf{r}) \quad (4.17)$$

où $\text{sgn}(\cdot)$ désigne la fonction signe. Cette règle de décision conduit à une probabilité d'erreur de détection :

$$Pe_{s_1} = \text{erf} \left[\frac{A_1}{\sigma_n} \right] = \text{erf} \left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_0}} \right) \quad (4.18)$$

Avec $\text{erf}(\cdot)$ la fonction d'erreur de Gausse :

$$\text{erf}(x) = \left[\frac{1}{\sqrt{2\pi}} \right] \int_x^\infty \exp \left(-\frac{x^2}{2} \right) dx \quad (4.19)$$

Lorsqu'il s'agit d'une communication à K utilisateurs, (4.15) se généralise à :

$$r = A_1 b_1 \mathbf{s}_1 + \sum_{k=2}^K A_k b_k \mathbf{s}_k + \mathbf{n} \quad (4.20)$$

On démontre que la probabilité d'erreur dans ce cas tend vers zéro lorsque le niveau du bruit tend vers zéro, *si et seulement si* [85] :

$$A_1 > \sum_{k=2}^K A_k |\rho_{1,k}| \quad (4.21)$$

1. Dans un contexte multi-utilisateurs le filtre-adapté est dit souvent récepteur conventionnel.

Chapitre 4. Détection Multi-Utilisateurs Aveugle dans un Système MC-CDMA

où $\rho_{1,k} = s_1^T s_k$ est le coefficient d'intercorrélacion² entre le code de l'utilisateur 1 et celui de l'utilisateur k . Cette inégalité est dite condition de l'œil-ouverte (*open-eyes condition en anglais*) [87]. Sinon, on aura un problème de éblouissement (*near-far problem*), et on parle dans ce cas de condition de l'œil-fermé (*closed-eyes condition*). Cette dernière situation se manifeste soit lorsque les interférences (les autres utilisateurs) sont plus puissantes que l'utilisateur d'intérêt, sinon lorsque leur nombre devient très important. En effet, dans ce cas la décision à la sortie du récepteur est gouvernée plutôt par le signal d'interférence que par le signal désiré.

Les techniques d'étalement et l'OFDM peuvent être aussi combiné pour obtenir un multiplexage des utilisateurs dans l'espace des codes (MC-CMDA). Ce dernier schéma a montré son efficacité. Cette combinaison spécifique sera présentée dans la section suivante.

4.4 Technique MC-CDMA

Les techniques d'étalement du spectre et de modulation à porteuses multiples possèdent de nombreux avantages. On peut notamment citer pour l'étalement du spectre la confidentialité des informations transmises, la faible densité spectrale de puissance du signal émis et sa capacité d'accès multiple par répartition de codes. Pour les modulations à porteuses multiples, on retiendra l'excellente efficacité spectrale et la grande aptitude à lutter efficacement contre l'ISI et ICI.

Afin d'exploiter les avantages de chacune de ces deux approches, différentes équipes de chercheurs ont proposé quasiment au même moment de combiner l'étalement du spectre et les modulations à porteuses multiples [88][89], ce qui a donné naissance à plusieurs techniques, parmi celles ci la MC-CDMA.

On dissocie le cas de la voie montante [mobile \rightarrow station de base] de la voie descendante [station de base \rightarrow mobile]. Dans le premier cas, les signaux des différents terminaux se recombinent dans le temps de manière asynchrone à la station de base, car émis de façon indépendante. A l'inverse, dans le cas de la voie descendante, la station de base émet vers tous les terminaux de façon synchrone. Cette dissymétrie de fonctionnement contrainte le choix du code utilisé par le système MC-CDMA. Par exemple, les codes de **Walsh-Hadamard**(WH) ou de **Golay** requièrent un fonctionnement synchrone. Dans le cas asynchrone, les codes de **Gold** ou de **Kasami** [90] sont souvent cités.

4.4.1 Mise en œuvre de l'étalement par des codes de Walsh Hadamard

Le choix du code est critique, il doit disposer de propriétés spécifiques pour isoler une séquence parmi plusieurs. Il doit donc posséder de bonnes propriétés d'autocorrélacion et une inter-corrélacion idéalement nulle. L'orthogonalité du code permet également d'améliorer ses propriétés.

2. Il s'agit ici de codes non-orthogonaux sinon le récepteur conventionnel est toujours optimal

Chapitre 4. Détection Multi-Utilisateurs Aveugle dans un Système MC-CDMA

Le code est un ensemble de séquences (les mots du code) dont la longueur L_c influe sur les performances. Toute séquence du code est donc composée de L_c éléments appelés chips. La séquence du code attribuée au k^e utilisateur est notée $c_k = [c_0^k \dots c_{L_c-1}^k]^T$ et on définit la matrice de codage multiutilisateurs $C = [c^1 \dots c^N]$, avec N_u le nombre maximum d'utilisateurs admissibles par le système.

Pour notre étude, on utilise le code de **Walsh-Hadamard** (WH) [91] qui est construit récursivement et génère des matrices de codage carrées, dont les colonnes sont orthogonales entre elles. D'ailleurs, la contrainte de synchronisme de la voie descendante énoncée ci-dessus vient de cette propriété d'orthogonalité : les chips prennent leur valeur dans $\{+1; -1\}$ et un décalage d'une des séquences détruit l'orthogonalité des séquences. Ainsi, pour une matrice carrée de WH de dimension n , on dispose de $N_u = n$ séquences de longueur $L_c = n$ chips (le nombre maximum d'utilisateurs N_u supporté par le système est égal à la longueur du code L_c). On note généralement la matrice de Walsh-Hadamard H_n que l'on définit pour $n \geq 2$ avec n une puissance de deux, comme :

$$C = \begin{pmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{pmatrix} \quad (4.22)$$

$$C_{2n} = \begin{pmatrix} C_n & C_n \\ C_n & -C_n \end{pmatrix} \quad (4.23)$$

Pour ce code de **Walsh-Hadamard**, on peut montrer que :

$$C_n^T \cdot C_n = n \cdot I_n \quad (4.24)$$

Avec I_n , la matrice carrée identité de dimension n . Ceci montre que l'opération d'étalement peut être intégralement inversée en réception par l'opération de désétalement. Reste un facteur n qui peut être compensé par un terme de normalisation ($1/n$ en réception, ou $1/\sqrt{n}$ à l'émission et à la réception).

4.4.2 Ajout de la composante OFDM

La composante multi-porteuses permet d'améliorer les performances de l'étalement dans des canaux sélectifs en fréquence. Considérons une station de base BS émettant des symboles de données d_k vers un terminal k (ou utilisateur k). Chaque d_k est recopié sur l'ensemble des N_c sous-porteuses f_j , codées par le chip c_k^j de la séquence c_k . Ainsi, à l'inverse de l'OFDM qui multiplexe les données sur l'ensemble des sous-porteuses, le MC-CDMA étale un symbole de chaque utilisateur sur l'ensemble de la bande (diversité fréquentielle). De plus, le code d'étalement permet de discriminer les N_u utilisateurs occupants la même bande (comme dans le DS-SS). Les symboles que doit transmettre la BS aux N_u utilisateurs sont sommés après étalement, formant les symboles multiutilisateurs. Ces symboles sont ensuite répartis sur les sous-porteuses. Les figures 4.8 et 4.9 schématisent le signal MC-CDMA et le modulateur pour $N_u = 3$ et $L_c = N_c = 256$ [92].

Chapitre 4. Détection Multi-Utilisateurs Aveugle dans un Système MC-CDMA

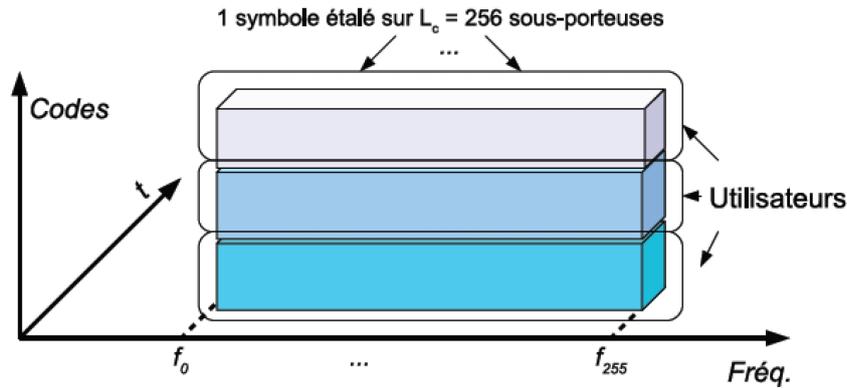


FIGURE 4.8 – Représentation du signal MC-CDMA multiutilisateurs. $N_u = 3$, $L_c = N_c = 256$.

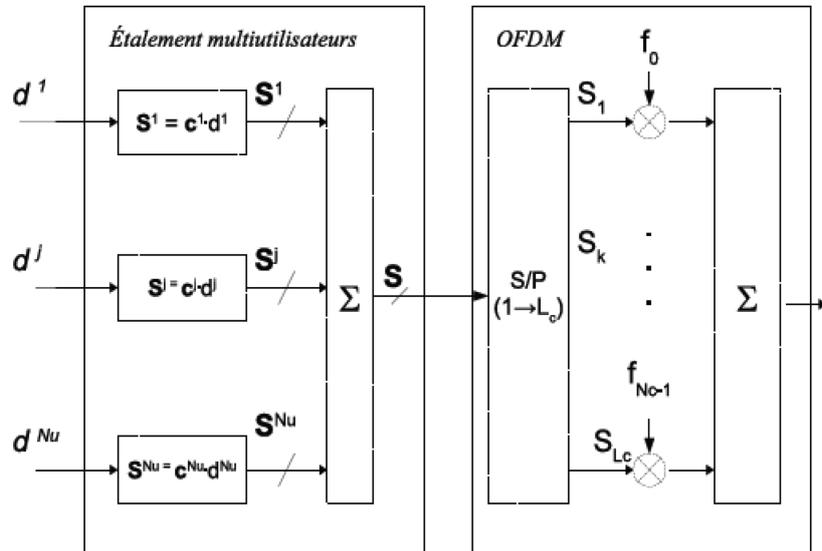


FIGURE 4.9 – Représentation du signal MC-CDMA multiutilisateurs (cas $L_c = N_c$).

Dans le cas où le nombre de sous-porteuses est supérieur à la longueur du code tel que $N_c = K.L_c$, alors le modulateur MC-CDMA multiplexe les données étalées sur L_c sous-porteuses de chaque utilisateur sur K sous-bandes. Par exemple, en prenant $N_c = 256$ sous-porteuses, $L_c = 32$ chips, le système transmet en parallèle 8 symboles étalés sur 32 sous-porteuses par utilisateur. Le code utilisateur est réutilisé sur les K sous-bandes. Le symbole MC-CDMA final contient alors, non plus un seul symbole codé puis dupliqué sur l'ensemble des sous-porteuses, mais K symboles occupant L_c sous-porteuses. Ceci permet une amélioration du débit par le gain de multiplexage ; par contre, on réduit la diversité fréquentielle du système. Les figures 4.10 et 4.11 représentent le signal MC-CDMA et le modulateur dans le cas $L_c < N_c$.

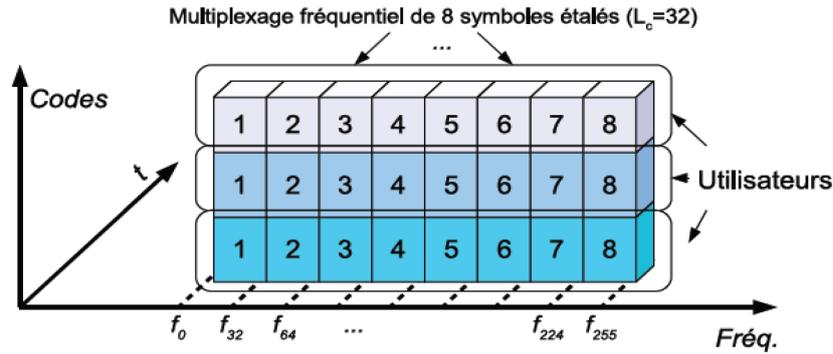


FIGURE 4.10 – Représentation du signal MC-CDMA multiutilisateurs. $N_u = 3, L_c = 32, N_c = 256$.

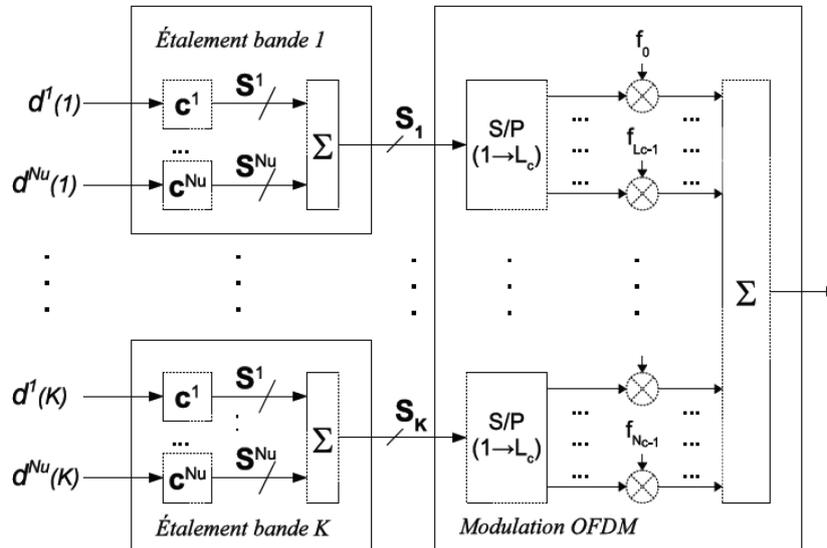


FIGURE 4.11 – Représentation du signal MC-CDMA multiutilisateurs (cas $L_c < N_c$).

4.4.3 Expression analytique du signal MC-CDMA

Soit d^k le signal à moduler du k^e utilisateur. d^k est un train binaire ou une suite de symboles réels ou complexes de temps-symbole T_d . Après multiplication de d_k par une séquence c_k du code C de Walsh-Hadamard, le symbole du k^e utilisateur obtenu avant modulation OFDM est S_k tel que :

$$S_k = d_k \times c_k = [d_k c_0^k, d_k c_1^k, \dots, d_k c_{L_c-1}^k] \quad (4.25)$$

Ce symbole étalé par la séquence c_k (à L_c chips) et de temps-symbole $T_c = T_d/L_c$, est alors réparti sur une base orthogonale de fréquences par la modulation OFDM. L'expression analytique du signal MC-CDMA du k^e utilisateur utilisant un code de Walsh-Hadamard en considérant un nombre $N_c = L_c$ de sous-porteuses est alors la

Chapitre 4. Détection Multi-Utilisateurs Aveugle dans un Système MC-CDMA

suivante :

$$\tilde{s}_k = (-1)^n \cdot \frac{1}{\sqrt{N_c}} \sum_{k=0}^{N_c-1} S_k \cdot e^{i2\pi k \frac{n}{N_c}} \quad (4.26)$$

$$= (-1)^n \cdot \frac{1}{\sqrt{N_c}} \sum_{k=0}^{N_c-1} d_k \cdot c_j^k \cdot e^{i2\pi k \frac{n}{N_c}} \quad (4.27)$$

$$= (-1)^n d_k \cdot IFFT(c_k) \quad (4.28)$$

Ainsi, un système MC-CDMA peut être construit en calculant l'IFFT sur les chips, puis en multipliant le résultat à la donnée. La mise en œuvre du modulateur MC-CDMA combinant matrice de WH et IFFT est donc relativement simple.

