

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



UNIVERSITE ABOU BAKR BELKAID-TLEMCCEN

FACULTE DE TECHNOLOGIE
DEPARTEMENT DE GENIE ELECTRIQUE
ET ELECTRONIQUE (GEE)
LABORATOIRE DE TELECOMMUNICATIONS-TLEMCCEN (LTT)



THESE DE DOCTORAT EN SCIENCES

Spécialité : **TELECOMMUNICATIONS**

Présentée par Monsieur

BENYAROU MOURAD

Optimisation des systèmes multi-antennes appliqués aux systèmes MC-CDMA

Jury :

Président : BENAHMED Nasreddine Professeur à l'Université de Tlemcen.

Examineurs : ABBES Oukacha : Professeur à l'Université de Saida.

LASRI Boumediene : MC-A à l'Université de Saida.

BOUASRIA Fatima : MC-A à l'Université de Saida.

Membre invité : DEBBAT Fatima M.C-B à l'Université de Mascara.

Directeur de thèse : BENDIMERAD Fethi Tarik Professeur à l'Université de Tlemcen.

Année Universitaire 2012-2013

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



UNIVERSITE ABOU BAKR BELKAID-TLEMCCEN

FACULTE DE TECHNOLOGIE
DEPARTEMENT DE GENIE ELECTRIQUE
ET ELECTRONIQUE (GEE)
LABORATOIRE DE TELECOMMUNICATIONS-TLEMCCEN (LTT)



THESE DE DOCTORAT EN SCIENCES

Spécialité : **TELECOMMUNICATIONS**

Présentée par Monsieur

BENYAROU MOURAD

Optimisation des systèmes multi-antennes appliqués aux systèmes MC-CDMA

Jury :

Président : BENAHMED Nasreddine Professeur à l'Université de Tlemcen.

Examineurs : ABBES Oukacha : Professeur à l'Université de Saida.

LASRI Boumediene : MC-A à l'Université de Saida.

BOUASRIA Fatima : MC-A à l'Université de Saida.

Membre invité : DEBBAT Fatima M.C-B à l'Université de Mascara.

Directeur de thèse : BENDIMERAD Fethi Tarik Professeur à l'Université de Tlemcen.

Année Universitaire 2012-2013

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



UNIVERSITE ABOU BAKR BELKAID-TLEMCCEN

FACULTE DE TECHNOLOGIE
DEPARTEMENT DE GENIE ELECTRIQUE
ET ELECTRONIQUE (GEE)
LABORATOIRE DE TELECOMMUNICATIONS-TLEMCCEN (LTT)



THESE DE DOCTORAT EN SCIENCES

Spécialité : **TELECOMMUNICATIONS**

Présentée par Monsieur

BENYAROU MOURAD

Optimisation des systèmes multi-antennes appliqués aux systèmes MC-CDMA

Jury :

Président : BENAHMED Nasreddine Professeur à l'Université de Tlemcen.

Examineurs : ABBES Oukacha : Professeur à l'Université de Saida.

LASRI Boumediene : MC-A à l'Université de Saida.

BOUASRIA Fatima : MC-A à l'Université de Saida.

Membre invité : DEBBAT Fatima M.C-B à l'Université de Mascara.

Directeur de thèse : BENDIMERAD Fethi Tarik Professeur à l'Université de Tlemcen.

Année Universitaire 2012-2013

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ

سُبْحَانَكَ لَا عِلْمَ لَنَا إِلَّا مَا عَلَّمْتَنَا

إِنَّكَ أَنْتَ الْعَلِيمُ الْحَكِيمُ

صَدَقَ اللَّهُ الْعَظِيمُ

Dédicace

Je dédie ce travail de thèse à la mémoire de mon père à qui j'ai voulu tellement qui soit présent dans ma soutenance.

Remerciements

Le travail présenté dans cette thèse est le fruit de quatre années de recherche et a été réalisé au sein du Laboratoire de Télécommunications de Tlemcen (LTT) dans l'équipe " Réseaux et Services de Télécommunications et Outils Associés" sur le site de la faculté de technologie de l'université de Tlemcen.

Je remercie tout d'abord, Monsieur Fethi Tarik BENDIMERAD Professeur à l'Université de Tlemcen, pour m'avoir permis de débiter en recherche dès mon Magister, et qui, par la suite a dirigé cette thèse. Ses remarques très pertinentes ont toujours guidé mon travail.

Je remercie sincèrement Monsieur Nasreddine BENAHMED, Professeur à l'Université de Tlemcen, qui m'a fait l'honneur d'accepter la présidence du Jury.

Je remercie vivement Monsieur Okacha ABBES Professeur à l'Université de Saida, Boumediene LASRI MC-A à l'Université de Saida et Fatima BOUASRIA MC-A à l'Université de Saida d'avoir accepté de rapporter ce travail.

Je remercie également Melle Fatima DEBBAT M.C-B à l'Université de Mascara d'avoir accepté l'invitation et pour ces précieux conseils.

Pour finir je tiens à remercier toute ma famille et ma belle famille, plus particulièrement ma mère, ma femme, mes enfants mes frères et sœurs pour leurs encouragements, qui m'ont aidé à surmonter toutes les difficultés surtout morales et qui sans eux je n'aurais jamais pu terminer ce travail de thèse.

Résumé

Aujourd'hui les systèmes MIMO sont devenus un des sujets les plus étudiés en recherche, car ils sont capables d'augmenter l'efficacité spectrale (capacité) sur une largeur de bande limitée. L'aptitude des systèmes multi-antennes à résister aux évanouissements et aux interférences constitue par ailleurs un avantage supplémentaire indéniable. Les avantages des systèmes MIMO vont cependant bien au-delà de ceux des antennes intelligentes. Le fait de placer des antennes des deux côtés de la liaison crée une matrice de canal et donne la possibilité de transmettre de l'information par plusieurs modes spatiaux égaux au nombre minimal des antennes d'émission et de réception de cette matrice sur le même créneau spatiotemporel et sans puissance supplémentaire.

Par l'association du système MC-CDMA et du système de transmission MIMO à Formation de Faisceaux Multiples (multi-beam) à la réception se basant sur le multiplexage spatial ou la diversité spatiale à l'émission, nous créons un nouveau schéma de transmission à grande efficacité spectrale ou à grande diversité selon le compromis à faire. Nous générons ainsi plusieurs faisceaux indépendants du fait de la décorrélation spatiale entre les antennes, chaque faisceau se dirige uniquement vers l'antenne du réseau d'émission correspondante suivant un signal de référence qui est inséré dans la trame des données émises.

Mots clés : Antennes adaptatives, Système MIMO, Formation de Faisceaux multiples, MMSE, CDMA, OFDM, MC-CDMA, MIMO-MC-CDMA, V-BLAST, STBC, détection Multiutilisateurs.

Abstract

Today MIMO systems have become one of the subjects most studied in research because they are able to increase the spectral efficiency (capacity) on a limited bandwidth. The ability of multi-antenna systems to resist in fading and interference is also a definite plus.

The benefits of MIMO systems are however far beyond those of smart antennas. Placing the antennas on both sides of the connection creates a channel matrix and the possibility to transmit a number of information equal to the minimum number of transmit and receive antennas of this matrix in the same modes spatiotemporal segment and without additional power. By the association of MIMO transmission system with multi-beamformer (multi-beam) at the reception based on the spatial multiplexing or spatial diversity and MC-CDMA system, we create a new transmission scheme with high spectral efficiency or large diversity. Therefore, we generate multiple independent beams because its space décorelation between the antennas, each beam is directed only to the antenna of array transmission along a corresponding reference signal which is inserted into the transmitted frame data.

Keywords: Adaptive Antennas, MIMO System, multi-beam, MMSE, CDMA, OFDM, MC-CDMA, MIMO-MC-CDMA, V-BLAST, STBC, Multiuser detection.

ملخص

أصبحت أنظمة MIMO اليوم من المواضيع الأكثر بحثاً ودراسة لأنها قادرة على زيادة كفاءة استخدام الطيف (القدرة) على عرض نطاق ترددي محدود. قدرة الأنظمة متعددة الهوائيات على مقاومة التلاشي والتداخل هو أيضاً من الإيجابيات الواضحة. إيجابيات أنظمة MIMO تذهب إلى أبعد من مجرد الهوائيات الذكية. تركيبات هوائيات على كلا جانبي الصلة يخلق مصفوفة قناة ويمكن من إيصال المعلومة بطرق فضائية متعددة تساوي العدد الأدنى لهوائيات الإرسال والاستقبال لهذه المصفوفة على نفس مجال المكان والزمان وبدون استطاعة إضافية. بالتجميع بين نظام MC-CDMA ونظام MIMO لتكوين متعدد الحزم الكهرومغناطيسية لاستقبال معتمد على مزج الإشارات الفضائية أو تنوعها عند الإرسال ، تخلق تمثيلاً جديداً ذا فعالية طيفية كبيرة في الإرسال أو بتنوع كبير حسب ما تريد فعله. وبهذا ننشئ عدّة أشعة مستقلة بفضل تباعد الفضاء بين الهوائيات، كل شعاع يتجه فقط نحو الشبكة الهوائية للإرسال الموافقة لها حسب الإشارة المرجعية التي يتم إدراجها ضمن بيانات الإطار المنقولة.

الكلمات الرئيسية: شبكة الهوائيات, أنظمة MIMO, تشكيل متعددة الحزمة, MMSE, OFDM, MC-CDMA, هندسة-STBC, V BLAST, الكشف المتعدد المستخدمين.

Table des matières

Avant-propos	i
Remerciements	iii
Résumé	iv
Abstract	v
ملخص	vi
Table des matières	vii
Table des figures	xi
Liste des abréviations	xv
Liste des notations	xvii
Publications de l'auteur	xix
Introduction générale	xx

1. Introduction aux systèmes de transmission numérique

1.1	Introduction.....	1
1.2	Description d'un système de communication numérique.....	1
	1.2.1 Chaîne de Transmission numérique.....	1
	1.2.2 Structure d'une chaîne de transmission.....	2
	1.2.3 Caractéristiques du système de communication numérique.....	4
	1.2.4 Les interférences.....	4
1.3	Caractérisation et modélisation d'un canal de propagation radioélectrique.....	6
	1.3.1 Canal de propagation.....	6
	1.3.2 La propagation en espace libre.....	6
	1.3.3 Les trajets multiples.....	
	1.3.4 Modèle du canal multi-trajets.....	9
1.4	Capacité du canal SISO.....	12
1.5	Les systèmes de Radiocommunication MIMO.....	13
	1.5.1 Présentation.....	13
	1.5.2 Modèle théorique d'un système MIMO.....	14
	1.5.3 Gain d'antennes et normalisation.....	15
1.6	Représentation mathématique du canal MIMO.....	16

1.7	Méthode générale utilisée pour la simulation.....	19
1.8	Conclusion.....	20

2. Système de communication et techniques d'accès multiples

2.1	Introduction.....	21
2.2	Techniques des modulations avancées.....	21
2.2.1	Les techniques d'accès multiples.....	23
2.2.2	Formulation générale des systèmes d'accès multiples avec canal de transmission.....	24
2.2.3	La technique multi-accès TDMA.....	25
2.2.4	La technique multi-accès FDMA.....	26
2.2.5	La technique multi-accès CDMA.....	28
2.3	La modulation OFDM.....	36
2.3.1	Principe de l'OFDM.....	37
2.3.2	Notion d'orthogonalité.....	38
2.3.3	Préservation de l'orthogonalité (Intervalle de garde).....	39
2.3.4	Schéma bloc d'un système OFDM.....	40
2.3.5	Propriété du canal OFDM avec intervalle de garde.....	41
2.4	Précodage linéaire.....	44
2.4.1	Précodage avec connaissance du canal.....	44
2.4.2	Précodage sans connaissance du canal à l'émission.....	45
2.5	Combinaison du précodage linéaire au SISO-OFDM : SISO-LP-OFDM.....	46
2.5.1	Schéma d'émission et de réception.....	46
2.5.2	Décodage et égalisation.....	47
2.6	Le système MC-CDMA.....	49
2.6.1	L'étalement par multiporteuses classique.....	49
2.6.2	L'étalement par fréquences orthogonales.....	51
2.6.3	Principes du système AMRC à porteuses multiples ou MC-CDMA.....	53
2.7	Modélisation du système MC-CDMA dans le cas d'une liaison descendante....	55
2.7.1	Les techniques de détection mono-utilisateurs dans le système MC-CDMA.....	57
2.7.2	Les techniques de détection multi-utilisateurs dans le système MC-CDMA.....	61
2.8	Conclusion.....	67

3. Les systèmes multi-antennes

3.1	Introduction.....	68
3.2	Introduction aux antennes intelligentes.....	68
3.2.1	Avantage des antennes intelligentes.....	69
3.2.2	Type des antennes intelligentes.....	72
3.2.3	Structure d'un réseau adaptatif d'antenne.....	73
3.2.4	Modélisation en bande étroite.....	76
3.2.5	Modèle classique des signaux reçus.....	76
3.2.6	Représentation matricielle.....	77
3.3	Le système de radiocommunication SIMO.....	79
3.3.1	Modèle du canal SIMO.....	79
3.3.2	Méthodes de formation de faisceaux.....	80
3.3.3	Les différents critères de formation de faisceaux.....	81

3.3.4	Algorithme d'adaptation.....	87
3.3.5	Diversité.....	91
3.3.6	Capacité d'un canal SIMO.....	92
3.3	Formation de faisceau pour système SIMO à accès multiple.....	93
3.4.1	Formation de faisceau pour le système OFDM.....	94
3.4.2	Formation de faisceau pour le système MC-CDMA.....	95
3.4	Conclusion.....	99

4. Combinaison du système MIMO avec les techniques de diversité et de multiplexage

4.1	Introduction.....	100
4.2	Combinaison du canal MIMO avec l'OFDM : MIMO-OFDM.....	101
4.3	Capacité.....	102
4.3.1	L'information mutuelle.....	102
4.3.2	Capacité d'un canal MIMO.....	103
4.4	Système MIMO à base de codes spatio-temporels.....	104
4.4.1	Codage spatio-temporel en treillis (STTC).....	105
4.4.2	Codage espace-temps en bloc (STBC).....	106
4.4.3	Les codes espace-temps en blocs orthogonaux.....	107
4.4.4	Codage à dispersion linéaire (LDC).....	110
4.4.5	Codage espace-temps algébrique : Optimisation des LDC.....	111
4.5	Combinaison du précodage linéaire au MIMO-OFDM : MIMO-LP-OFDM.....	111
4.6	Système MIMO à base de Multiplexage spatial (SDM).....	114
4.6.1	A l'émission.....	115
4.6.2	A la réception.....	117
4.6.3	Résultats de simulation.....	119
4.7	Conclusion.....	121

5. Récepteurs numériques MIMO

5.1	Introduction.....	122
5.2	Récepteur à formation de faisceaux multiples.....	122
5.2.1	Principe de la formation de faisceaux multiples.....	124
5.2.2	Algorithme de FF numérique pour le récepteur MIMO.....	126
5.3	Récepteur MIMO à multiplexage spatial et formation de faisceaux multiples...	129
5.4	Nouveau Récepteur Numérique MIMO à multiplexage spatial et formation de faisceaux multiple(FFM) combiné au système OFDM (FFM-MIMO-OFDM)....	131
5.4.1	Adaptation large bande.....	131
5.4.2	Le nouveau émetteur –récepteur large bande FFM-OFDM.....	133
5.5	Combinaison de la technique formation de faisceaux multiple avec les techniques d'accès multiple.....	140
5.5.1	Combinaison de MIMO à formation de faisceaux multiple au CDMA....	141
5.5.2	Combinaison du MIMO –OFDM à Formation de Faisceaux Multiple au CDMA.....	147
5.5.3	Exemple d'un schéma FFM-MIMO-MC-CDMA Multiutilisateurs.....	155
5.6	Simulations des différents systèmes.....	156
5.6.1	FFM-MIMO-OFDM.....	156
5.6.2	FFM-MIMO-CDMA.....	159
5.6.3	FFM-MIMO-MC-CDMA.....	162
5.7	Conclusion.....	165

Conclusion et perspectives

Annexes

A	Algorithme de FF numérique pour le récepteur MIMO par séquence de référence...	171
B	Décomposition en valeurs singulières (SVD) de la matrice \mathbf{H}	174
C	Représentation géométrique de signaux.....	177
D	Séquences pseudo aléatoires.....	178
E	Calcul du rapport signal sur bruit (SNR : Signal to Noise Ratio).....	180
F	Rappels sur l'enveloppe complexe.....	181
G	Le Bruit Blanc Gaussien Additif.....	182

Bibliographie

Table des Figures

1	Organisation de la thèse.....	xxii
1.1	Structure d'une chaîne de transmission numérique.....	3
1.2	Schéma équivalent BICM.....	4
1.3	Présentation des interférences dans le plan temps fréquence code.....	5
1.4	Propagation par trajets multiples.....	7
1.5	La réponse impulsionnelle temporelle du canal est fonction du retard et du temps.....	9
1.6	Présentation des fonctions de densité de probabilité de $\alpha_l(t)$ et θ_{α_l} d'un canal de Rayleigh.....	11
1.7	Capacité en fonction du SNR.....	12
1.8	Architecture MIMO générique.....	13
1.9	Représentation d'un canal MIMO.....	14
1.10	Illustration de la notation du canal MIMO en présence de plusieurs trajets principaux.....	17
1.11	Représentation normalisée du canal MIMO adopté.....	18
1.12	Organigramme de principe pour l'estimation du taux d'erreur.....	19
2.1	Transmission multi-accès sans canal de propagation.....	22
2.2	Différentes techniques d'accès multiples.....	23
2.3	Transmission multi-accès avec canal de propagation.....	24
2.4	Principe du multi-accès TDMA.....	25
2.5	Principe de l'émetteur TDMA.....	25
2.6	Principe du multi-accès FDMA.....	26
2.7	Principe de l'émetteur FDMA.....	27
2.8	Effet de l'étalement de spectre sur la présence d'un brouilleur.....	28
2.9	Différentes techniques utilisant la technique CDMA.....	29
2.10	Différentes techniques d'étalement de spectre.....	30
2.11	Schéma d'un codage CDMA par séquence directe (DS-SS).....	31
2.12	Principe du modulateur CDMA.....	32
2.13	Principe du réseau d'antennes virtuelles à l'émission (a), à la réception (b) pour l'utilisateur j	33
2.14	Principe de détection d'un signal CDMA simplifié.....	34
2.15	Principe du récepteur RAKE.....	35
2.16	Comparaison des systèmes multi-porteuses et mono-porteuses.....	37
2.17	Symboles OFDM.....	38
2.18	N_c sous-porteuses orthogonales pour un système OFDM.....	39
2.19	Intervalle de garde (Préfixe cyclique).....	40
2.20	Schéma bloc simplifié d'un système OFDM.....	40
2.21	Densité spectrale de puissance de la transmission OFDM à l'émission.....	41
2.22	Signal à l'entrée du récepteur OFDM.....	41
2.23	Illustration de l'insertion et de la suppression de l'intervalle de garde.....	42
2.24	Modulateur et démodulateur d'un système LP-OFDM avec égalisation et déprécodage linéaire disjoints.....	47
2.25	Modulateur et démodulateur d'un système LP-OFDM avec égalisation et déprécodage linéaire conjoints.....	49

2.26	Spectre de puissance pour multiporteuses classique.....	50
2.27	Émetteur MT-CDMA.....	50
2.28	Spectre de puissance MT-CDMA.....	51
2.29	Émetteur MC-DS-CDMA.....	52
2.30	Spectre de puissance MC-DS-CDMA.....	52
2.31	Émetteur MC-CDMA.....	52
2.32	Spectre de puissance MC-CDMA.....	53
2.33	Modulateur MC-CDMA du j ième utilisateur avec $L_c = N_c$	54
2.34	Gain apporté par le système d'accès multiple MC-CDMA.....	55
2.35	Représentation d'une chaîne de radiocommunications utilisant la technique MC-CDMA.....	56
2.36	Performances des techniques de détection Mono-utilisateur sur canal théorique de Rayleigh, à pleine charge, $N_p = L_c = 16$	60
2.37	Détection mono utilisateur dans un canal AWGN avec le détecteur MMSE.....	61
2.38	Détection mono utilisateur dans un canal de Rayleigh avec MMSE.....	61
2.39	Classification des différentes techniques de détection Multiutilisateurs.....	63
2.40	Détection multi utilisateur dans un canal AWGN avec le détecteur conventionnel. Système MC-CDMA pour 4 utilisateurs.....	66
2.41	Détection multi utilisateur dans un canal de Rayleigh avec MMSE. Système MC-CDMA pour 4 utilisateurs.....	67
3.1	Augmentation de la capacité.....	70
3.2	Le concept cellulaire.....	70
3.3	La technique SDMA.....	71
3.4	Types d'antennes intelligentes.....	73
3.5	Schéma représentatif d'une antenne adaptative.....	74
3.6	Comportement d'un réseau adaptatif d'antenne en présence d'une interférence	75
3.7	Diagramme de rayonnement d'une antenne adaptatif à 10 éléments.....	75
3.8	Présentation d'un Système SIMO.....	79
3.9	Système SIMO utilisant la formation de faisceau.....	80
3.10	Schéma fonctionnel du formateur de faisceaux linéaire LCMV à structure GSC.....	85
3.11	Processus d'adaptation d'un réseau d'antennes.....	87
3.12	Classification des algorithmes adaptatifs.....	88
3.13	Modèle SIMO par formation de faisceaux à la réception.....	89
3.14	Schéma équivalent de la Figure 3.13.....	90
3.15	Exemple de canaux à évanouissements.....	91
3.16	Modèle équivalent du canal SISO.....	92
3.17	Modèle équivalent du canal SIMO.....	93
3.18	Principe simplifié du récepteur à formation de faisceau à la réception utilisé.....	93
3.19	Formation de faisceau fréquentiel.....	96
3.20	Détection d'un signal MC-CDMA par réseau d'antenne à 8 éléments dans un canal de Rayleigh.....	99
4.1	Association MIMO-OFDM.....	101
4.2	Capacité en fonction du nombre d'antennes à l'émetteur et au récepteur.....	104
4.3	Codage spatio-temporel.....	104
4.4	Schéma d'un codage en treillis.....	105
4.5	Diagramme de treillis pour un STTC à 4 états utilisant $M = 2$ émetteurs et une modulation MDP-4.....	105
4.6	Schéma d'émission réception pour codage espace temps en bloc.....	106
4.7	Schéma d'émission du codage LDC.....	110

4.8	Codage TAST.....	111
4.9	Association du codage STBC au MIMO-MC-CDMA.....	112
4.10	Performance du système STBC-MC-CDMA.....	114
4.11	Architecture d'un transmetteur D-BLAST.....	115
4.12	Architecture d'un transmetteur V-BLAST.....	116
4.13	Principe de l'architecture de modulation V-BLAST.....	116
4.14	Architecture d'un transmetteur H-BLAST.....	117
4.15	Principe de l'architecture de modulation H-BLAST.....	117
4.16	Schéma de détection général.....	117
4.17	VBLAST-MIMO- MC-CDMA avec Réception mono-utilisateur.....	120
4.18	V-BLAST -MIMO-MC-CDMA avec Réception pour 4 utilisateurs.....	120
5.1	Système SIMO à formation de faisceau à la réception.....	123
5.2	Système MIMO à multiplexage spatial.....	124
5.3	Principe de la formation multifaisceaux.....	125
5.4	Système MIMO à formation de faisceaux multiple à la reception.....	126
5.5	Formateur de faisceau adaptatif pour la $i^{\text{ème}}$ antenne émettrice.....	128
5.6	Canal MIMO à formation de faisceaux multiples à la réception.....	129
5.7	Principe de base du récepteur MIMO à formation de faisceaux multiples et multiplexage spatial à l'émetteur.....	130
5.8	Canal multi trajet et sa réponse fréquentielle.....	131
5.9	Antenne adaptative large bande.....	132
5.10	Exemple d'égalisation fréquentiel du canal par l'OFDM pour l'antenne d'émission i et l'antenne de réception k	133
5.11	Nouveau émetteur –récepteur FFM-OFDM large bande en bande de base.....	133
5.12	Schéma de détection du $i^{\text{ième}}$ symbole $s_{i1}(n)$ par le $f^{\text{ième}}$ formateur de faisceaux.....	134
5.13	Schéma général de la matrice Multifaisceaux.....	139
5.14	Principe de la combinaison du FFM-MIMO avec le CDMA en bande de base.....	141
5.15	Nouveau Récepteur FFM-MIMO-MC-CDMA à Mapping MIMO à l'émetteur en bande de base pour l'utilisateur j	148
5.16	Représentation temps-fréquence-DSP d'un symbole MC-CDMA ainsi qu'une trame de symboles MC-CDMA.....	150
5.17	Récepteur multiutilisateurs à formation de faisceaux multiples et émetteurs à multiplexage spatial.....	155
5.18	Performance du STBC-FFM-MIMO-OFDM.....	158
5.19	Performance du V-BLAST-FFM-MIMO-OFDM.....	159
5.20	Performance du STBC-FFM-MIMO-CDMA.....	160
5.21	Performance du V-BLAST-FFM-MIMO-CDMA.....	161
5.22	Performance du STBC-MIMO-FFM-MC-CDMA.....	163
5.23	Performance du V-BLAST-MIMO-FFM-MC-CDMA.....	164
5.24	Courbe de performance du BPS.....	165
A.1	Principe d'adaptation par signal de référence.....	170
A.2	Tracé de $J=f(c=w)$ pour $N = 1$ et $N = 2$	173
B.1	Décomposition en valeurs singulières (SVD) de la matrice H.....	174
B.2	Opération de précodage et de postcodage	175
B.3	Canaux SISO équivalents.....	175
B.4	Répartition de l'énergie d'un canal MIMO.....	176
D.1	Diagramme de génération des séquences PN.....	178
D.2	Allure de l'autocorrelation d'une séquence pseudo-aléatoire.....	179
G.1	Représentation du bruit blanc gaussien additif.....	182

G.2	Dégradation due au Canal « AWGN » sur une Constellation 16-QAM.....	183
-----	---	-----

Liste des abréviations

AWGN	Additive White Gaussian Noise
AS	Antenna Switched
B3G	Beyond 3G
BER	Bit Error Rate
BICM	Bit-Interleaved Coded Modulation
BLAST	Bell Labs Advanced Space Time
BPSK	Binary Phase Shift Keying
CAI	Co-Antenna Interference
CDMA	code division multiple access
COFDM	Coded OFDM
CSI	Channel State Information
DAB	Digital Audio Broadcasting
D-LST	Diagonally Layered Space-Time
DFE	Decision Feedback Equalizer
DPSK	Differential Phase Shift Keying
DTST	Diagonal Threaded Space-Time
DVB-T	Digital Video Broadcasting - Terrestrial
EGC	Equal Gain Combining
FDD	Frequency Division Duplex
FDMA	Frequency division multiple access
FFM	Formation de Faisceaux Multiples
FFT	Fast Fourier Transform
GMMSE	Global Minimum Mean Square Error
H-LST	Horizontally Layered Space-Time
HIPERLAN	HIgh PERformance Local Area Network
IFFT	Inverse Fast Fourier Transform
ICI	Inter Carrier Interference
ISI	Inter Symbol Interference
LDC	Linear Dispersion Coding
LOS	Line Of Sight
LP-OFDM	Linear Precoded Orthogonal Frequency Division Multiplex
LMS	Least Mean Square
MAI	Multiple Access Interference
MC-CDMA	Multi-Carrier Code Division Multiple Access
MC-SS-MA	Multi-Carrier Spread Spectrum Multiple Access
MFB	Matched Filter Bound
MIMO	Multiple Input Multiple Output
ML	Maximum Likelihood
MLSD	Maximum Likelihood Sequence Detection

MSE	Mean Square Error
MMSE	Minimum Mean Square Error
MMSE-IC	MMSE Interference Canceler
MRC	Maximum Ratio Combining
MUD	Multi-User Detection
MU-MMSE	Multi User MMSE
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplex
O-STBC	Orthogonal Space-Time Block Coding
OSIC	Ordered Successive Interference Cancellation
PIC	Parallel Interference Cancellation
M-QAM	M-ary Quadrature Amplitude Modulation
RLS	Recursive least Square
SDM	Spatial Data Multiplexing
SIC	Successive Interference Cancellation
SISO	Single Input Single Output
SNR	Signal to Noise Ratio
SINR	Signal to Interference plus Noise Ratio
STBC	Space-Time Block Coding
STC	Space-Time Coding
STTC	Space-Time Trellis Coding
SUD	Single User detection
SU-MMSE	Single User MMSE
SVD	Singular Value Decomposition
TAST	Threaded Algebraic Space-Time
TCM	Trellis Coded Modulation
TDD	Time Division Duplex
TDMA	Time division multiple access
V-LST	Vertically Layered Space-Time
VA	Viterbi Algorithm
W-CDMA	Wideband CDMA
WLAN	Wireless Local Access Network
ZF	Zero Forcing

Liste des notations

Notations Mathématiques

x	scalaire
x^*	conjugué de x
\mathbf{x}	vecteur
\mathbf{x}^H	vecteur transconjugué
\mathbf{X}	matrice
\mathbf{X}^{-1}	inverse de la matrice \mathbf{X}
$E\{Y\}$	espérance mathématique de la variable aléatoire Y
$\text{var}(X)$	variance de la variable aléatoire $X : E\{ X - E(X) ^2\}$
$N(\mu, \sigma^2)$	loi normale de moyenne μ et de variance σ^2
$N_C(\mu, \sigma^2)$	loi normale complexe de moyenne μ et de variance totale σ^2
$\ \mathbf{x}\ ^2$	$\ \mathbf{x}\ ^2$ norme Euclidienne du vecteur \mathbf{x}
$\text{diag}(\mathbf{x})$	matrice ayant pour diagonale le vecteur \mathbf{x} et des zéros ailleurs
\mathbf{e}_n	vecteur de base de taille arbitraire possédant un 1 pour la composante d'index n et des 0 ailleurs
$\bar{\mathbf{e}}_n$	vecteur de base de taille arbitraire possédant un 0 pour la composante d'index k et des 1 ailleurs
$\text{Ker}(\mathbf{A})$	noyau d'une matrice \mathbf{A} .
$\text{Range}(\mathbf{A})$	rang d'une matrice \mathbf{A} .
$\mathbf{a} \otimes \mathbf{b}$	produit de Kronecker.
$\mathbf{a} \odot \mathbf{b}$	produit terme à terme entre 2 matrices ou produit d'Hadamard.
\mathbf{I}_N	matrice identité de taille $N \times N$

Variables utilisées

η	efficacité spectrale.
T	durée symbole.
T_s	durée time slot ou intervalle de garde temporelle.
B	encombrement spectral du signal émis.
$\{d_n\}$	ensemble de bits d'information.
$\{x_{mj}\}$	ensemble de symboles pour l'utilisateur j .
A	constellation de la modulation.
E_b	énergie moyenne par bit du signal modulé.
n	nombre de bits par symbole de modulation.
σ_s^2	variance des symboles de modulation.
σ_b^2	variance du bruit blanc additif gaussien.
\mathbf{C}	matrice d'étalement.