► *Aspect multiutilisateurs*

Pour prendre en compte l'aspect multiutilisateurs de la figure 4.9, on pose $d = [d_1, \dots, d_{(N_u)}]^T$, les données entrantes des N_u utilisateurs, et on détermine $S = [S_1, \dots, S_{(L_c)}]^T$, les symboles MC-CDMA contenant les contributions des N_u utilisateurs par l'expression :

$$S = C \cdot d \quad (4.29)$$

avec

$$S_k = \sum_{k=0}^{N_c} d_k \cdot c_j^k$$

L'association des S_k sur les sous-porteuses f_k aboutit à l'expression du signal MC-CDMA multiutilisateurs :

$$\tilde{s}_n = \sum_{k=1}^{N_c} (-1)^n \cdot d_k \cdot IFFT(c_k) = \sum_{k=1}^{N_c} \tilde{s}_k \quad (4.30)$$

Ainsi, il suffit de sommer les signaux MC-CDMA de chaque utilisateur pour obtenir le signal MC-CDMA multiutilisateurs. Par ailleurs, pour être conforme à la représentation de la figure 4.9, l'IFFT peut être sortie de la somme de l'expression (4.30) par linéarité, ce qui revient à dire que la modulation MC-CDMA peut être implémentée simplement en cascadeant un bloc CDMA et un bloc OFDM classique (figure 4.12) selon l'expression :

$$\tilde{s}_n = IFFT \cdot \left(\sum_{k=1}^{N_c} (-1)^n \cdot d_k \cdot c_j^k \right) = (-1)^n \cdot IFFT(S). \quad (4.31)$$

A la réception il suffit de procéder d'une manière inverse, suppression de l'intervalle de garde, démodulation OFDM et désétalement par les codes appropriés.

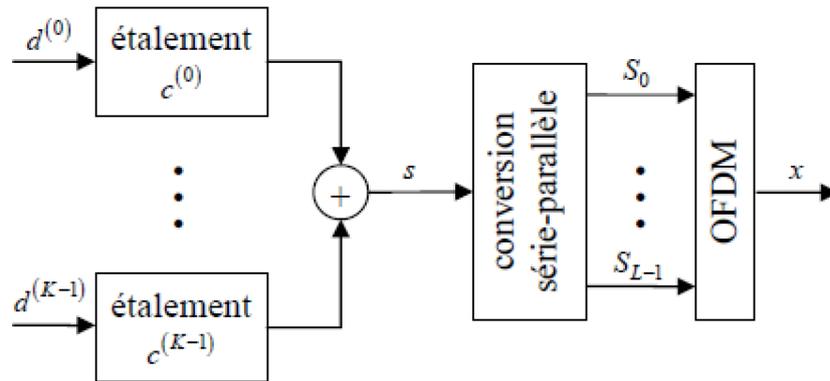


FIGURE 4.12 – Emetteur MC-CDMA de la voie descendante.

4.5 Association des antennes intelligentes au MC-CDMA

Nous avons vu dans la section précédente l'intérêt du MC-CDMA permettant à plusieurs utilisateurs de communiquer sur la même sous-bande au même moment sans interférer grâce à l'utilisation d'un code de longueur L_c , tout en exploitant la diversité fréquentielle du canal. En outre, parce que l'antenne intelligente peut éliminer l'interférence multi-accès multiples (AMI) de manière efficace et accroître la capacité du système de manière significative [93], [94], le système MC-CDMA basé sur des antennes intelligentes devient l'un des travaux de recherche les plus attractifs.

D'après l'étude précédente, l'étalement du spectre dans un signal MC-CDMA permet la rejection des interférences, mais n'est pas suffisant dans le cas des interférences puissantes. Dans ce cas les antennes intelligentes sont nécessaires pour rejeter les interférences puissantes. Dans cette partie nous examinons une méthode efficace de détection contre les conditions du canal les plus défavorables.

Nous commençons par la description du système MCCDMA associé aux antennes intelligentes dans un canal multi trajets. Finalement, nous analysons les performances du système appliquées pour un signal MC-CDMA.

4.5.1 Modélisation du système

Comme on la décrit dans la section 3.4.3 la modulation MC-CDMA peut être implémentée simplement en cascade d'un bloc CDMA et un bloc OFDM classique. Cette approche nous facilite la mise en œuvre de l'association des antennes intelligentes au MC-CDMA, il suffit donc d'ajouter des antennes intelligentes à l'entrée du système donnée sur la figure 4.12. Cela donne le système représenté sur la figure 4.13. A l'émission, les symboles des données $U = [u_1, u_2, \dots, u_N]$ de N utilisateurs sont multipliés par leurs codes orthogonaux spécifiques de Walsh-Hadamard $C = [c_1, c_2, \dots, c_n]^T$, Les symboles résultants sont ensuite modulés en QAM ou

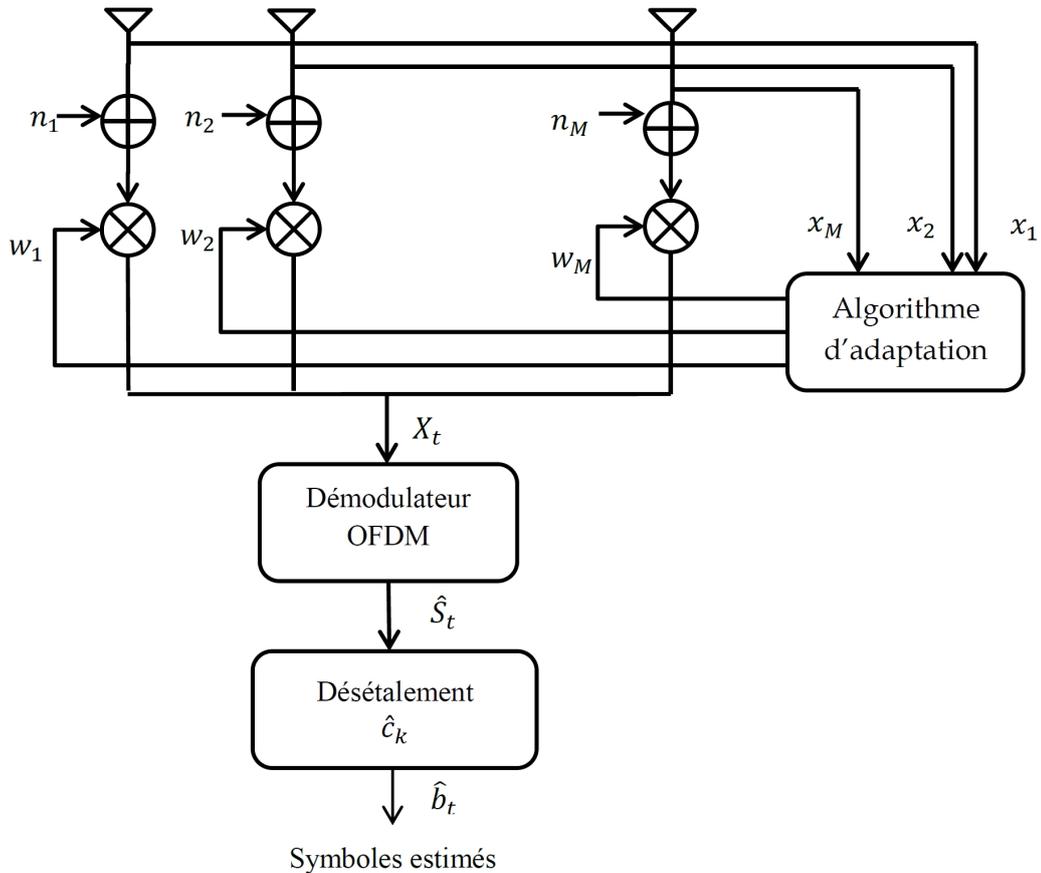


FIGURE 4.13 – Récepteur MC-CDMA avec antenne intelligente.

PSK puis en OFDM par l'opérateur de l'IFFT après la conversion série parallèle. Pour combattre les effets multi-trajets, on insère des préfixes cycliques dans chaque symbole OFDM après une conversion parallèle série, le préfixe cyclique maintient l'orthogonalité entre les sous porteuses dans un canal multi-trajets. Chaque symbole de donnée est ensuite transmis par le système d'adaptation SIMO combiné avec M_r antennes à la réception. Il est à noter que le signal après la modulation OFDM est $Z(t)$ et le signal à la réception est $X(t)$ alors que $n(t)$ représente le bruit blanc gaussien additif (AWGN) au niveau du récepteur de moyenne nulle et de puissance égale à σ_n^2 .

Les antennes intelligentes utilisées sont basées sur des algorithmes d'adaptation, le vecteur de pondération à la réception W_R^{opt} est calculé pour diriger le lobe principal vers le signal utilisateur et supprimer le bruit et les interférences. Le signal reçu sera ensuite démodulé en OFDM puis en M-PSK. Le signal résultant sera ensuite multiplié par le code de Walsh-Hadamard correspondant à l'utilisateur désiré.

Chapitre 4. Détection Multi-Utilisateurs Aveugle dans un Système MC-CDMA

4.5.1.1 Mise en équations du système

Pour commencer, reprenons de nouveau l'équation du modèle en bande de base, donnée pour une transmission de K utilisateurs sur un système MC-CDMA, avec une impulsion de mise en forme p_c rectangulaire. Le signal transmis pour le kème utilisateur, est donné par [95] :

$$S_k(t) = 1/\sqrt{N} \sum_{i=-\infty}^{+\infty} \sum_{n=1}^N A_k b_k(i) c_k(n) \cos(2\pi f_n t + \phi_{k,n}) \cdot p_c(t - iT - nT_c) \quad (4.32)$$

où

- A_k et $b_k(i)$ représente l'amplitude et les bits informations.
- $N = T_b/T_c$ représente le gain d'étalement ou le nombre de sous-porteuses.
- T_b, T_c sont respectivement les périodes symboles et chips.
- $f_n, \phi_{k,n}$ sont la fréquence et la phase de la nème sous-porteuse.
- $c_k = \frac{1}{\sqrt{N}} [c_k(1) c_k(2) \dots c_k(n)]^T$ est le vecteur de codes d'étalement WH ($c_k(n) = \pm 1$).
- p_c , forme d'onde rectangulaire.

En supposant que la réponse impulsionnelle du canal est $h_k(\tau, t)$, et L_k le nombre des multi trajets, la réponse impulsionnelle équivalente passe-bas d'un canal sélectif en fréquence peut être exprimée par :

$$h_k(\tau, t) = \sum_{l=1}^{L_k} a_k^l g_k^l(t) \delta(\tau - \tau_k^l) \quad (4.33)$$

où a_k^l, g_k^l, τ_k^l représentent respectivement le vecteur directionnel du réseau d'antenne, l'étalement et le retard pour le l^{me} trajet.

En supposant qu'il existe M éléments dans le réseau d'antennes et d est la distance inter-éléments.

$$a_k^l = [a_{k,1}^l a_{k,2}^l \dots a_{k,m}^l \dots a_{k,M}^l]^T \quad (4.34)$$

$$= [1 e^{-\frac{j2\pi}{\lambda} d \sin \theta_k^l} \dots e^{-\frac{j2\pi}{\lambda} (m-1) d \sin \theta_k^l} \dots e^{-\frac{j2\pi}{\lambda} (M-1) d \sin \theta_k^l}] \quad (4.35)$$

où λ est la longueur d'onde de la fréquence porteuse et θ_k^l est la direction d'arrivée du signal. Après passage dans le canal, le signal reçu, pour les K utilisateurs, sur le réseau d'antennes peut être exprimé par :

$$r(t) = [r_1(t) r_2(t) \dots r_m(t) \dots r_M(t)]^T \quad (4.36)$$

$$r(t) = \sum_{K+1}^k \int_{-\infty}^{+\infty} S_k(t - \tau) \otimes h_k(\tau, t) d\tau + n(t) \quad (4.37)$$

avec : \otimes l'opérateur de convolution,

$$n(t) = [n_1 n_2 \dots n_m \dots n_M]^T \quad (4.38)$$

Chapitre 4. Détection Multi-Utilisateurs Aveugle dans un Système MC-CDMA

est un bruit blanc Gaussien de moyenne nulle et variance σ^2 .

Après réception le signal $r(t)$ est démodulé, et peut s'exprimer pour le i^{me} symbole par :

$$r(i) = [r_1(i)r_2(i) \dots r_m(i) \dots r_M(i)]^T \quad (4.39)$$

$r_m(t)$ est le signal reçu sur le m^{me} élément d'antenne est donné par :

$$r(i) = [r_m^1(i)r_m^2(i) \dots r_m^n(i) \dots r_m^N(i)]^T \quad (4.40)$$

$r_m^n(t)$ est le signal reçu sur le même élément d'antenne sur la n^{me} sous-porteuse.

Remarque :

Dans notre travail c'est cette formulation mathématique qui est retenue pour l'implémentation du système proposé par la suite.

4.6 Récepteurs multi-utilisateurs linéaires

Le traitement à la réception du signal MC-CDMA transmis, conduit à un signal donné à la sortie du démodulateur OFDM comme étant tous simplement un signal DS-CDMA, auquel il faut appliquer une détection linéaire.

Précisons qu'un récepteur multi-utilisateurs linéaire utilisé pour la détection du symbole d'un utilisateur particulier consiste à trouver un vecteur suivant un certain critère, tel que le symbole détecté est donné suivant la règle de décision :

$$\tilde{b}_k = \text{sgn}(w_k^T r) \quad (4.41)$$

On considère toujours, que l'utilisateur numéro un ($k = 1$) est l'utilisateur d'intérêt. Il existe plusieurs types de détecteurs linéaires, en se limite, à titre d'exemple, dans ce manuscrit au décorrélateur. le décorrélateur est un détecteur largement connu et donne de bons résultats pour des systèmes à étalement du spectre. Pour illustrer le principe des détecteurs linéaires, on explique dans le paragraphe suivant l'approche du décorrélateur pour la détection d'un utilisateur donné.

Récepteur-Décorrélateur

Le décorrélateur est conçu de telle manière à éliminer complètement l'Interférence d'Accès Multiple (IAM) causée par les autres utilisateurs au prix d'une amplification du bruit. En effet, l'approche qui paraît la plus évidente pour décider quant à la valeur du symbole b_1 consiste à prendre [86] :

$$\tilde{b}_k = \text{sgn}(x_1(r)) \quad (4.42)$$

Où $x_1(r)$ est un estimé de la quantité $\mathbf{A}b$ obtenue de l'équation $r = S.Ab + n$, en considérant la solution des moindres carrés [96] minimisant le critère :

$$J(x) = \|r - S.x\|^2 \quad (4.43)$$

Chapitre 4. Détection Multi-Utilisateurs Aveugle dans un Système MC-CDMA

qui a pour solution :

$$x = R^{-1}.S^T.r \quad (4.44)$$

avec $R = S.S^T$ la matrice de corrélation des codes. En considérant des codes linéairement indépendants, la matrice R est de rang complet, donc inversible. De (4.41), (4.42) et (4.44), il suit que le vecteur Décorrélateur d_1 est de la forme :

$$d_1 = \sum_{k=1}^K R_{i,j}^{-1} s_k \quad (4.45)$$

où $R_{i,j}^{-1}$ dénote l'élément (i, j) de la matrice R^{-1} . La règle de décision est la suivante :

$$\tilde{b}_1 = \text{sgn}(d_1^T r) \quad (4.46)$$

On démontre que la probabilité d'erreur associé à ce récepteur est donnée par :

$$P_{ed_1} = N \cdot \sqrt{\frac{2E_b}{N_0} (1 - c_1^T R_1^T c_1)} \quad (4.47)$$

c_1 désigne le premier vecteur colonne de la matrice R privé du premier élément et R_1 est une matrice de taille $(K-1) \times (K-1)$ qui résulte de R en éliminant la première ligne et la première colonne. E_b/N_0 exprime la quantité du bruit par symbole.

Cette probabilité est indépendante de l'amplitude des autres utilisateurs, c'est pour cette raison que le décorrélateur résiste au problème du proche-loin.

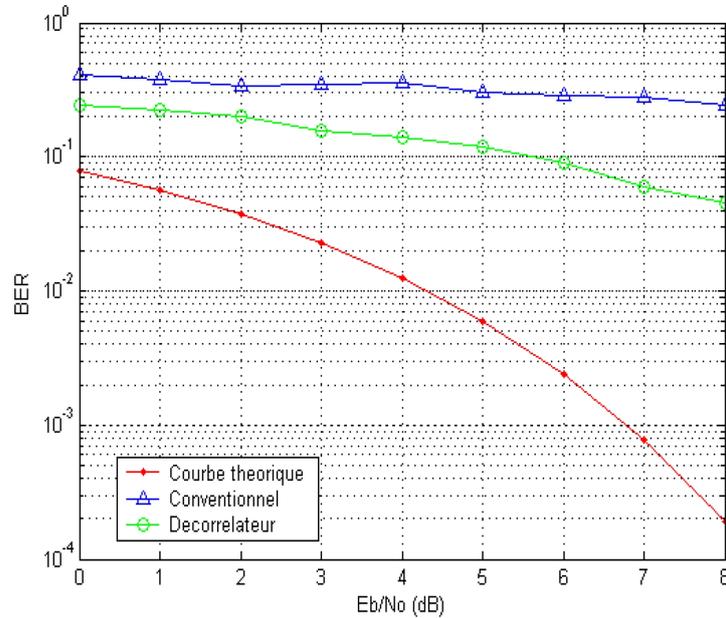


FIGURE 4.14 – Probabilité d'erreur, pour $RIS_k = 0dB$. $K = 10$.

La figure 4.14 donne une idée sur les performances du récepteur décorrélateur comparé au récepteur conventionnel, pour un rapport signal sur interférence RIS

Chapitre 4. Détection Multi-Utilisateurs Aveugle dans un Système MC-CDMA

égale à zéro avec 10 utilisateurs actifs. Le récepteur multi-utilisateurs que l'on vient d'étudier possède de bonnes propriétés mais d'un autre coté nécessite beaucoup d'informations, à savoir ici les codes et les amplitudes de tous les utilisateurs en plus de la variance du bruit. Il serait intéressant de pouvoir implémenter les détecteurs multi-utilisateurs dans un contexte aveugle. C'est pour cette raison que l'on propose par la suite un détecteur multi-utilisateurs basé sur l'algorithme NCMA, placé après la démodulation OFDM.

4.7 Récepteurs Multi-Utilisateurs basés sur le NCMA

Dans cette partie, nous proposons un détecteur multi-utilisateurs basé sur l'algorithme du module constant (NCMA). Le détecteur multi-utilisateurs peut être traité comme étant une transformation matricielle $C(i)$ opérée sur la sortie $r(i)$. En se basant sur cette logique, la sortie du détecteur peut être exprimée par [97] :

$$X(i) = C(i).r(i) \quad (4.48)$$

On a $C_k^T(i) = [c_{k,1}(i) \ c_{k,2}(i) \ \dots \ c_{k,K}(i)]$ le k^{me} vecteur de la matrice, de là la sortie du détecteur pour le k^{me} utilisateur est :

$$X(i) = C_k^T(i).r(i) \quad (k = 1, 2, \dots, K) \quad (4.49)$$

Comme on la vu précédemment, il existe plusieurs formes du CMA, on considère ici que le CMA dont la forme de la fonction coût est exprimée par :

$$J_k(C_k(i)) = \frac{1}{4}E [(|C_k(i)|^2 - R_2)] \quad (4.50)$$

où R_2 est une constante donnée par :

$$R_2 = \frac{E [|b_k|^4]}{E [|b_k|^2]} \quad (4.51)$$

Pour des modulations BPSK, $R_2 = 1$.

Une détection aveugle basée sur le NCMA ainsi définie, revient à rechercher le vecteur $C_k(i)$ qui minimise la fonction coût $J_k(C_k(i))$.

En utilisant la méthode de descente, la formule récursive de chaque utilisateur peut être donnée par :

$$\begin{aligned} C_k(i+1) &= C_k(i) - \tilde{\mu} \frac{\partial J_k(C_k(i))}{\partial (C_k(i))} \\ &= C_k(i) - \tilde{\mu} r X_k(i) (X_k^2(i) - 1) \end{aligned} \quad (4.52)$$

où $\tilde{\mu}$ est le paramètre de descente normalisé et il est donné par :

$$\tilde{\mu} = \frac{1}{X_k^H . X} \quad (4.53)$$

où H dénote la transformée hermitienne et la constante R_2 est remplacée par 1. Après convergence de l'algorithme, la règle de décision pour l'utilisateur k à l'instant i , est donnée par [96]

$$\hat{b}_k = \text{sgn}(X_k(i)) \quad (k = 1, 2, \dots, K) \quad (4.54)$$

4.7.1 Analyse de la convergence

Puisque l'influence de l'erreur d'accès multiples sur les performances des détecteurs multi-utilisateurs dans un système DS-CDMA est plus importante que celle des bruits du canal, ces dernières sont négligées dans l'étude de la convergence. Pour simplifier l'étude, le facteur temps i est omis. De là, le vecteur reçu est donné par

$$r = R.W.b \quad (4.55)$$

En substituant l'équation 4.55 dans 4.49, on a :

$$X_k = C_k^T R W b = S_k^T b \quad (4.56)$$

où $S_k^T = (s_{k,1}, s_{k,2}, \dots, s_{k,K})$

Cependant la fonction coût peut être calculée de la manière suivante :

$$\begin{aligned} J_k(C_k) &= \frac{1}{4} \left[-2 \sum_{i=1}^K s_{k,i}^4 + \left(\sum_{i=1}^K s_{k,i}^2 \right)^2 - 2 \sum_{i=1}^K s_{k,i}^2 + 1 \right] \\ &= \frac{1}{4} \left[\left(2 \cdot \sum_{i=1}^K s_{k,i}^2 \right)^2 - \sum_{i=1}^K s_{k,i}^4 + \left(\sum_{i=1}^K s_{k,i}^2 - 1 \right)^2 \right] \end{aligned} \quad (4.57)$$

C'est évident que pour le premier terme de l'équation (4.57), tant que S_k est un vecteur non nul, on a :

$$\left(\sum_{i=1}^K s_{k,i}^2 \right)^2 \geq \sum_{i=1}^K s_{k,i}^4 \quad (4.58)$$

Cette inégalité est vraie si et seulement si le vecteur S_k a plus d'une composante non nulle. En même temps et si et seulement si :

$$\sum_{i=1}^K s_{k,i}^2 = 1 \quad (4.59)$$

Le second terme de l'équation (4.57) a un minimum zéro. En combinant les équations (4.58) et (4.59) quand $\sum_{i=1}^K s_{k,i}^2 = 1$, $\sum_{i=1}^K s_{k,i}^4 = 1$ si et

Chapitre 4. Détection Multi-Utilisateurs Aveugle dans un Système MC-CDMA

seulement si S_k a une composante non nulle de module 1. De là, tous les minimas de $J_k(C - k)$ sont :

$$\begin{cases} S_{k,i}^2 = 1 \\ S_{k,i}^2 = 0 \quad j \neq i \end{cases} \quad (4.60)$$

Donc pour la détection de l'utilisateur k , les solutions désirées sont :

$$\begin{cases} S_{k,i} = 1 \\ S_{k,i} = 0 \quad j \neq i \end{cases} \quad (4.61)$$

Mais lors des simulations on remarque que l'algorithme converge vers des solutions indésirables quand $i \neq k$. Pour remédier à cette convergence indésirable les contraintes suivantes sur la matrice C_k doivent être satisfaites :

1. $C_k \neq C_l \quad (C_k \neq \lambda C_l)$
2. $C_{k,k} > 0$
3. $C_{k,k} > |C_{j,k}| \quad (j = 1, 2, \dots, K)$

Les contraintes 1). et 2). peuvent être réalisées par l'observation de la procédure de convergence et l'ajustage des limites variables de la matrice C . Après convergence de l'algorithme la contrainte 3). peut être réalisée par une inversion de la matrice et le réarrangement des utilisateurs.

4.8 Système MC-CDMA à antennes intelligentes avec détection multi-utilisateurs aveugle

Dans cette partie on décrit l'association du système MC-CDMA aux antennes intelligentes avec la proposition d'une détection multi-utilisateurs basée sur le NCMA. Ce système s'inspire du système de la figure 4.13.

Dans la plus part des systèmes de transmission MC-CDMA à antennes intelligentes, on utilise un symbole pilote pour estimer le canal et adapter l'antenne de réception. Ces symboles sont multiplexés avec les symboles informations et transmis sur le canal, donc ils subissent les mêmes perturbations du canal que les symboles informations. Cela augmente la probabilité d'erreur à la réception puis-ce que le canal est estimé à partir de ces symboles.

Pour remédier à cela nous proposons l'utilisation de l'un des algorithmes aveugles étudiés dans le chapitre 3, pour l'adaptation du réseau d'antennes, et éviter ainsi l'utilisation de symboles pilotes. Nous proposons aussi l'insertion du détecteur multi-utilisateurs linéaire NCMA, étudié précédemment. Le récepteur global proposé est décrit sur la figure 4.15.

4.8.1 Modèle du signal reçu

En se basant sur la mise en équation de la section 4.5.1.1, avec l'hypothèse que l'utilisateur 1 soit l'utilisateur intérêt et la modulation utilisée est la BPSK, le

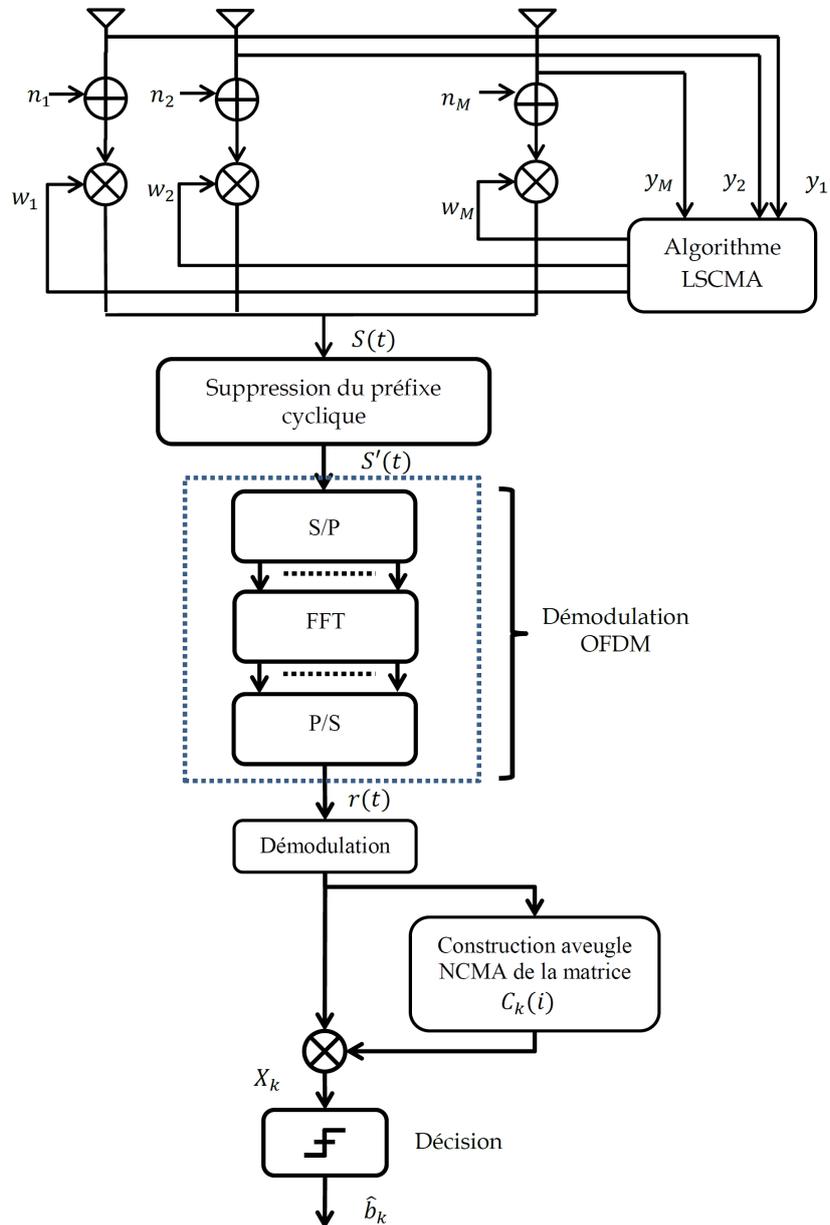


FIGURE 4.15 – Récepteur MC-CDMA aveugle à antenne intelligente.