L_c	longueur du code d'étalement.
L_p	taille de la matrice de précodage.
L_1	longueur d'une séquence de la matrice espace temps.
L	nombre de trajets multiples.
N_U	nombre d'utilisateurs.
N_0	densité spectrale de puissance du bruit blanc en entrée du récepteur.
Θ	matrice de précodage.
$\Theta_{L_p}^{Had}$	matrice de Hadamard de taille L_p .
\mathbf{F}	matrice de Fourier.
N_c	nombre de porteuses du multiplex fréquentiel.
N_{FFT}	taille de la FFT.
Δ	intervalle de garde en OFDM.
\mathbf{H}	matrice de canal MIMO à évanouissements plats de taille $N \times M$.
τ_{max}	écho maximal engendré par le canal.
M	ordre de la modulation.
M	nombre d'antennes d'émission.
N	nombre d'antennes de réception.
r	rang de la matrice de canal MIMO.
$r(t)$	signal reçu en bande de base.
$\tilde{r}(t)$	signal reçu sur fréquence porteuse.
\mathbf{S}	matrice de codage espace-temps.
R_c	rendement du codage espace temps.
Q	longueur du bloc pris en entrée du codage espace temps en bloc.
T	latence du codage espace temps en bloc.
\mathbf{W}_{MFMU}	matrice de pondération multifaisceaux-multiutilisateurs.
\mathbf{W}_{MFSUj}	matrice de pondération multifaisceaux-pour simple utilisateur j .
\mathbf{w}_{SFf}	vecteur de pondérations Simple Faisceau numéro f .

Publications de l'auteur

Le travail effectué dans le cadre de cette thèse a donné lieu aux contributions suivantes :

Articles de revue

Benyarou Mourad, Bendimerad Fethi Tarik and Debbat Fatima ,''Multi-User Detection for Multibeam-MIMO-Multi-Carrier-CDMA systems with MMSE adaptive algorithm'' International Journal of Computer Science Issues IJCSI ,Volume 10, 2013.

Benyarou Mourad, Bendimerad Fethi Tarik and Debbat Fatima, '' Multi-User Detection by MMSE Adaptive Algorithm for multi-beam-MIMO-MC-CDMA using Sequences of References'' International Journal of Computer Applications IJCA, Volume 69, 2013.

Benyarou Mourad, Debbat Fatima and Bendimerad Fethi Tarik, '' Multi-User Detection for MIMO-Multi-Carrier CDMA systems with STBC and Beamforming'' International Journal of Research and Reviews in Computer Science IJRRCS, Avril 2011page 410-413.

Articles de conférence

Benyarou Mourad, Debbat Fatima et Bendimerad Fethi Tarik, '' Performance du Récepteur Multiutilisateurs appliqué à un Système STBC-MIMO-MC-CDMA''The Sixth International Conference SETIT 2012, March 21-24,2012 ; Sousse, Tunisia .

Benyarou Mourad, Debbat Fatima et Bendimerad Fethi Tarik, '' Détection multi- utilisateurs par Formation de Faisceaux en liaison descendante pour un Système MC-CDMA'',2nd International Conference on Systems and Processing Information ICSIP'11, May 15-17, 2011 ; Guelma, Algeria.

Benyarou Mourad, Debbat Fatima and Bendimerad Fethi Tarik, '' Multi-User Detection by Beamforming for MIMO-MC-CDMA Systems with STBC'' Colloque international en Informatique, automatique et électronique CIAE 2011-24-25Mars ; Casablanca, Maroc .

Benyarou Mourad, Debbat Fatima et Bendimerad Fethi Tarik, '' Détection MMSE-IC Monutilisateur et Multiutilisateurs pour un signal MIMO-MC-CDMA'' ,5eme séminaire sur les systèmes de détection : architectures et technologies DAT'2011-21-23 Avril ; Alger .

Benyarou Mourad, Debbat Fatima et Bendimerad Fethi Tarik, ''Détection multi utilisateurs par réseau d'antennes appliquée à un signal CDMA à porteuses multiples'', Deuxième Conférence Internationale de Image and Signal Processing and their Applications ISPA 2010 -6-7et 8 Décembre ; Biskra, Algérie.

Introduction générale

Depuis les années quatre vingts, le secteur des communications à distance plus connu sous le terme de télécommunication, connaît une croissance fulgurante grâce aux progrès technologiques réalisés dans plusieurs domaines scientifiques. Cette évolution est particulièrement frappante pour les communications radio-mobiles avec l'apparition des différentes générations de téléphonie mobile. Parallèlement, les applications pouvant bénéficier de cette évolution technologique n'ont cessé de se diversifier. Ainsi, nous assistons actuellement à l'avènement de la visiophonie et du visionnage de signaux audiovisuels sur des appareils de téléphonie mobile. Ces nouvelles fonctionnalités nécessitent des transmissions de plus en plus rapides garantissant à la fois une nécessaire flexibilité et une impérieuse efficacité au niveau de la qualité de service.

La mise en œuvre de réseaux d'accès radio à débits variables de plus en plus élevés va permettre d'élargir l'offre des services aux utilisateurs (téléphonie, vidéo, transmissions de données multimédia, Internet...). Cette évolution a conduit à la recherche de nouvelles techniques pour optimiser l'utilisation du spectre radio qui est une ressource rare. L'emploi de la modulation à **multiplexage** par **répartition orthogonale** de la **fréquence** (MROF ou OFDM) dans une large gamme d'applications (La diffusion audio numérique (DAB), La diffusion vidéo numérique Terrestre (DVB-T), le **réseau local à haute performance** (HIPERLAN, 802.11x)) et de la technique d'accès multiple par répartition de code à séquence directe (ARMC-SD ou DS-CDMA) dans les réseaux mobiles de 3ème génération a conduit à la technique **multi-porteuses à accès multiple** par **répartition de codes** (MC-CDMA) qui est la combinaison de ces deux techniques dans les systèmes de 4ème génération afin de profiter de leurs avantages.

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 cellulaire est l'interférence entre les utilisateurs qui utilisent la même bande de fréquences dans la même cellule ou dans des cellules voisines et le phénomène des trajets multiples. Ceci est clairement observable dans le cas d'un système CDMA, 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 de 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 variabilité du canal de propagation, due pour l'essentiel aux déplacements des utilisateurs. 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. La formation des voies est réalisée grâce à l'emploi d'un réseau d'antennes de gains variables pilotées par des algorithmes de formation de voies (beamforming).

Ceci a constitué le contexte d'étude de notre projet dont l'objectif était d'étudier la contribution et l'apport de l'emploi des réseaux adaptatif d'antennes dans la détection Multiutilisateurs pour un système MC-CDMA. La transmission impliquée dans le système MC-CDMA a des possibilités de rejet d'interférence mais pas de manière suffisante dans le cas de fortes interférences. Par conséquent nous devons employer des algorithmes de formation de faisceau. Nous nous sommes aussi intéressés au système à **entrées multiples et sorties multiples** (MIMO) à Formation de Faisceaux Multiples (FFM) qui utilise plusieurs antennes d'émission et réception combiné au système MC-CDMA (FFM-MIMO-MC-CDMA). Pour notre travail nous avons utilisé la formation de faisceaux multiples uniquement à la réception.

Aujourd'hui les systèmes MIMO sont devenus un des sujets les plus étudiés en recherches, car ils sont capables d'augmenter l'efficacité spectrale (capacité) sur une largeur de bande limitée. L'aptitude des systèmes multi-antennes à résister aux évanouissements et aux interférences constitue par ailleurs un avantage supplémentaire indéniable. Les avantages des systèmes MIMO vont cependant bien au-delà de ceux des antennes intelligentes. Le fait de placer des antennes des deux côtés de la liaison crée une matrice de canal et donne la possibilité de transmettre de l'information par plusieurs modes spatiaux égaux au nombre minimal des antennes d'émission et de réception de cette matrice sur le même créneau spatiotemporel et sans puissance supplémentaire. Par l'association du système de transmission MIMO à Formation de Faisceaux Multiples (multi-beam) à la réception et du système MC-CDMA se basant sur le multiplexage spatial ou la diversité spatiale à l'émission, nous créons un nouveau schéma de transmission à grande efficacité spectrale ou à grande diversité selon le compromis à faire. Nous générons ainsi plusieurs faisceaux indépendants du fait de la décorelation spatiale entre les antennes, chaque faisceau se dirige uniquement vers l'antenne du réseau d'émission correspondante suivant un signal de référence qui est inséré dans la trame des données émises.

Organisation de la thèse

La figure 1 décrit l'organisation de cette thèse.

Le premier chapitre fait un rappel sur les systèmes de transmission numérique, sur le canal de transmission SISO ainsi que sur le canal MIMO à bande étroite.

Le deuxième chapitre a pour objectif de présenter les principales notions relatives aux systèmes de communication numérique ainsi que les différents schémas d'accès utilisés actuellement tel que les systèmes CDMA, OFDM et MC-CDMA qui offrent une grande efficacité spectrale.

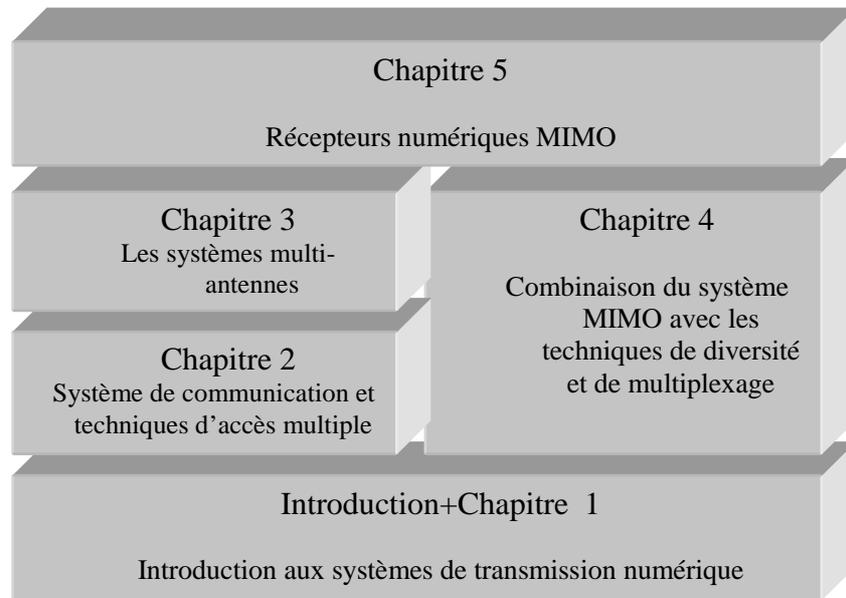


Figure 1 : Organisation de la thèse.

Dans le troisième chapitre, nous proposons une étude sur les techniques de détection Mono-utilisateurs et Multiutilisateurs dans le contexte d'un accès en MC-CDMA sur canal à bruit blanc aditif gaussien (BBAG ou AWGN) et Rayleigh dans un canal à entrée unique et plusieurs sorties (SIMO). Dans le quatrième chapitre nous faisons un rappel des principaux types de multiplexage spatial, sur le codage spatio-temporel (STC) en général qui sont utilisés pour notre simulation et un rappel sur la capacité d'un canal MIMO.

Dans le dernier chapitre cinq, nous exposons notre nouveau schéma MIMO-FFM (MIMO à formation de faisceaux multiples) et nous le détaillons très bien en passant d'un système de formation Mono-Faisceau à un autre Multivoies ou Multifaisceaux, nous faisons à chaque fois le calcul des vecteurs et des matrices de pondérations pour chaque type de combinaison OFDM,CDMA,MC-CDMA.

Nous avons trouvé des équations faciles à mettre en œuvre et qui sont similaires, en effet pour l'OFDM et le MC-CDMA nous travaillons dans le domaine fréquentiel tandis que pour le CDMA c'est plutôt dans l'espace temporel et nous voyons très bien l'analogie entre eux. Enfin la conclusion générale regroupe les différentes conclusions sur les études menées et indique quelques perspectives pour poursuivre les travaux et parfaire les résultats.

Chapitre 1

Introduction aux systèmes de transmission numérique

1.1 Introduction

Cette première partie a pour objectif de présenter les principales notions relatives aux systèmes de communication numérique.

Dans un premier temps, la description de communication numérique sera effectuée. Nous présenterons ainsi le modèle bande de base, les éléments perturbateurs ainsi que la description du canal de propagation dans le cas général.

Ensuite, nous donnons un aperçu sur les systèmes multi-antennes dit "MIMO" de matrice représentative \mathbf{H} . Nous définissons ensuite le canal MIMO multi-trajets qui simule l'environnement réel de tout système de communication numérique.

1.2 Description d'un système de communication numérique

1.2.1 Chaîne de transmission numérique

Les systèmes de transmission numérique véhiculent de l'information sous formes numériques entre une source et un ou plusieurs destinataires en utilisant un support physique comme le câble, la fibre optique ou encore la propagation sur un canal radioélectrique [1]. Les signaux transportés peuvent être soit directement d'origine numérique, comme dans les réseaux de données, soit d'origine analogique (parole, image...) mais convertis sous une forme numérique. La tâche du système de transmission est d'acheminer l'information de la source vers le destinataire avec le plus de fiabilité possible. Les caractéristiques de l'environnement de transmission sont très importantes et affectent directement la conception des systèmes de communication et leurs fonctions.

Si le message produit par la source est de type analogique, il est converti en une séquence d'éléments binaires par des étapes successives d'échantillonnage, de quantification et de codage binaire [2]. Dans le cas idéal, cette séquence doit être la plus courte possible. Pour augmenter l'efficacité de la transmission et optimiser l'utilisation des ressources du système, un codeur de source compresse donc les données en éliminant les éléments binaires non significatifs.

Lors du passage dans le canal physique de transmission, le signal est altéré par du bruit et des interférences, induisant parfois le récepteur en erreur. Afin d'augmenter la fiabilité de la transmission, un codeur du canal introduit, de manière parfaitement contrôlée, de la redondance dans la séquence d'information. Ce codage est encore appelé codage détecteur et correcteur d'erreurs puisque le récepteur connaît la loi de codage utilisée et est donc capable de détecter puis éventuellement corriger les données binaires erronées. Cependant, cette amélioration de la qualité du message se fait au détriment du débit global de transmission et si l'on se réfère de plus aux travaux conduits par Shannon sur la théorie de l'information, le codage du canal n'est possible que si le débit de la source binaire est inférieur à la capacité du canal de transmission. Afin d'éviter l'interception voir l'écoute d'une transmission par des personnes non autorisées, ou dans le but de faciliter la récupération de l'horloge en réception, il est également possible d'ajouter un processus d'embrouillage, par exemple grâce à l'utilisation d'une séquence binaire aléatoire [3].

A la sortie du codeur de canal, la séquence d'information binaire passe par un modulateur numérique, qui sert d'interface avec le canal de communication en donnant au signal une contenance physique. A chaque élément ou groupe d'éléments binaires est associée une forme d'onde selon une loi de transcodage, le tout formant alors un signal électrique susceptible d'être envoyé dans le canal en bande de base sur fréquence porteuse.

Le canal de transmission est le support physique utilisé pour envoyer l'information de l'émetteur au récepteur, et il diffère selon le type d'application envisagée. Dans le cadre de notre étude, nous envisagerons plutôt les transmissions radio mobiles, qui utilisent la propagation des ondes électromagnétiques dans l'espace libre. Quel que soit le support employé lors de la propagation du signal, celui-ci subit des dégradations d'origine diverse, comme les évanouissements propres à la propagation, le bruit thermique généré par les appareils électroniques ou encore des perturbations électriques dues aux brouilleurs, parasites, à la foudre...

A la réception d'un système de communications numériques, le démodulateur traite les formes d'onde en provenance du canal par des processus d'estimation et de quantification et les réduit à des séquences de nombres, qui représentent des estimations des symboles émis. Ces séquences sont ensuite décodées selon les opérations inverses de celles employées à l'émission, ce qui permet au destinataire de retrouver l'information binaire initiale.

L'information binaire n'arrive pas toujours intacte au destinataire et les performances du système de transmission dépendent de très nombreux facteurs, parmi lesquels on peut citer les caractéristiques du canal, la puissance de l'émetteur, la forme d'onde utilisée ou encore le type de codage. Le bruit est le terme générique qui regroupe l'ensemble des perturbations subies par le signal lors de son passage dans le canal de transmission. Afin de mesurer ces perturbations, on appelle donc rapport signal sur bruit (RSB) le rapport entre la puissance totale du signal émis et la puissance du bruit au niveau du récepteur. La fréquence à laquelle les erreurs se produisent constitue une bonne indication de la fiabilité de la communication, pour la quantifier, on définit le taux d'erreur binaire (TEB) comme le rapport entre le nombre de bits erronés et le nombre total de bits émis et le terme de probabilité d'erreur binaire (PEB) indique une estimation de ce rapport [4].

1.2.2 Structure d'une chaîne de transmission

La Figure 1.1 décrit une vue d'ensemble d'une chaîne de communication numérique. Les différents modules sont ainsi détaillés :

Dans notre étude, nous considérons une source d'information générale. Elle délivre des éléments binaires indépendants et identiquement distribués $\{d_n\}$.

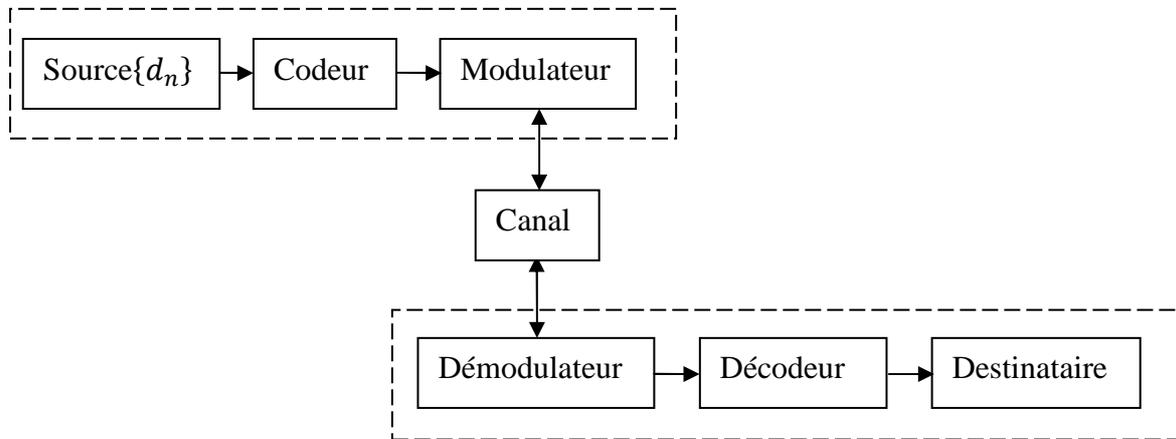


Figure 1.1 : Structure d'une chaîne de transmission numérique

- **Le codage de source** : la séquence transmise par la source doit être la plus courte possible pour augmenter le débit de transmission nécessaire et optimiser l'utilisation des ressources du système. Le codeur de source a pour objectif de compresser les données en éliminant les éléments binaires non significatifs. Le principe du codage de source a été publié par Shannon [5].
- **Le codage du canal** : lors du passage à travers le canal de transmission, le signal est soumis à diverses interférences, introduisant des erreurs en réception. Afin d'augmenter la fiabilité de la transmission, un codage de canal introduit de la redondance dans la séquence d'information. Le récepteur connaît la loi de codage utilisée et est donc capable de détecter et corriger les données binaires erronées.
- **La modulation numérique** : la séquence d'information binaire passe par un modulateur numérique qui sert d'interface avec le canal de communication en donnant au signal une enveloppe physique. A chaque élément ou groupe d'éléments binaire est associée une forme d'onde selon une loi de modulation, cette forme d'onde est générée par le convertisseur bin-Maire. Chaque forme d'onde associée à un groupe de bits est appelée « symbole », le tout formant alors un signal susceptible d'être envoyé dans le canal après mise ou non sur fréquence porteuse.
- **Le canal de propagation** : le modèle bande de base du canal de propagation décrit donc le support physique utilisé pour transmettre l'information. Le support diffère selon les applications. Dans le cadre de notre étude, nous envisagerons plutôt les transmissions radio-mobiles, qui utilisent la propagation des ondes électromagnétiques dans l'espace libre.

Dans le cas général un entrelaceur temporel ou/et fréquentiel est inséré entre le codeur de canal et le convertisseur bin-Maire et l'ensemble "Codeur-Entrelaceur-conversion Bin-Maire est appelé "modulation codée avec entrelacement de bits"(MCEB)ou BICM en anglais comme illustré dans la Figure 1.2

Les performances du système de transmission dépendent donc de nombreux paramètres comme les caractéristiques du canal, la puissance d'émission, le choix du codage ou encore la forme d'onde utilisée.

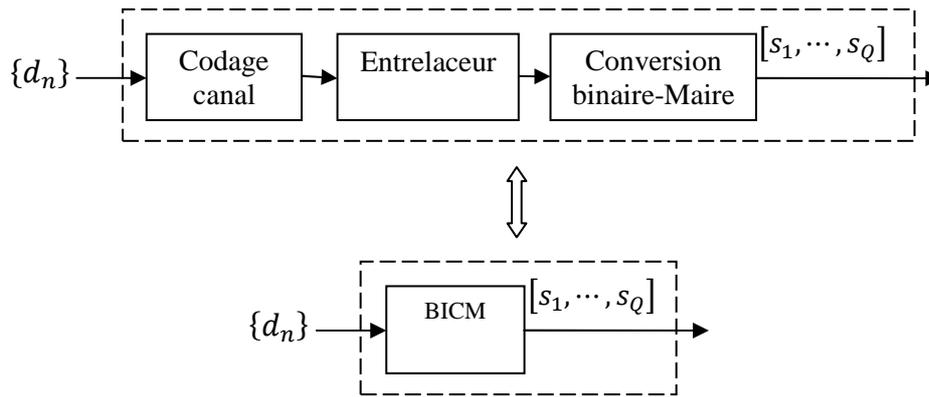


Figure 1.2 : Schéma équivalent BICM

1.2.3 Caractéristiques du système de communication numérique

L'évaluation des systèmes de transmission est dictée par les deux caractéristiques : la qualité de transmission et la complexité de calcul des opérations de modulation/démodulation.

Les grandeurs permettant de quantifier la qualité de la transmission sont :

- **Le taux d'erreur binaire (TEB)** permet de mesurer la fréquence à laquelle les erreurs se produisent, il correspond au rapport entre le nombre de bits erronés et le nombre total des bits émis.
- **Erreur quadratique moyenne (EQM)** détermine l'écart moyen entre les symboles émis et les symboles reçus.
- **L'efficacité spectrale** mesure le débit binaire par unité de temps de fréquence pour une transmission de q bits sur une durée T_s et une largeur de bande B allouée à la transmission. Le débit binaire est donné par le rapport q/T_s et l'efficacité spectrale par le rapport q/BT_s .
- **Le rapport signal sur bruit (RSB)** est généralement adopté en transmission numérique comme paramètre d'entrée du récepteur pour lequel on va évaluer la qualité du message numérique restitué, il permet ainsi de qualifier la sensibilité du récepteur aux perturbations subies par le signal lors du passage dans le canal. Le RSB est déterminé par le rapport E_b/N_0 avec N_0 la densité spectrale de puissance du bruit blanc en entrée du récepteur et E_b est l'énergie moyenne par bit du signal modulé.

1.2.4 Les interférences

1.2.4.1 Le bruit de fond radioélectrique

La réception sur une antenne d'un signal radioélectrique se fera toujours en présence d'un bruit thermique additif, indépendant du signal, blanc avec une distribution des amplitudes à peu près gaussienne [6]. Ce bruit est dû aux fluctuations de courants créés par l'agitation thermique des charges élémentaires dans tout élément conducteur. Il impose une limite fondamentale à tout système d'émission/réception radioélectrique. Le modèle à bruit blanc

additif gaussien (BBAG ou AWGN) classiquement utilisé en communications numériques se révèle une bonne approximation.

L'addition imposée par ce bruit au signal utile entraînera l'apparition d'erreurs binaires à la reconstruction du message numérique.

1.2.4.2 Interférences propres au système

Contrairement au bruit qui est un facteur limitatif intrinsèque à toute communication radioélectrique, le phénomène d'interférence n'est pas fatalement présent. Il est étroitement lié à la modulation choisie, en relation avec les caractéristiques du canal de propagation. Nous distinguons trois types d'interférence propre aux systèmes de communications (Figure 1.3) [7]:

- **Les interférences entre symboles consécutifs (IES)** en dehors du bruit, c'est le premier perturbateur d'une communication numérique. Cette interférence n'est pas due à l'accès multiple, mais seulement au propre signal de l'utilisateur d'intérêt lorsque le canal de propagation amène un étalement temporel non négligeable devant le temps symbole.
- **Les interférences d'accès multiples (IAM)** elle désigne l'interférence due aux autres signaux actifs (autres codes).
- **Les interférences entre sous canaux (IEC)** lorsque le canal de propagation amène un étalement fréquentiel non négligeable devant l'espacement des fréquences porteuses des formes d'ondes. On ne peut plus isoler complètement la contribution des différents symboles émis.

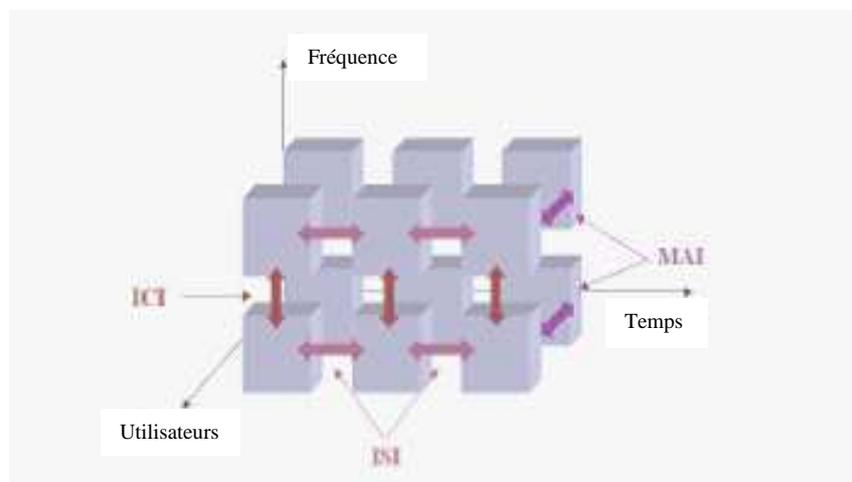


Figure1.3 : Présentation des interférences dans le plan temps fréquence code

1.2.4.3 Les interférences externes au système (brouilleurs)

Les systèmes opèrent souvent dans une bande de fréquence réservée, dans ce cas il ne devait pas y avoir de perturbations d'origine externe aux systèmes. Cependant, l'absence de brouilleurs est illusoire étant donné d'une part la multitude des lieux où vont pouvoir opérer les systèmes de communications et d'autre part la pollution radioélectrique croissante. La plupart des brouilleurs sont de type bande étroite et affectent la qualité de la transmission.

1.3 Caractérisation et modélisation d'un canal de propagation radioélectrique

1.3.1 Canal de propagation

Le canal de transmission, entendu dans le sens général du terme, assure le lien entre l'émetteur et le récepteur permettant le transfert de l'information. Une connaissance fine des mécanismes mis en jeu est indispensable à la conception d'une chaîne de communication et à l'estimation des performances optimales.

La notion de canal de transmission, dépendante de l'application et de la spécialité étudiées, s'étend sur une partie variable de la chaîne de communication. Dans le domaine des réseaux sans fil, le canal de propagation radioélectrique, caractérisant la propagation de l'onde électromagnétique entre différents points de l'espace, occupe une place particulière puisqu'il constitue l'élément irréductible commun à tous les autres canaux. Son étude apparaît donc comme un préliminaire incontournable.

1.3.2 La propagation en espace libre

La propagation en espace libre a lieu lorsque l'onde radio se propage entre deux points non obstrués. L'atténuation de puissance dépend de l'environnement traversé. Dans des conditions idéales de propagation en espace libre, la puissance du signal reçu subit une atténuation donnée, par l'équation suivante [8] :

$$P_r(d) = P_e \left(\frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2 G_e G_r \quad (1.1)$$

Où P_e et P_r sont respectivement les puissances du signal émis et du signal reçu, λ est la longueur d'onde, G_e et G_r sont les gains en puissance des antennes d'émission et de réception et d est la distance entre ces deux antennes.

1.3.3 Les trajets multiples

Le canal de transmission radio- mobile est un des moyens de communication les plus variables et les plus incontrôlables. En parcourant un trajet entre l'émetteur et le récepteur (Figure I.4) les ondes radioélectriques sont sujettes aux nombreuses irrégularités de morphologie, de caractéristiques électromagnétiques, de température, d'humidité du milieu traversé qui ont un effet de dégradation sur la qualité du signal. Pour cela, les transmissions hertziennes ont pour propriété de fluctuer en temps et en espace, souvent avec des variations très importantes dues à plusieurs phénomènes de propagation.

Le canal de propagation radioélectrique entre une station fixe et une station mobile est caractérisé par l'existence de trajets multiples.

Contrairement à d'autres types de transmission (faisceaux hertziens par exemple) où l'on essaye de se placer dans les meilleures conditions, la communication avec les mobiles s'avère plus délicate à cause de la mobilité d'une des extrémités. De plus, le mobile est dans la plupart des cas en non-visibilité de la station de base. A la station de base, le signal est émis dans une certaine ouverture. Suivant leur direction d'émission, les ondes empruntent des chemins différents. En fonction du type d'obstacles (bâtiment, relief, végétation) rencontrés sur leur parcours, elles subissent des phénomènes de réflexion, de réfraction, de diffraction et de

diffusion [9]. Il en résulte une multitude de trajets élémentaires au niveau du récepteur caractérisés chacun par un retard, une atténuation et un déphasage propres.