Chapitre 4. Détection Multi-Utilisateurs Aveugle dans un Système MC-CDMA

vecteur de pondération de l'antenne intelligente calculé par l'algorithme LSCMA est donné par :

$$w(i+1) = w(i) - R^{-1}(i)r(i)e^H(i) \quad (4.62)$$

où $w = [w_1 w_2 \dots w_m \dots w_M]^T$ est le vecteur de pondération, i est le nombre d'itérations, $R(i)$ est la matrice autocorrélation du signal d'entrée avec :

$$R(i) = R(i-1) + r(i).r^H(i) \quad (4.63)$$

$e(i)$ est l'erreur donnée par

$$e(i) = y(i) - y(i)/|y(i)| \quad (4.64)$$

Et $y(i)$ représente la sortie de l'antenne intelligente,

$$y(i) = w^H r(i) \quad (4.65)$$

avec $r(i)$ donné par l'équation (4.37).

4.8.2 Etude des performances

Dans ce paragraphe, nous cherchons à montrer, le comportement du récepteur proposé en association avec le détecteur aveugle basé sur le NCMA en le comparant aux récepteurs étudiés dans les références [98, 99, 100, 101] pour différents scénarios. Pour cela, considérons le schéma de simulation simplifié de la figure 4.16.

Un générateur pseudo aléatoire génère des symboles selon une modulation BPSK, ces symboles seront transmis par l'émetteur MC-CDMA dans un canal radio mobile multi-trajets généré suivant les scénarios du chapitre 2. A la réception, le processus de détection est réalisé pour pouvoir estimer les symboles transmis. On compare les symboles transmis afin de déterminer la probabilité d'erreur BER, donnée par :

$$BER = \frac{\text{Nombre de bits errons}}{\text{Nombre de bits transmis}}$$

4.8.3 Paramètres de simulation

Considérons un système MC-CDMA à antenne intelligente avec N_u utilisateurs et un réseau d'antennes linéaire à quatre éléments uniformes espacés de $d = \lambda/2$. La direction d'arrivée des différents utilisateurs est uniformément répartie entre 5° et 180° . On se limite dans notre simulation à un canal à quatre trajets distribués pour chaque utilisateur entre 2° et 6° , avec des temps de retards $\tau_k^1, \tau_k^2, \tau_k^3, \tau_k^4$, respectivement égales à $0, 2T_c, 4T_c, 6T_c$. Le nombre d'interférences est fixé à 2. L'interférence d'accès multiple (MAI : multiple access interference) est $MAI = 10dB$. Le code d'étalement est une séquence de Walsh-Hadamard de longueur 32. La fréquence porteuse est de $2,14GHz$, le système MC-CDMA transmet 32 symboles par trame répartis en 768 sous porteuses à travers une bande de fréquence de $46,2 MHz$ espacées de $60kHz$. La taille de la transformée de Fourier rapide dans la modulation et démodulation OFDM est 1024. L'intervalle de garde TIG est de $256Te$, où la durée des échantillons est $Te = 1/61,44MHz = 16,276ns$. Le taux d'erreur BER est calculé en recevant 10000 symboles.

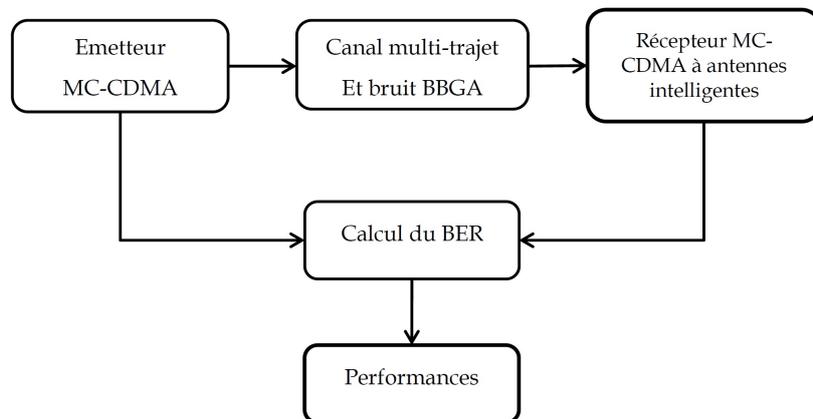


FIGURE 4.16 – Modèle d'évaluation des performances par simulation.

4.8.4 Influence du nombre d'utilisateurs

Dans cette partie de simulation, nous allons étudier l'influence du nombre d'utilisateurs actifs k sur les performances du récepteur proposé (figure 4.15). Nous prenons pour cela les conditions de simulation citées précédemment, et nous faisons varier le nombre d'utilisateurs k entre 4 et 25. L'algorithme utilisé pour l'adaptation de l'antenne intelligente est le LSCMA avec un bloc de traitement $B = 32$ (section 3.5). Le signal utilisé est un signal BPSK. Le BER est toujours calculé pour 10^4 symboles reçus. La figure 4.17 nous donne le tracé des performances BER en fonction du SNR.

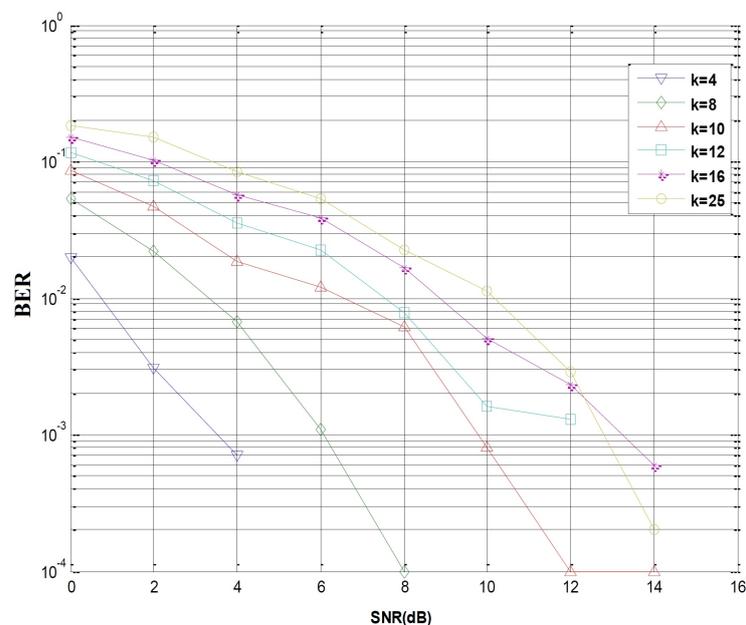


FIGURE 4.17 – Performance du récepteur pour différents nombre d'utilisateurs.

Chapitre 4. Détection Multi-Utilisateurs Aveugle dans un Système MC-CDMA

On constate clairement sur cette figure qu'avec l'augmentation du nombre d'utilisateurs, le récepteur converge plus lentement vers des valeurs satisfaisantes du BER. Pour un nombre d'utilisateurs actifs inférieur à 10, un BER inférieur à 10^{-3} est atteint pour un SNR inférieur à 10 dB , tandis-que pour des valeurs k supérieures à 10 le BER ne descend en dessous de 10^{-3} que pour des valeurs du SNR supérieures 25 à 14 dB . Donc il est clair que dans un système avec un grand nombre d'utilisateurs actifs il faut veiller à avoir des SNR supérieurs à 15 dB .

4.8.5 Influence du nombre d'éléments d'antennes

Dans cette partie de simulation, nous allons étudier l'influence du nombre d'éléments d'antennes sur les performances du système. Pour cela, on utilise les conditions de la section (4.8.2.1) avec variation du nombre d'antennes à la réception. On illustre sur la figure 4.18, l'évolution du taux d'erreur binaire (BER) suivant le rapport signal sur bruit pour différents nombres d'antennes M .

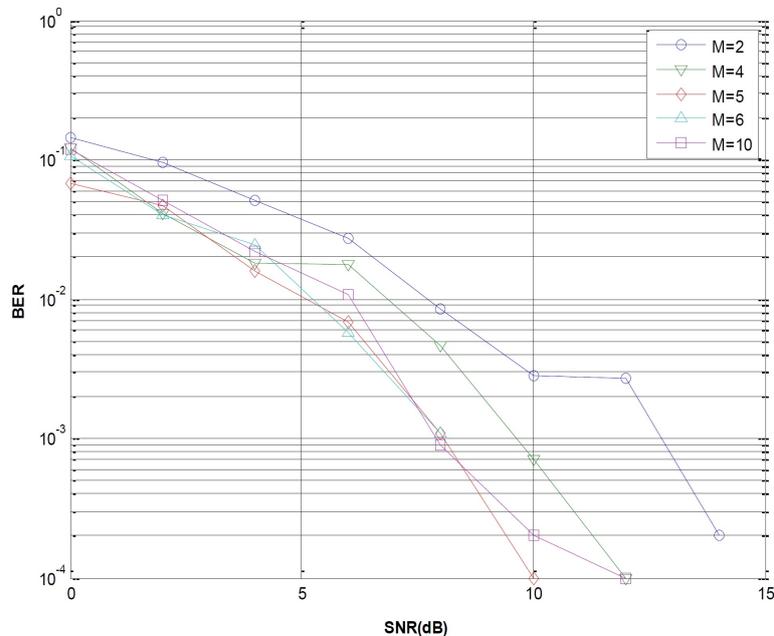


FIGURE 4.18 – Performances du système pour différents nombres d'antennes.

Cette figure montre que, lorsque le nombre d'antennes augmente, les performances s'améliorent également. On peut même voir que pour deux antennes à la réception le récepteur proposé arrive à combattre les multi trajets et les interférences pour des SNR supérieurs à 13 dB . Toutefois, les résultats montrent clairement que, lorsque le nombre d'antennes est supérieur à 4, les performances du système sont saturées, comme le montre la figure 4.18. Dans ce cas, il devient parfaitement inutile d'augmenter le nombre d'éléments d'antennes.

4.8.6 Influence de la mobilité de l'émetteur

On analyse dans cette partie les performances du récepteur proposé pour différentes vitesses de déplacement de l'émetteur. Nous considérons pour cela des canaux générés suivant les scénarios du chapitre 2 avec une mobilité $v(m/s)$ qui varie. Les évanouissements considérés ici sont lents. Le nombre d'utilisateurs est égal à 10 et le nombre d'antennes est de 5 éléments. Nous remarquons sur la figure 4.19 que

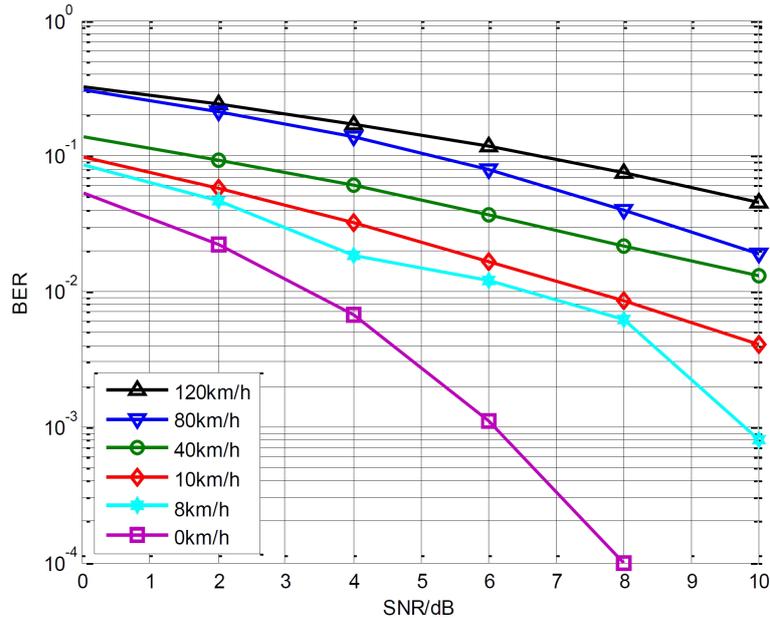


FIGURE 4.19 – Performance du système pour différentes vitesses de déplacement de l'émetteur.

les performances sont inversement proportionnelles à la vitesse de déplacement de l'émetteur. Pour un émetteur immobile ($v = 0km/h$) les performances sont excellentes avec un BER qui est à 10^{-4} pour un $SNR = 8dB$. Lorsque la vitesse dépasse les $10km/h$ les performances se dégradent pour des SNR faibles. Mais comme on peut le voir sur la figure 4.20 pour des SNR qui dépassent les $20dB$ les performances sont satisfaisantes à des grandes vitesses de déplacement tel que $120km/h$ qui est une limitation de vitesse sur nos routes.

4.8.7 Influence du type du canal

Nous testons dans cette partie de simulation, l'influence du type du canal sur les performances du récepteur proposé. Nous considérons pour cela les trois modèles de base des canaux de propagation, un canal de Rayleigh à évanouissement lent, et un canal de Rice à visibilité directe avec un facteur de Rice égal à 40 et un canal à bruit blanc gaussien additif. L'antenne intelligente utilisée est à 5 éléments adaptés avec l'algorithme LSCMA. Le nombre d'utilisateurs actifs est égal à 10.

Chapitre 4. Détection Multi-Utilisateurs Aveugle dans un Système MC-CDMA

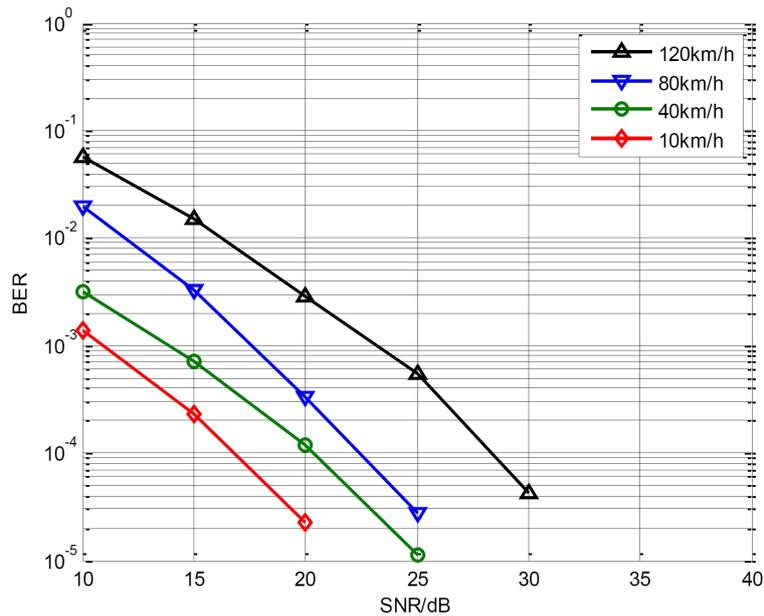


FIGURE 4.20 – Performance du système pour différentes vitesses à des $SNR = 10dB$.

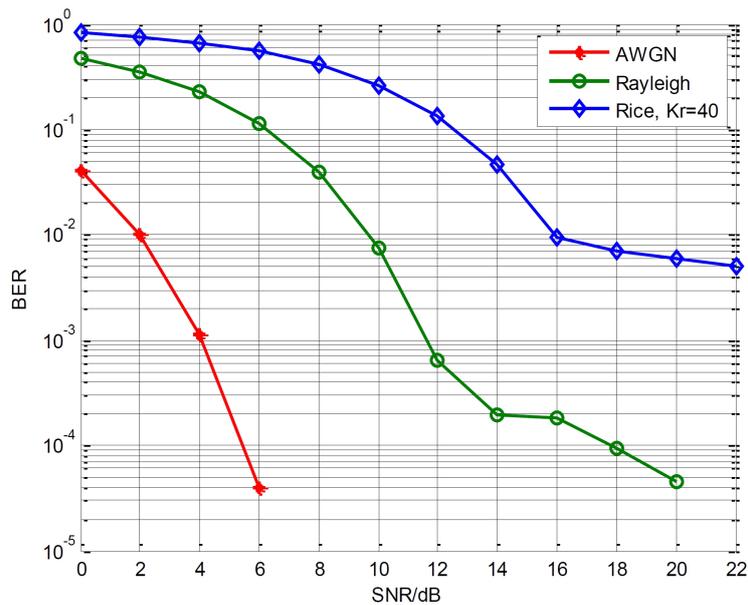


FIGURE 4.21 – performance du système pour différents types de canaux.

Les performances du système présentées dans la figure 4.21 montrent clairement que ce dernier est robuste contre l'effet du bruit où le BER dépasse 10^{-4} pour un SNR inférieur à $22 dB$. Aussi, les performances dans le cas d'un canal de Rice sont très intéressantes, les performances seront proches de 10^{-4} pour un SNR égal à $14 dB$. Nous remarquons une saturation des performances dans le cas d'un canal de Rayleigh au-delà de $16 dB$ avec un BER qui dépasse 10^{-2} , ceci s'explique par la

présence du trajet dominant dans le cas du canal de Rice qui est absent dans le cas du canal de Rayleigh.

4.8.8 Etude comparative

Afin de démontrer l'apport du récepteur proposé dans les systèmes MC-CDMA et les réseaux 4G, une étude comparative, aux techniques utilisées actuellement, est développée dans cette partie. L'une des méthodes les plus utilisées dans la détection multi-utilisateurs que-ce-soit dans les modulations mono-porteuse où multi-porteuses est le détecteur MMSE (minimum mean square error). X.Zhang et G.Feng [98], ont étudié récemment l'implémentation aveugle de ce détecteur en association avec les antennes intelligentes dans une transmission MC-CDMA. Ils ont démontré dans cette étude que les performances du détecteur MMSE-aveugle étaient proches de celles du détecteur MMSE classique et supérieures à celles du détecteur à combinaison d'énergie minimale (minimum output energy : MOE), largement connue.

Dans la suite de cette partie nous comparons les performances du récepteur proposées à celles obtenues par X.Zhang et G. Feng dans leur étude référencée par [98].

Les mêmes conditions de simulation de la référence [98] sont utilisées pour évaluer le récepteur proposé. Le réseau d'antenne utilisé à la réception est à 8 éléments espacés de $\lambda/2$. Nous supposons que chaque utilisateur a son chemin individuel vers la réception. Supposons également que le signal est modulé BPSK (binaire Phase Shift Keying) et entouré par un bruit blanc Gaussien additif (AWGN). Le nombre de sous-porteuses est de 32. Nous comparons tous d'abord les performances en termes de convergence des algorithmes. Ainsi pour cette simulation l'erreur quadratique moyenne(MSE) est évaluée en fonction du nombre d'itérations.

La figure 4.22 représente l'erreur quadratique moyenne des trois algorithmes comparés pour 3 utilisateurs actifs sur les 8 premières itérations avec un $SNR = 16 dB$. Nous pouvons clairement voir que la vitesse de convergence de l'algorithme proposée est similaire à celle du MMSE aveugle et du MOE [99] avec des erreurs réduites.

La figure 4.23 illustre l'évolution du BER en fonction du SNR pour 4 algorithmes. On peut clairement voir que le récepteur proposé (noté ici BB-NCMA) a des performances nettement supérieures à celles des détecteurs MMSE aveugles (blind MMSE) étudiés par X. Zhang et G. Feng [98], et du MMSE classique (non-blind MMSE), développé dans plusieurs études [100] ainsi qu'au MOE récepteur largement utilisé. Le BB-NCMA (Blind-beamforming with NCMA estimation) apporte une amélioration du BER de plus de 9.7 dB pour un SNR égal à 8 dB.

La figure 4.23 représente une comparaison entre le récepteur proposé et le récepteur LS-MMSE associé avec des antennes intelligentes, pour une transmission MC-CDMA. Le récepteur LS- MMSE étudié par L.D'Orazio [101] se base sur l'algorithme LMS pour adapter l'antenne intelligente et sur le MMSE pour estimer les codes d'étalement. L'étude de L.D'Orazio a montré que le récepteur LS-MMSE donne de bons résultats en terme de taux d'erreur binaire mais il présente l'inconvé-

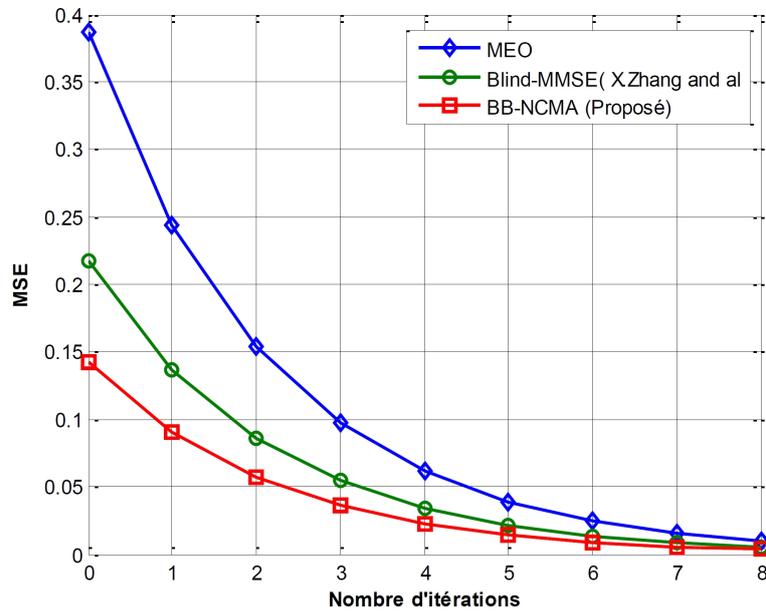


FIGURE 4.22 – Performance de la convergence des trois algorithmes.

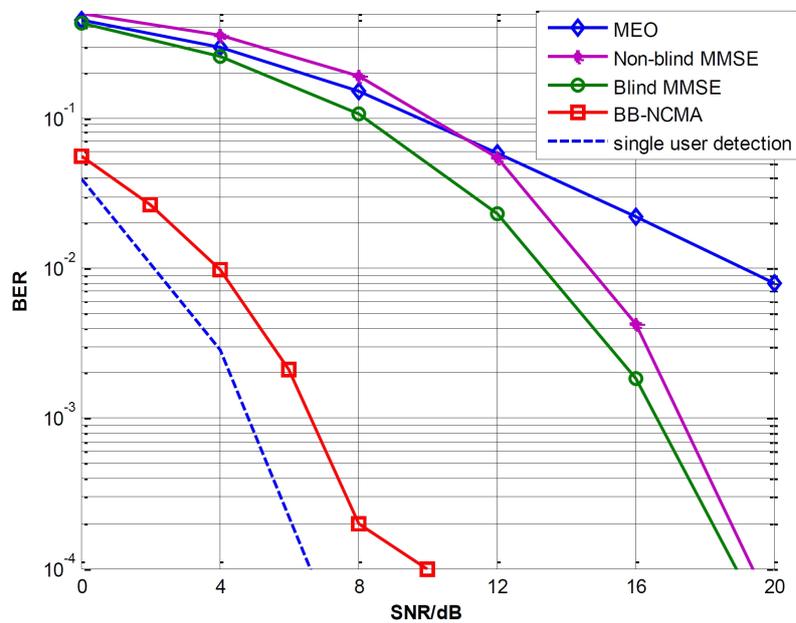


FIGURE 4.23 – Comparaison des performances entre le BB-NCMA, MMSE classique, MMSE aveugle et le MEO.

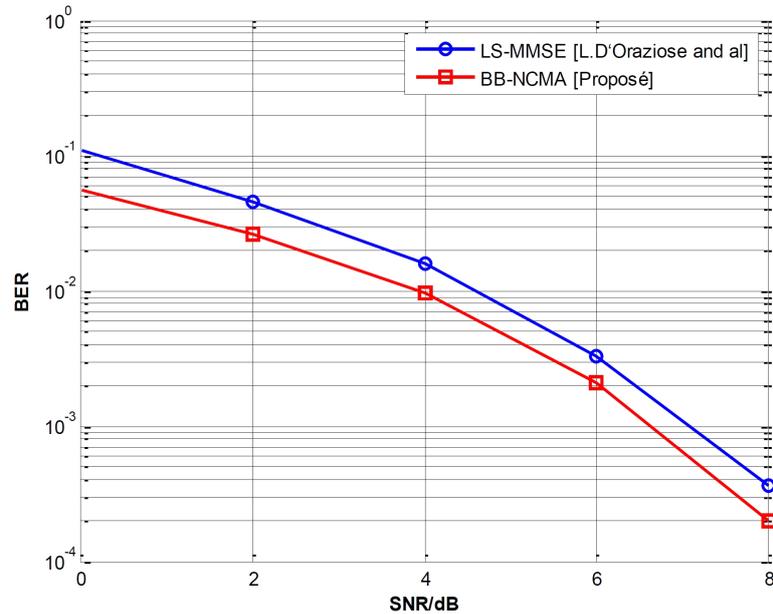


FIGURE 4.24 – Comparaison des performances entre le BB-NCMA et LS-MMSE.

nient d'utiliser des symboles pilotes pour estimer le canal ce qui complique sa mise en œuvre.

La figure 4.24 illustre les performances pour un réseau à 4 éléments rayonnants dans un canal de Rayleigh. Le nombre de sous porteuses utilisées est égal à 32 avec 4 utilisateurs. On peut clairement voir une amélioration des performances de notre récepteur par rapport au récepteur LS-MMSE avec l'avantage d'une adaptation aveugle. Le recul de la courbe du BER pour le récepteur proposé est de 3.8 dB par rapport à celui du récepteur LS-MMSE.

4.9 Conclusion

Nous venons de développer dans ce chapitre, l'application de l'algorithme NCMA à la détection multi-utilisateurs aveugle dans une transmission MC-CDMA avec l'association des antennes intelligentes.

Nous avons en premier lieu, présenter les transmissions multiporteuses OFDM et le système DS-CDMA. Ensuite, nous avons exposé d'une façon générale l'association des deux techniques pour former le système, connue, MC-CDMA. Ce système exploite les avantages des techniques OFDM et DS-CDMA notamment l'excellente efficacité spectrale de l'OFDM et la confidentialité des informations transmises pour la DS-CDMA. En vue d'augmenter l'efficacité des transmissions MC-CDMA, l'association des antennes intelligentes à celles-ci est développée dans la cinquième partie.

Nous avons poursuivi dans ce chapitre la présentation des récepteurs multi-utilisateurs linéaires communément utilisés dans ce contexte. Nous avons aussi développé dans ce paragraphe un détecteur multi-utilisateurs linéaire basé sur l'algo-

Chapitre 4. Détection Multi-Utilisateurs Aveugle dans un Système MC-CDMA

ritme NCMA, et analyser sa convergence.

Le détecteur développé a été associé dans la partie suivante à un récepteur MC-CDMA à antennes intelligentes. L'examen des performances menées à travers des simulations du récepteur proposé a montré la capacité et l'apport de ce dernier aux systèmes MC-CDMA.

Enfin, nous avons achevé le chapitre par une étude comparative entre le récepteur proposé et le MMSE aveugle proposé par la référence [98] ainsi qu'au récepteur LS-MMSE étudié par L.D'Orazio [101] et à d'autres récepteurs classiques tels que le MMSE non aveugle et le MEO. L'étude a aboutit à une amélioration appréciable en terme de probabilité d'erreur.

Conclusion Générale et Perspectives

Parvenu au terme de cette thèse, il nous est donné de dégager quelques conclusions portant sur les recherches poursuivies.

L'objectif du travail présenté dans ce manuscrit est l'étude, le développement et l'application d'une nouvelle tranche d'algorithmes basés sur la méthode CMA pour la détection de signaux de communications. Ce problème intervient dans de nombreuses applications, notamment avec la forte demande en matière d'Internet et multimédias, des services promis par les nouvelles générations de terminaux radio-mobiles utilisant des antennes intelligentes. Dans le passé de tels services ont été confrontés à de nombreuses limitations.

Notre première tâche consistait à étudier d'une manière générale les antennes intelligentes et les signaux utilisés dans les systèmes de communications modernes. Pour cela, nous avons modélisé des signaux à bande étroite reçus sur un réseau de capteurs, de topologies définies (rectiligne). Plusieurs hypothèses ont été utilisées pour simplifier la modélisation de ces signaux sans pour au temps s'éloigner de la réalité. Une représentation matricielle est aussi donnée pour une manipulation plus aisée. Une étude des approches traditionnelles pour la configuration et l'adaptation des réseaux intelligents d'antennes est aussi menée.

Pour compléter notre modèle, nous avons caractérisé le canal radio-mobile et modéliser les différents phénomènes de propagation. L'influence de la mobilité de l'émetteur et de sa vitesse de déplacement est aussi étudiée.

Après l'étude des algorithmes d'adaptation classique, nous sommes passés au vif du sujet c'est-à-dire aux algorithmes d'adaptation aveugle, et plus précisément aux algorithmes de Godard plus connus sous le nom d'Algorithme à Module Constant (Constant Modulus Algorithm). On a d'abord abordé l'aspect général de ces algorithmes en étudiant la fonction coût sous sa forme la plus générale, et en analysant sa convergence. On a aussi effectué une étude comparative entre les variantes de la méthode CMA les plus utilisées dans les télécommunications et tirer la plus performante d'entre elles pour l'adaptation des antennes intelligentes pour plusieurs cas concrets de simulation. Nous avons généralisé l'étude au cas de détection de plusieurs cibles et analyser tous les aspects d'une telle procédure.

Les résultats de simulations d'algorithmes aveugles tels que le NCMA et le LSCMA, dans un cas multi-cibles (multi-utilisateurs) sont très intéressantes. Pour cette raison nous avons étendu l'application des variantes du CMA à la détection multi-utilisateurs aveugle dans un système MC-CDMA. La détection multi-utilisateurs est un problème d'actualité qui a une grande influence sur les systèmes de communication modernes. Cette étude très intéressante est suivie par une recherche générale sur les systèmes MC-CDMA et les détecteurs classiques utilisés dans un tel système qui présentent de grandes limitations pour les nouveaux sys-

Conclusion générale

tèmes de communications. Pour cela, nous avons proposé l'utilisation de l'algorithme NCMA (Normalized Constant Modulus Algorithm) à la structure du détecteur Multi-utilisateurs linéaire et on a étudié ses performances. On a aussi proposé un récepteur à base d'antennes intelligentes associé au détecteur multi-utilisateurs NCMA pour la détection d'un signal MC-CDMA.