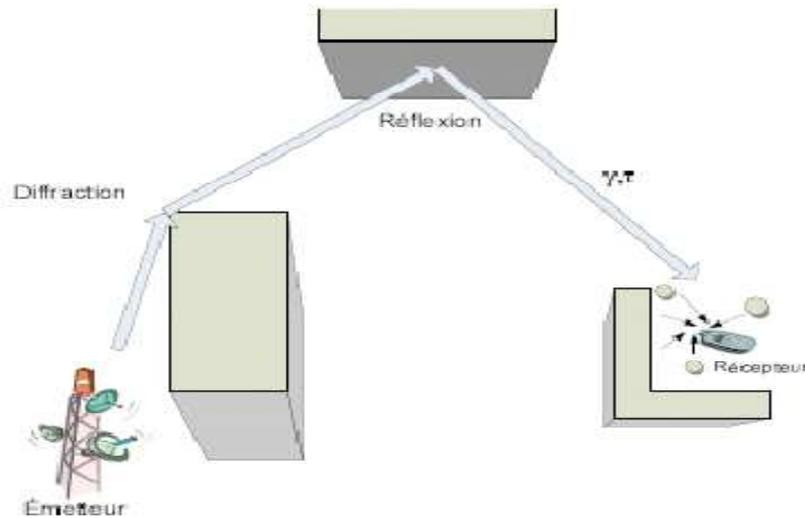


Figure1.4 : Propagation par trajets multiples

- **Effet positif des multi- trajets**

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

- **Aspect négatif des trajets multiples**

Les trajets multiples sont également à l’origine de plusieurs problèmes dont les principaux sont :

- **L’obstruction**

L’obstruction apparaît quand un trajet radio est obstrué par un ou plusieurs objets (obstacles naturels ou construits par l’homme). L’onde résultante subit une perte de puissance correspondante au mécanisme de propagation impliqué (qui peut être la réflexion, la diffraction ou la diffusion).

- La dispersion des retards (Delay spread) :**

Les trajets réfléchis sont généralement plus longs que le trajet direct c’est-à-dire qu’ils atteignent l’émetteur plus tard que le trajet direct. Les signaux provenant de la même émission arrivent donc au niveau de l’émetteur avec des retards différents.

- Evanouissements (ou fading) de Rayleigh**

Après réflexion sur un obstacle, l’onde radio peut être altérée en phase et en amplitude. Le phénomène d’évanouissements ou de fading résulte des variations temporelles des phases. Celles-ci peuvent résulter de signaux multiples s’ajoutant de façon destructive au niveau du récepteur. Dans ce cas, le signal reçu résultant sera très faible ou pratiquement nul. Les signaux multiples reçus peuvent également s’additionner de façon constructive et le signal reçu résultant est alors plus puissant que le signal du seul trajet direct.

-Décalage en fréquence (Doppler shift)

L'effet Doppler est un phénomène dû au déplacement de la station mobile par rapport à la station de base. Il entraîne une variation dans la fréquence du signal reçu appelée décalage Doppler. Ce décalage en fréquence dépend essentiellement de deux facteurs : la direction de déplacement et la vitesse du récepteur par rapport à l'émetteur.

Chaque trajet possède un décalage Doppler fréquentiel de la forme [10] :

$$f_d = f_m \cos\theta \tag{1.2}$$

où θ est l'angle entre la direction du mobile et la direction du trajet considéré, avec :

$$f_m = \frac{v}{\lambda} \tag{1.3}$$

Où v représente la vitesse du mobile et λ la longueur d'onde de la porteuse. Le décalage Doppler peut être positif ou négatif selon les valeurs de θ . Les deux valeurs extrêmes $+f_m$ ou $-f_m$ 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 θ . Par conséquent, le signal reçu est formé de composantes possédant des décalages fréquentiels différents compris entre $f_c - f_m$ et $f_c + f_m$, dont la combinaison crée un élargissement du spectre. L'étalement Doppler est défini comme étant la largeur du spectre de puissance Doppler, 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 :

$$S(f) = \frac{3\sigma}{2\pi f_m} \frac{1}{\sqrt{1 - \left(\frac{f - f_c}{f_m}\right)^2}} \tag{1.4}$$

Avec $f_c - f_m < f < f_c + f_m$ où f_m est le décalage Doppler maximum, f_c est la fréquence porteuse et σ est la puissance moyenne du signal reçu par une antenne isotrope.

Les effets de l'étalement Doppler sont négligeables tant que la largeur de bande du signal transmis en bande de base est beaucoup plus grande que la largeur du spectre de puissance Doppler.

- La dispersion spatiale : l'étalement angulaire

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) 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 (évanouissements) sélectif en espace. La sélectivité spatiale est caractérisée par la distance de cohérence qui représente 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.

1.3.4 Modèle du canal multi trajets

En général, un canal multi-trajets aura L trajets différents et pour chacun d'eux la réponse impulsionnelle complexe en bande de base est de la forme [11]:

$$\alpha_l(t)\delta(\tau - \tau_l(t)) \quad (1.5)$$

Où $\alpha_l(t)$ est l'amplitude associée au retard τ_l , $\tau_l = l\Delta_t$ est le retard de propagation et $\delta(\cdot)$ est une impulsion de Dirac.

La réponse impulsionnelle du canal complexe sera modélisée comme la somme de toutes les réponses des L trajets différents (Figure 1.5).

$$h(\tau, t) = \sum_{l=0}^{L-1} \alpha_l(t)\delta(\tau - \tau_l(t))$$

Et a pour transformée de Fourier, (1.6)

$$H(f, t) = \sum_{l=0}^{L-1} \alpha_l(t)e^{-j2\pi f\tau_l(t)}$$

$$\alpha_l(t) = \rho_l e^{-j2\pi f_0 \tau_l(t)}$$

f_0 la fréquence porteuse

$$\tau_l(t) = (v_m/c)t \text{ avec } f_0 \cdot (v_m/c) = f_d \text{ la fréquence Doppler}$$

ρ_l amplitude associée au trajet l .

$$\gamma_l(t) = -2\pi f_0 \tau_l(t) \text{ est le déplacement de la phase introduit par le trajet de propagation } l$$

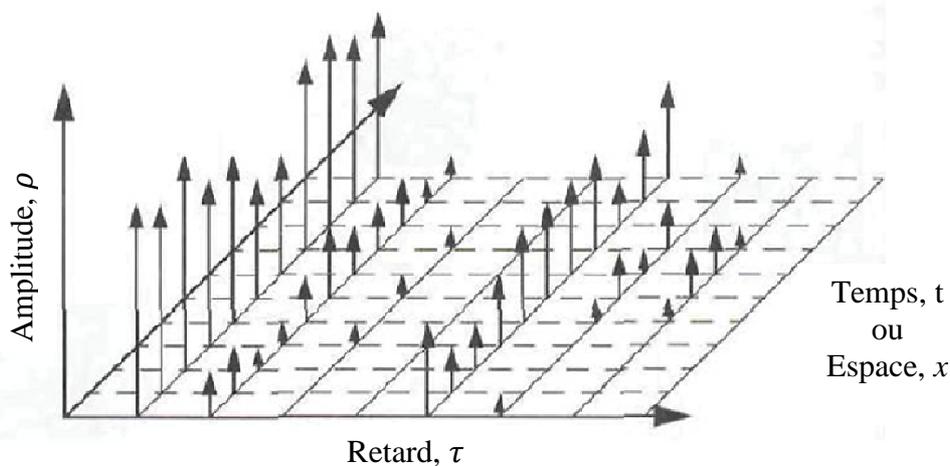


Figure 1.5 : La réponse impulsionnelle temporelle du canal est fonction du retard et du temps

Cette représentation concerne généralement les variations à petites échelles du signal. Dans ce cas les coefficients $\alpha_l(t)$ représentent les variations rapides du signal et suivent une distribution de Rayleigh ou de Rice selon qu'il y a ou non un trajet direct entre l'émetteur et le récepteur.

Le cas échéant la variation temporelle de canal doit prendre en compte l'effet Doppler associé au trajet de propagation l .

Tous les paramètres de la réponse impulsionnelle d'un canal multi trajets sont donc des fonctions aléatoires du temps indépendants dû à un environnement variable dans le temps.

-Canal de Rice

Si l'endroit est dégagé, c'est un canal idéal. En présence d'un trajet direct dominant nous avons [8,21]:

$$p(\alpha_l) = \frac{\alpha_l}{\sigma_{\alpha_l}^2} \exp\left(-\frac{\alpha_l^2 + A^2}{2\sigma_{\alpha_l}^2}\right) J_0\left(\frac{A\alpha_l}{\sigma_{\alpha_l}^2}\right), A \geq 0, \alpha \geq 0 \quad (1.7)$$

A est la puissance du signal reçu dominant ou du trajet direct.

$K = A^2/2\sigma_{\alpha_l}^2$ est appelé facteur de Rice, c'est le rapport entre la composante dominante de la puissance reçu et la variance de la puissance de tous les trajets combinés.

$J_0(\cdot)$ est la fonction de Bessel modifiée d'ordre 0.

Nous constatons que si $A \rightarrow 0$ nous aurons un canal de Rayleigh.

-Canal de Rayleigh

La distribution de Rayleigh est fréquemment utilisée dans le modèle multi-trajets avec la non visibilité du trajet direct, sa densité de probabilité est donnée par [8,21]:

$$p(\alpha_l) = \frac{\alpha_l}{\sigma_{\alpha_l}^2} \exp\left(-\frac{\alpha_l^2}{2\sigma_{\alpha_l}^2}\right), \alpha \geq 0 \quad (1.8)$$

La phase θ de $\alpha_l(t)$ est une variable aléatoire uniformément distribuée sur l'intervalle $[-\pi, \pi]$

$$p(\theta_{\alpha_l}) = \frac{1}{2\pi}, -\pi \leq \theta \leq \pi$$

$\sigma_{\alpha_l}, \sigma_{\alpha_l}^2$ (Variance) sont respectivement la tension et la puissance moyenne temporelle du signal reçu avant détection. La Figure 1.6 présente les fonctions de probabilité de α_l et θ_{α_l} .

Les trajets multiples sont à l'origine de la dispersion temporelle et l'effet Doppler provoque la dispersion fréquentielle. On introduit deux paramètres relatifs à ces dispersions :

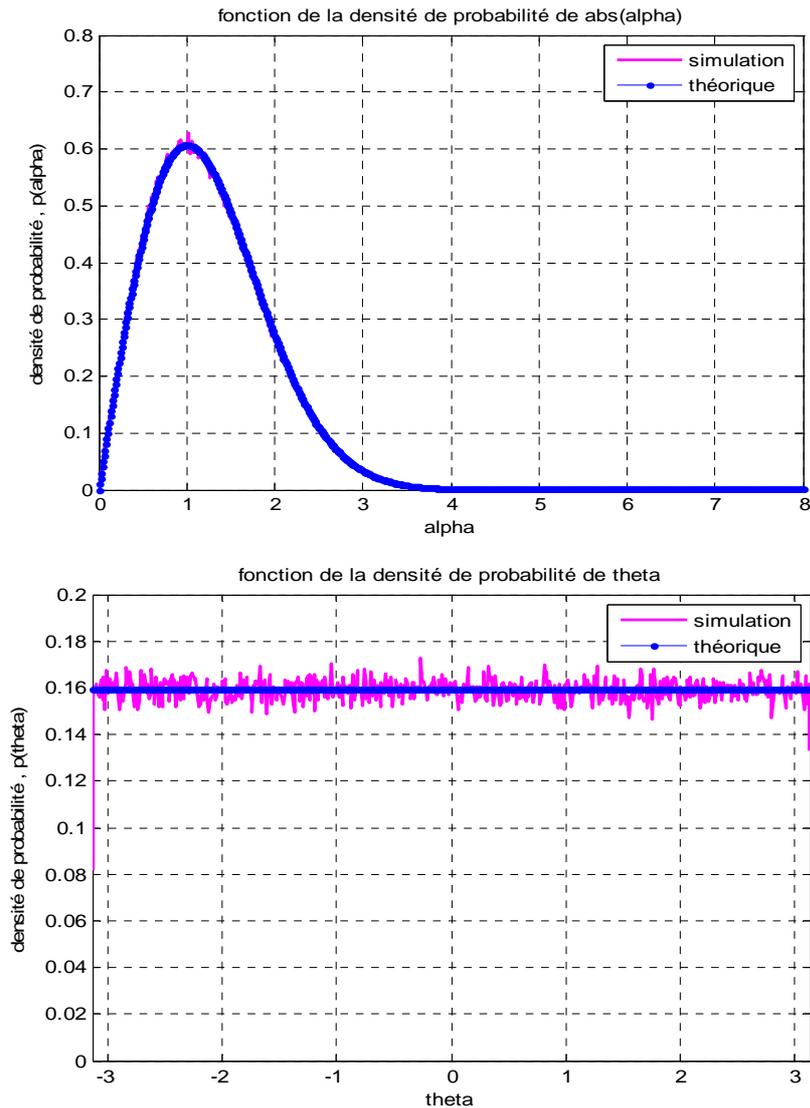


Figure1.6 : Présentation des fonctions de densité de probabilité de $\alpha_l(t)$ et θ_{α_l} d'un canal de Rayleigh

- **La bande de cohérence B_c :**

Il s'agit de l'écart fréquentiel minimal sur lequel les caractéristiques du canal sont corrélées. Ainsi, deux sinusoïdes dont l'écart fréquentiel est supérieur à B_c seront différemment affectées par le canal. Cette grandeur est environ l'inverse de l'étalement temporel du canal.

- **Le temps de cohérence T_c :**

C'est la durée sur laquelle les caractéristiques du canal de transmission demeurent quasi-constantes. Cette grandeur est environ l'inverse de l'étalement fréquentiel du canal.

Ces paramètres sont utilisés pour classer les canaux. On note B la bande occupée par le signal à transmettre et T_s la durée d'un symbole.

Si $B \ll B_c$: toutes les composantes fréquentielles du signal subissent la même atténuation et le canal est dit **non sélectif en fréquence**.

Si $B \gg B_c$: les différentes composantes fréquentielles du signal subissent des atténuations différentes et le canal est dit **sélectif en fréquence**.

Si $T_s \ll T_c$: les caractéristiques du canal ne varient pas pendant la durée de transmission du symbole et le canal est dit **non sélectif en temps**.

Si $T_s \gg T_c$: les caractéristiques du canal varient pendant la durée de transmission du symbole et le canal est dit **sélectif en temps**.

1.4 Capacité du canal SISO.

La capacité du canal définit la quantité d'information pouvant être transmise sans erreur sur le canal. En présence d'un bruit blanc additif gaussien et pour une entrée de type gaussien, C.E. Shannon a défini la capacité C du canal par [12]:

$$C = B_s \log \left(1 + \frac{P_s}{P_b} \right) \quad (1.9)$$

où P_s et P_b désignent respectivement la puissance du signal émis et celle du bruit. A partir de cette équation, deux approches permettant d'augmenter la capacité peuvent être énoncées. La première consiste à utiliser une bande étroite avec un rapport $\frac{P_s}{P_b}$ important; la seconde permet d'exploiter une bande large avec un rapport $\frac{P_s}{P_b}$ faible. La technique d'étalement de spectre que nous allons aborder est basée sur la seconde approche. La Figure 1.7 représente parfaitement ce cas c à d plus la largeur de la bande de fréquence B_s augmente et plus la capacité augmente.

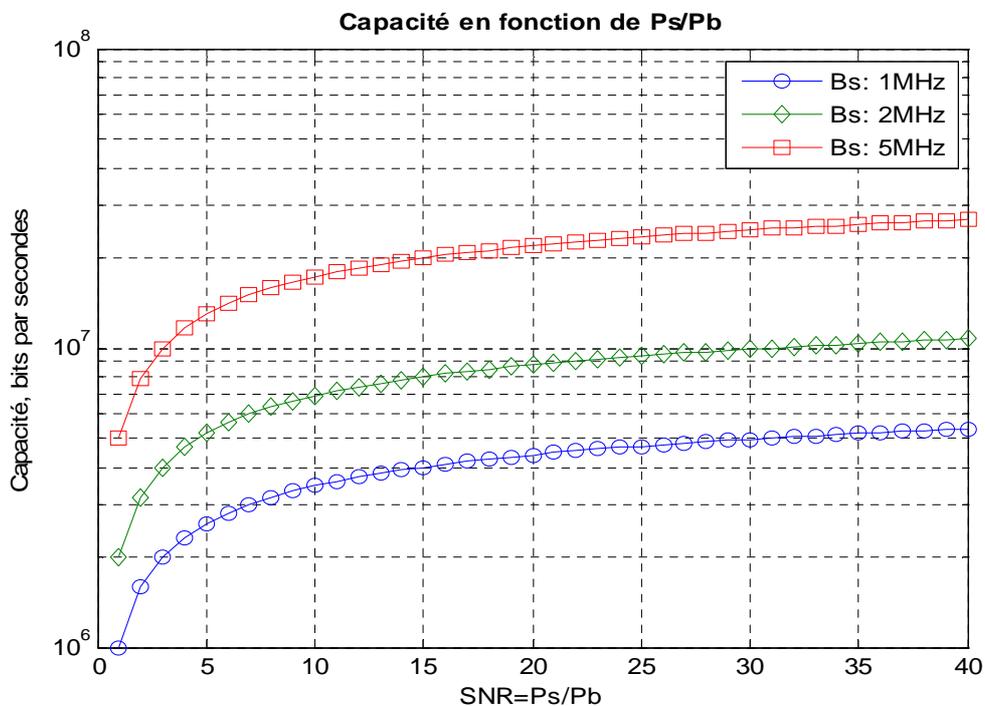


Figure 1.7 : Capacité en fonction du SNR

1.5 Les systèmes de Radiocommunication MIMO

1.5.1 Présentation

L'apparition des systèmes MIMO a été motivée par le besoin accru en terme de débit par l'arrivée de nouveaux services tels que, l'accès à Internet et la transmission d'images via les systèmes de communications sans fil ainsi que la saturation des ressources en canaux de transmission, en particulier dans la bande de la téléphonie mobile. Les systèmes MIMO consistent à utiliser plusieurs antennes à l'émission et à la réception. En bénéficiant de traitements spatio-temporels associés, ces systèmes ont montré une augmentation considérable de l'efficacité spectrale (proportionnelle au nombre d'antennes utilisées) [13].

Partant du point de vue de la théorie de l'information, deux chercheurs des laboratoires Bell, Foschini[14] et Teletar[15] ont indépendamment montré que la capacité des systèmes multi-antennes augmentait linéairement avec le nombre d'antennes émettrices. Ces découvertes sont à l'origine des systèmes MIMO (Figure 1.8) qui visent essentiellement à résoudre les problèmes d'encombrement et de limitation de capacité des réseaux sans fil large bande. L'idée de base dans les systèmes MIMO est le traitement spatio-temporel, où le temps (dimension naturelle) est complété par une dimension spatiale inhérente à l'utilisation de plusieurs antennes. Un tel système peut être vu comme l'extension des antennes intelligentes.

La propriété clef d'un système MIMO est sa capacité à tourner la propagation multi-trajets (traditionnellement un inconvénient) en un avantage, en d'autres termes les systèmes MIMO exploitent les trajets multiples plutôt que de les supprimer.

Les techniques conventionnelles utilisées à la réception pour annuler la distorsion apportée par le canal MIMO nécessitent souvent, soit la connaissance du canal, soit l'utilisation d'une séquence de symboles connue au niveau du récepteur. Dans la pratique le canal est inconnu, donc une estimation de ce dernier est nécessaire. Souvent l'estimation du canal est basée sur l'utilisation des séquences d'apprentissage multiplexées avec les données utiles, la perte n'est pas significative car un seul cycle d'apprentissage est nécessaire.

On distingue principalement trois types de techniques pour la transmission sur les systèmes MIMO la première est basée sur les codes spatio-temporels, la deuxième sur le multiplexage spatial [16,17] et la troisième est le précodage. De plus ces techniques peuvent être combinées avec l'OFDM. Cette combinaison permet d'utiliser les trois groupes sur des canaux sélectifs en fréquence. Nous allons détailler les deux premiers types de décodeurs utilisés dans le chapitre 3 et un aperçu sera donné au chapitre 2 pour le dernier.

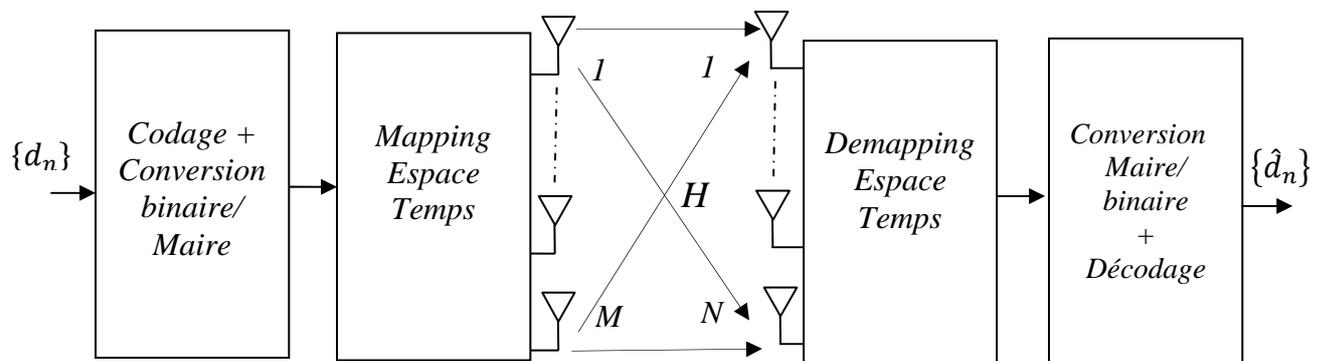


Figure 1.8 : Architecture MIMO générique

Un système MIMO peut se représenter sous la forme simplifiée à la Figure 1.9. Les données binaires d'information $\{d_n\}$ alimentent un bloc de transmission comprenant les fonctions de codage de canal, d'entrelacement, de conversion binaire-Maire et enfin un organe que nous appellerons mapper espace-temps dont le but est d'assigner à chaque antenne les différents symboles. Cette assignation peut se faire avec ajout de redondance - on parlera alors de codage espace-temps - ou bien sans aucune redondance, les données sont alors multiplexées spatialement. Cette assignation spatio-temporelle peut être éventuellement complétée par une pondération suivant l'antenne considérée ou bien par un précodage linéaire spatio-temporel.

En réception, le signal émis est capté simultanément par plusieurs antennes. Un traitement spécifique est alors mis en œuvre pour retrouver le symbole émis à partir des différentes séquences reçues pour chaque antenne. En plus des opérations classiques de conversion Maire-binaire, désentrelacement et décodage de canal, le récepteur comprend un égaliseur (ou détecteur) espace-temps exploitant en général la connaissance du canal (CSI) et dont la structure et la complexité varient suivant l'application et la technique d'émission considérées. Comparer à un système conventionnel mono-antenne, la capacité d'un système multi-antennes avec M antennes d'émission et N antennes de réception peut être augmenté par le facteur $\min(M, N)$ sans utiliser de puissance ou de bande passante supplémentaire.

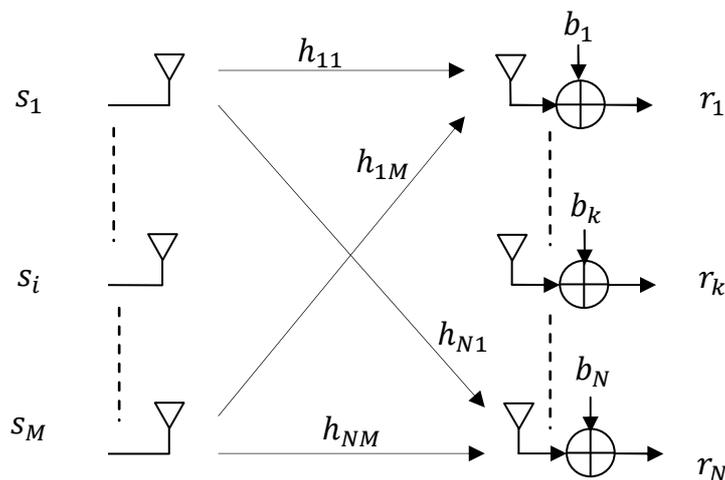


Figure 1.9 : Représentation d'un canal MIMO

1.5.2 Modèle théorique d'un système MIMO

Dans un premier temps, nous ne considérons qu'un canal multi-antennes à évanouissements plats en fréquence, cette hypothèse de non sélectivité permet de simplifier aussi bien l'analyse théorique que les récepteurs que nous allons décrire. Chaque antenne d'émission i est reliée à l'antenne de réception k par un canal non sélectif en fréquence caractérisé par son atténuation complexe h_{ki} . Soit s_i le symbole émis sur l'antenne i , le symbole reçu sur l'antenne k s'écrit :

$$r_k = \sum_{i=1}^M h_{ki} s_i + b_k \quad (1.10)$$

Ou b_k représente un terme de bruit additif gaussien suivant la loi $\mathbb{N}_C(0, \sigma_k^2)$. La relation précédente s'écrit sous forme matricielle :

$$\begin{aligned} \mathbf{r} &= \mathbf{H}\mathbf{s} + \mathbf{b} & (1.11) \\ \mathbf{b} &= [b_1, b_2, \dots, b_N]^T \\ \mathbf{H} &= \begin{bmatrix} h_{11} & \dots & h_{1M} \\ \vdots & & \vdots \\ h_{N1} & \dots & h_{NM} \end{bmatrix} \\ \mathbf{s} &= [s_1, s_2, \dots, s_M]^T \end{aligned}$$

1.5.3 Gain d'antennes et normalisation

Supposons M antennes d'émission et une antenne de réception. Soit σ_s^2 la variance des symboles \mathbf{s} , la puissance totale rayonnée par le système vaut $M\sigma_s^2$. Le gain en RSB constaté sur l'antenne de réception est de $10 \log_{10} M$ dB comparé à un système SISO. On parle dans la littérature de gain de réseau d'antennes d'émission.

Si on suppose maintenant 1 antenne d'émission et N antennes de réception, le symbole transmis s_1 va voir N sous canaux différents. Si on applique un filtre adapté sur le vecteur reçu \mathbf{r} , on obtient :

$$\tilde{s}_1 = \mathbf{H}^H \mathbf{r} = \sum_{k=1}^N |h_{k1}|^2 s_1 + \sum_{k=1}^N h_{k1}^* b_k \quad (1.12)$$

Le SNR obtenu en sortie de filtre adapté vaut :

$$\text{RSB}_{FA}(H) = \sum_{k=1}^N |h_{k1}|^2 \frac{\sigma_s^2}{\sigma_b^2} \quad (1.13)$$

En supposant $E[|h_{ki}|^2] = 1$, le RSB moyen s'exprime de la façon suivante :

$$\text{RSB}_{FA} = N \frac{\sigma_s^2}{\sigma_b^2} \quad (1.14)$$

On fait ainsi apparaître un gain en puissance de $10 \log_{10} N$ dB par rapport au cas SISO, appelé gain de réseau d'antennes de réception.

Un système MIMO apporte un gain d'antennes qui se décompose en un gain d'antennes d'émission et en un gain d'antennes de réception. D'un point de vue pratique, le gain d'antennes d'émission exprime le fait que la puissance rayonnée totale est M fois supérieure au cas SISO. Cependant, il est usuel de comparer des systèmes à même puissance d'émission et de fait une normalisation à l'émission par $\frac{1}{\sqrt{M}}$ peut être effectuée. Le gain d'antennes de réception, qui représente un moyennage du bruit sur les N capteurs de réception, est bien réel et doit être pris en considération lors de la paramétrisation finale du système. Dans nos simulations, en plus du gain d'antennes d'émission, nous avons choisi de gommer le gain d'antennes de réception et ce, afin de mettre en valeur, un autre gain apporté par le système MIMO : le gain en diversité.

En pratique, le gain d'antennes de réception doit être pris en compte pour avoir une idée des performances réelles de nos systèmes.

1.6 Représentation mathématique du canal MIMO

Les techniques MIMO, introduites dans le paragraphe 1.5.2, mettent en œuvre plusieurs antennes à l'émission et à la réception. Comparativement aux techniques SISO, les techniques multi-antennes exploitent une dimension supplémentaire du canal de propagation, la dimension spatiale.

Dans le cas d'un système MIMO, il est possible de mettre en évidence plusieurs canaux de propagation indépendants qui correspondent à des modes de propagation « propres » associés aux trajets des signaux entre l'émetteur et le récepteur [18]. Le nombre de ces « modes propres » ($\leq \min(M, N)$) dépend du degré de corrélation entre les $M.N$ canaux SISO élémentaires.

Comme nous l'avons indiqué, l'expression générale du signal reçu $\mathbf{r}(t)$, dans le cas d'un système MIMO constitué de M antennes d'émission et de N antennes de réception, est donnée par l'équation (1.15) [19].

$$\mathbf{r}(t) = \mathbf{H}(t) * \mathbf{s}(t) + \mathbf{b}(t) \quad (1.15)$$

où $\mathbf{s}(t)$ est le vecteur d'émission de dimension $(M \times 1)$, $\mathbf{r}(t)$ le vecteur de réception $(N \times 1)$, $\mathbf{b}(t)$ le vecteur de bruit $(N \times 1)$, et $\mathbf{H}(t)$ la matrice des réponses impulsionnelles du canal de dimension $(N \times M)$ dont chaque élément $h_{ki}(t)$ est la réponse impulsionnelle entre la $i^{\text{ème}}$ antenne d'émission et la $k^{\text{ème}}$ antenne de réception. Par hypothèse, le bruit est supposé blanc, additif gaussien (BBAG).

Lorsque l'étalement des retards dans le canal est important au regard de la durée du temps symbole du système de communication MIMO, les réponses impulsionnelles du canal sont représentées par quelques échantillons caractérisant les L trajets principaux de propagation.

La matrice des réponses impulsionnelles $\mathbf{H}(t)$ s'exprime alors comme la somme de L matrices de canal \mathbf{H}_l décalées chacune d'un retard τ_l comme l'indique l'équation (1.16).

$$\mathbf{H}(t) = \sum_{l=0}^{L-1} \mathbf{H}_l \delta(t - \tau_l) \quad (1.16)$$

où $\mathbf{H}(t)$ est la matrice de canal $(N \times M)$ modélisant le canal caractérisé par L trajets principaux et \mathbf{H}_l est la matrice $(N \times M)$ des coefficients complexes à l'instant τ_l telle que :

$$\mathbf{H}_l = \begin{bmatrix} (h_{1,1})^l & (h_{1,2})^l & \dots & (h_{1,i})^l & \dots & (h_{1,M})^l \\ (h_{2,1})^l & (h_{2,2})^l & \dots & (h_{2,i})^l & \dots & (h_{2,M})^l \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ (h_{k,1})^l & (h_{k,2})^l & \dots & (h_{k,i})^l & \dots & (h_{k,M})^l \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ (h_{N,1})^l & (h_{N,2})^l & \dots & (h_{N,i})^l & \dots & (h_{N,M})^l \end{bmatrix}_{N \times M} \quad (1.17)$$

Cette représentation du canal correspond à un modèle de type ligne à retards où les coefficients d'atténuation sont les matrices \mathbf{H}_l [20]. La Figure 1.10 illustre cette notation et montre que le canal peut être représenté par une matrice à trois dimensions $(N \times M \times L)$ lors d'une implémentation dans une chaîne de simulation par exemple.

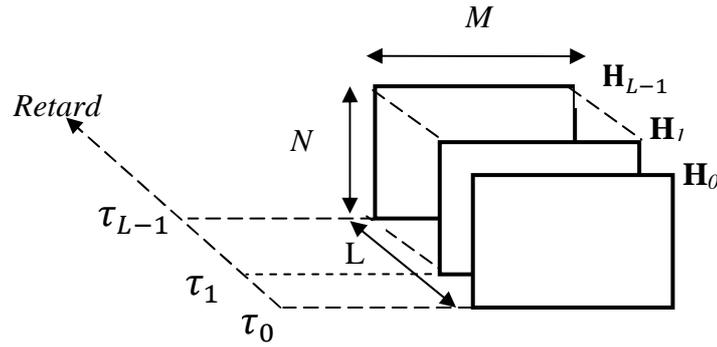


Figure 1.10 : Illustration de la notation du canal MIMO en présence de plusieurs trajets principaux

Le signal reçu $\mathbf{r}(t)$ s'exprime selon (1.18) :

$$\mathbf{r}(t) = \sum_{l=0}^{L-1} \mathbf{H}_l \mathbf{s}(t - \tau_l) + \mathbf{b}(t) \quad (1.18)$$

Si maintenant on remplace τ_l par $\tau_l = l\Delta\tau$ on obtient :

$$\mathbf{r}(t) = \sum_{l=0}^{L-1} \mathbf{H}_l \mathbf{s}(t - l\Delta\tau) + \mathbf{b}(t) \quad (1.19)$$

Dans le cas discret et à l'instant n on aura :

$$\mathbf{r}(n) = \sum_{l=0}^{L-1} \mathbf{H}_l \mathbf{s}(n - l) + \mathbf{b}(n) \quad (1.20)$$

En principe un canal sélectif en fréquence est représenté par sa réponse impulsionnelle $h_{ki}(\tau)$ ou par quelques trajets principaux caractérisant la propagation.

En notation matricielle, un canal MIMO s'écrit comme la somme de L (L tend vers l'infini si l'on considère les réponses impulsionnelles) matrices \mathbf{H}_l décalées dans le temps tel que,

$$\mathbf{H}(\tau) = \sum_{l=0}^{L-1} \mathbf{H}_l \cdot \delta(\tau - \tau_l) \quad (1.21)$$

Chaque matrice \mathbf{H}_l est constituée des coefficients $h_{ki}(\tau)$ qui représentent le lien entre l' $i^{\text{ième}}$ antenne d'émission et la $k^{\text{ième}}$ antenne de réception à l'instant τ_l .

De la même manière que pour un canal non sélectif en fréquence, les matrices de canal \mathbf{H}_l sont caractérisées par leur matrice de corrélation ou de covariance. En supposant que les matrices de canal \mathbf{H}_l et $\mathbf{H}_{l'}$ sont indépendantes (les coefficients h_{ki} de la matrice \mathbf{H}_l pour un retard τ_l sont indépendants des coefficients h_{ki} de la matrice $\mathbf{H}_{l'}$ pour un retard $\tau_{l'}$ différent de τ_l), la modélisation du canal MIMO consiste à modéliser chaque matrice \mathbf{H}_l indépendamment les unes des autres, à partir des matrices de corrélation ou de covariance [21].

Pour un canal sélectif en fréquence, la puissance moyenne de chaque matrice \mathbf{H}_l doit être normalisée à une puissance \mathbf{P}_l selon (1.22) afin de prendre en compte l'atténuation du canal en fonction du retard.

$$\mathbf{P}_l = \mathbb{E} \left[\frac{1}{M \cdot N} \sum_{k=1}^N \sum_{i=1}^M |h_{ki}^l|^2 \right] \quad (1.22)$$

Où h_{ki}^l est le coefficient h_{ki} de la matrice \mathbf{H}_l ayant le retard τ_l .

Si le canal est non sélectif en fréquence, le canal MIMO est parfaitement décrit par une matrice de canal $\mathbf{H} = \mathbf{H}_{l=1}$ de dimension $(N \times M)$ contenant des coefficients complexes variants au court du temps et par une puissance moyenne égale à un.

$$\mathbf{P} = \mathbb{E} \left[\frac{1}{M \cdot N} \sum_{k=1}^N \sum_{i=1}^M |h_{ki}|^2 \right] = 1(\text{watt}) \quad (1.23)$$

En supposant que le canal soit quasi-statique, c'est-à-dire invariant durant l'émission d'une séquence de L_1 symboles, le signal reçu relatif à une séquence peut s'écrire de façon matricielles comme l'indique l'équation (1.24). Cette hypothèse d'un canal quasi-statique est utilisée dans le cas de l'OFDM pendant le temps symbole OFDM.

$$\mathbf{R} = \mathbf{H} \cdot \mathbf{S} + \mathbf{B} \quad (1.24)$$

Où \mathbf{R} est la matrice de réception $(N \times L_1)$, \mathbf{S} la matrice d'émission $(M \times L_1)$, \mathbf{H} la matrice de canal $(N \times M)$ et \mathbf{B} la matrice de bruit $(N \times L_1)$.

En général afin de définir sans ambiguïté le rapport signal sur bruit ρ du système MIMO, la normalisation en puissance des différents signaux est réalisée.

De plus, pour les canaux caractérisés expérimentalement, seules les variations rapides du signal reçu sont incluses dans la matrice \mathbf{H} .

- La puissance totale du signal émis \mathbf{S} est fixée à 1 (watt).
- La puissance du bruit \mathbf{B} est fixée à 1 (watt).
- Le rapport signal sur bruit ρ correspond à la moyenne des rapports signal sur bruit observés sur l'ensemble des antennes au récepteur.

Cette normalisation des grandeurs permet de comparer aisément des systèmes SISO et MIMO dont les nombres d'antennes diffèrent. Le fait de fixer le rapport signal sur bruit ρ permet de comparer des systèmes possédants la même puissance émise totale et la même densité spectrale de puissance de bruit sur chaque antenne de réception.

L'équation régissant le système MIMO à partir des grandeurs normalisées s'écrit :

$$\mathbf{R} = \sqrt{\rho} \mathbf{H} \mathbf{S} + \mathbf{B} \quad (1.25)$$

Le système MIMO ainsi normalisé est représenté par la Figure 1.11

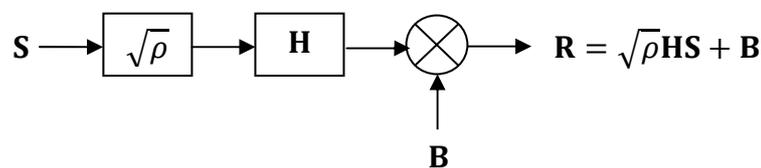


Figure 1.11 : Représentation normalisée du canal MIMO adopté

Si de plus on peut avoir au récepteur un dispositif à l'entrée qui nous permet d'avoir un facteur $1/\sqrt{\rho}$, l'équation (1.25) devient :

$$\mathbf{R} = \mathbf{H} \mathbf{S} + \mathbf{B} \quad (1.26)$$

Tout au long de cette thèse nous considérons la représentation de l'équation 1.26.

1.7 Méthode générale utilisée pour la simulation

Considérons la Figure 1.1 : Pour le calcul du taux d'erreur binaire TEB en fonction du rapport signal sur bruit RSB on fait appelle à l'organigramme de principe illustré à la Figure 1.12.

Nous rappelons que :

$$TEB = \frac{\text{Nombre de bits erronés}}{\text{nombre de bits transmis}} \quad (1.27)$$

On injecte à chaque fois une valeur de E_b/N_0 , onchoisi le profile du canal Rayleigh par exemple et on réitère à chaque fois le processus jusqu'à la valeur maximale choisie de E_b/N_0 ex $c=30$ dB.

Toutau long de notre travail nous utilisons la même procédure pour la détermination des courbes du $TEB=f(\text{RSB})$ ou $BER=f(\text{SNR})$

- Parfois on a besoin du taux d'erreur paquetTEP ou PacketError Rate (PER).

Le TEP correspond à la probabilité d'avoir une erreur sur un paquet durant la transmission définie par :

$$TEP = 1 - (1 - TEB)^K \quad (1.28)$$

OùKest le nombre de bits par paquet.

Un paquet peut contenir plusieurs octets.

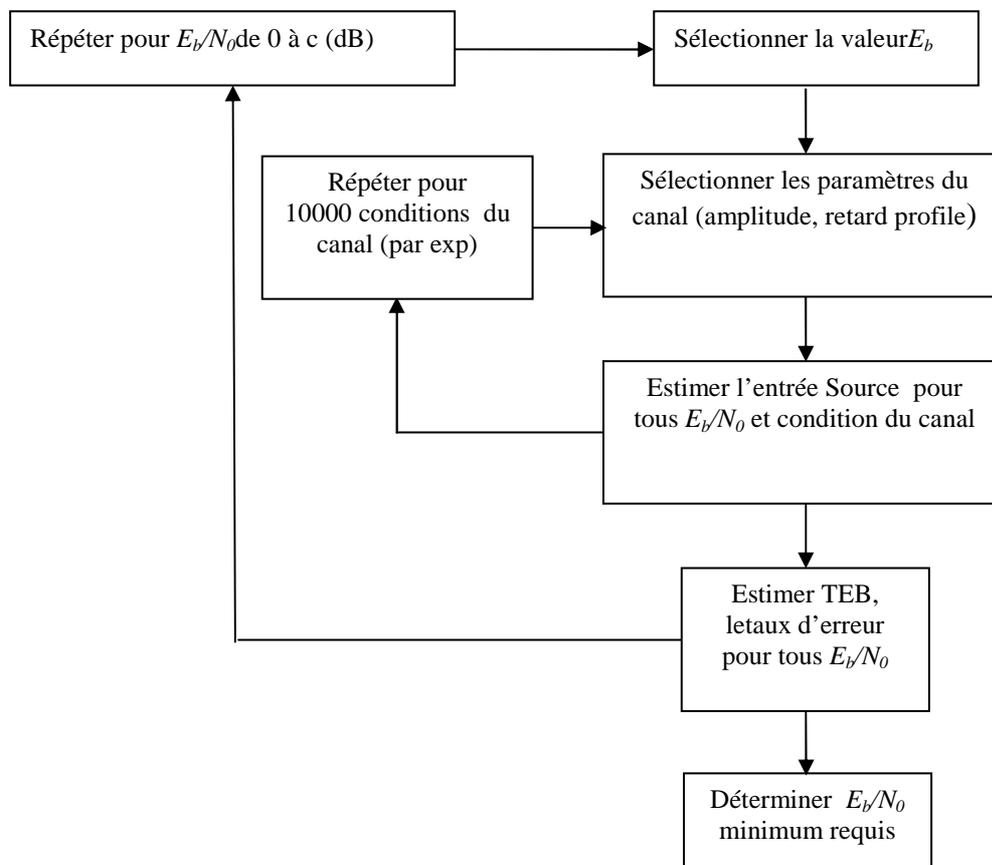


Figure 1.12 : Organigramme de principe pour l'estimation dutaux d'erreur

1.8 Conclusion

Nous avons introduit dans ce chapitre les notions de base à la compréhension des systèmes de transmissions numériques. Le schéma général est présenté ainsi que les éléments perturbateurs. L'acheminement du signal est bien décrit, en effet une entrée binaire (issue d'un convertisseur analogique numérique par exemple) traverse trois blocs consécutifs à savoir le bloc BICM, le canal de transmission et un bloc qui effectue les opérations inverses du bloc BICM ; le premier bloc sert pour le codage canal, l'entrelacement et la conversion bits symboles ; le deuxième bloc est l'élément essentiel pour toutes transmission que ce soit numérique ou analogique et sert de support ou d'interface entre le modulateur et le démodulateur et enfin le dernier bloc effectue les opérations inverse de celles du premier.

La capacité d'un canal SISO est présentée, nous avons rappelé le profil d'un canal de Rice et de Rayleigh. Dans la dernière partie de ce chapitre nous avons présenté un système de radio communication MIMO dans le cas général et dans le cas subissant de multiples trajets et nous l'avons très bien décrit. Pour terminer nous avons présenté le schéma utilisé pour l'évaluation du taux d'erreur binaire TEB en fonction du rapport signal sur bruit RSB.

Dans le chapitre suivant nous allons entamer les techniques d'accès multiples ainsi que les techniques de modulations avancées.

Chapitre 2

Système de communication et techniques d'accès multiples

2.1 Introduction

Le chapitre précédent était destiné à introduire les concepts de base utiles à l'étude des systèmes qui nous intéressent. Les développements actuels évoluent donc vers des techniques qui permettent d'augmenter la fiabilité et la capacité d'un système de communication. Afin de combiner les avantages de la technique à accès multiple et l'étalement de spectre, la technique AMRC est devenu un moyen efficace pour lutter contre les brouilleurs. Un autre type de modulation qui a fait une révolution dans le monde des transmissions numériques, l'OFDM grâce à sa robustesse vis-à-vis d'un canal multi-trajet est devenu plus que nécessaire pour n'importe quel type de modulation. Différents dispositifs en découlent, parmi eux, le système AMRC à porteuses multiples (ou MC-CDMA pour MultiCarrier Code Division Multiple Access) présente de nombreux avantages dans le cas des liaisons synchrones, c'est à dire en liaison descendante des stations de base vers les terminaux mobiles.

2.2 Techniques de modulations avancées

Avant d'entamer les systèmes CDMA, OFDM et le MC-CDMA faisons quelque rappel sur la transmission numérique.

Soit l'expression générale de l'enveloppe complexe d'un signal numérique à transmettre [22],

$$x(t) = \sum_{q=-\infty}^{+\infty} d_q \cdot \psi(t - qT), d_q = b_q + jc_q \quad (2.1)$$

Avec

b_q et c_q sont des symboles supposés non corrélés NRZ M-aires. A chaque ensemble de n éléments binaires issu du message, on associe un symbole b_q M-aire, respectivement c_q , qui

prennent leurs valeurs dans un alphabet A à $2M$ éléments, $A = \{\pm V, \pm 3V, \pm(2p + 1)V, \dots \pm (2M - 1)V\}$ avec $M = 2^n$, la modulation est donc de type MAQ- $4N^2$.
 Les symboles b_q et c_q sont i-i-d sur l'alphabet A , leur moyennes sont nulles et leurs variances sont égales à :

$$\sigma_b^2 = \sigma_c^2 = \frac{2}{M} \sum_{p=0}^{(M/2)-1} (2p + 1)^2$$

Après sommation, on aura :

$$\sigma_b^2 = \sigma_c^2 = \frac{M^2-1}{3}$$

$$\psi(t) = p_T(t) * g_0(t) = \delta(t) * p_T(t) * g_0(t) = \delta(t) * g_e(t) \quad (2.2)$$

$g_0(t)$ Filtre d'émission de mise en forme, exemple filtre 1/2 Nyquist .

$g_e(t) = p_T(t) * g_0(t)$ Filtre d'émission équivalent supposé adapter au filtre de réception.

T Temps symbole, $T = nT_b$, T_b durée d'un bit.

$p_T(t)$ Fonction porte de durée T et d'amplitude 1V.

Si maintenant, on veut transmettre plusieurs signaux de plusieurs utilisateurs (Figure 2.1) on a :

$$x(t) = \sum_{j=0}^{N_U-1} x_j(t)$$

Avec

$$x_j(t) = \sum_{q=-\infty}^{+\infty} d_{qj} \cdot \delta(t - qT) * g_e(t) \quad (2.3)$$

N_U étant le nombre d'utilisateurs

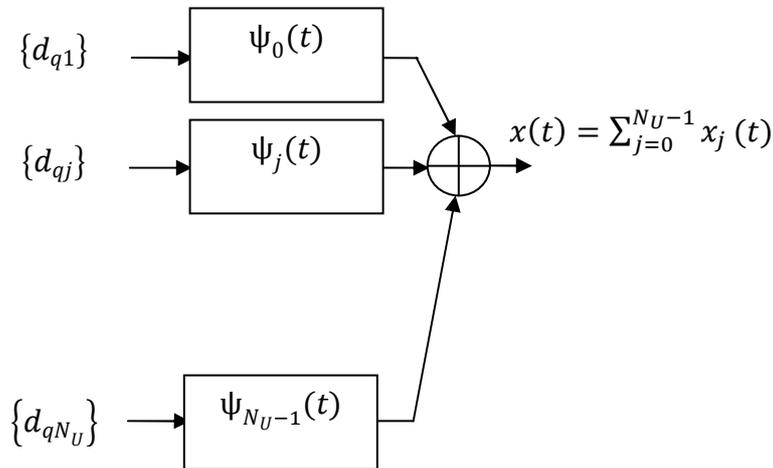


Figure 2.1 Transmission multi-accès sans canal de propagation

De l'expression (2.3), plusieurs méthodes existent pour transmettre les différents utilisateurs, ces méthodes sont appelées les techniques d'accès multiples Figure 2.2.

2.2.1 Les techniques d'accès multiples.

Dans la Figure 2.2 nous avons présenté les différentes techniques d'accès multiples. Les systèmes d'accès multiples sont caractérisés par quelques points suivant [23]:

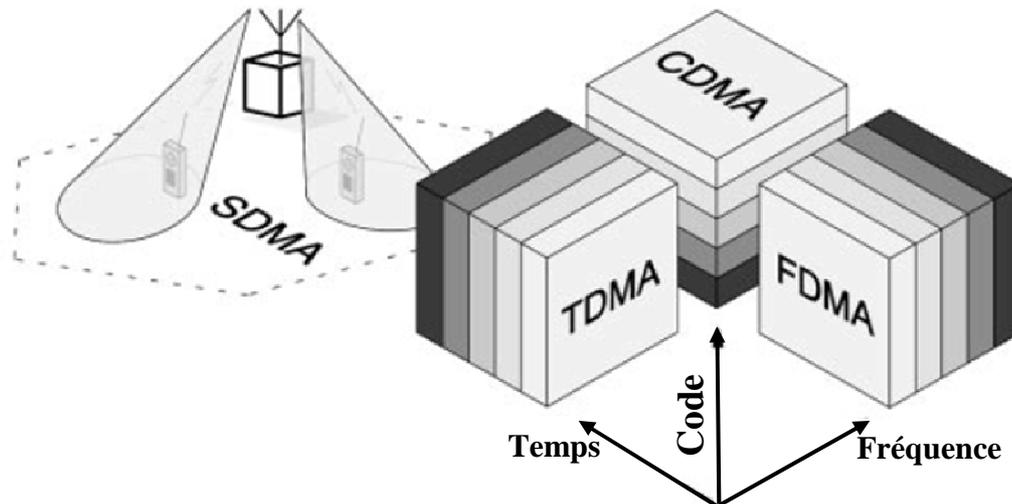


Figure 2.2 : Différentes techniques d'accès multiples

- Les systèmes d'accès multiples sont basés sur l'orthogonalité des signaux.
- Le signal radio électrique est fonction de la fréquence, du temps et du code de l'utilisateur :

$$s(f, t, c) = s(f, t)c(t) \quad (2.4)$$

$s(f, t)$ est fonction de la fréquence et du temps, $c(t)$ est fonction du code

- Utilise différentes fréquences pour transmettre un signal : FDMA
 - Intervalles de temps distincts (time slot) : TDMA
 - Différent codes : CDMA
 - Secteurs séparables spatialement : SDMA
- FDMA : Les différents utilisateurs partagent la même durée temporelle et sont séparés par des mêmes intervalles de bandes fréquentielles régulières Δf .
 - TDMA : Les différents utilisateurs partagent la même bande fréquentielles et sont séparés par des mêmes intervalles de temps réguliers $\Delta t = T_s$.
 - CDMA : Les différents utilisateurs partagent la même durée temporelle et la même bande fréquentielle et sont séparés par des codes orthogonaux.
 - SDMA : Dans cette technique on attribue à chaque utilisateur (ou groupe d'utilisateurs) un secteur qui lui est propre. Le faisceau radioélectrique est dirigé uniquement vers l'utilisateur j considéré à l'aide de coefficients de pondérations d'un système à base de réseau d'antennes adaptatif (intelligent). Nous allons dans le chapitre 3 détaillé son principe.

- Pour encore augmenter le nombre d'utilisateur par bande de fréquence ou par intervalle de temps, par code ou par espace on peut combiner les différents types d'accès, exemple FDMA+TDMA, FDMA+CDMA, FDMA+SDMA, TDMA+SDMA, TDMA+CDMA, CDMA + SDMA....., FDMA+TDMA+SDMA,....

2.2.2 Formulation générale des systèmes d'accès multiples avec canal de transmission

Avec un canal de transmission de (1.6) et (2.3) nous avons:

$$r(t) = x(t) * h(\tau, t) + b(t) = \sum_{q=-\infty}^{+\infty} d_q \cdot \delta(t - qT) * g_e(t) * h(\tau, t) + b(t) \quad (2.5)$$

Si on a plusieurs utilisateurs Figure 2.3, le signal reçu $r(t)$ peut être celui d'une station de base et les $x_j(t)$ sont des stations mobiles, l'expression du signal reçu est de la forme:

$$\begin{aligned} r(t) &= \sum_{j=0}^{N_U-1} x_j(t) * h_j(\tau, t) + b(t) \\ &= \sum_{j=0}^{N_U-1} \sum_{q=-\infty}^{+\infty} d_{qj} \cdot \delta(t - qT) * g_{ej}(t) * h_j(\tau, t) + b(t) \\ &= \sum_{j=0}^{N_U-1} \sum_{q=-\infty}^{+\infty} d_{qj} \cdot \delta(t - qT) * \psi'_j(\tau) + b(t) \end{aligned} \quad (2.6)$$

Avec,

$$\psi'_j(\tau) = g_{ej}(t) * h_j(\tau, t),$$

$g_{ej}(t)$ filtre d'émission adapté au filtre de réception $g_{rj}(t)$

$b(t)$ bruit blanc aditif gaussien de moyenne nulle et de variance σ_b^2 .

N_U nombre d'utilisateurs.

$h(\tau, t)$ canal de transmission de réponse impulsionnelle définie dans 1.34.

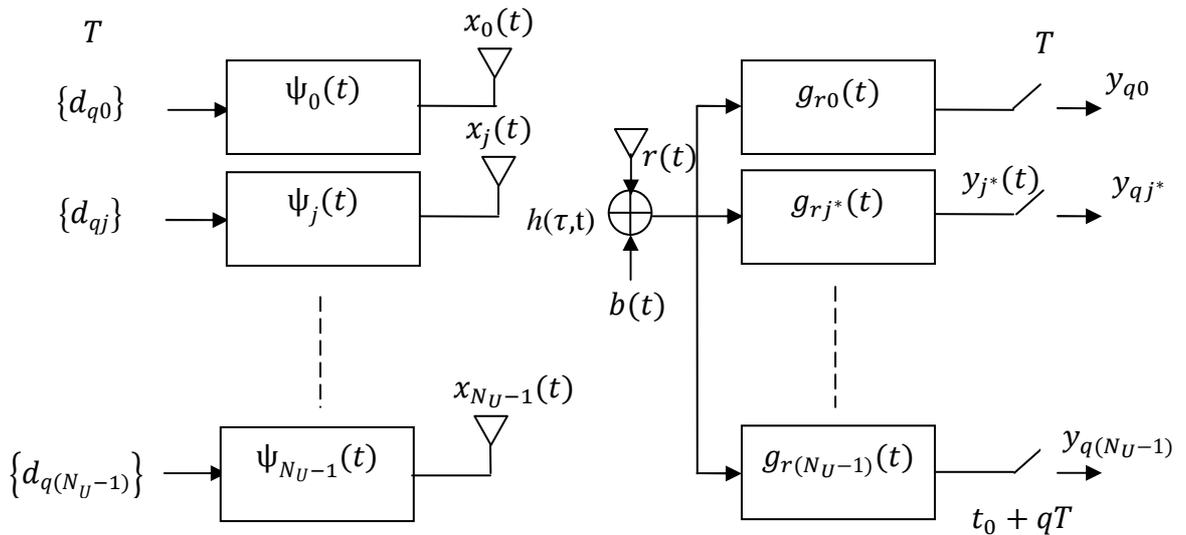


Figure 2.3 : Transmission multi-accès avec canal de propagation.

2.2.3 Technique multi-accès TDMA

2.2.3.1 Principe de la méthode.

La technique TDMA décompose une ressource en sous canaux allouables à différents utilisateurs en définissant une durée de trame T_t [24], cette dernière est décomposée en N_U intervalles appelés time slots de durée $T_s = \frac{T_t}{N_U}$ (Figure 2.4).

Chaque utilisateur qui souhaite transmettre des données se voit allouer un time slot particulier dans chaque trame. Ce système est fréquemment utilisé pour les transmissions radio de voix et de données.

Dans les systèmes de radiocommunications avec les mobiles fonctionnant en TDMA, une des principales difficultés réside dans le fait qu'il faut synchroniser, sur la même horloge, l'ensemble des terminaux et qu'il faut éviter que les paquets de données (burst) émis par deux terminaux qui utilisent des time slots adjacents, ne se recouvrent pas, même partiellement, à l'arrivée à la station de base. Pour éviter ce type de problème, il faut prévoir un intervalle de garde de durée T_g , ce qui revient à avoir une durée du time slot supérieure à la durée du burst émis.

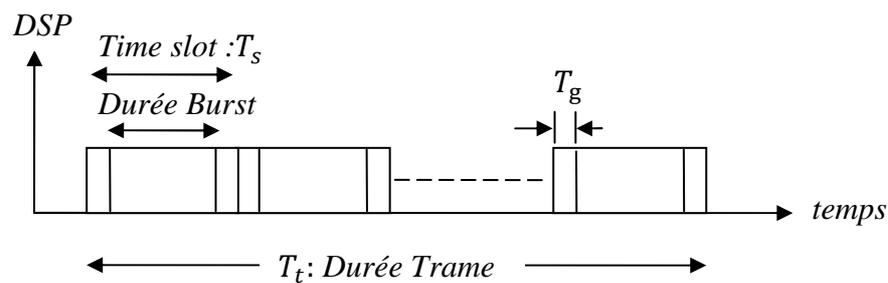


Figure 2.4 : Principe du multi-accès TDMA

2.2.3.2. Transmission sur fréquence porteuse.

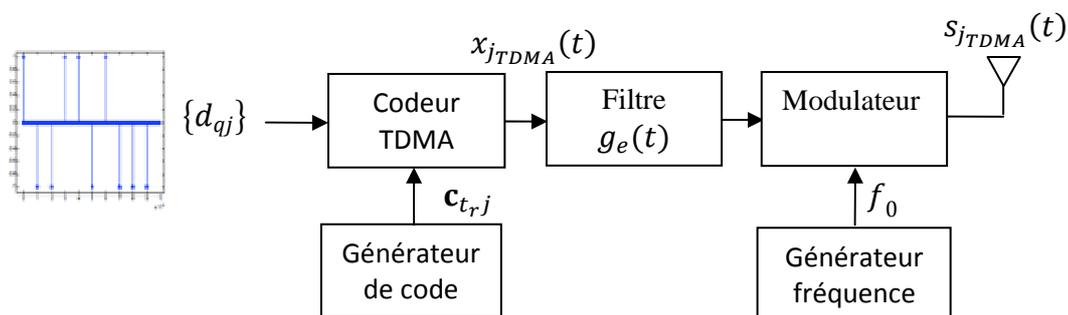


Figure 2.5 : Principe de l'émetteur TDMA

Pour simplifier considérons le cas d'une modulation BPSK sur fréquence porteuse (Figure 2.5), chaque flux $x_{jTDMA}(t)$ est modulé par un signal sinusoïdal de fréquence porteuse f_0 après le filtre de mise en forme d'émission $g_e(t)$, soit :

$$\tilde{s}_{jTDMA}(t) = \sqrt{2P_j}(x_{jTDMA}(t) * g_{e_j}(t))\cos(2\pi f_0 t + \varphi_j) \quad (2.7)$$

avec

$$x_{jTDMA}(t) = \sum_{t_r=-\infty}^{+\infty} \sum_{q=1}^Q d_{(q+t_rQ)j} \cdot \delta(t - qT - \mathbf{c}_{t_r,j}T_s - t_rT_t) \quad (2.8)$$

T_s Time slot, durée de transmission assignée à chaque utilisateur.

T Période entre symbole.

T_t Durée de la trame.

$\mathbf{c}_{t_r,j}$ Code TDMA définissant la position de l'utilisateur j à l'intérieur de chaque trame.

$g_e(t)$ Réponse impulsionnelle du filtre de mise en forme de l'émetteur.

P_j Puissance transmise

φ_j Phase instantanée de l'utilisateur j

f_0 Fréquence porteuse

En considérant la figure 2.3 le signal reçu pour tous les utilisateurs est :

$$\tilde{r}(t) = \sum_{j=0}^{N_U-1} \tilde{s}_{jTDMA}(t) * \tilde{h}_j(\tau, t) + \tilde{b}(t) \quad (2.9)$$

A la sortie $y_j^*(t)$, chaque symbole q de l'utilisateur j est détectée séparément à l'aide d'un filtre adapté à la cadence T .

2.24 Technique multi-accès FDMA

2.2.4.1 Principe de la méthode

Cette méthode est simple et consiste à diviser la bande de fréquence en N_U sous bandes disjointes et à allouer une sous bande à chaque utilisateur (Figure 2.6).

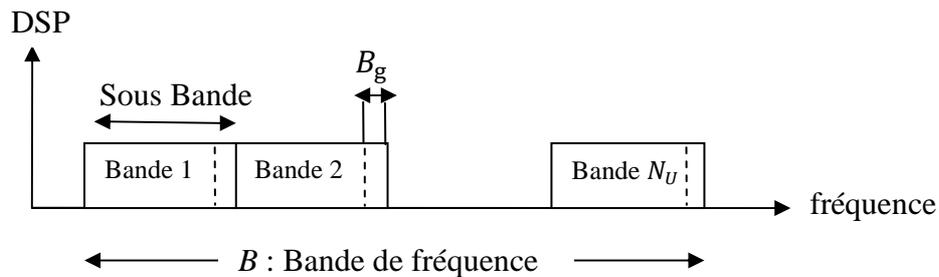


Figure 2.6 : Principe du multi-accès FDMA

Si on introduit la largeur totale de la bande de fréquence disponible B , chaque utilisateur peut idéalement disposer d'une sous bande de largeur :

$$B_s = \frac{B}{N_U} \quad (2.10)$$

La méthode FDMA (Frequency Division Multiple Access) est utilisée dans de nombreux systèmes de transmission.