Outre les aspects analyse et synthèse des recherches bibliographiques et mise en œuvre de méthodes extraites de la littérature, nos contributions à ces travaux comportent deux volets. Premièrement l'application d'une nouvelle approche d'initialisation des algorithmes aveugles, appliqués aux d'antennes intelligentes, qui a conduit à une amélioration des performances en terme de convergence. Notre deuxième contribution est l'utilisation des algorithmes de Godard dans une association des antennes intelligentes au système MC-CDMA avec une détection multi-utilisateurs et l'obtention de résultats très encourageants pour d'éventuelles études approfondies et ultérieures du sujet.

Le travail présenté dans cette thèse ouvre de nombreuses perspectives, que nous résumons par les axes de recherches suivants :

- Applications de ces méthodes pour des signaux larges bandes.
- Faire une étude plus complète du système d'acquisition d'informations et l'extension de cette étude aux systèmes asynchrones.
- L'extension des applications à d'autres types de modulations numériques.
- Approfondir l'étude sur les détecteurs multi-utilisateurs très utilisés dans les télécommunications modernes.

Modèle des signaux pour le traitement d'antenne

Soit une source de coordonnées $r_s \in R^3$ émettant une onde progressive dans un milieu qu'on suppose infini. On supposera également le milieu homogène de telle sorte que la vitesse de propagation c est constante. Une solution élémentaire à l'équation de propagation est donnée par :

$$\tilde{s}(r, t) = \tilde{A} \frac{e^{j(\omega t - k^T r)}}{\|\tilde{r}\|} \quad (\text{A.1})$$

Avec :

- $\tilde{r} = r - r_s$, où r désigne le vecteur des coordonnées où le champ est mesuré,
- k est le vecteur d'onde définissant la direction de propagation,
- et k est le nombre d'onde, donnée par :

$$k = \|k\| = \frac{\omega}{c} \quad (\text{A.2})$$

Si l'on suppose que le réseau d'antennes en réception se situe à une grande distance de la source, en champ lointain, le front d'onde n'est plus sphérique mais plan. Le signal reçu est l'onde plane monochromatique que l'on réécrit comme :

$$s(r, t) = A \quad (\text{A.3})$$

où $\alpha = \frac{k}{c}$ et $\alpha = \|\alpha\| = \frac{1}{c}$ est appelée la lenteur. Le signal peut donc être vu comme une onde parcourant la distance $\lambda = \frac{2\pi}{k}$ dans le temps $T = 2\pi/\omega$. L'équation de propagation étant linéaire, toute combinaison d'ondes planes monochromatiques la vérifiera. Le réseau d'antennes va donc procéder à un échantillonnage spatial du front d'onde. Par analogie avec l'échantillonnage de signaux temporels, on peut s'attendre à ce que l'échantillonnage spatial procure de plus en plus d'informations sur le signal reçu à mesure que l'ouverture du réseau (c'est-à-dire sa dimension) augmente. Dans la suite, on cherche à développer un modèle pour les signaux reçus par le réseau d'antennes.

A.1 Modèle temporel en bande étroite

On s'intéresse tout d'abord au cas d'une seule source et on considère que tous les signaux sont à bande étroite autour d'une fréquence centrale f_c (on note $\omega_c = 2\pi f_c$

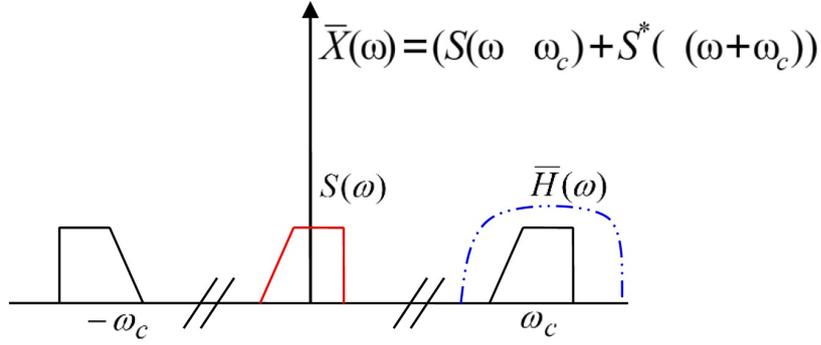


FIGURE A.1 – Spectres de signaux passe-bande.

la pulsation correspondante). Soit $\bar{x}(t)$ le signal mesuré sur un capteur de référence. Le signal mesuré sur le capteur k s'écrit :

$$\bar{y}_k(t) = \bar{h}_k(t) * \bar{x}(t - \tau_k) + \bar{b}_k(t) \quad (\text{A.4})$$

où

- $\bar{h}_k(t)$ est la réponse impulsionnelle du capteur d'indice k ,
- $*$ est l'opérateur de convolution,
- τ_k est le temps mis par l'onde plane pour atteindre le capteur k depuis le capteur de référence. Ce retard dépend de la géométrie de l'antenne et de la position de la source,
- $\bar{b}_k(t)$ est le bruit capté, qu'il soit électronique, ambiant etc . . .

La notation \bar{y} signifie que l'on considère des signaux passe-bande autour de f_c . Le signal étant supposé à bande étroite (Figure A.1), sa densité spectrale (d'énergie ou de puissance) $|X(\omega)|^2$ vérifie :

$$\bar{X}(\omega) = S(\omega - \omega_s) + S^*(\omega + \omega_s) \quad (\text{A.5})$$

On en déduit alors que :

$$\begin{aligned} \bar{x}(\omega) &= 2\text{Re}\{s(t)e^{j\omega_c t}\} \\ &= 2\text{Re}\{\alpha(t)e^{j\phi t}e^{j\omega_c t}\} \\ &= 2\alpha(t)\cos[\omega_c t + \phi(t)] \end{aligned} \quad (\text{A.6})$$

$\alpha(t)$ et $\phi(t)$ et désignent l'amplitude et la phase de $s(t)$, supposées varier très lentement par rapport à f_c . $s(t)$ est appelée enveloppe complexe de $x(t)$. En prenant la transformée de Fourier de (A.4), on obtient :

$$\bar{Y}_k(\omega) = \bar{H}_k(\omega) [S(\omega - \omega_s) + S^*(\omega + \omega_s)] e^{-j\omega\tau_k} + \bar{B}_k(\omega) \quad (\text{A.7})$$

La fréquence porteuse étant généralement très élevée (de l'ordre de 100MHz à 10GHz pour un radar), on ne peut effectuer de traitement à ces fréquences-là ; on

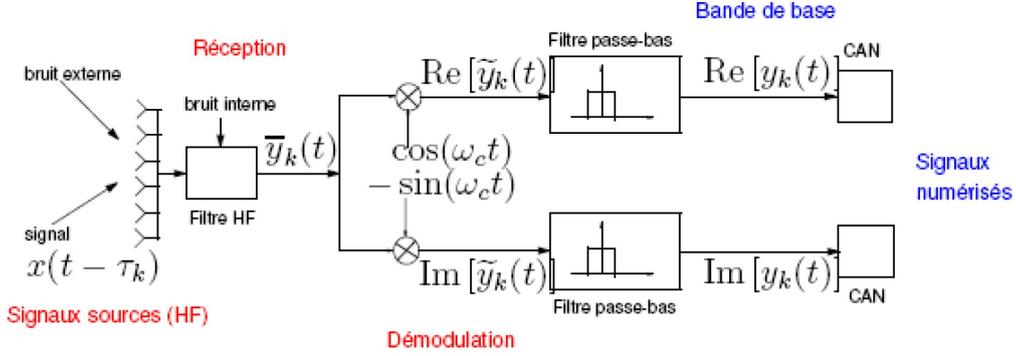


FIGURE A.2 – Synoptique d'une chaîne de réception.

repassé donc en bande de base. La figure A.2, donne le schéma synoptique (simplifié) de la chaîne de réception d'un réseau d'antennes. Soit, $\tilde{y}_k(t) = \bar{y}_k(t)e^{j2\pi t}$ le signal obtenu en démodulant $y_k(t)$. On a alors :

$$\bar{Y}_k(\omega) = \bar{H}_k(\omega) [S(\omega) + S^*(-\omega - 2\omega_c)] e^{-j(\omega + \omega_c)\tau_k} + \bar{B}_k(\omega + \omega_c) \quad (\text{A.8})$$

Après filtrage passe-bas, la composante à $2\omega_c$ disparaît et il reste :

$$\bar{Y}_k(\omega) = \bar{H}_k(\omega) S(\omega) e^{-j(\omega + \omega_c)\tau_k} + \bar{B}_k(\omega + \omega_c) \quad (\text{A.9})$$

A.2 Hypothèse bande étroite

L'hypothèse bande étroite consiste à dire que le temps de traversée du réseau par le front d'onde est négligeable devant l'inverse de la bande passante du signal de telle sorte que l'amplitude et la phase de l'enveloppe complexe n'ont pas le temps de varier. Ainsi, on a :

$$\alpha(t - \tau_k) \approx \alpha(t) \text{ et } \phi(t - \tau_k) \approx \phi(t)$$

ce qui entraîne que :

$$\bar{x}(t - \tau_k) = 2\alpha(t) \cos[\omega_c t + \phi(t) - \omega_c \tau_k] \quad (\text{A.10})$$

et, par conséquent :

$$\begin{aligned} s(t - \tau_k) \approx s(t) e^{-j\omega_c \tau_k} &\Rightarrow \bar{Y}_k(\omega) \approx \bar{H}_k(\omega) S(\omega) e^{-j(\omega_c \tau_k)} + \bar{B}_k(\omega) \\ &\Rightarrow y_k(\omega) \approx \bar{H}_k(\omega_c) s(t) e^{-j(\omega_c \tau_k)} + b_k(t) \end{aligned} \quad (\text{A.11})$$

En d'autres termes, le temps de propagation se traduit par un simple déphasage du signal. Soit $D = L\lambda$ la longueur totale du réseau et B la bande passante du signal

utile. L'hypothèse bande étroite stipule donc que :

$$\begin{aligned} \frac{D}{c} \ll \frac{1}{B} &\Rightarrow \frac{L\lambda}{c} \ll \frac{1}{B} \\ &\Rightarrow \frac{L}{f_c} \ll \frac{1}{B} \\ &\Rightarrow L \times B \ll f_c \end{aligned}$$

Autrement dit que la bande passante du signal est négligeable devant la fréquence porteuse. En radar ou en communications mobiles, ceci est généralement vérifié. Pour mieux fixer les idées, considérons un réseau de capteurs situés aux coordonnées (x_k, y_k, z_k) dans un repère (o, x, y, z) . Considérons une source repérée par un angle d'élévation θ et un angle d'azimut ϕ , alors le temps de propagation τ_k s'écrit :

$$\tau_k = \frac{1}{c} [x_k \cos \theta \cos \phi + y_k \cos \theta \sin \phi + z_k \sin \theta] \quad (\text{A.12})$$

et le vecteur directionnel s'écrit, en supposant les capteurs identiques (à une constante près) :

$$a(\theta, \phi) = \begin{bmatrix} e^{j\frac{2\pi}{\lambda}[x_1 \cos \theta \cos \phi + y_1 \cos \theta \sin \phi + z_1 \sin \theta]} \\ \vdots \\ e^{j\frac{2\pi}{\lambda}[x_m \cos \theta \cos \phi + y_m \cos \theta \sin \phi + z_m \sin \theta]} \end{bmatrix} \quad (\text{A.13})$$

Avec $\lambda_c = c/f_c$ la longueur d'onde. On constate que le vecteur directionnel porte l'information sur la position de la source via les angles θ et ϕ . Par conséquent, l'utilisation du réseau à des fins de localisation est pertinente.

A.3 Modèle fréquentiel

Le modèle temporel bande étroite que nous venons d'exposer repose sur la propriété qu'un retard temporel se traduit par un déphasage sur le signal. Ceci n'est vérifié que pour des signaux à bande étroite et ne s'applique donc pas pour des signaux larges bande. Dans de nombreux systèmes, on traite donc plutôt les données dans le domaine fréquentiel (tout en sachant que les domaines temporel et fréquentiel sont duels car reliés par une transformée de Fourier inversible). Considérons donc la transformée de Fourier de l'équation (??) à la fréquence :

$$\bar{Y}_k(f) = \bar{H}_k(f)S(f)e^{j(2\pi f\tau_k)} + \bar{B}_k(f) \quad (\text{A.14})$$

En rassemblant ces équations dans un vecteur (et en incorporant $H_k(f)$ dans le signal), l'enveloppe complexe du signal dans le domaine fréquentiel s'écrit :

$$y(f) = a_f(\theta)s(f) + b(f) \quad (\text{A.15})$$

avec :

$$a_f(\theta) = \left[1 \ e^{j(2\pi f\tau(\theta))} \ \dots \ e^{j(2\pi f(m-1)\tau(\theta))} \right]^T \quad (\text{A.16})$$

$$y(f) = [y_1(f) \ y_2(f) \ \dots \ y_m(f)]^T \quad (\text{A.17})$$

Annexe A. Modèle des signaux pour le traitement d'antenne

Nous mettons en évidence le fait que maintenant la réponse instantanée est considérée à la fréquence f et que le vecteur directionnel dépend maintenant de la fréquence. Le modèle (A.15) s'applique aussi bien à un signal bande étroite (auquel cas on ne considérerait pratiquement que la fréquence f_c) qu'à un signal large bande pour lequel plusieurs fréquences seraient envisagées. En pratique, on effectue une transformée de Fourier de la sortie temporelle de chaque capteur pour avoir accès à un certain nombre de fréquences et aux réponses instantanées correspondantes. Ces dernières sont ensuite traitées séparément puis recombinaées en fonction de l'objectif visé.

Modèle de canal géométrique elliptique à un seul rebond

Dans [52]Liberti a conçu un modèle de canal géométrique elliptique à seul rebond pour microcellules. Ce modèle est basé sur l'hypothèse d'une distribution uniforme des diffuseurs dans un secteur limité par deux ellipses, choisies de telle manière que la station de base et la station Mobile soient dans chaque cas à ces foyers. Ce modèle a été proposé pour les environnements microcellules où les hauteurs de l'antenne sont relativement faibles et la diffusion multi-trajets à proximité de la station de base est tout aussi probable que la diffusion multi-trajets à proximité du mobile.