La difficulté majeure de mise en œuvre réside dans la séparation des différentes sous bandes de fréquence [25]. En pratique ces dernières ne peuvent pas être jointives et sont séparées par un intervalle de garde ou bande de garde de largeur spectrale B_g .

Le nombre réel N'_U d'utilisateurs qui peuvent partager la bande B est alors inférieur au nombre idéal N_U et s'obtient au moyen de l'équation suivante :

$$B = N'_U B_s + (N'_U - 1) B_g \quad (2.11)$$

Si l'on considère aussi les intervalles de garde aux extrémités de la bande de fréquence l'équation précédente devient :

$$B = N'_U B_s + (N'_U + 1) B_g \quad (2.12)$$

2..4.2 Transmission sur fréquence porteuse.

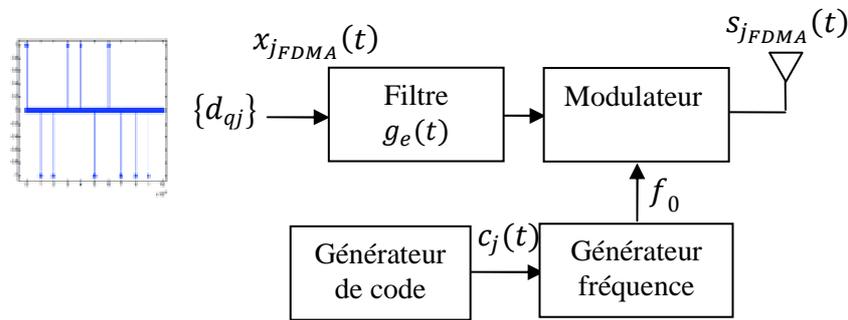


Figure 2.7 : Principe de l'émetteur FDMA

Pour simplifier considérons le cas d'une modulation BPSK sur fréquence porteuse (Figure 2.7), chaque flux $x_{jFDMA}(t)$ est modulé par un signal sinusoïdal de fréquence porteuse f_0 après le filtre de mise en forme d'émission $g_e(t)$, soit :

$$\tilde{s}_{jFDMA}(t) = \sqrt{2P_t} x_{bbj}(t) \cos(2\pi(f_0 + c_j(t)\Delta f)t + \varphi_j) \quad (2.13)$$

$x_{bbj} = \sum_{q=1}^Q d_{qj} \cdot \delta(t - qT) * g_{ej}(t)$, signal bande de base de l'utilisateur j ,

$g_{ej}(t)$ filtre de mise en forme d'émission de l'utilisateur j ,

Δf intervalle de fréquence entre utilisateurs adjacents,

$c_j(t)$ code FDMA à l'intérieur de chaque sous bande de fréquence assigné à l'utilisateur j ,

φ_j phase instantanée de l'utilisateur j ,

f_0 fréquence porteuse,

P_t puissance transmise.

En considérant la figure 2.3, le signal reçu pour tous les utilisateurs est :

$$\tilde{r}(t) = \sum_{j=0}^{N_U-1} \tilde{s}_{jTDMA}(t) * \tilde{h}_j(\tau, t) + \tilde{b}(t) \quad (2.14)$$

A la sortie $y_j^*(t)$, chaque symbole q de chaque utilisateur j est détecté séparément à l'aide d'un filtre adapté à la cadence T .

2.2.5 La technique multi-accès CDMA

La technique à Accès Multiple par Répartition de Code (AMRC), appelé aussi code division multiple accès (CDMA), est une technique de multiplexage plus récente que le TDMA et FDMA [26]. Dans cette technique, les utilisateurs partagent le même espace fréquentiel et transmettent sur les mêmes intervalles temporels.

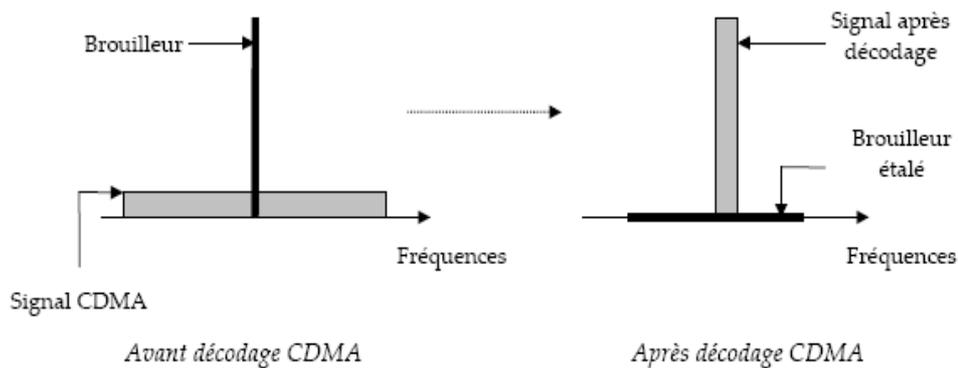


Figure 2.8 : Effet de l'étalement de spectre sur la présence d'un brouilleur.

Avec la méthode CDMA, tous les utilisateurs ont accès simultanément à la totalité de la bande passante, ils sont distingués à la réception grâce à des codes distincts pour chacun d'entre eux. Cette technique permet de multiplexer des informations sur un seul support de manière synchrone ou asynchrone. Il s'agit, dans ce cas, d'affecter à chaque émetteur un code (Figure 2.8) qui lui permet de transmettre des informations en évitant d'interférer avec les messages provenant d'autres utilisateurs. La réduction des interférences d'accès multiple (IAM) n'est obtenue que dans le cas de l'utilisation de séquences de codes strictement orthogonaux.

Historiquement, le CDMA est issu de programmes de recherche militaires qui avaient pour but de protéger les transmissions d'information contre le brouillage, c'est à dire une forme d'interférence volontaire. Le CDMA, étant une méthode de multiplexage à étalement de spectre, le brouillage efficace doit se faire sur toute la bande de fréquence utilisée, ce qui n'est pas envisageable car cela consommerait une puissance colossale. Dans les applications civiles, la résistance à un brouillage intentionnel n'est pas un critère déterminant dans le choix de la technologie de multiplexage. On cherche cependant à rendre le système de communication résistant à des interférences non volontaires : les interférences entre utilisateurs, les interférences liées à des phénomènes de réflexion et la présence d'un bruit additif. Le premier type d'interférences est bien toléré par le CDMA, par construction, puisque les codes utilisés sont faiblement corrélés.

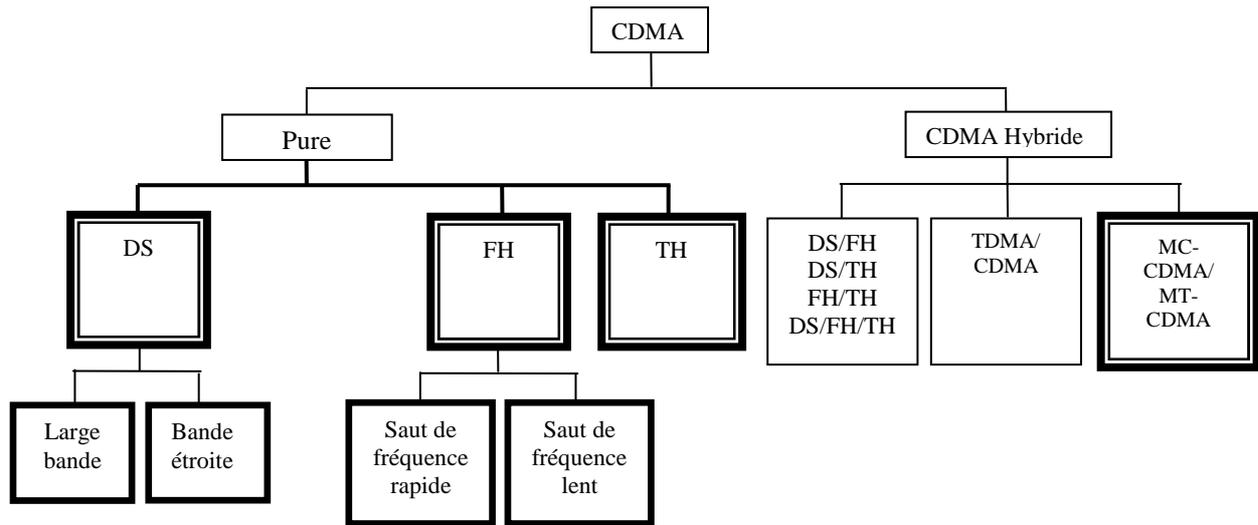


Figure 2.9 : Différentes techniques utilisant la technique CDMA

La Figure 2.9 présente la technique CDMA utilisant différentes techniques d'étalement de spectre ainsi que des techniques hybrides comme le MC-CDMA.

➤ **Étalement de spectre avec saut de fréquence**

L'étalement de spectre avec saut de fréquence FH-SS (Frequency Hopping Spread Spectrum) est une technique d'étalement de spectre basée sur le saut de fréquence [27], dans laquelle la bande est divisée en canaux ayant chacun une largeur de bande fixe. Pour transmettre des données, l'émetteur et le récepteur s'accordent sur une séquence de sauts précise qui sera effectuée sur ces sous-canaux.

En fait, les sauts de fréquence ont lieu dans une région spectrale finie. Le message à transmettre de période T_s est placé sur une porteuse de fréquence f_c dont la valeur se trouve comprise dans la région spectrale finie. Tous les intervalles de temps T_s , la fréquence porteuse prend une nouvelle valeur (toujours comprise dans la région spectrale finie). La valeur de la nouvelle fréquence porteuse est déterminée par un code « pseudo-aléatoire ». Si la longueur du code est L_c , le synthétiseur devra fournir $2L_c$ fréquences différentes. Les utilisateurs dans un réseau FH-SS transmettent de façon simultanée et on doit faire en sorte que leurs sauts respectifs ne se fassent pas vers la même fréquence afin d'éviter autant que possible les collisions. Le gain de traitement dans un système FH-SS dépend du nombre total de sauts de fréquences sur la région spectrale finie et du nombre de sauts de fréquence pendant la durée d'un symbole d'information.

➤ **Étalement de spectre avec saut de temps**

L'étalement de spectre avec saut de fréquence n'est pas la seule technique utilisée dans les systèmes de radiocommunication mobile. Une autre technique consiste à étaler le spectre par saut de temps [28] : le système de communication qui en résulte est appelé système d'étalement de spectre à saut de temps (Time Hopping spread Spectrum, TH-SS).

Contrairement aux deux systèmes de l'étalement de spectre avec séquence directe et avec saut de fréquence, dans un système TH-SS la transmission de données se fait par l'intermédiaire de sauts de temps, où le signal est transmis de manière discontinue sous forme de salves brèves.

En fait, les durées des salves sont déterminées par le code d'étalement. Pour transmettre des données, l'émetteur et le récepteur s'accordent sur un temps de saut précis.

La Figure 2.10 présente les différentes techniques d'étalements de spectre. La technique DS-SS est la plus répondeue, nous allons détailler son principe.

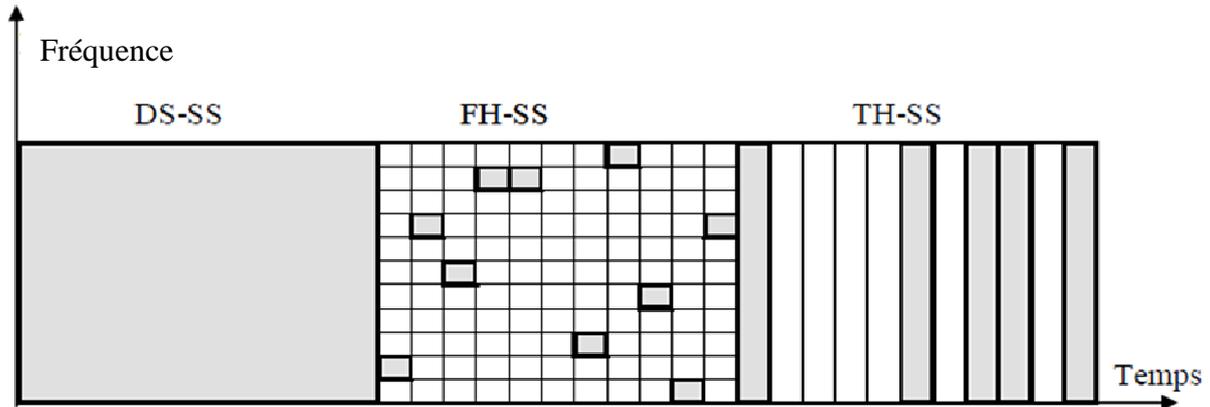


Figure 2.10 : Différentes techniques d'étalement de spectre

➤ **Étalement de spectre à séquence directe**

Dans le CDMA à séquence directe (DS-CDMA), les données associées à un utilisateur sont modulées en phase, en fréquence ou en amplitude [29]. Le signal résultant est par la suite codé par une séquence de code, par exemple une séquence pseudo aléatoire, puis superposé aux autres signaux traités de la même manière.

Dans la Figure 2.11, un signal binaire $x(t)$ est codé par une séquence pseudo aléatoire ou Pseudo Noise(PN) $Pn(t)$. Le résultat de ce codage est représenté par le signal $g(t)$.

Ce dernier est superposé aux signaux des autres utilisateurs, ayant subi un traitement similaire il est transporté par le canal de transmission. Le codage des données s'effectue donc de manière directe, sans faire intervenir d'autres paramètres comme la fréquence ou la longueur d'onde.

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.

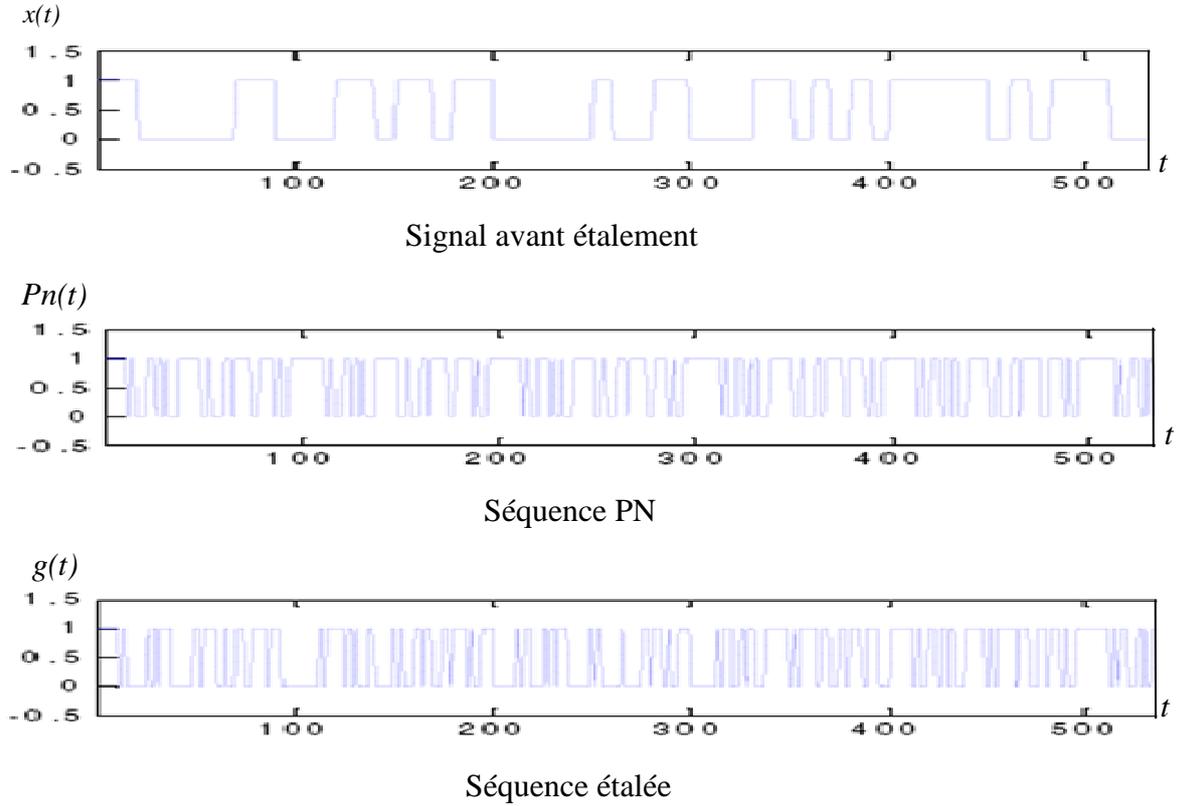


Figure 2.11 Schéma d'un codage CDMA par séquence directe (DS-CDMA).

2.2.5.1 Modèle de signal en DS-CDMA

Soit :

$$d_j = \sum_{q=1}^Q d_{qj} P_T(t - qT), j = 1, \dots, N_U, \quad (2.15)$$

le flux de données de l'utilisateur j à transmettre, chaque donnée d_{qj} est étalée par le code d'étalement

$$\mathbf{c}_j = \sum_{s=1}^{L_c} c_j(s) \quad (2.16)$$

Avec $c_j(s) = c_{sj} P_{T_c}(t - sT_c)$, $s = 1, \dots, L_c$ et $c_{sj} = \pm 1$

et $\mathbf{C} = [\mathbf{c}_1 \mathbf{c}_2 \dots \mathbf{c}_j \dots \mathbf{c}_{N_U}]_{L_c \times N_U}$, est la matrice d'Hadamard de tous les utilisateurs et N_U le nombre d'utilisateurs.

$c_j(s)$ est le $s^{\text{ième}}$ chip du code de l'utilisateur j .

$L_c = \frac{T}{T_c}$ est Le gain d'étalement

T est la durée de la donnée d_{qj} et T_c est la durée chip du code d'étalement c_j .

P_T, P_{T_c} sont des fonctions portes de durée T et T_c respectivement et d'amplitudes égales à 1

$$\mathbf{d}_{j\text{étalée}}(t) = \mathbf{d}_j(t) \mathbf{c}_j(t) = \sum_{q=1}^Q d_{qj} P_T(t - qT) \sum_{s=1}^{L_c} c_{sj} P_{T_c}(t - sT_c) \quad (2.17)$$

$$= \sum_{q=1}^Q d_{qj} \sum_{s=1}^{L_c} c_{sj} P_{T_c}(t - sT_c - qT)$$

Soit $x_j(t) = \mathbf{d}_{j\text{étalée}}(t) * g_{oj}(t) = \sum_{q=1}^Q d_{qj} \sum_{s=1}^{L_c} c_{sj} P_{T_c}(t - sT_c - qT) * g_{oj}(t)$, le signal étalé après le filtre de mise en forme $g_{oj}(t)$, de (2.2) on peut écrire :

$$x_j(t) = \sum_{q=1}^Q d_{qj} \sum_{s=1}^{L_c} c_{sj} \delta(t - sT_c - qT) * g_{ej}(t) = \mathbf{x}_{jCDMA} * g_{ej}(t) \quad (2.18)$$

Avec

$$\mathbf{x}_{jCDMA} = \sum_{q=1}^Q d_{qj} \sum_{s=1}^{L_c} c_{sj} \delta(t - sT_c - qT) \quad (2.19)$$

Et $g_{ej}(t) = P_{T_c}(t) * g_{oj}(t)$

2.2.5.2. Transmission sur fréquence porteuse.

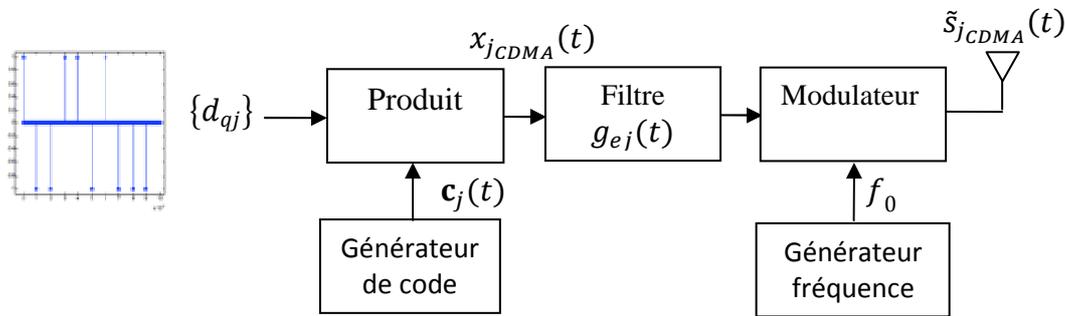


Figure 2.12 : Principe du modulateur CDMA

Pour une transmission multi-accès CDMA sur porteuse Figure 2.12 on a :

$$\tilde{s}_{jCDMA}(t) = \sqrt{2P_j} (x_{jCDMA}(t) * g_{ej}(t)) \cos(2\pi f_0 t + \varphi_j) \quad (2.20)$$

Supposons la transmission de 2 signaux de 2 utilisateurs :

$$\begin{aligned} \tilde{s}_{1CDMA}(t) &= \sqrt{2P_1} (\mathbf{x}_{1CDMA}(t) * g_{e1}(t)) \cos(2\pi f_0 t + \varphi_1), \\ \tilde{s}_{2CDMA}(t) &= \sqrt{2P_2} (\mathbf{x}_{2CDMA}(t) * g_{e2}(t)) \cos(2\pi f_0 t + \varphi_2) \end{aligned}$$

L'autocorrelation $\rho_{1,2} = \frac{1}{T} \int_0^T c_1(t) c_2(t) dt$ dicte la performance d'un signal CDMA, cette dernière doit être faible pour éviter les interférences entre utilisateurs. En général il est démontré que $|\rho_{i,j}| > 0, \forall i \neq j$

2.2.5.3 Principe de détection du signal CDMA

Considérons la Figure 2.3 et l'équation (2.20), le signal reçu en liaison montante (mobiles vers station de base) c'est-à-dire à la station de base peut être modélisé par [30]:

$$\begin{aligned} \tilde{r}(t) &= \sum_{j=0}^{N_U-1} \tilde{s}_{jCDMA}(t) * \tilde{h}_j(\tau_j, t) + \tilde{b}(t) \\ &= \sum_{j=0}^{N_U-1} \sum_{l=0}^{L_j-1} \tilde{\alpha}_{l,j}(t) \tilde{s}_{jCDMA}(t - \tau_{l,j}) + \tilde{b}(t) \end{aligned} \quad (2.21)$$

- ❖ Les trajets multiples sont considérés comme une autre forme de diversité (diversité de trajets), les trajets multiples d'un même signal sont considérés comme étant d'autres signaux captés par des antennes virtuelles. Le rôle du combineur et de sommer toutes les branches calibrant les poids selon le niveau du SNR . Dans [31], les multiples copies du signal transmis peuvent être vues comme un vecteur de signaux reçus par un réseau d'antennes virtuelles en réception (système SIMO). Dans ce cas, il est plus juste de considérer la transmission de L trajets par un réseau d'antennes virtuelles à l'émission et reçu par une antenne, établissant virtuellement un lien MISO. La Figure 2.13 (a) présente la décomposition du système SISO large bande caractérisé par de multiples parcours du signal transmis, en un système MISO à bande étroite. La Figure 2.13 (b) présente la décomposition du système SISO large bande en système SIMO à bande étroite.

Avec $s_{j,l}(t) = \tilde{\alpha}_{l,j}(t)\tilde{s}_{j_{CDMA}}(t - \tau_{l,j})$, le canal virtuel présenté est pour l'utilisateur j considéré donc pour tous les utilisateurs nous aurons un ensemble de canaux MISO avec chacun L_j antennes d'émission virtuelles si nous supposons que les utilisateurs empreignent le nombre L_j de trajets différents. Par ce principe toutes les techniques de détection MISO sont applicables.

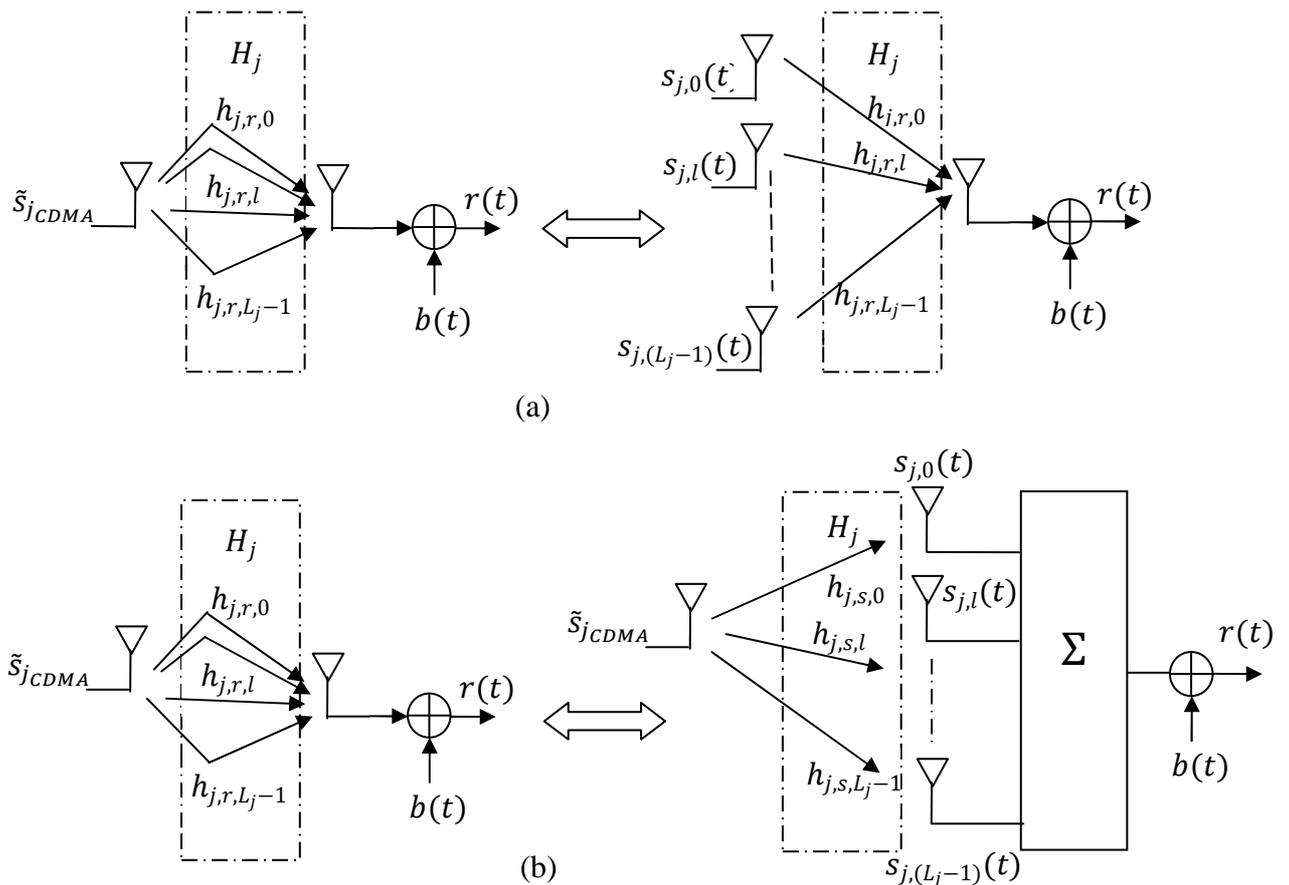


Figure 2.13 : Principe du réseau d'antennes virtuelles à l'émission (a), à la réception (b) pour l'utilisateur j .

- ❖ Assumons pour simplifier que le filtre de réception $g_{rj}(\tau)$ est adapté à celui de l'émission $g_{ej}(t)$ et que $h_j(\tau, t)$ est modélisable à une impulsion de Dirac retardée d'une durée τ_j et d'amplitude unité de chaque utilisateur j . L'équation (2.21) devient :

$$\tilde{r}(t) = \sum_{j=0}^{N_U-1} \tilde{s}_{jCDMA}(t - \tau_j) + \tilde{b}(t) \quad (2.22)$$

La liaison montante d'un système CDMA est généralement asynchrone [32], assumons que les différents signaux arrivent synchroniser ($\tau_0 = \dots = \tau_j = \dots = \tau_{N_U-1} = 0$) et ($\varphi_0 = \dots = \varphi_j = \dots = \varphi_{N_U-1} = 0$).

Le filtre adapté pour l'utilisateur j est un simple intégrateur (Figure 2.14) :

$$y_j = \frac{1}{T} \int_0^T \tilde{r}(t) c_j(t) \cos w_0 t dt \quad (2.23)$$

Pour tous les utilisateurs (2.23) peut être généralisé sous forme de vecteur :

$$\mathbf{y} = \mathbf{R}\mathbf{A}\mathbf{d} + \mathbf{b} \quad (2.24)$$

$$\mathbf{y} = [y_0 \dots y_j \dots y_{N_U-1}]^T$$

\mathbf{R} est une matrice $N_U \times N_U$ qui représente les corrélations entre les codes d'étalements dont les éléments sont représentés par,

$$\rho_{i,j} = \frac{1}{T} \int_0^T c_i(t) c_j(t) dt \quad (2.25)$$

$\mathbf{A} = [A_0 \dots A_j \dots A_{N_U-1}]^T$ est une matrice diagonale, $A_j = \sqrt{2P_j}$,

$\mathbf{d} = [d_0 \dots d_j \dots d_{N_U-1}]$ sont les données bits des N_U utilisateurs,

$\mathbf{b} = [b_0 \dots b_j \dots b_{N_U-1}]^T$ est un vecteur de bruits gaussiens de moyenne nulle et de variance $\sum_n = \sigma^2 \mathbf{R}$, $\sigma^2 = N_0/4T$ est la puissance du bruit après étalement.

Le vecteur de données est égale à :

$$\hat{\mathbf{d}} = \text{sgn}(\mathbf{y}) \quad (2.26)$$

La fonction $\text{sgn}(\mathbf{y})$ est appliquée élément par élément et est définie par :

$$\text{sgn}(x) = \begin{cases} 1 & x \geq 0 \\ -1 & x < 0 \end{cases} \quad (2.27)$$

L'équation (2.26) est le principe de détection multiutilisateur et par suite mono utilisateur dans un canal BBAG, pour un canal multi-trajets il faut tenir compte de l'effet du canal et dans ce cas on a besoin d'un récepteur spécifique appelé récepteur en râteau ou *RAKE* en anglais.