La géométrie pour ce modèle est donnée sur figure B.1. La densité de probabilité

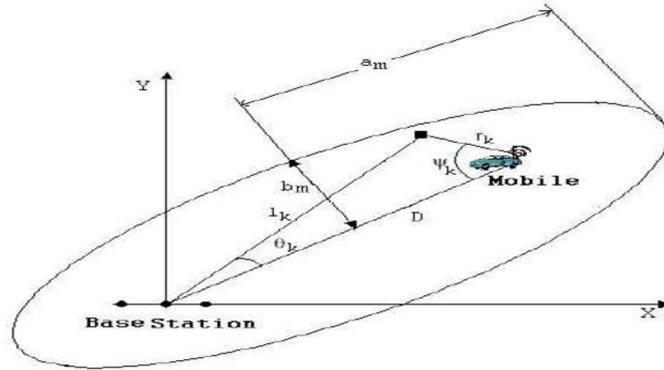


FIGURE B.1 – Géométrie du modèle GBSBEM.

jointe de la direction d'arrivée peut être représentée par l'équation suivante :

$$f(\tau_k, \theta_k) = \begin{cases} \frac{l(\tau_k, \theta_k)}{4\pi a_m b_m} & \frac{D}{c} \leq \tau_k \leq \tau_m, \quad \theta_k \neq 0 \\ \frac{c(D + \tau_k c)}{4\pi a_m b_m} & \frac{D}{c} \leq \tau_k \leq \tau_m, \quad \theta_k = 0 \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases} \quad (\text{B.1})$$

Avec :

$$l(\tau_k, \theta_k) = \frac{(D^2 - \tau_k^2 c^2)(D^2 c + \tau_k^2 c^3 - 2\tau_k c^2 \cos \theta_k)}{(D \cos \theta_k - \tau_k c)^3} \quad (\text{B.2})$$

$a_m = \frac{c\tau_m}{2}$, $b_m = \sqrt{(c^2\tau_m^2 - D^2)}$ c est la vitesse de la lumière, et D est la distance entre la station de base et la station mobile.

Détermination des SINR, SIR ET SNR

Nous nous intéressons dans cette annexe à déterminer les expressions du SINR, SIR et du SNR, utilisés pour évaluer les performances des algorithmes d'adaptations aveugles.

C.1 Calcul du rapport signal sur interférence plus bruit (SINR : Signal to Interferer and Noise Ratio)

Le SINR (en anglais : *Signal to Interference and Noise Ratio*) est défini comme étant le rapport entre la puissance du signal d'intérêt, la puissance des signaux interférents et le bruit. La valeur instantanée du SINR est donnée par :

$$SNIR(k) = \frac{P_u(k)}{P_{I+n}(k)} \quad (C.1)$$

où :

- $P_u(k)$: représente la valeur instantanée de la puissance du signal utile,
- $P_{I+n}(k)$: représente la valeur instantanée de la puissance du signal utile,

En se ramenant à la notation des chapitres 1 et 3, on peut exprimer l'équation (C.1) en réception en fonction du signal reçu $x_m(t)$ et du bruit $n(k)$ comme suit :

$$SNIR_E^m(k) = \frac{|x_m(t)|^2}{\left| \sum_{i=1, i \neq m}^Q x_i(k) + n(k) \right|^2} \quad (C.2)$$

En sortie du système d'adaptation en fonction du vecteur de pondération $w(k)$:

$$SNIR_A^m(k) = \frac{|w^H(k)x_m(t)|^2}{\left| w^H(k) \sum_{i=1, i \neq m}^Q x_i(k) + n(k) \right|^2} \quad (C.3)$$

C.2 Calcul du rapport signal sur interférence (SIR : Signal to Interferer Ratio)

L'influence de l'interférence pure sur le signal utile est exprimée par le rapport SIR (en anglais : *Signal to Interferer Ratio*), de la puissance du signal utile $P_u(k)$

Annexe C. Détermination des SINR, SIR ET SNR

sur la puissance des interférences pur $P_I(k)$ (autre utilisateur par exemple), elle est donnée par :

$$SIR(k) = \frac{P_u(k)}{P_I(k)} \quad (C.4)$$

Cette équation peut être exprimé en fonction du signal reçu en remplaçant la valeur du bruit $n(k)$ par zéro, et donc le SIR s'exprime comme suite :

$$SIR_E^m(k) = \frac{|x_m(t)|^2}{\left| \sum_{i=1, i \neq m}^Q x_i(k) \right|^2} \quad (C.5)$$

Après l'adaptation en introduisant le vecteur de pondération $w(k)$:

$$SIR_A^m(k) = \frac{|w^H(k)x_m(t)|^2}{\left| w^H(k) \sum_{i=1, i \neq m}^Q x_i(k) \right|^2} \quad (C.6)$$

C.3 Calcul du rapport signal sur bruit (SNR : Signal to Noise Ratio)

De la même manière que les deux rapports précédents, le SNR est défini comme étant le rapport entre la puissance du signal utile $P_u(k)$ et le bruis pur $P_n(k)$, est donné par :

$$SNR(k) = \frac{P_u(k)}{P_n(k)} \quad (C.7)$$

En fonction du signal reçu $x_m(t)$ et du bruit pur $n(k)$, le rapport est donné par :

$$SNR_E^m(k) = \frac{|x_m(t)|^2}{|n(k)|^2} \quad (C.8)$$

Après adaptation le rapport est exprimé par :

$$SNR_A^m(k) = \frac{|w^H(k)x_m(t)|^2}{|w^H(k)n(k)|^2} \quad (C.9)$$

Les équations (C.3), (C.6) et (C.9) sont les équations utilisées pour l'analyse des performances des algorithmes CMA dans le chapitre 3.

Bibliographie

- [1] W. Gabriel, "Preface-special issue on adaptive antennas," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 24, pp. 573 – 574, sep 1976. (Cité en page 6.)
- [2] W. Gabriel, "Special issue on adaptive processing antenna systems," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 24, pp. 573 – 574, sep 1986. (Cité en pages 6 et 24.)
- [3] A. Paulraj and C. Papadias, "Space-time processing for wireless communications," *Signal Processing Magazine, IEEE*, vol. 14, pp. 49 –83, nov 1997. (Cité en page 6.)
- [4] S. Bellofiore, *Smart antenna systems for mobile platforms*. Ph.d. dissertation, Arizona State University, Dec 2002. (Cité en page 6.)
- [5] J. Zouhair, *conception d'une antenne intelligente à faisceau commutable assistée par un système de localisation des mobiles*. maîtrise en génie électrique, Université du Québec, oct 2008. (Cité en page 6.)
- [6] M. C. Vanderveen, *Estimation of parametric channel models in wireless communications networks*,. Ph.d. dissertation, Stanford University, Department of Scientific Computing and Computational Mathematics, Nov 1997. (Cité en page 6.)
- [7] J. Winters, "Smart antennas for wireless systems," *Personal Communications, IEEE*, vol. 5, pp. 23 –27, feb 1998. (Cité en page 7.)
- [8] C. Godara, "Applications of antenna arrays to mobile communications, part i : Performance improvement, feasibility, and system considerations," *Proceedings of the IEEE*, vol. 85, pp. 1029 –1030, jul 1997. (Cité en page 8.)
- [9] N. Chee Desmond, *Smart Antennas for Wireless Applications and Switched Beamforming*. PhD thesis, University of Queensland, School of Information, 2001. (Cité en page 9.)
- [10] K. KIRAN, "A novel algorithm for uplink interference suppression using smart antenna in mobile communication," master of science, Florida state university, 2004. (Cité en page 10.)
- [11] I. ALBERT, "Etude des matrice de butler," Note technique 146, centre spatial de Toulouse, nov 2002. (Cité en page 11.)
- [12] W. Gabriel, "Adaptive processing array systems," *Proceedings of the IEEE*, vol. 80, pp. 152 –162, jan 1992. (Cité en page 12.)
- [13] C. H. T. Padgett, J.E.and Gunther, "Overview of wireless personal communications," *Communications Magazine, IEEE*, vol. 33, pp. 28 –41, jan 1995. (Cité en page 13.)

Bibliographie

- [14] S. Swales, M. Beach, D. Edwards, and J. McGeehan, "The performance enhancement of multibeam adaptive base-station antennas for cellular land mobile radio systems," *Vehicular Technology, IEEE Transactions on*, vol. 39, pp. 56–67, feb 1990. (Cité en page 13.)
- [15] E. Buracchini, F. Muratore, V. Palestini, and M. Sinibaldi, "Performance analysis of a mobile system based on combined sdma/cdma access technique," in *Spread Spectrum Techniques and Applications Proceedings, 1996., IEEE 4th International Symposium on*, vol. 1, pp. 370–374, sep 1996. (Cité en pages 14 et 15.)
- [16] M. Cooper and M. Goldberg, "Intelligent antennas : spatial division multiple access," *ArrayComm : Annual Review of Communications*, p. 9991002, 1996. (Cité en page 15.)
- [17] B. Allen and M. Ghavami, *Adaptive array systems : fundamentals and applications*. John Wiley and Sons, 2005. (Cité en page 15.)
- [18] M. Krim, H. and Viberg, "Two decades of array signal processing research : the parametric approach," *Signal Processing Magazine, IEEE*, vol. 13, pp. 67–94, jul 1996. (Cité en page 16.)
- [19] P. Bhoobe, A.U. and Perini, "An overview of smart antenna technology for wireless communication," in *Aerospace Conference, 2001, IEEE Proceedings.*, vol. 2, pp. 2/875–2/883 vol.2, 2001. (Cité en page 16.)
- [20] O. Besson, "Introduction au traitement d'antennes," tech. rep., ENSICA, département avionique et systèmes, 2002. (Cité en pages 16 et 18.)
- [21] C. Balanis, *Antenna Theory : Analysis And Design, 3Rd Ed (With Cd)*. Wiley India Pvt. Ltd., 2009. (Cité en page 18.)
- [22] L. Godara, *Handbook of antennas in wireless communications*. Electrical engineering and applied signal processing series, CRC Press, 2002. (Cité en page 20.)
- [23] R. Monzingo and T. Miller, *Introduction to adaptive arrays*. Scitech, 2004. (Cité en page 21.)
- [24] K. Senne, "Adaptive array principles," *Antennas and Propagation Society Newsletter, IEEE*, vol. 25, pp. 25–26, august 1983. (Cité en page 21.)
- [25] J. Li and P. Stoica, *Robust adaptive beamforming*. John Wiley, 2006. (Cité en pages 22 et 103.)
- [26] M. COHEN, *Etude théorique et expérimentale d'une antenne réseau adaptative*. thèse de docteur, Ecole nationale supérieur de l'aéronautique et de l'espace de Toulouse, oct 1983. (Cité en page 23.)
- [27] J. LEMORTON, *Etude des possibilités d'intégration d'un déphaseur à ferrite en structure micro-ruban dans une antenne a réseaux et a diagramme adaptatif*. thèse de docteur, Ecole nationale supérieur de l'aéronautique et de l'espace de Toulouse, dec 1986. (Cité en page 26.)

Bibliographie

- [28] R. Zhigang, "Simulation of adaptive array algorithms for cdma systems," master of science, Virginia Polytechnic Institute, September 1996. (Cité en page 27.)
- [29] W. Y. Shiu, "Non-iterative digital beamforming in cdma cellular communications systems," master's thesis, kingston, ontario, Queen's University, 1998. (Cité en page 29.)
- [30] R. Ertel, P. Cardieri, K. Sowerby, T. Rappaport, and J. Reed, "Overview of spatial channel models for antenna array communication systems," *IEEE Personal Communications Magazin*, vol. 5, no. 1, pp. 10 – 22, 1998. (Cité en page 33.)
- [31] P. Petrus, J. Reed, and T. Rappaport, "Geometrically based statistical channel model for macrocellular mobile environments," in *Global Telecommunications Conference, 1996. GLOBECOM '96. 'Communications : The Key to Global Prosperity*, vol. 2, pp. 1197–1201, nov 1996. (Cité en page 33.)
- [32] D. Tse and P. Viswanath, *Fundamentals of Wireless Communication*. Cambridge university press, 2005. (Cité en pages 33, 34, 35, 39 et 57.)
- [33] M. Pätzold, *Mobile fading channels*. J. Wiley, 2002. (Cité en pages 35, 39 et 40.)
- [34] T. Rappaport, *Wireless communications : principles and practice*. Prentice Hall PTR, 2002. (Cité en pages 35, 39, 40 et 41.)
- [35] Y. Lau, V.K.N. and Kwok, *Channel-adaptive technologies and cross-layer designs for wireless systems with multiple antennas : theory and applications*. John Wiley, 2006. (Cité en page 36.)
- [36] T. Sarkar, J. Zhong, K. Kyungjung, A. Medouri, and M. Salazar-Palma, "A survey of various propagation models for mobile communication," *Antennas and Propagation Magazine, IEEE*, vol. 45, pp. 51 – 82, june 2003. (Cité en page 36.)
- [37] J. Andersen, T. Rappaport, and S. Yoshida, "Propagation measurements and models for wireless communications channels," *Communications Magazine, IEEE*, vol. 33, pp. 42 –49, jan 1995. (Cité en page 36.)
- [38] B. Sklar, "Rayleigh fading channels in mobile digital communication systems .i. characterization," *Communications Magazine, IEEE*, vol. 35, pp. 90 –100, jul 1997. (Cité en page 37.)
- [39] L. Boithias, *Propagation des ondes radio électriques dans l'environnement terrestre*. Dunod, 1983. (Cité en pages 37 et 41.)
- [40] M. Awad, K. Wong, and Z. bin Li, "An integrated overview of the open literature's empirical data on the indoor radiowave channel's delay properties," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 56, pp. 1451 –1468, may 2008. (Cité en page 38.)
- [41] P. Barsocchi, "Channel models for terrestrial wireless communications : a survey," tech. rep., CNR-ISTI technical report, April 2006. (Cité en page 38.)

Bibliographie

- [42] B. Sklar, "Rayleigh fading channels in mobile digital communication systems .i. characterization," *IEEE Communications Magazine*, vol. 35, no. 7, pp. 90–100, 1997. (Cité en page 38.)
- [43] M. Richards, "Rice distribution for rcs," tech. rep., Georgia Institute of Technology, Sep 2006. (Cité en page 39.)
- [44] A. Abdi, C. Tepedelenlioglu, M. Kaveh, and G. Giannakis, "On the estimation of the k parameter for the rice fading distribution," *IEEE Communications Letters*, vol. 5, no. 3, pp. 92 – 94, 2001. (Cité en page 39.)
- [45] A. Paulraj, "Space-time processing for wireless communications," *IEEE Signal Processing Magazine*, vol. 1, pp. 49–83, November 1997. (Cité en page 41.)
- [46] R. Steele and L. Hanz , *Mobile radio communications : second and third generation cellular and WATM systems*. J. Wiley, 1999. (Cité en pages 41 et 57.)
- [47] N. Blaunstein and C. Christodoulou, *Radio propagation and adaptive antennas for wireless communication links : terrestrial, atmospheric and ionospheric*. Wiley-Interscience, 2007. (Cité en page 42.)
- [48] U. Martin, J. Fuhl, I. Gaspard, K. A. Haardt, M., C. Math, A. Molisch, and R. Thom , "Model scenarios for direction-selective adaptive antennas in cellular mobile communication systems scanning the literature," *Wireless Personal Communications*, vol. 11, pp. 109–129, 1999. (Cité en page 43.)
- [49] M. Arias and B. Mandersson, "An approach of the geometrical-based single bounce elliptical channel model for mobile environments," vol. 1, pp. 11 – 16, IEEE Conferences, 2002. (Cité en page 43.)
- [50] M. S.S. and al., "Spatial and temporal statistics for the geometrical-based hyperbolic macrocell channel model," *Digital Signal Processing*, vol. 18, no. 2, pp. 151–167, 2008. (Cité en page 43.)
- [51] S. Mahmoud, Z. Hussain, and P. O'Shea, "A space-time model for mobile radio channel with hyperbolically distributed scatterers," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 1, no. 1, pp. 211–214, 2002. (Cité en pages 43 et 44.)
- [52] J. Liberti and T. Rappaport, "A geometrically based model for line-of-sight multipath radio channels," *IEEE 46th Vehicular Technology Conference, 'Mobile Technology for the Human Race.*, 1996. (Cité en pages x, 46, 47, 54 et 158.)
- [53] M. Stege, J. Jelitto, N. Lohse, M. Bronzel, and G. Fettweis, "A stochastic vector channel model-implementation and verification," *IEEE VTS 50th Vehicular Technology Conference, 1999. VTC 1999.*, 1999. (Cité en pages 46 et 49.)
- [54] M. Bronzel and al., "Experimental verification of vector channel models for simulation and design of adaptive antenna array receivers," *ACTS Mobile Communication Summit '98.*, vol. 2, pp. 424–429., 1998. (Cité en pages 52 et 55.)
- [55] D. Wu and R. Negi, "Effective capacity channel model for frequency-selective fading channels," *Second International Conference on Quality of Service in Heterogeneous Wired/Wireless Networks.*, pp. 8–43, 2005. (Cité en page 57.)