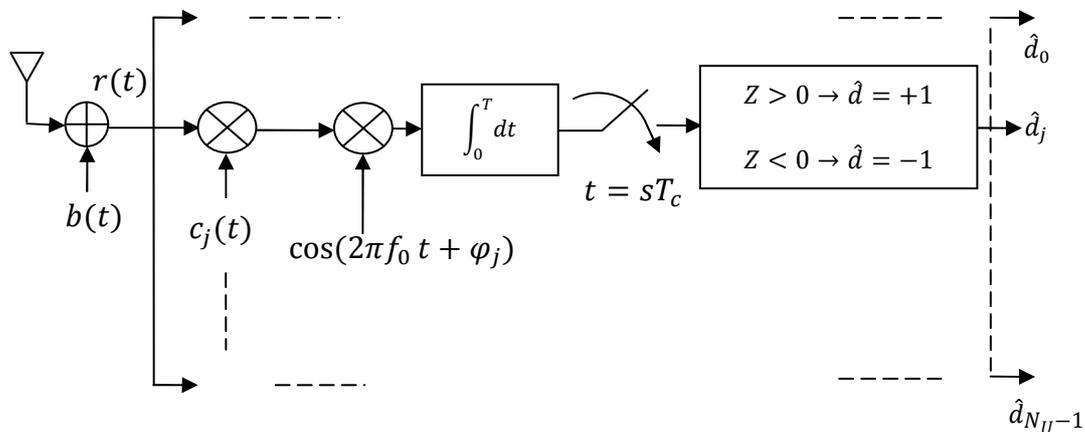


Figure 2.14 : Principe de détection d'un signal CDMA simplifié

2.2.5.4 Le récepteur *RAKE*

Le principe à la base d'un récepteur *RAKE* est présenté à la Figure 2.15 : les déphasages des différents signaux reçus selon différents trajets sont compensés, après quoi les signaux sont combinés de façon à renforcer le signal désétalé. Il s'agit fondamentalement d'une série de corrélateurs parallèles (pour le désétalement) appelés « doigts » (*RAKE fingers*) [33]. Chaque doigt reçoit, traite et combine un trajet du signal. Comme chaque doigt reçoit une copie du même signal (un trajet), et que chaque trajet a un retard différent, le code d'étalement (dans l'opération de désétalement) doit être retardé d'une même durée pour le synchroniser avec le trajet correspondant.

Le combineur de trajets est un simple combineur à rapport maximal *MRC* (Maximal Ratio Combiner). Cette technique est simple, elle nécessite que les L branches (L étant le nombre de trajets à traiter) soient aligner en phases puis pondérées proportionnellement au niveau du signal avant leur sommation, il est connue que c'est une méthode optimale de combinaison.

Pour le calcul des symboles de tous les utilisateurs $\{\hat{d}_j\}$ avec un canal multi-trajets, l'équation 2.21 est utilisée avec le récepteur *RAKE*.

Le récepteur *RAKE* est un élément caractéristique d'un système CDMA, cependant il y'a d'autres éléments qui sont primordiales pour le même système, à savoir :

- Le contrôle de puissance
- Le *Handover*

La Figure 2.38 présente les différentes techniques de détections multiutilisateurs utilisées dans la littérature.

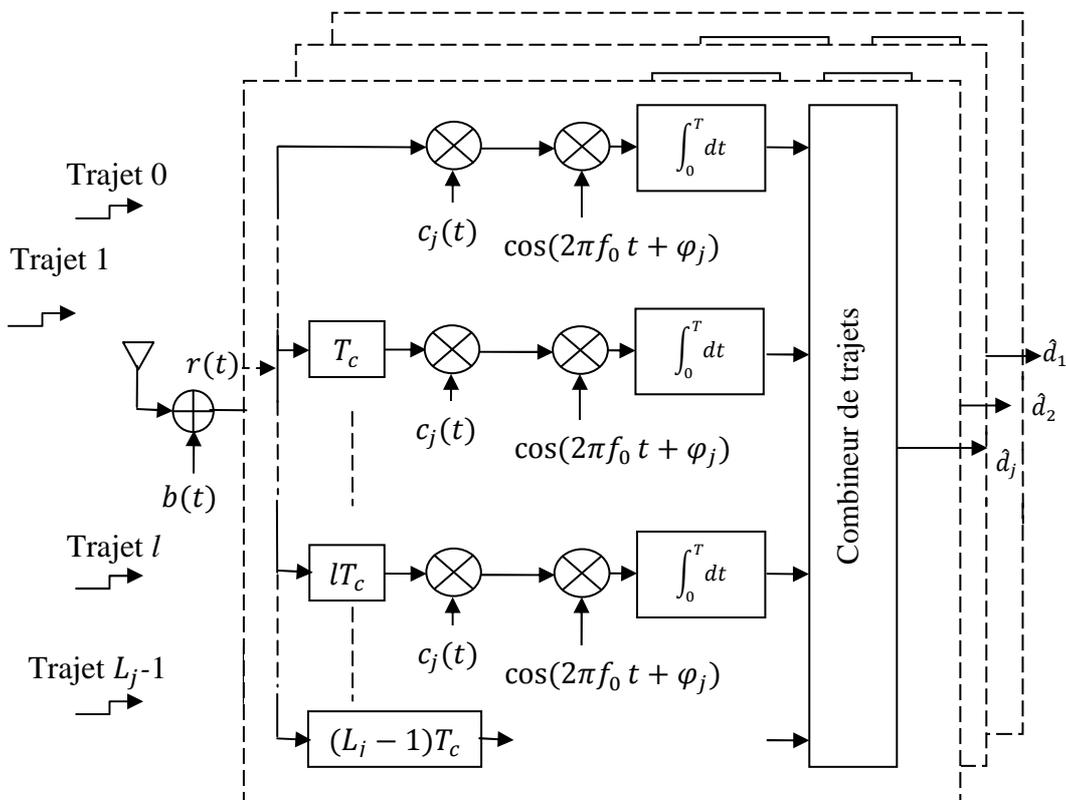


Figure 2.15 : Principe du récepteur *RAKE*

➤ **Le contrôle de puissance**

L'utilisation du contrôle de puissance dit effet « proche-lointain » dans tout système cellulaire basé sur le CDMA est un point faible du point de vue de la performance générale du système [34], parce qu'il a un rôle essentiel dans les performances du réseau en termes de couverture, de capacité et de qualité de service. Étant donné que tous les utilisateurs partagent la même bande de fréquences, chacun d'entre eux est considéré comme un brouilleur en puissance, c'est-à-dire qu'un problème d'interférence d'accès multiple pourra être considéré si les signaux étalés ne sont pas orthogonaux. En pratique, pour un système CDMA sans contrôle de puissance, la puissance du signal de l'utilisateur le plus proche de la station de base serait plus importante que celle de l'utilisateur le plus éloigné. Cette situation a pour effet que le signal de l'utilisateur le plus proche éblouit le signal de l'utilisateur le plus loin vis-à-vis de la station de base (le problème d'effet proche-lointain est inexistant dans la voie descendante).

➤ **Le Handover**

Le handover présente une très importante influence sur la réception dans la station mobile. En général, pendant la procédure de handover, le mobile doit interrompre la communication avec une station de base avant d'en établir une autre avec une station de base différente. Dans ce cas-là, il aura besoin de connaître le code de la nouvelle station de base. Au contraire, pour la fréquence, et parce que dans un système CDMA les cellules voisines utilisent la même fréquence porteuse [35], le mobile peut conserver une liaison radio avec plusieurs stations de base simultanément, puisqu'il n'y a pas de rupture physique de la communication.

L'avantage du handover dans le CDMA est qu'il augmente la capacité de la cellule parce que, dans la voie descendante, le mobile peut combiner de manière cohérente les signaux provenant de différentes stations de base. De même, dans la voie montante, les mêmes signaux reçus par deux stations de base peuvent être combinés dans le BSC. Un autre avantage du handover est qu'il réduit l'interférence causée par la station mobile dans les autres cellules.

2.3 La modulation OFDM

Les interfaces radio doivent respecter plusieurs critères. Tout d'abord être adaptées au canal de propagation qui est plus ou moins sensibles aux trajets multiples et aux interférences. Ensuite offrir une efficacité spectrale en bit/s/Hz la meilleure possible.

Dès que le débit et la bande augmentent, il est alors nécessaire de recourir aux techniques classiques de modulation et de codage pour lutter contre les évanouissements sélectifs car cette fois la bande de cohérence est trop faible.

Une solution s'appuie sur les techniques OFDM qui sont les mieux aptes à corriger les distorsions du canal sélectif en fréquence [36]. L'idée est cette fois de répartir l'information non pas sur une mono porteuse de bande large (Figure.2.16) qui serait altérée par des évanouissements sélectifs mais sur plusieurs sous-porteuses de bande beaucoup plus faibles, et surtout plus faibles que la bande de cohérence du canal de propagation, qui sont alors affectées par un évanouissement plat. Chaque sous-porteuse pourra être affectée d'une atténuation et d'une phase différente qui devront être estimées. Les évanouissements non sélectifs subsistants seront corrigés par les techniques habituelles de codage correcteur et d'entrelacement. Le nombre de sous-porteuses peut varier de quelques dizaines à plusieurs centaines. Il s'agit encore d'une diversité de type fréquentiel. L'analyse montre que le

modulateur et le démodulateur peuvent être réalisés à partir de transformateurs de Fourier inverse et direct [37]. Pour lutter contre les interférences entre symboles un intervalle de garde est introduit entre les symboles qui est plus grand que le retard de propagation entre le trajet garanti et les symboles venant d'autres trajets.

Si les premières études sur les multi-porteuses datent de la fin des années 1950, le multiplex à division de fréquences orthogonales, plus connu sous le nom anglophone OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) a fait son apparition une dizaine d'années plus tard.

Délaissé ensuite lors du développement de la théorie de l'égalisation pour les systèmes mono-porteuses (de moindre complexité) [38], l'OFDM dû son retour en grâce, vers le milieu des années quatre vingts, au projet de radiodiffusion numérique DAB. En effet, les systèmes mono-porteuses, contrairement à l'OFDM, ne remplissaient pas les conditions de résistance aux trajets multiples et de débit élevé pour un taux d'erreur binaire faible requis par cette nouvelle application. Depuis lors, l'OFDM est restée une technique prépondérante, puisqu'elle est utilisée pour de nombreuses applications comme la télévision numérique DVB ou la norme ADSL (Assymetric Digital Suscriber Line) permettant des liaisons Internet à haut débit. Enfin l'OFDM s'adapte parfaitement aux communications mobiles, et semble incontournable pour les standards de quatrième générations et plus, où elle est notamment associée au CDMA (Code Division Multiple Access) ou/et aux systèmes multi-antennes [39,40].

2.3.1 Principe de l'OFDM

L'OFDM consiste à diviser un flux de symboles à la cadence $1/T$ en N flux de symboles à la cadence $1/N_c T$. N_c symboles sont ainsi transmis en parallèle sur une durée $N_c T$. La bande passante est donc divisée en N_c sous bandes dont la transmittance est presque constante, ce qui explique la robustesse de cette modulation en présence de canaux sélectifs en fréquence [41].

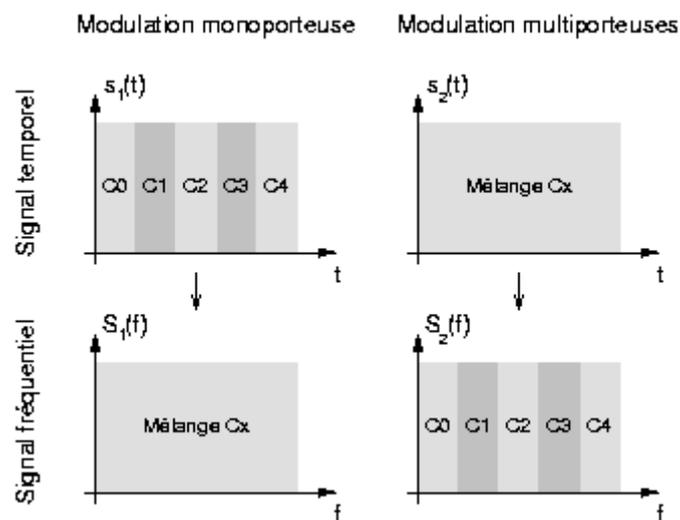


Figure 2.16 : Comparaison des systèmes multi-porteuses et mono-porteuses.

On considère la voix descendante d'un système de communication sans fil basé sur une transmission OFDM avec une station de base et des terminaux mobiles [42]. Le système comporte:

- N_U usagers, soit $R_j, j = 1, \dots, N_U$, le débit du $j^{\text{ème}}$ utilisateur exprimé en Bits/seconde.

- N_{cu} sous porteuses sur lesquelles les données sont modulées. Un utilisateur peut allouer un ensemble de ces sous-porteuses.

Le principe de la modulation OFDM consiste à répartir aléatoirement des symboles de durée T_u (temps symbole utile) sur différentes porteuses modulées en QPSK ou QAM (selon le compromis robustesse / débit).

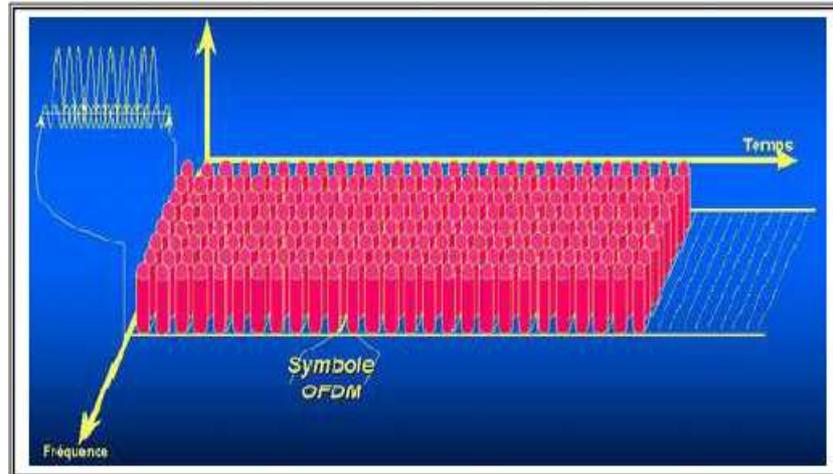


Figure 2.17 : Symboles OFDM

L'OFDM découpe le canal en cellule selon les axes du temps et de fréquence (Figure 2.17). Le canal est alors constitué d'une suite de sous bandes de fréquence et d'une suite de segments temporels. A chaque cellule fréquence/temps est attribuée une porteuse dédiée. On va donc répartir l'information à transporter sur l'ensemble de ces porteuses, modulée chacune à faible débit par une modulation du type BPSK, QPSK ou QAM. Un symbole OFDM comprend l'ensemble des informations contenues dans l'ensemble des porteuses à un instant t . Chacune des porteuses est orthogonale à la précédente.

2.3.2 Notion d'orthogonalité

La différence fondamentale entre les différentes techniques classiques de modulation multi-porteuses et l'OFDM est que cette dernière autorise un fort recouvrement spectral entre les sous-porteuses, ce qui permet d'augmenter sensiblement leur nombre ou d'amoinrir l'encombrement spectral. Cependant, pour que ce recouvrement n'ait pas d'effet néfaste, les porteuses doivent respecter une contrainte d'orthogonalité, à la fois dans les domaines temporel et fréquentiel.

L'utilisation d'un très grand nombre de porteuses est une perspective presque effrayante : il faut sûrement beaucoup de modulateurs / démodulateurs et de filtres? Il faut aussi davantage de largeur de bande. Il est heureusement simple de résoudre ces deux problèmes en spécifiant un espacement rigoureusement régulier de $f_u = 1/T_u$ entre les sous-porteuses, où T_u est la période utile (ou active) du symbole pendant laquelle le récepteur intègre le signal démodulé. Les porteuses forment alors ce que les mathématiciens appellent un ensemble orthogonal.

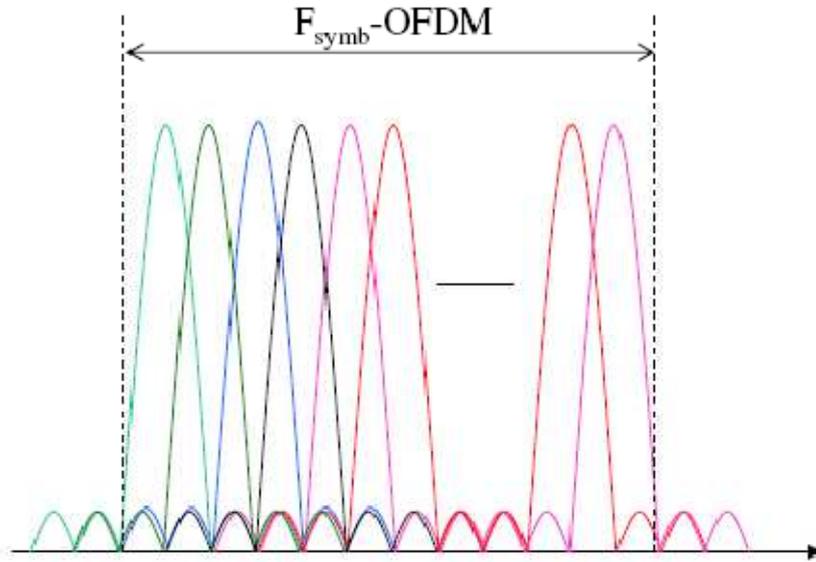


Figure 2.18 : N_c sous-porteuses orthogonales pour un système OFDM.

En considérant tout d'abord le signal OFDM comme un simple multiplexage en fréquence, la $p^{\text{ème}}$ sous-porteuse (en bande de base) peut s'écrire sous la forme [43]:

$$\psi_p(t) = \exp(jp\omega_u t) \quad (2.28)$$

$$\text{avec } \omega_u = 2\pi/T_u$$

Les porteuses doivent satisfaire la condition d'orthogonalité, Figure 2.18.

$$\int_{\tau}^{\tau+T} \psi_o(t)\psi_p(t)dt = 0, o \neq p \quad (2.29)$$

$$= T_u, o = p$$

Donc, cette contrainte est une condition d'orthogonalité pour les fonctions $\psi_p(t)$, et les fonctions $\psi_p(t)$ forment une base orthogonale de l'espace temps-fréquence, ce qui permet de retrouver facilement les symboles et autorise donc un recouvrement spectral sans perte de l'information.

2.3.3 Préservation de l'orthogonalité (Intervalle de garde)

Une même suite de symbole arrivant à un récepteur par deux chemins différents se présente comme une même information arrivant à deux instants différents, elles vont donc s'additionner provoquant ainsi les deux types de défauts suivants :

- L'interférence intra symbole: Addition d'un symbole avec lui-même légèrement déphasé.
- L'interférence inter symbole: addition d'un symbole avec le suivant plus le précédent légèrement déphasé.

Entre chaque symbole transmis, on insère une zone "morte" appelée intervalle de garde (Figure 2.19).

De plus, la durée utile d'un symbole sera choisie suffisamment grande par rapport à l'étalement des échos. Ces deux précautions vont limiter l'interférence inter symbole.

La durée T_u pendant laquelle est émise l'information diffère de la période symbole T_s car il faut prendre en compte, entre deux périodes utiles, un "temps de garde" T_g qui a pour but

d'éliminer l'ISI qui subsiste malgré l'orthogonalité des porteuses. Pour que cet intervalle de garde soit efficace, sa durée doit être au moins égale à l'écho non négligeable le plus long (celui qui a le retard maximal). Entre la période symbole, la période utile et l'intervalle de garde s'instaurent donc la relation

$$T_s = T_g + T_u \quad (2.30)$$

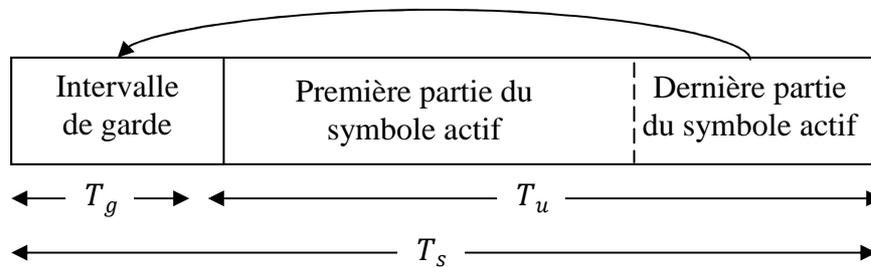


Figure 2.19 : Intervalle de garde (Préfixe cyclique)

2.3.4 Schéma bloc d'un système OFDM

Le schéma de la Figure 2.20 représente un système OFDM complet. Il comporte un émetteur, un récepteur et un canal radio à travers lequel se fait la transmission [44].

On a d'abord le générateur des données qui vont être transmises, ensuite un convertisseur série parallèle qui divise les données à son entrée en des flux de données parallèles de débits réduits.

Nous avons le bloc de modulation/démodulation numérique ou convertisseur binaire Maire/Maire-binaire (QAM, 16-QAM ...), le bloc d'insertion et d'omission de temps de garde, les blocs IFFT et FFT pour la modulation et démodulation des sous-porteuses, le convertisseur numérique analogique CNA et le convertisseur analogique numérique CAN, l'ampli radiofréquence et le préampli radiofréquence pour l'adaptation au canal de transmission et enfin les blocs caractérisant le canal de transmission. A la sortie, on rejoint les flux de données parallèles pour reconstituer les données initiales.

Il est à noter qu'on a présenté la partie radiofréquence en tirets. Dans toute la suite de notre travail les blocs CNA, CAN, Ampli RF et Préampli RF seront enlevés pour simplifier les schémas.

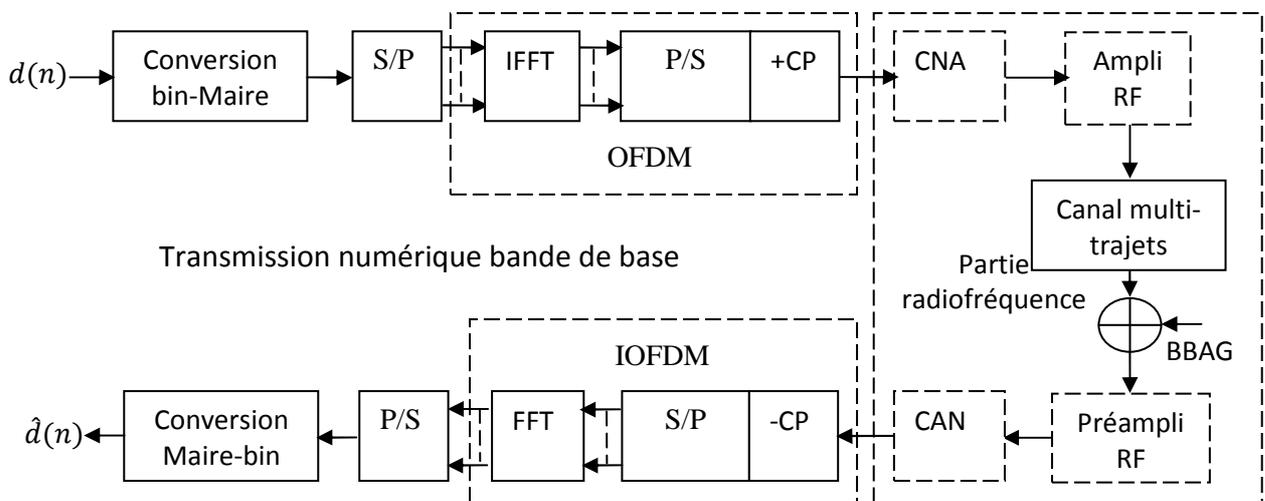


Figure 2.20 : Schéma bloc simplifié d'un système OFDM

La Figure 2.21 représente la densité spectrale de puissance de la modulation OFDM avant le passage dans le CNA et le canal de transmission. On distingue nettement les 8 lobes correspondant aux 8 fréquences utilisées.

La Figure 2.22 représente le signal temporel à l'entrée du récepteur OFDM du schéma de la Figure 2.20.

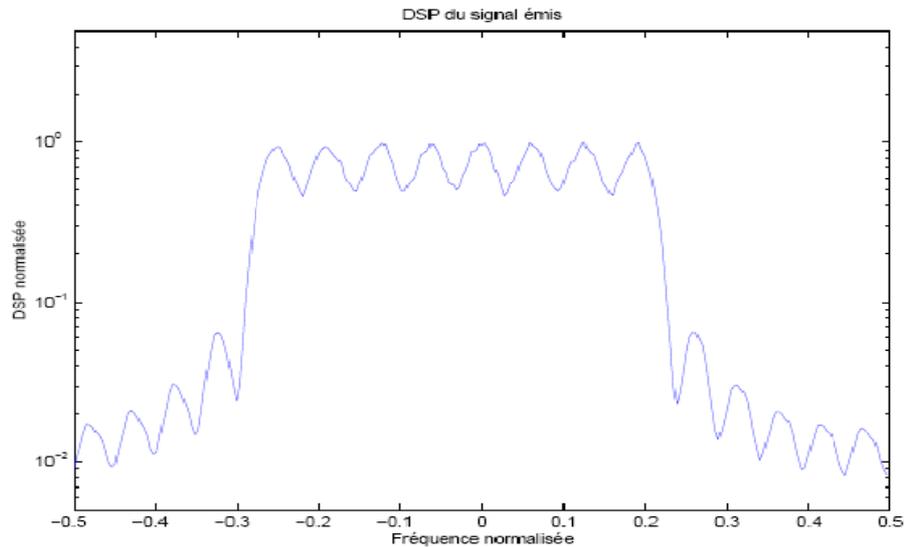


Figure 2.21 : Densité spectrale de puissance de la transmission OFDM à l'émission

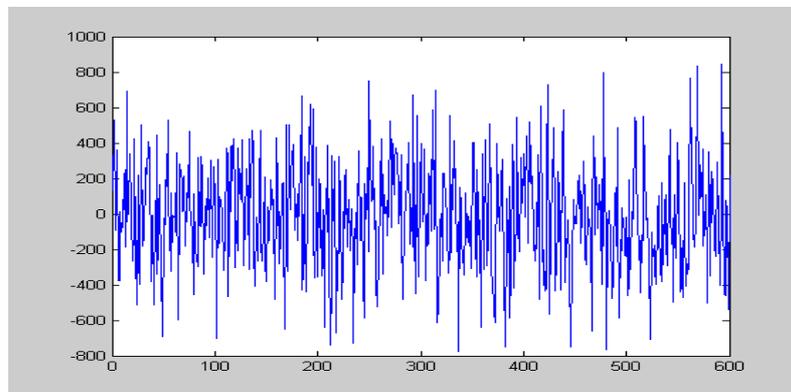


Figure 2.22 : Signal à l'entrée du récepteur OFDM

2.3.5 Propriété du canal OFDM avec intervalle de garde

En adoptant une notation matricielle, nous allons examiner les propriétés de l'OFDM sur un canal multi-trajets classique de réponse impulsionnelle $h(n)$ [45]:

$$h(n) = \sum_{l=0}^{L-1} h_{l,n} \delta(n - l) \quad (2.31)$$

Ou L est le nombre de trajets. Afin de simplifier les calculs, nous supposons pour cette démonstration que $N_{FFT} = N_c = N$.

Soit $\mathbf{x}(q) = [x_1(q) \cdots x_N(q)]^T$ le vecteur des symboles à transmettre pour un bloc q . L'opération de transformée de Fourier revient à multiplier ce vecteur par la matrice de Fourier \mathbf{F} . Le vecteur $\mathbf{s}(q) \in \mathbb{C}^{N \times 1}$ en sortie de l'IFFT s'exprime de la façon suivante :

$$\mathbf{s}(q) = \mathbf{F}^H \mathbf{x}(q) \quad (2.32)$$

On procède ensuite à l'insertion de l'intervalle de garde de longueur N_{CP} ou les derniers échantillons de la fin du vecteur sont recopiés au début comme illustré sur la Figure 2.23. A la réception on fait les opérations inverses pour la suppression de cet intervalle de garde.

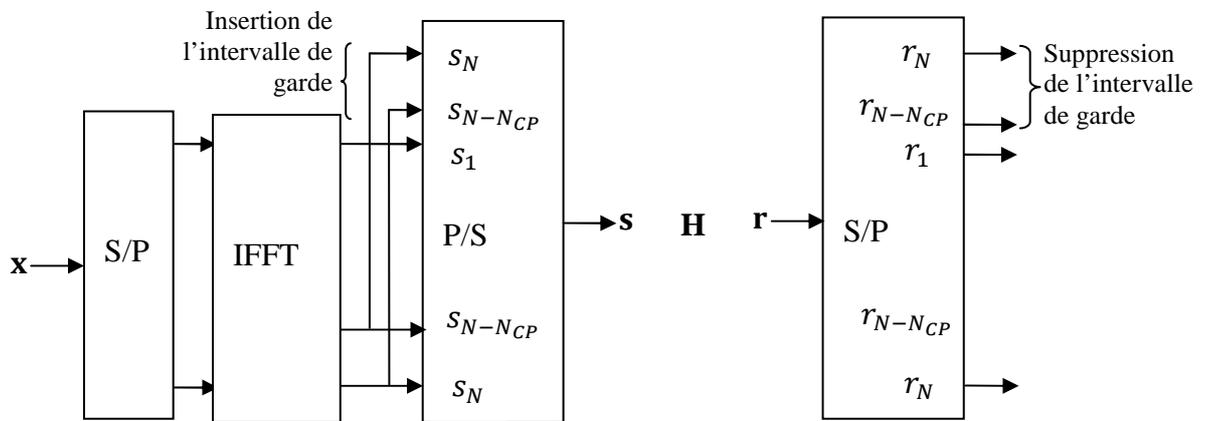


Figure 2.23 : Illustration de l'insertion et de la suppression de l'intervalle de garde

Soit $\bar{\mathbf{s}}(q) \in \mathbb{C}^{(N_{CP}+N) \times 1}$ le vecteur résultant :

$$\bar{\mathbf{s}}(q) = \begin{bmatrix} \bar{s}_1(q) \\ \vdots \\ \bar{s}_N(q) \\ \bar{s}_{N+1}(q) \\ \vdots \\ \bar{s}_{N+N_{CP}}(q) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \bar{s}_{N-N_{CP}+1}(q) \\ \vdots \\ \bar{s}_N(q) \\ \bar{s}_1(q) \\ \vdots \\ \bar{s}_N(q) \end{bmatrix} \quad (2.33)$$

Supposons maintenant que le canal de propagation est constant dans le temps et notons $h_l = h_{l,n}$. Si l'on néglige le bruit thermique, le vecteur reçu en entrée du récepteur est noté $\bar{\mathbf{r}}(q) \in \mathbb{C}^{(N+N_{CP}) \times 1}$, et correspond au produit matriciel entre la matrice de Toeplitz représentative du canal et un vecteur de symboles dépendant à la fois du bloc q et du bloc précédent $q-1$:

$$\begin{bmatrix} \bar{r}_1(q) \\ \vdots \\ \bar{r}_N(q) \\ \bar{r}_{N+1}(q) \\ \vdots \\ \bar{r}_{N+N_{CP}}(q) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{L-1} & \cdots & h_0 & 0 & \cdots & \vdots \\ 0 & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & 0 & \vdots \\ \vdots & \cdots & 0 & h_{L-1} & \cdots & h_0 \end{bmatrix}_{(N+N_{CP}) \times (N+N_{CP}+L)} \cdot \begin{bmatrix} \bar{s}_{N+N_{CP}-L+1}(q-1) \\ \vdots \\ \bar{s}_{N+N_{CP}}(q-1) \\ \bar{s}_1(q) \\ \vdots \\ \bar{s}_{N+N_{CP}}(q) \end{bmatrix}$$

La première opération en réception consiste à supprimer l'intervalle de garde situé en début de bloc. On remarque qu'il est possible d'éliminer les symboles provenant des blocs antérieurs si $N_{CP} > L$. Si cette condition est réalisée, on obtient le vecteur $\mathbf{r}(q)$ suivant :

$$\mathbf{r}(q) = \begin{bmatrix} r_1(q) \\ \vdots \\ r_N(q) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \bar{r}_{1+N_{CP}}(q) \\ \vdots \\ \bar{r}_{N+N_{CP}}(q) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{L-1} & \cdots & h_0 & 0 & \cdots & \vdots \\ 0 & \ddots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \ddots & 0 \\ \vdots & \cdots & 0 & h_{L-1} & \cdots & h_0 \end{bmatrix}_{N \times (N+L)} \cdot \begin{bmatrix} \bar{s}_{N_{CP}-L+1}(q) \\ \vdots \\ \bar{s}_{N+N_{CP}}(q) \end{bmatrix}_{N+L}$$

En utilisant le caractère cyclique de $\bar{s}(p)$, on peut réécrire $\mathbf{r}(p)$ sous la forme suivante :

$$\mathbf{r}(q) = \begin{bmatrix} h_0 & 0 & \cdots & 0 & h_{L-1} & 0 & h_1 \\ h_1 & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & h_{L-1} \\ h_{L-1} & \cdots & h_1 & h_0 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & 0 \\ 0 & 0 & 0 & h_{L-1} & \cdots & h_1 & h_0 \end{bmatrix}_{N \times N} \cdot \begin{bmatrix} s_1(q) \\ \vdots \\ s_N(q) \end{bmatrix} \quad (2.34)$$

On obtient finalement

$$\mathbf{r}(q) = \mathbf{H}\mathbf{s}(q) \quad (2.35)$$

On remarque que grâce à la propriété de l'intervalle de garde la matrice de canal équivalente \mathbf{H} est circulante. La dernière opération consiste à appliquer une transformée de Fourier sur le vecteur $\mathbf{r}(q)$. On obtient le vecteur $\mathbf{y}(q)$ que l'on peut exprimer en fonction de $\mathbf{x}(q)$:

$$\mathbf{y}(q) = \mathbf{F} \cdot \mathbf{H} \cdot \mathbf{F}^H \cdot \mathbf{x}(q) \quad (2.36)$$

La matrice $\mathbf{F} \cdot \mathbf{H} \cdot \mathbf{F}^H$ est alors l'expression de la matrice de canal \mathbf{H} dans la base de Fourier. Or toute matrice circulante est diagonale dans la base de Fourier. On montre ainsi que :

$$\mathbf{Y}(q) = \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{H}}_1 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & \ddots & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & 0 \\ 0 & \cdots & 0 & \tilde{\mathbf{H}}_N \end{bmatrix}_{N \times N}$$

ou les $\tilde{\mathbf{H}}_n$ sont les échantillons de la réponse fréquentielle du canal :

$$\tilde{\mathbf{H}}_n = \sum_{l=0}^{L-1} h_l e^{\frac{-j2\pi ln}{N}} \quad (2.37)$$

Si maintenant on tient compte du bruit thermique, le symbole reçu sur la $n^{\text{ième}}$ porteuse du bloc q vaut :

$$y_n(q) = \tilde{\mathbf{H}}_n x_n(q) + b_n \quad (2.38)$$

où b_n est un terme de la FFT du bruit. La transformée de Fourier étant une opération unitaire, le signal b_n suit la loi $N_C(0, \sigma_b^2)$. On obtient ainsi une relation linéaire entre le signal émis et le signal reçu, signifiant que l'ISI ainsi que l'ICI ont bien été supprimés.

En supposant que le récepteur possède une estimation de \tilde{H}_n , le signal estimé, $\tilde{x}_n(q)$ s'obtient facilement en procédant à une égalisation ZF :

Comme on peut le voir, le principal intérêt de l'OFDM réside dans la simplicité de son égalisation, ou un simple critère ZF (ne nécessitant pas d'estimation du rapport signal à bruit) est optimal.

Dans la démonstration précédente, nous avons supposé le canal constant dans le temps. Les équations présentées restent valables si le canal ne varie pas sur la durée d'un symbole OFDM. Cette hypothèse peut être vérifiée en dimensionnant la taille de la FFT en fonction du temps de cohérence du canal. Si cette hypothèse n'est plus vérifiée, la matrice résultante ne sera plus diagonale et des termes d'ICI apparaîtront.

Le dimensionnement de l'intervalle de garde est également fonction du canal. On doit avoir [46] :

$$\frac{\tau_{max}}{T_s} \leq N_{CP} < N \quad (2.39)$$

Evidemment plus l'intervalle de garde sera choisi grand plus la perte en efficacité spectrale sera importante.

Comme le montre l'équation (2.39), l'OFDM bien dimensionné permet de transformer un canal sélectif en fréquence en un canal plat par sous-porteuses caractérisé par son évanouissement \tilde{H}_n . Sous l'hypothèse d'un entrelacement optimal, on a $\tilde{H}_n \sim N_C(0, \sigma_b^2)$.

On en déduit la propriété suivante : Les performances optimales d'un système OFDM sur canal de Rayleigh multi-trajets sont équivalentes aux performances d'un système mono porteuse sur canal théorique de Rayleigh i.i.d. à évanouissements plats.

2.4 Précodage linéaire

Le précodage est une technique qui a pour but d'adapter le signal transmis au canal qu'il va effectivement traverser [47]. Cependant, sous un même terme se cachent des schémas d'émission (et donc de réception) qui varient d'un auteur à l'autre et il nous appartient donc de bien les différencier.

2.4.1 Précodage avec connaissance du canal

Lorsque le canal est parfaitement connu de l'émetteur, R. G. Gallager a montré qu'il était possible d'approcher la capacité d'un canal linéaire perturbé par un bruit additif gaussien en utilisant la méthode dite de water-pouring [48]. Le principe est d'allouer pour chaque fréquence du signal, une puissance fonction de l'inverse du rapport signal à bruit constaté à la fréquence considérée. Une façon bien connue de réaliser cette méthode est d'utiliser les modulations multi-porteuses. Des performances similaires peuvent être obtenues avec une modulation mono-porteuse associée à une technique de précodage et combinée à la réception avec un égaliseur à retour de décision (DFE). On peut trouver une bonne description de ces techniques dans [49]. Ces différents schémas de transmission, que l'on peut retrouver également sous le nom de pré-égalisation ou pré-distorsion, nécessitent une connaissance du canal à l'émission.

Une constellation d'émission est optimale lorsque son énergie moyenne est minimale pour des performances équivalentes en réception. La technique qui consiste à optimiser le signal émis est appelée signal shaping. En jouant sur la densité spectrale de puissance et sur la répartition des symboles dans la constellation il est possible de réduire cette énergie moyenne transmise.

On montre qu'au maximum il est possible de réduire cette énergie de 1.53 dB (on parle de ultimate shaping gain) [50].

L'optimal est atteint lorsque la densité spectrale de puissance du signal émis suit une loi gaussienne [51]. On note que le signal shaping est une technique qui ne nécessite pas de connaissance du canal à l'émission. Enfin, des schémas combinant pré-égalisation et signal shaping sont proposés dans [52].

2.4.2 Précodage sans connaissance du canal à l'émission.

Lorsque le canal n'est pas connu de l'émetteur, il est possible d'adapter le signal transmis non pas à un canal précis mais à un type de canal que l'on sait représentatif de la transmission considérée.

En l'occurrence, on sait que le canal à évanouissements de Rayleigh constitue un bon modèle pour les communications sans fils. Or il est connu que sur un tel canal, la distance de Hamming joue un rôle central. Dès 1992, K. Boule et J. C. Belfiore proposent des constellations extraites des réseaux de points permettant justement de maximiser cette distance [53]. Ces travaux seront poursuivis à l'aide d'outils algébriques dans [54,55]. Dans [56], J. J. Boutros et al. montrent qu'il est également possible de construire de telles modulations en procédant à des rotations multidimensionnelles de constellations classiques. Les auteurs baptisent la diversité apportée par la rotation de constellation : diversité d'espace du signal (signal space diversity). En 2000, le terme précodage linéaire apparaît au détriment de la "rotation de constellation" [57]. Une analogie intéressante peut être faite avec le MC-CDMA : lorsqu'un utilisateur possède tous les codes d'étalement, la matrice d'étalement \mathbf{C} peut être vue comme une matrice de précodage. Cette propriété est remarquée par S. Kaiser dans [58].

En émission Le précodage linéaire que nous présentons consiste à effectuer une rotation multidimensionnelle des symboles de modulation en utilisant une matrice unitaire $\Theta \in \mathbb{C}^{L_p \times L_p}$ ou L_p est appelée taille du précodage.

Si l'on appelle $\mathbf{x} \in \mathbb{C}^{L_p}$, un vecteur de symboles appartenant à une constellation classique A , le vecteur précodé $\mathbf{s} \in \mathbb{C}^{L_p}$ s'obtient de la façon suivante :

$$\mathbf{s} = \Theta \cdot \mathbf{x} \quad (2.40)$$

Intuitivement, le principe du précodage linéaire est de distribuer l'énergie d'un même symbole sur plusieurs réalisations du canal. Sous l'hypothèse que ces réalisations sont indépendantes, un gain en diversité peut-être obtenu. On note que néanmoins la bande passante du signal précodé reste inchangée par rapport à celle du signal d'origine.

Par exemple supposons la transmission de deux symboles de modulation x_1 et x_2 et choisissons pour matrice de précodage une matrice de Hadamard de taille $L_p = 2$:

$$\Theta = \frac{\sqrt{2}}{2} \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix}$$

Sous l'hypothèse d'un canal de Rayleigh à évanouissement plat h_k , le vecteur \mathbf{r} reçu est le suivant :

$$\mathbf{r} = \mathbf{H}\Theta\mathbf{x} + \mathbf{b} \quad (2.41)$$

$\mathbf{H} = \text{diag}(h_1, h_2)$ est la matrice représentative du canal et $\mathbf{b} = [b_1, b_2]^T$ un vecteur de bruit.

On peut développer l'équation précédente :

$$\begin{aligned} \mathbf{r} &= \begin{bmatrix} h_1 & 0 \\ 0 & h_2 \end{bmatrix} \cdot \frac{\sqrt{2}}{2} \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} \\ &= \frac{\sqrt{2}}{2} \begin{bmatrix} h_1(x_1 + x_2) \\ h_2(x_1 - x_2) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} \end{aligned}$$

Au regard de l'équation obtenue, on note que chaque symbole d'information sera affecté par 2 évanouissements différents h_1 et h_2 . Si l'on suppose que ces deux évanouissements sont indépendants, une diversité d'ordre 2 est obtenue et par voie de conséquence les symboles seront mieux protégés du bruit que s'ils n'étaient affectés que par un seul évanouissement.

2.5 Combinaison du précodage linéaire au SISO-OFDM : SISO-LP-OFDM

La technique associant les modulations multiporteuses de type OFDM et le précodage linéaire est appelée LP-OFDM comme Linear-Precoded OFDM. Le LP-OFDM a fait l'objet d'une étude approfondie dans [59]. Le précodage linéaire réalise un étalement fréquentiel et/ou temporel des données relatives à un même utilisateur sur un ensemble de porteuses qui lui sont propres. L'ensemble des porteuses correspond à un spectre OFDM. Les techniques FDMA et TDMA, quant à elles, sont utilisées pour effectuer l'accès multiple entre les différents utilisateurs.

2.5.1 Schéma d'émission et de réception

Le LP-OFDM consiste à appliquer une matrice de précodage linéaire avant d'appliquer une modulation OFDM sur les symboles précodés,

$$\mathbf{s} = \mathbf{\Theta} \mathbf{x}$$

où \mathbf{x} est un vecteur de symboles complexes de taille L_p , $\mathbf{\Theta}$ est la matrice de précodage linéaire de taille $L_p \times L_p$. La chaîne de transmission LP-OFDM est représentée dans la Figure 2.24. Dans le cas SISO, le vecteur de réception \mathbf{r} de longueur L_p est :

$$\mathbf{r} = \mathbf{H} \mathbf{\Theta} \mathbf{x} + \mathbf{b}$$

où \mathbf{b} est le vecteur de bruits blancs additifs gaussiens AWGN de longueur L_p . \mathbf{H} est une matrice diagonale de taille $L_p \times L_p$, chaque élément de la diagonale correspondant à la réponse de canal en fréquence de chaque sous-porteuse vu par un des L_p symboles.

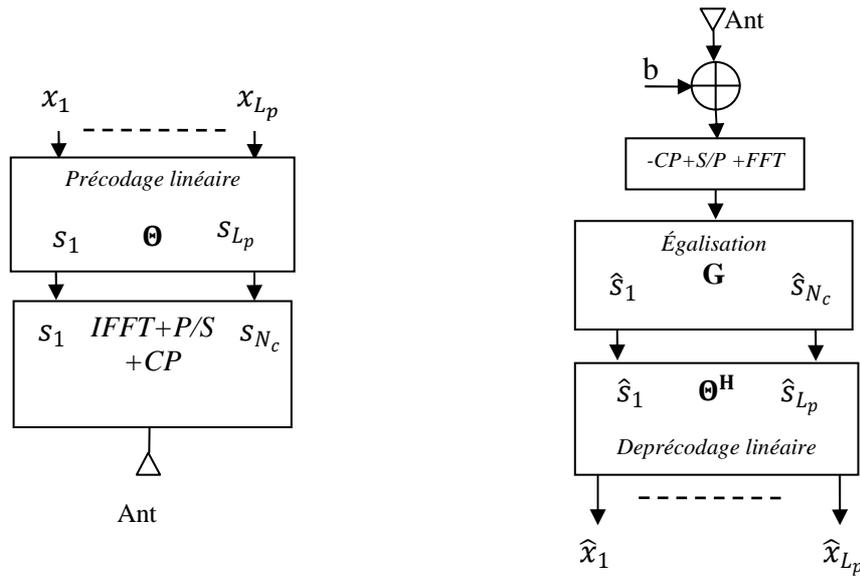


Figure 2.24 : Modulateur et démodulateur d'un système LP-OFDM avec égalisation et déprécodage linéaire disjoints

2.5.2 Décodage et égalisation

Bien que l'OFDM transforme un canal sélectif en fréquence en de multiples canaux non sélectifs en fréquence, il est nécessaire d'égaliser les différentes sous-porteuses. Cette égalisation correspond à une correction de la phase et de l'amplitude du canal non sélectif en fréquence par sous-porteuse appelée également égalisation à 1 coefficient. Les différents canaux non sélectifs en fréquence sont représentés par la matrice diagonale \mathbf{H} . Plusieurs techniques d'égalisation \mathbf{G} peuvent être utilisées à la réception.

La Figure 2.24 représente la chaîne de communication numérique LP-OFDM utilisant une technique de détection disjointe entre égalisation et déprécodage linéaire.

Dans ce cas, le processus d'égalisation consiste à appliquer une matrice d'égalisation \mathbf{G} au vecteur reçu \mathbf{r} afin de restaurer l'orthogonalité des symboles reçus détruite par le canal de propagation. Dans le cas d'une égalisation ZF ou MMSE les matrices d'égalisation sont diagonales et égales à [60]:

$$\mathbf{G}_{ZF} = (\mathbf{H}^H \mathbf{H})^{-1} \mathbf{H}^H = (\mathbf{H})_{ZF}^+ \quad (2.42)$$

$$\mathbf{G}_{MMSE} = (\mathbf{H}^H \mathbf{H} + \frac{1}{\text{SNR}_k} \mathbf{I})^{-1} \mathbf{H}^H = (\mathbf{H})_{MMSE}^+ \quad (2.43)$$

où $\text{SNR}_k = \frac{\sigma_x^2}{\sigma_b^2}$ est le SNR au niveau de chaque antenne de réception $k = 1, \dots, N$ et $(.)^+$ désigne l'opération d'égalisation au sens du critère ZF ou MMSE.

Après l'étape d'égalisation, on obtient un vecteur $\hat{\mathbf{s}}$ correspondant aux symboles précodés estimés :

$$\hat{\mathbf{s}} = \mathbf{G} \mathbf{r} = \mathbf{G} \mathbf{H} \Theta \mathbf{x} + \mathbf{G} \mathbf{b} \quad (2.44)$$

Après déprécodage, on obtient le vecteur $\hat{\mathbf{x}}$ correspondant aux L_p symboles :

$$\hat{\mathbf{x}} = \Theta^H \hat{\mathbf{s}} = \Theta^H \mathbf{G} \mathbf{H} \Theta \mathbf{x} + \Theta^H \mathbf{G} \mathbf{b} \quad (2.45)$$

Afin de représenter la dernière équation, prenons par exemple $L_p = 4$. On a alors :

$$\mathbf{GH} = \text{diag}(\lambda_1, \lambda_2, \lambda_3, \lambda_4)$$

avec pour une égalisation disjointe ZF

$$\lambda_i = \frac{|h_i|^2}{|h_i|^2} = 1$$

et pour une égalisation disjointe MMSE

$$\lambda_i = \frac{|h_i|^2}{|h_i|^2 + \frac{1}{SNR_k}}$$

Le Nir et Héland proposent une classe de matrices de précodage, en se basant sur une construction de Hadamard complexe $SU(2)$ [61]. La matrice de précodage linéaire obtenue avec la construction de la matrice d'Hadamard complexe de taille $L_p = 4$ est égale à :

$$\mathbf{\Theta} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} \mathbf{\Theta}_2 & \mathbf{\Theta}_2 \\ \mathbf{\Theta}_2 & -\mathbf{\Theta}_2 \end{bmatrix} \quad (2.46)$$

avec la matrice de base

$$\mathbf{\Theta}_2 = \begin{bmatrix} e^{j\theta_1} \cdot \cos \eta & e^{j\theta_2} \cdot \sin \eta \\ -e^{-j\theta_2} \cdot \sin \eta & e^{-j\theta_1} \cdot \cos \eta \end{bmatrix} \quad (2.47)$$

Le Nir et Héland ont montrés que les performances sont optimales pour une détection MMSE sur canal de Rayleigh et une QPSK avec la combinaison suivante $\eta = \frac{\pi}{4}$ afin d'avoir une même répartition de puissance pour tous les symboles et $\theta_1 = 5\pi/4$ et $\theta_2 = 3\pi/4$ afin d'avoir une orthogonalisation des symboles précodés.

Les techniques conjointes utilisent des égaliseurs qui sont optimaux au sens du critère ZF ou MMSE. Cependant, ces égaliseurs sont plus complexes à cause de la difficulté concernant l'inversion d'une matrice qui dépend de la taille de la matrice de précodage et qui n'est plus diagonale comme dans le cas précédent. La chaîne de communications numériques LP-OFDM avec l'approche conjointe est représentée à la Figure 2.25.

Dans le cas d'une égalisation et d'un déprécodage linéaire conjoint au sens du critère ZF ou MMSE les matrices d'égalisation conjointes sont égales à :

$$\mathbf{F}_{ZF} = (\mathbf{\Theta}^H \mathbf{H}^H \mathbf{H} \mathbf{\Theta})^{-1} \mathbf{\Theta}^H \mathbf{H}^H = (\mathbf{H} \mathbf{\Theta})_{ZF}^+ \quad (2.48)$$

$$\mathbf{F}_{MMSE} = \left(\mathbf{\Theta}^H \mathbf{H}^H \mathbf{H} \mathbf{\Theta} + \frac{1}{SNR_k} \mathbf{I} \right)^{-1} \mathbf{\Theta}^H \mathbf{H}^H = (\mathbf{H} \mathbf{\Theta})_{MMSE}^+ \quad (2.49)$$

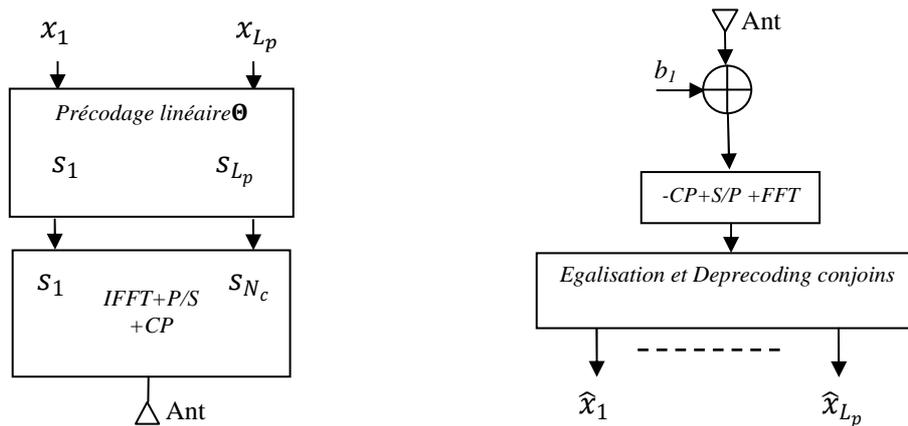


Figure 2.25 : Modulateur et démodulateur d'un système LP-OFDM avec égalisation et déprécodage linéaires conjoints

où SNR_k est le SNR au niveau de chaque antenne de réception $k = 1, \dots, N$.

La matrice à inverser correspond à la matrice de l'équation (2.49) avec $\mathbf{G} = \mathbf{H}^H$. Les interférences causées par le précodage linéaire sont alors éliminées grâce au produit de sa matrice inverse. D'autres techniques basées sur l'annulation d'interférence peuvent être utilisées, notamment le détecteur SIC ou PIC [62].

2.6 Le système MC-CDMA

Le système MC-CDMA est une combinaison entre le système CDMA et les techniques multiporteuses.

On peut distinguer deux grandes familles de systèmes combinant l'étalement de spectre et les techniques multiporteuses [63]:

- L'étalement par multiporteuses classique.
- L'étalement par fréquences orthogonales.

2.6.1 L'étalement par multiporteuses classique

Lorsque le canal radiomobile s'avère être très hostile en terme d'évanouissements et de dispersion, l'étalement par multiporteuses semble être la solution [64]. Il consiste à répartir les données sur différents sous-canaux de petites tailles qui se comportent comme des systèmes CDMA autonomes. Chaque canal est alloué sur une porteuse différente, d'où le nom de la technique.

Deux cas de figures peuvent se présenter :

- Le système multiporteuses à fréquence de chip faible,
- Le système MT-CDMA (Multitone CDMA).

➤ Le système multiporteuses à fréquence de chip faible

C'est cette technique qui a été adoptée dans le cadre du projet CDMA2000. Elle consiste à transmettre plusieurs canaux de largeur raisonnable sur des porteuses différentes. On essaye ici d'éviter tout recouvrement spectral comme le montre le cas limite de la Figure 2.26.



Figure 2.26 Spectre de puissance pour multiporteuses classique

Cette technique présente plusieurs avantages par rapport à la technique d'étalement large-bande par séquence PN :

On peut en effet exploiter les différentes porteuses en utilisant plusieurs antennes au niveau de la base [65],

- Le traitement en parallèle plutôt qu'en séries comme dans l'étalement par séquence directe permet de réduire la vitesse de traitement et donc la consommation des appareils,
- Si on utilise des canaux de largeur raisonnable on peut limiter l'interférence inter-symbole (ISI) et même inter-chip (ICI). Néanmoins, cette technique a pour inconvénients :

- Nécessité de traitement numérique en parallèle sur chaque porteuse,
- Nécessité d'employer une banque de filtre à la réception,
- L'efficacité spectrale est moyenne,
- Il est plus difficile de synchroniser les sous-porteuses,
- Sensibilité accrue à l'effet Doppler.

➤ **Le système MT-CDMA (Multitone CDMA)**

Afin d'améliorer l'efficacité spectrale du système multiporteuses, Une technique d'étalement large-bande a été suggérée mais reste peu employée pour des raisons de mise en œuvre coûteuse [66].

Ce procédé consiste à exploiter le grand nombre de séquences PN disponibles en émettant sur chaque porteuse des signaux de largeur de bande très grande. Pour différencier les différentes porteuses, ce sont les séquences PN qui seront utilisées à la réception (Figure 2.27). Le spectre du signal émis a l'allure présentée à la Figure 2.28.

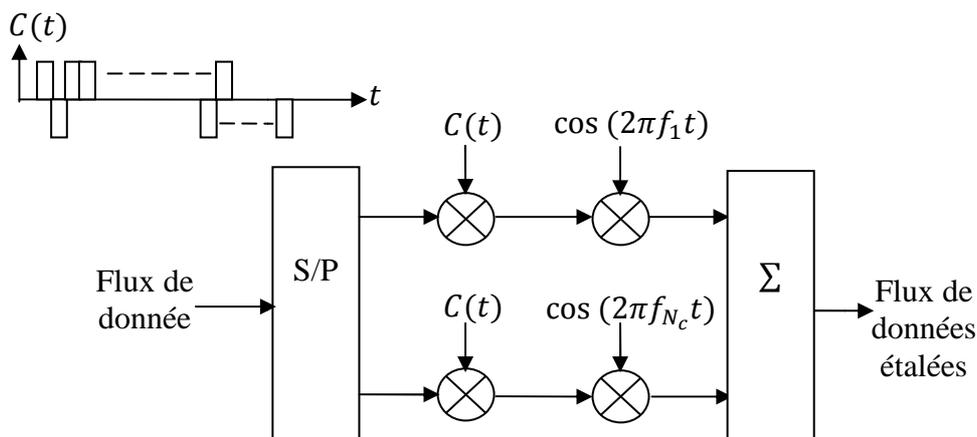


Figure 2.27 Émetteur MT-CDMA



Figure 2.28 Spectre de puissance MT-CDMA

L'emploi de séquences PN plus longues que celles du système multiporteuses à fréquence de chip faible, permet de diminuer l'interférence inter-usagers puisque les séquences aléatoires seront plus efficaces. Néanmoins, ce système souffre d'une interférence entre les porteuses et il est pratiquement indispensable d'employer une technique d'égalisation par récepteur *RAKE* sur chaque porteuse, ce qui complique de manière considérable le dispositif.

2.6.2 L'étalement par fréquences orthogonales

On a vu que l'idée novatrice de l'OFDM par rapport au multiporteuses classique est que les différentes porteuses sont orthogonales les unes par rapport aux autres. On entend par ceci qu'à la réception l'intégration sur une période de chip exclut, dans le cas idéal de synchronisation, toute interférence entre les porteuses.

$$\int_0^{T_c} \cos(w_i t + \phi_i) \cos(w_j + \phi_j) dt = 0, i \neq j \quad (2.50)$$

Afin de bénéficier en plus des avantages des techniques d'étalement de spectre, il est possible de mettre au point des méthodes hybrides OFDM-CDMA. Les performances des dispositifs à fréquences orthogonales semblent convaincantes : Fazel, Kaiser et Schnell ont montré par simulation, lors de leurs recherches au sein du projet européen RACE CODIT, que la méthode hybride OFDM-CDMA serait plus efficace que le DS-CDMA [67].

On peut distinguer deux grandes familles de systèmes d'étalement à porteuses orthogonales [68] :

- Le Système MC-DS-CDMA (Multicarrier Direct Sequence CDMA).
- Le Système MC-CDMA (Multicarrier CDMA),

2.6.2.1 Le système MC-DS-CDMA (Multicarrier Direct Sequence CDMA) :

L'étalement sur les différentes porteuses orthogonales est réalisé de manière classique, par multiplication par une séquence pseudo-aléatoire de fréquence de chip élevée qui vérifie la relation suivante :

$$\Delta f = \frac{1}{T_c} = \frac{L_c}{N_c \cdot T_b} = \frac{L_c}{T_s} \quad (2.51)$$

où Δf représente l'écart entre les porteuses, T_s est la durée symbole MC-DS-CDMA sur chaque sous porteuse, T_c la période de chip, N_c le nombre de porteuses, L_c la longueur des séquences PN et T_b est la durée d'un bit en entrée du système.

L'information à transmettre n'est pas nécessairement dupliquée sur toutes les porteuses et on peut utiliser un convertisseur série/parallèle en début de chaîne comme le montre la Figure 2.29. L'allure du spectre de puissance, quant à elle est donnée à la Figure 2.30.

Cette technique permet de réduire, voire d'éliminer l'interférence inter-chip de manière efficace et l'utilisation de la transformée de Fourier permet d'accomplir l'étalement de manière numérique, sans avoir recours à des filtres analogiques.

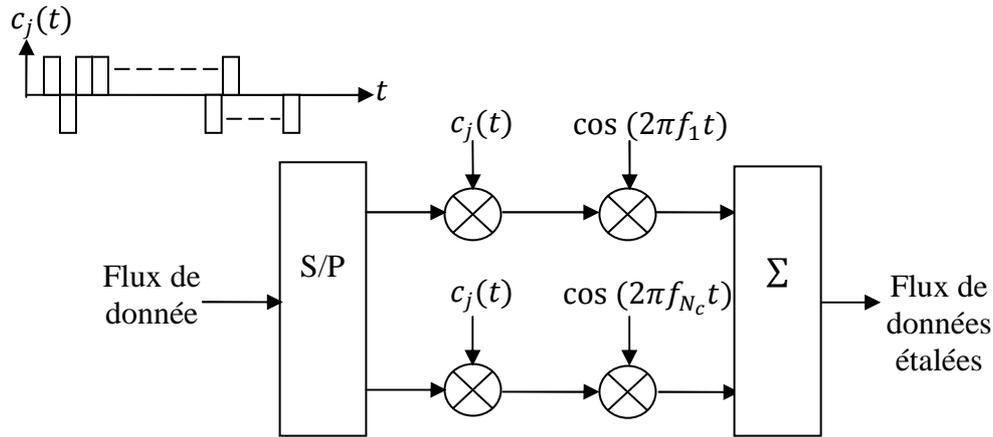


Figure 2.29 Émetteur MC-DS-CDMA

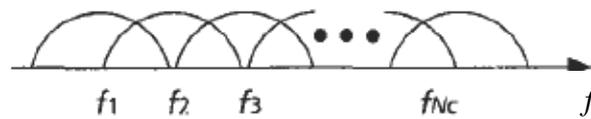


Figure 2.30 Spectre de puissance MC-DS-CDMA

2.6.2.2 Le système MC-CDMA (Multicarrier CDMA)

Dans cette technique introduite en 1993 [69], les différentes porteuses sont orthogonales et la séquence PN qui permet de différencier les différents usagers est de longueur égale au nombre de porteuses. En effet chaque chip de la séquence PN est appliqué à une porteuse comme le montre la Figure 2.31. Les différentes porteuses véhiculent la même séquence d'information.