Bibliographie

- [56] N. D. GODARD, "Self-recovering equalization and carrier tracking in two dimensional data communication systems," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 28, no. 11, pp. 1867–1875, 1980. (Cité en page 69.)
- [57] B. Windrow, "Application of the constant modulus adaptive beamformer to constant and nonconstant modulus signals," (Cité en page 70.)
- [58] T. NGUYEN and Z. DING, "Blind cma beamforming for narrowband signals with multipath arrivals," *International Journal of Adaptive Control and Signal Processing*, vol. 12, 1998. (Cité en page 70.)
- [59] D. Liu and L. Tong, "An analysis of constant modulus algorithm for array signal processing," *Signal Processing 73 (1999) 81D104*, vol. 73, pp. 81–104, January 1999. (Cité en pages 70 et 71.)
- [60] S. Denno and T. Ohira, "Modified constant modulus algorithm for digital signal processing adaptive antennas with microwave analog beamforming," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 50, no. 6, pp. 850 – 857, 2002. (Cité en page 71.)
- [61] Z. Ming-hua, L. Yuan-an, and W. hui lan ;, "An new initial method for cma antenna array," in *International Conferences on Info-tech and Info-net.*, vol. 2, pp. 549 – 553, 2001. (Cité en page 73.)
- [62] B. A., D. F., and B. F.T., "L'algorithme du module constant pour la calibration de réseaux rectilignes et uniformes d'antennes," *Conférence sur le génie électrique CGE'04*, 2005. (Cité en page 73.)
- [63] K. HILAL and P. DUHAMEL, "A convergence study of the constant modulus algorithm leading to a normalized-cma and a block-normalized-cma," *Proceedings of the EUSIPCO 92, 4th European Signal Processing Conference*, pp. 135–138, 1992. (Cité en page 79.)
- [64] T. Eireiner, J.-F. Muller, T. andLuy, and F. Owens, "Implementation of a smart antenna system with an improved ncma algorithm," *IEEE MTT-S International Microwave Symposium*, vol. 3, pp. 1529 – 1532, 2003. (Cité en page 79.)
- [65] C. B. Papadias and D. T. M. Slock, "On the convergence of normalized constant modulus algorithms for blind equalization," in *Proc. DSP International Conference on Digital Signal Processing*, pp. 245–250, 1993. (Cité en page 79.)
- [66] S. Saunders and A. Aragon-Zavala, *Antennas and propagation for wireless communication systems*. J. Wiley & Sons, 2007. (Cité en page 80.)
- [67] E. BIEDKA, H. TRANTER, and H. REED, "Convergence analysis of the least squares constant modulus algorithm," in *Proc. of the Asilomar Conference on Signals, Systems, and Computers*, pp. 541–545, 1996. (Cité en pages 80 et 83.)
- [68] B. L. R. Jin, Y. Fan, and J. Geng ;, "Convergence analysis of least squares general modulus algorithm in beamforming applications," in *Proc. of ICMMT 4th International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology*, pp. 192 – 195,, 2004. (Cité en page 87.)

Bibliographie

- [69] AGEE and G.BRIAN, “The least-squares cma : A new technique for rapid correction of constant modulus signals,” in *Proc. of the 1986 IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing*, pp. 953–956, 1986. (Cité en page 87.)
- [70] P. Sansrimahachai and A. Ward, D.B.and Constantinides, “Multiple-input multiple-output least-squares constant modulus algorithms,” in *IEEE Global Telecommunications Conference*, vol. 4, pp. 2084 – 2088, 2003. (Cité en page 88.)
- [71] B. A., D. F., and B. F.T., “Performances d’algorithme aveugle pour systemes d’antennes intelligentes,” in *Proc. Congrès Méditerranéennes Télécommunications*, pp. 257–262, 2008. (Cité en page 88.)
- [72] B. A., D. F., and B. F.T., “Modified blind beamforming algorithm for smart antenna system,” *Journal of Radio Electronics*, vol. 11, no. 1, 2008. (Cité en page 100.)
- [73] P. Sansrimahachai, D. Ward, and A. Constantinides, “Blind source separation of instantaneous mimo systems based on the least-squares constant modulus algorithm,” *IEE Proceedings Vision, Image and Signal Processing*, vol. 152, no. 5, pp. 616 – 622, 2005. (Cité en page 103.)
- [74] B. Agee, “Blind separation and capture of communication signals using a multitarget constant modulus beamformer,” in *Proc. IEEE Military Communications Conference*, vol. 2, pp. 340 – 346, 1989. (Cité en page 103.)
- [75] Z. Rong, T. Rappaport, P. Petrus, and J. Reed, “Simulation of multitarget adaptive array algorithms for wireless cdma systems,” in *Proc. of IEEE 47th, Vehicular Technology Conference*, vol. 1, pp. 1–5, 1997. (Cité en page 105.)
- [76] M. Fujimoto, N. Kikuma, and N. Inagaki, “Performance of cma adaptive array optimized by the marquardt method for suppressing multipath waves,” in *Electronics and Communications in Japan*, vol. 75, 1992. (Cité en page 105.)
- [77] R. Sharma and B. Van Veen, “Large modular structures for adaptive beamforming and the gram-schmidt preprocessor,” *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 42, no. 2, pp. 448–451, 1994. (Cité en page 105.)
- [78] M. Rude and L. Griffiths, “Incorporation of linear constraints into the constant modulus algorithm,” in *International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing*, vol. 2, pp. 968–971, 1989. (Cité en page 106.)
- [79] B. J. Y., *Etude des modulations à porteuses multiples et à spectre étalé : analyse et optimisation*. PhD thesis, Renne : Institu National des science appliquées, 2008. (Cité en pages 119 et 122.)
- [80] L. Hanzo and T. Keller, *OFDM and MC-CDMA : a primer*. John Wiley, 2004. (Cité en pages xiii et 120.)
- [81] A. Bahai, B. Saltzberg, and M. Ergen, *Multi-carrier digital communications : theory and applications of OFDM*. Springer, 2004. (Cité en page 121.)

Bibliographie

- [82] H. Schulze and C. Lueders, *Theory and Applications of Ofdm and Cdma : Wideband Wireless Communications*. John Wiley & Sons, 2005. (Cité en pages xiii, 121 et 122.)
- [83] L. Hanzo, *Single and multi-carrier DS-CDMA : multi-user detection, space-time spreading, synchronisation, networking, and standards*. J. Wiley, 2003. (Cité en page 124.)
- [84] A. Y. Fawaz, *Etude comparative des détecteurs DS-CDMA dans différents environnements MIMO*. PhD thesis, Université du Québec a Trois-Rivi res (Canada), 2008. (Cité en page 124.)
- [85] M. Honig, *Advances in multiuser detection*. Wiley, 2009. (Cité en pages 125 et 127.)
- [86] H. Nguyen and E. Shwedyk, *A First Course in Digital Communications*. Cambridge University Press, 2009. (Cité en pages 127 et 136.)
- [87] M. Buehrer and R. Buehrer, *Code division multiple access (CDMA)*. Morgan & Claypool Publishers, 2006. (Cité en page 128.)
- [88] Y. Nathan, J. P. Linnartz, and G. Fettweis, “Multi-carrier cdma in indoor wireless radio networks,” 1993. (Cité en page 128.)
- [89] K. Fazel, “Performance of cdma/ofdm for mobile communication system,” in *2nd International Conference on Universal Personal Communications*, vol. 2, pp. 975 – 979, 1993. (Cité en page 128.)
- [90] K. Wesolowski, *Introduction to Digital Communication Systems*. John Wiley & Sons, 2009. (Cité en page 128.)
- [91] S. Nobilet, J. F. H lard, and D. Mottier, “Spreading sequences for uplink and downlink mc-cdma systems : Papr and mai minimization,” *European Transactions on Telecommunications*, vol. 13, no. 5, pp. 465–474, 2002. (Cité en page 129.)
- [92] G. C. L., *Prototypage d’un système MIMO-MC-CDMA sur plate-forme h t rog ne*. PhD thesis, Rennes : Institut d’ lectronique et de télécommunications de Rennes, 2009. (Cité en page 129.)
- [93] A. Alexiou and M. Haardt, “Smart antenna technologies for future wireless systems : trends and challenges,” *IEEE Communications Magazine*, vol. 42, no. 9, pp. 90 – 97, 2004. (Cité en page 133.)
- [94] A. Hottinen, O. Tirkkonen, and R. Wichman, *Multi-antenna transceiver techniques for 3G and beyond*. J. Wiley, 2003. (Cité en page 133.)
- [95] Z. Ji-dong, Z. Bao-yu, and F. Hong-liang, “A novel constant modulus array for multiuser detection,” *Journal of Zhejiang University - Science A*, vol. 6, pp. 38–42, 2005. (Cité en page 135.)
- [96] A. Massiani, *Prototypage de systèmes Haut Débit combinant E’talement de spectre, Multi-porteuses et Multi-antennes*. PhD thesis, Rennes : Institut national des sciences,, 2005. (Cité en pages 136 et 139.)

Bibliographie

- [97] A. BOUACHA, “Détection auto-adaptative de liaison de communication sans fils par les méthodes aveugles,” Master’s thesis, Univercité ABOU BAKR BELKAID-TLEMCEN ,, 2006. (Cité en page 138.)
- [98] X. Zhang, G. Feng, X. Gao, and D. Xu, “Blind multiuser detection for mc-cdma with antenna array,” *Comput. Electr. Eng.*, vol. 36, pp. 160–168, Jan. 2010. (Cité en pages 142, 147 et 150.)
- [99] S. Nazar and I. Psaromiligkos, “Efficient minimum variance receivers for mc-cdma systems using transmit diversity,” *Fortieth Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers*, pp. 2209 – 2213, 2006. (Cité en pages 142 et 147.)
- [100] J. Yu, M. Lee, and C. Lin, “Multiuser receivers for mc-cdma mimo systems with space-time block codes,” *Signal Process.*, vol. 89, pp. 99–110, Jan. 2009. (Cité en pages 142 et 147.)
- [101] L. D’Orazio, C. Sacchi, J. Louveaux, and L. Vandendorpe, “Adaptive minimum conditional bit-error-rate linear multiuser detection for stbc-mc-cdma systems transmitting over mobile radio channels,” in *Multiple Access Communications*, vol. 6235, pp. 36–46, Springer Berlin / Heidelberg, 2010. (Cité en pages 142, 147 et 150.)

Résumé

Ce travail traite de l'impact des antennes intelligentes et les algorithmes associés sur les systèmes de communication mobile sans fil. Après un survol sur les systèmes d'antennes intelligentes et les algorithmes classiques associés, nous fournissons une caractérisation détaillée du canal radio-mobile avec des simulations des réponses impulsionnelles du canal pour plusieurs scénarios de transmissions. Nous étudions par la suite les méthodes aveugles connues dans la littérature sous le nom d'algorithme de Godard ou algorithme à module constant (CMA), pour adapter et synthétiser le diagramme de rayonnement utile du réseau. Ces méthodes ne nécessitent pas l'emploi d'une séquence d'apprentissage, elles exploitent la propriété du module constant de la plupart des types de modulation utilisés dans la communication mobile.

Nous proposons aussi une application de ces méthodes à la détection multi utilisateurs aveugle dans un système MC-CDMA.

Mots clés : Détection, auto-adaptation, algorithme à module constant, antennes intelligentes, détection aveugle multi-utilisateurs, système MC-CDMA.

Abstract

This work presents new framework for the development and analysis of blind adaptive algorithms. An adaptive algorithm is said to be 'blind' if it does not require a known training sequence. The main focus is application of these algorithms to adaptive antenna arrays in mobile radio communications. Adaptive antenna arrays can reduce the effects of co-channel interference, multipath fading, and background noise as compared to more conventional antenna systems. For these reasons, the use of adaptive antennas in wireless communication has received a great deal of attention in the literature.

The analysis framework introduced here is shown to include the well-known Constant modulus algorithm (CMA). New results on the behavior of the CMA, NCMA and LSCMA are presented here, including analytic result on the convergence rate.

This framework is also used to propose a new blind multi-user detector in multi-carrier code division multiple access (MC-CDMA) systems.

Keywords: Adaptive array, constant modulus algorithm, blind multi-user detector, MC-CDMA systems.

ملخص

هذه الدراسة تتناول تأثير الهوائيات الذكية والخوارزميات المرتبطة بها على الأنظمة الاتصالات المتنقلة. بعد لمحة عامة عن نظم الهوائيات الذكية والخوارزميات التقليدية المستعملة فيها، نقدم وصف مفصل لقناة راديو المحمول مع محاكاة للردود هذه الأخيرة لسيناريوهات مختلفة من الإرسال.

بعد ذلك نقوم بدراسة خوارزميات Godard، المعروفة باسم خوارزميات المعامل الثابت (CMA)، وذلك من أجل تكيف إشعاع الهوائيات الذكية. هذه الخوارزميات لا تتطلب استخدام تسلسل التدريب بل تستغل خاصية المعامل الثابت المستخدمة في معظم أنواع الاتصالات المتنقلة. نقترح أيضا تطبيق هذه الأساليب لتطور كاشف متعددة المستخدمين في نظام MC-CDMA.

كلمات المفاتيح: الأنظمة المتعددة الهوائيات، الهوائيات الذكية، معالجة الإشارات، OFDM، CDMA، MC-CDMA، الخوارزمية CMA.