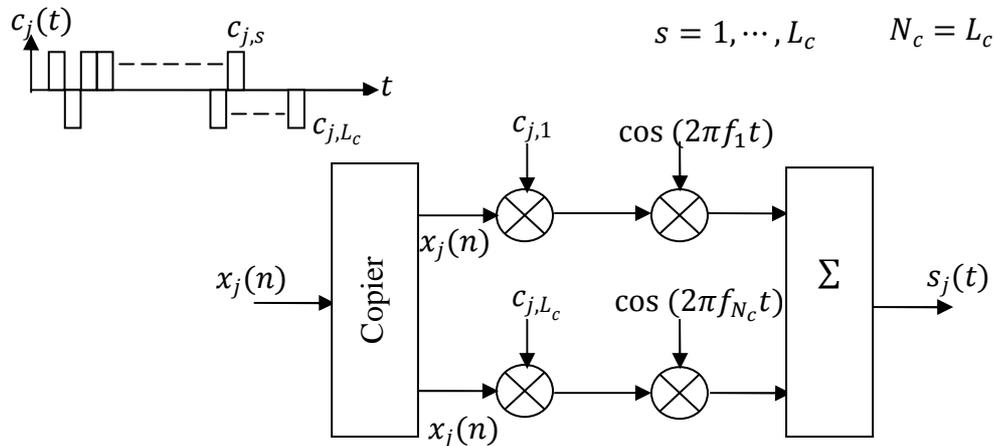


Figure 2.31 Émetteur MC-CDMA

Avec cette méthode, le signal est, en quelque sorte, combiné dans le domaine fréquentiel et il est aussi possible d'utiliser un convertisseur série/parallèle avant ce dispositif si le débit est très grand afin d'éliminer l'interférence inter-symbole et même inter-chip.

La Figure 2.32 représente l'allure générale du spectre de puissance du système MC-CDMA qui se caractérise par un nombre conséquent de porteuses très rapprochées.

Pour ces avantages tels que l'efficacité spectrale améliorée et l'élimination de l'interférence inter-chip grâce à des largeurs de bande très petites, ce procédé est devenu un candidat potentiel pour la 4^{ème} génération et plus pour les réseaux de téléphonies mobile.

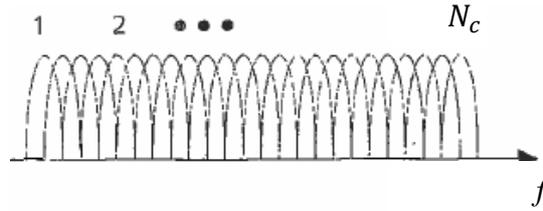


Figure 2.32 Spectre de puissance MC-CDMA

2.6.3 Principes du système AMRC à porteuses multiples ou MC-CDMA

Le signal MC-CDMA est issu de la concaténation des opérations d'étalement de spectre par séquence directe et de la modulation à porteuses multiples. Le modulateur MC-CDMA étale les données \mathbf{d}_j de chaque utilisateur j dans le domaine fréquentiel [70]. L'étalement se réalise par la multiplication des données \mathbf{d}_j par chacun des éléments du code \mathbf{c}_j d'étalement associé. La Figure 2.33 représente le modulateur MC-CDMA dans le cas où le code d'étalement a une longueur L_c égale au nombre de sous-porteuses N_c .

Sous l'hypothèse de L_c égale à N_c , l'expression du signal émis sur $[0; T_s]$ [en fréquence intermédiaire, en sortie du modulateur est donnée par la relation [32] :

$$s_j(t) = \frac{1}{\sqrt{N_c}} \sum_{p=0}^{N_c-1} \mathcal{R}\{d_j c_{k,j} \Pi(t) e^{2j\pi f_p t}\} \quad (2.52)$$

$$\text{avec } f_p = f_o + \frac{p}{T_s} \quad (2.53)$$

L'étalement se faisant à la fréquence du signal à moduler, la durée T_s du symbole modulé reste égale à celle, T_d , du symbole x_j . Il en ressort un espacement entre sous-porteuses Δf donné par :

$$\Delta f = \frac{1}{T_s} = \frac{1}{T_d} \quad (2.54)$$

L'enveloppe complexe X_j du signal modulé, échantillonné à T_s/N_c , est donc égale à :

$$X_j\left(\frac{nT_s}{N_c}\right) = \frac{d_j}{\sqrt{N_c}} \sum_{p=0}^{N_c-1} c_{p,j} e^{2j\pi n \frac{(p-N_c/2)}{N_c}} = (-1)^n x_j \sum_{p=0}^{N_c-1} \frac{c_{p,j}}{\sqrt{N_c}} e^{2j\pi n \frac{p}{N_c}} \quad (2.55)$$

Tout comme le signal OFDM, le signal MC-CDMA peut être généré par une transformée de Fourier discrète (TFD) inverse effectuée sur les chips du code d'étalement. Ainsi, le choix des codes d'étalement est fondamental. En effet, de trop grandes variations de l'enveloppe complexe du signal modulé sont délicates à traiter pour les amplificateurs radiofréquence de puissance [71].

La description du modulateur MC-CDMA repose ici sur l'hypothèse $L_c = N_c$. Cependant, le plus souvent, des combinaisons sont proposées pour différentes valeurs de L_c et N_c . De plus, les techniques présentées précédemment pour combattre les ISI et les ICI, à savoir l'ajout d'intervalle de garde et le zero-padding, sont toujours utilisables dans notre cas de figure [72]. Dés lors, nous distinguerons le nombre de sous-porteuses utiles N_{cU} , sur lesquelles les données sont émises, du nombre de sous-porteuses totales correspondant au nombre de points de la TFD.

Ainsi, l'agencement de la longueur des codes et du nombre de sous-porteuses permet le dimensionnement de système MC-CDMA adaptés à de nombreux cas de figures.

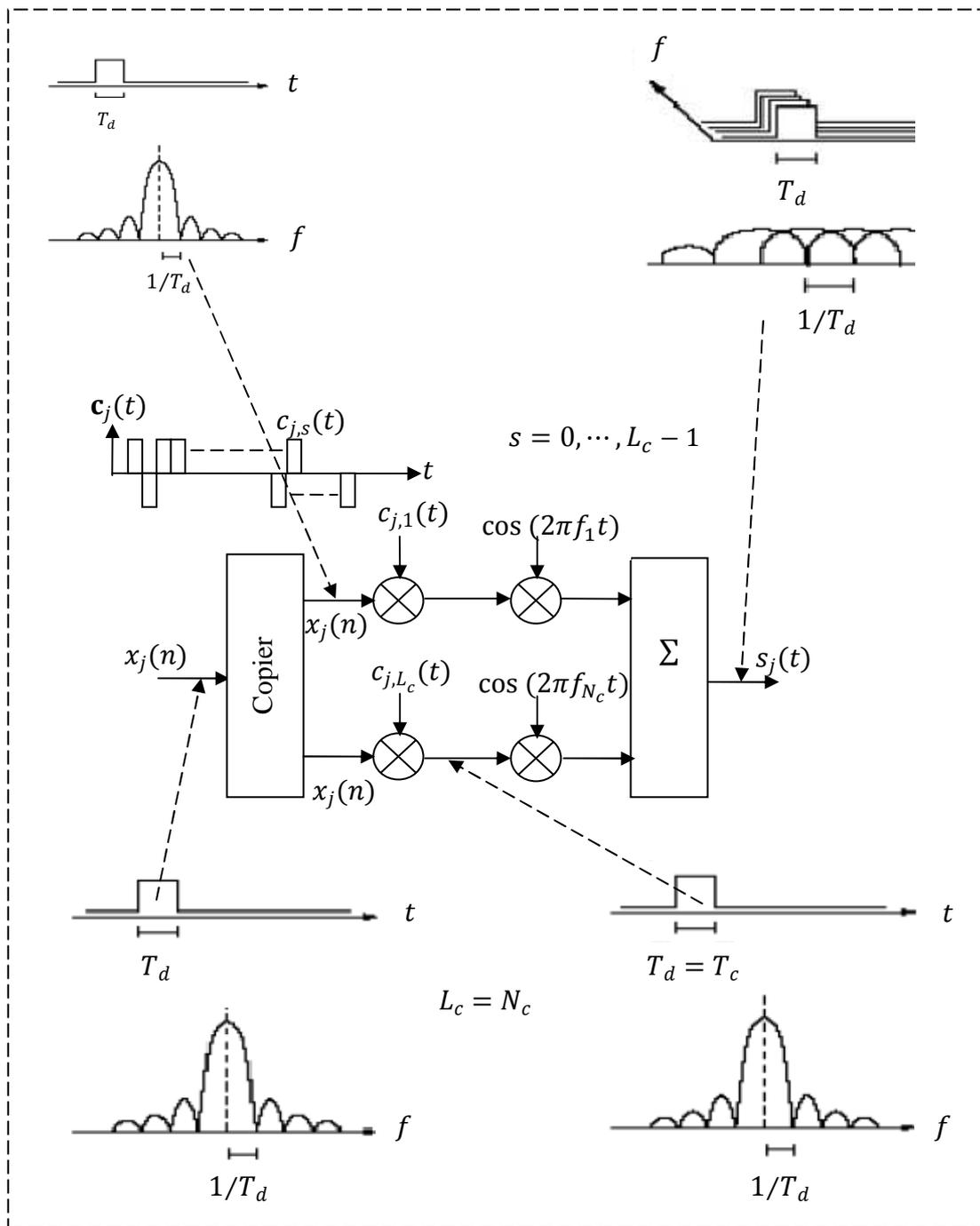


Figure 2.33 : Modulateur MC-CDMA du j ième utilisateur avec $L_c = N_c$

La Figure 2.34 montre les performances du schéma d'accès multiple MC-CDMA contre les bruits du canal et les interférences liées aux autres utilisateurs.

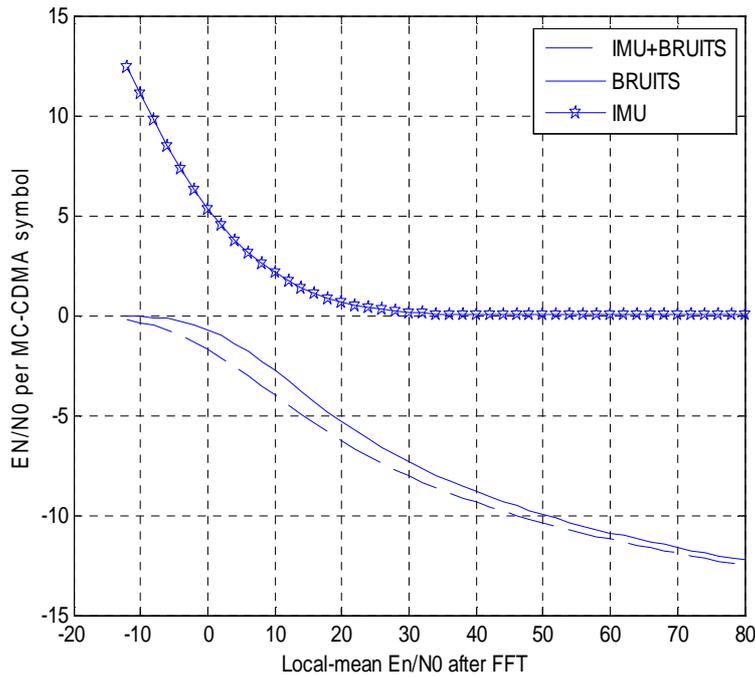


Figure 2.34 : Gain apporté par le système d'accès multiple MC-CDMA

2.7 Modélisation du système MC-CDMA dans le cas d'une liaison descendante

La chaîne de radiocommunications illustrée sur la Figure 2.35 représente l'organisation générale d'une liaison descendante synchrone entre un émetteur et N_U terminaux mobiles basés sur la technique MC-CDMA. La conversion série-parallèle au sein de l'émetteur montre que chaque sous-porteuse est modulée par les données de chaque utilisateur multipliées par chacun des chips de leur séquence d'étalement.

Afin de remédier aux perturbations introduites par le canal de transmission, il est nécessaire de mettre en œuvre un dispositif d'égalisation. Deux catégories de détecteurs existent, les détecteurs mono-utilisateurs et les détecteurs multi-utilisateurs [73]. Dans le premier cas, seule la séquence de l'utilisateur considéré est supposée connue, les interférences liées aux autres utilisateurs étant alors considérées comme des brouilleurs. Dans l'autre, les séquences de tous les utilisateurs sont connues, les interférences d'accès multiples sont alors considérées comme des signaux déterministes et non plus comme aléatoires. Ainsi, dans le cas où N_U utilisateurs sont actifs, le signal reçu peut s'exprimer par :

$$r(t) = (h * s)(t) + b(t) \quad (2.56)$$

$$r(t) = \frac{1}{\sqrt{N_c}} \sum_{l=0}^{L-1} \sum_{j=0}^{N_U-1} \sum_{p=0}^{N_c-1} \beta_l(t) e^{j(2\pi\nu_l t + \theta_l(t))} x_j c_{p,j} e^{2j\pi(p - N_c/2)\frac{t - \tau_l}{T_s}} + b(t) \quad (2.57)$$

$\theta_l(t) = -2\pi\nu_l\tau_l(t)$ est le déplacement de la phase introduit par le trajet de propagation l .

Dans les sections suivantes, afin de faciliter la présentation des différentes techniques de détection, nous supposons un dimensionnement adéquat du système étudié. Ainsi, la durée de l'intervalle de garde T_g (ou préfixe cyclique T_{pc}) sera suffisante, garantissant l'absence

d'interférences entre symboles et entre sous-porteuses. De plus, la durée du symbole MC-CDMA sera suffisante afin de considérer le canal comme invariant sur toute la durée de ce symbole, ainsi que l'absence de sélectivité fréquentielle sur chaque sous-porteuse. Ensuite, l'indépendance des processus aléatoires affectant chaque sous-porteuse sera garantie par les entrelacements temporel et fréquentiel. Sous ces hypothèses, l'équivalence temps-fréquence permet la modélisation du canal dans le domaine fréquentiel par un ensemble de N_c coefficients h_p , égaux à $\rho_p e^{i\varphi_p}$, affectant chaque sous-porteuse p , indépendants et constants sur la durée $T_s + T_g$ d'un symbole.

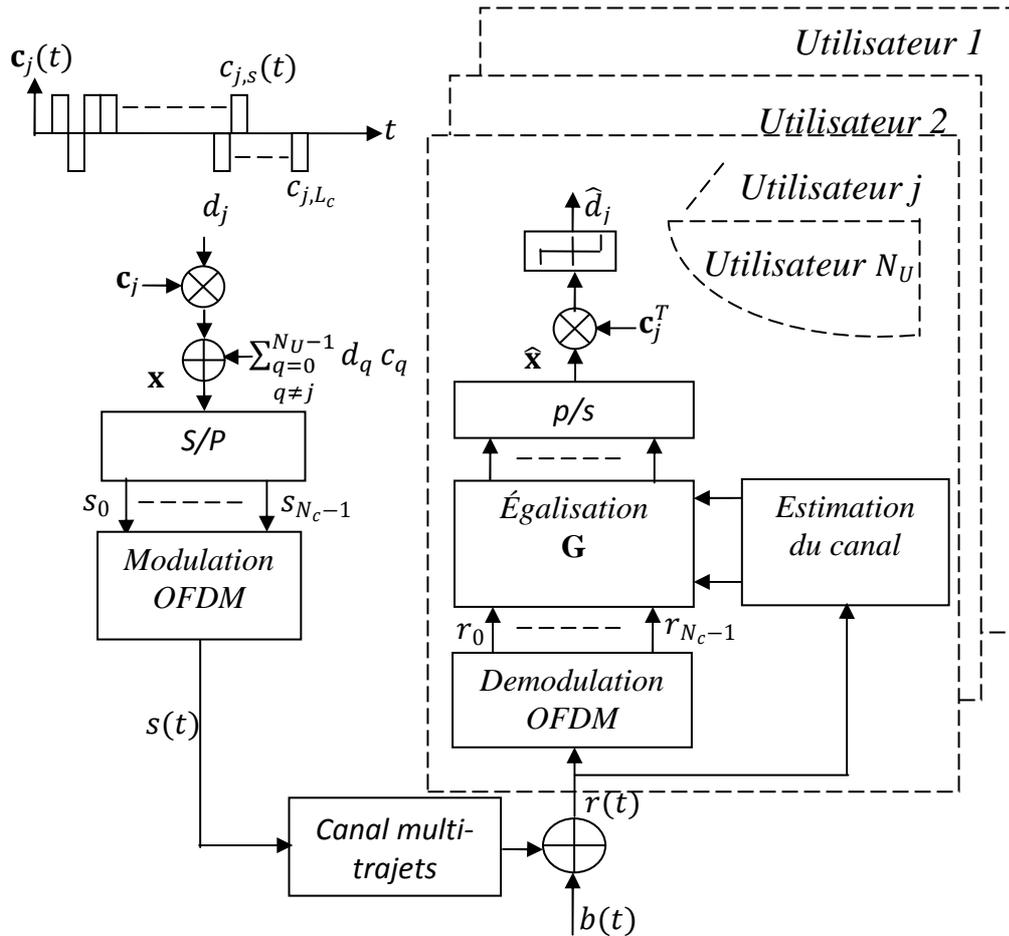


Figure 2.35 : Représentation d'une chaîne de radiocommunications utilisant la technique MC-CDMA

Enfin, et pour faciliter l'introduction des différentes techniques de détection, nous prendrons L_c égal à N_c . Ainsi, après les opérations de filtrage, de transposition en bande de base, d'échantillonnage et de suppression de l'intervalle de garde, l'expression d'un symbole MC-CDMA reçu peut s'écrire [74] :

$$\mathbf{r} = \mathbf{H}\mathbf{C}\mathbf{x} + \mathbf{b} \quad (2.58)$$

\mathbf{r} , désigne un vecteur constitué des valeurs reçues de chaque sous-porteuse :

$$\mathbf{r} = [r_0, \dots, r_{N_c-1}]^T. \quad (2.59)$$

La matrice \mathbf{H} représente la matrice des coefficients complexes du canal de taille $N_c \times N_c$. Les hypothèses précédemment formulées sur le bon dimensionnement du système permettent de considérer cette matrice comme diagonale :

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} h_0 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & h_1 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & h_{N_c-1} \end{bmatrix} \quad (2.60)$$

La matrice \mathbf{C} représente les codes d'étalement. L'opération d'étalement peut ainsi être représentée comme la multiplication de la matrice \mathbf{C} par le vecteur \mathbf{d} , constitué des données de chaque utilisateur. On a donc :

$$\mathbf{C} = [\mathbf{c}_0 \cdots \mathbf{c}_{N_U-1}] = \begin{bmatrix} c_{0,0} & c_{0,1} & \cdots & c_{0,N_U-1} \\ c_{1,0} & c_{1,1} & \cdots & c_{1,N_U-1} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ c_{L_c-1,0} & c_{L_c-1,1} & \cdots & c_{L_c-1,N_U-1} \end{bmatrix} \quad (2.61)$$

Avec

$$\mathbf{c}_j = [c_{0,j} c_{1,j}, \dots, c_{(L_c-1)j}]^T \text{ et } \mathbf{d} = [d_0, \dots, d_{N_U-1}]^T$$

$$\mathbf{b} = [b_0, \dots, b_{N_c-1}]^T$$

Le vecteur \mathbf{b} représente les N_c composantes du bruit affectant chaque sous-porteuse et modélisables comme étant des processus gaussiens additifs.

En réception, la structure des détecteurs étudiés repose sur l'utilisation d'un étage d'égalisation, suivi des opérations de désétalement selon la séquence de l'utilisateur considéré, et enfin la démodulation binaire. Les performances atteintes avec les détecteurs multiutilisateurs sont meilleures que celles des détecteurs mono-utilisateurs, nous considérerons en premier lieu les détecteurs mono-utilisateurs pour mieux comprendre le principe des détecteurs multiutilisateurs.

2.7.1 Les techniques de détection mono-utilisateurs dans le système MC-CDMA

Les détecteurs mono-utilisateurs considèrent uniquement le signal de l'utilisateur actif, les autres utilisateurs sont assimilés à des brouilleurs [75,76,77]. Les détecteurs mono-utilisateurs classiquement rencontrés utilisent une structure d'égalisation linéaire, consistant en un égaliseur à une prise. En utilisant la notation matricielle précédente, il est possible d'exprimer \mathbf{G} , la matrice diagonale composée des coefficients g_p d'égalisation :

$$\mathbf{G} = \begin{bmatrix} g_0 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & g_1 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & g_{N_c-1} \end{bmatrix} \quad (2.62)$$

Après égalisation et désétalement selon la séquence \mathbf{c}_j de l'utilisateur considéré, l'estimation du symbole émis peut s'exprimer par :

$$\hat{d}_j = \mathbf{c}_j^T \hat{\mathbf{x}} = \mathbf{c}_j^T \mathbf{G} \mathbf{r}$$

$$= \mathbf{c}_j^T \mathbf{G} (\mathbf{H} \mathbf{C} \mathbf{x} + \mathbf{b})$$

donc

$$\hat{d}_j = \sum_{p=0}^{N_c-1} c_{p,j}^2 g_p h_p x_j + \sum_{q=0}^{N_U-1} \sum_{p=0}^{N_c-1} c_{p,j} c_{p,q} g_p h_p x_q + \sum_{p=0}^{N_c-1} c_{p,j} g_p b_p \quad (2.63)$$

Cette expression est très importante à la compréhension du système. Elle se compose de trois parties. La première partie forme le signal utile, soit les données reçues de l'utilisateur actif. Le second terme représente les interférences d'accès multiples ou MAI. Ces interférences sont engendrées par les brouilleurs. Le dernier terme de l'expression représente, quant à lui, le bruit blanc additif gaussien pondéré du code d'étalement de l'utilisateur considéré et du coefficient d'égalisation appliqué pour chaque sous-porteuse. Il existe différentes techniques de détections mono-utilisateurs qui peuvent être mises en œuvre. Nous détaillons ici les principales :

- **Le détecteur à combinaison à gain maximal : le filtre adapté ou MRC**
(détecteur optimal) en contexte mono-utilisateur)

Cette technique CGM ou MRC, pour Maximum Ratio Combining, est optimale vis-à-vis du bruit additif en l'absence d'interférences d'accès multiples. Elle consiste à appliquer sur chaque sous-porteuse un coefficient d'égalisation g_p égal au complexe conjugué du coefficient du canal h_p , soit :

$$g_p = h_p^* \quad (2.64)$$

Le principal inconvénient de cette technique est qu'elle ne restaure pas l'orthogonalité entre utilisateurs. Dès lors, la présence de plusieurs utilisateurs, et donc l'apparition de MAI, dégrade fortement les performances de cette technique.

- **Le détecteur à combinaison à gain égal EGC**

Cette technique CGE ou EGC, pour Equal Gain Combining, repose sur la correction de la distorsion de phase introduite par le canal en appliquant un coefficient d'égalisation g_p à chaque sous-porteuse égal à :

$$g_p = \frac{h_p^*}{|h_p|} \quad (2.65)$$

Cette technique permet également de corriger partiellement la MAI introduite dans un contexte multi-utilisateurs. Néanmoins, il faut noter que les performances de cette technique, pour un système multi-porteuses, ne sont pas satisfaisantes.

- **Le détecteur à combinaison et à restauration d'orthogonalité ORC ou ZF (zéro forcing)**

Cette technique CRO ou ORC, pour Orthogonality Restoring Combining, permet d'annuler totalement la dispersion apportée par le canal. Le coefficient d'égalisation appliqué sur chaque sous-porteuse est donné par :

$$g_p = \frac{1}{h_p} \text{ avec } h_p \neq 0 \quad (2.66)$$

Dans ce cas, l'expression de l'estimation de d_j devient :

$$\hat{d}_j = \sum_{p=0}^{N_c-1} c_{p,j}^2 x_j + \sum_{q=0, q \neq j}^{N_U-1} \sum_{p=0}^{N_c-1} c_{p,j} c_{p,q} x_q + \sum_{p=0}^{N_c-1} c_{p,j} \frac{1}{h_p} b_p \quad (2.67)$$

L'utilisation de codes d'étalement orthogonaux aux niveaux de l'émetteur garantit :

$$\sum_{s=0}^{L_c-1} c_{s,j} c_{s,q} = 0, \forall j \neq q \quad (2.68)$$

Dés lors, le second terme de l'expression correspondant au terme de la MAI sera annulé.

L'expression devient alors :

$$\hat{x}_j = \sum_{p=0}^{N_c-1} c_{p,j}^2 x_j + \sum_{p=0}^{N_c-1} c_{p,j} \frac{1}{h_p} b_p \quad (2.69)$$

Les performances de cette technique, qui restaure l'orthogonalité des codes d'étalement, seront donc indépendantes du nombre d'utilisateurs. Son défaut est l'amplification du terme de bruit blanc lors d'évanouissements profonds, lorsque h_p tend vers 0. Dans ce cas, le bruit amplifié sur certaines porteuses va dégrader les performances globales du système. Afin de compenser cet effet, il est possible d'appliquer cette technique jusqu'à un certain seuil α . Pour des amplitudes inférieures à ce seuil, on utilise une valeur de g_p fixe :

$$g_p = \begin{cases} \frac{1}{h_p} & \text{si } |h_p| > \alpha \\ \xi & \text{si } |h_p| \leq \alpha \end{cases} \quad (2.70)$$

➤ Le détecteur à combinaison à erreur quadratique moyenne minimale MMSE

Cette technique EQMM ou MMSE [78], pour Minimum Mean Square Error, offre un compromis entre la minimisation du terme d'interférences d'accès multiples et la maximisation du rapport signal à bruit. Elle est issue de l'application du filtre de Wiener. Le calcul du coefficient d'égalisation a pour but de minimiser l'erreur quadratique moyenne pour chaque sous-porteuse entre le signal émis et le signal égalisé. Cette résolution conduit à l'expression des coefficients g_p :

$$g_p = \frac{h_p^*}{|h_p|^2 + \frac{1}{\gamma_p}} \text{ avec } \gamma_p \neq 0 \quad (2.71)$$

Avec l'hypothèse d'un canal normalisé en puissance, $E[|h_p|^2] = 1$. Le coefficient γ_p est calculé à partir de l'estimation du rapport signal à bruit par sous-porteuse, induisant une complexité supplémentaire. Afin de s'affranchir de cette estimation, il est possible d'appliquer un coefficient ϵ , fixé en fonction du point limite de fonctionnement du système. Une technique hybride entre la technique ORC et MMSE existe, elle est appelée égalisation partielle et propose un compromis entre les deux techniques de restauration.

➤ Résultats de Simulation

La Figure 2.36 présente les performances des différents détecteurs étudiés, la courbe (1) représente les performances obtenues dans le cas idéal de l'annulation des interférences d'accès multiples.

Cette borne, appelée performances du système idéal MC-CDMA à filtre adapté, correspond à la probabilité d'erreur obtenue en présence d'un utilisateur dans le cas d'une transmission sur un nombre N de canaux de Rayleigh statistiquement indépendants, avec en réception la mise en œuvre de la technique MRC. Lorsque le nombre N_c de sous-porteuses augmente, cette borne tend vers les performances obtenues sur canal Gaussien. Elle est ici donnée pour $N_c = 16$. La technique ORC ou ZF -courbe (3)- rétablit l'orthogonalité entre les différents signaux et évite ainsi l'interférence inter-utilisateurs, mais au prix d'une amplification importante du bruit, en particulier pour les faibles rapports E_b/N_0 . Les performances les plus mauvaises sont obtenues à pleine charge avec la technique MRC -courbe (5)- qui accentue l'interférence inter-utilisateurs. La détection selon le critère de la minimisation de l'erreur quadratique moyenne (MMSE) -courbe (2)- offre les meilleurs résultats, mais elle nécessite d'estimer le rapport signal à bruit. Une alternative possible est de mettre en œuvre une égalisation dite MMSE sous-optimale pour laquelle le rapport signal à bruit n'est plus estimé mais fixé à une valeur donnée.

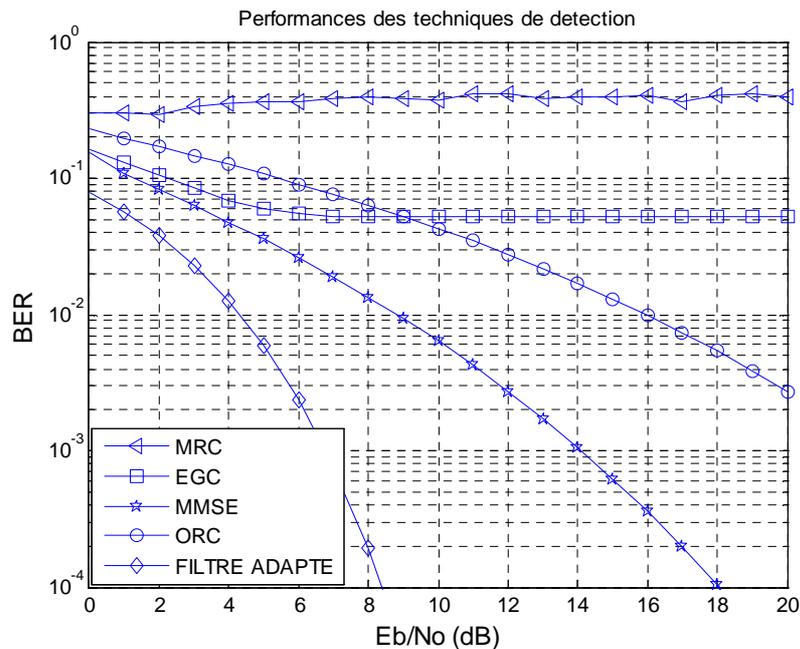


Figure 2.36 : Performances des techniques de détection Mono-utilisateur sur canal théorique de Rayleigh, à pleine charge, $N_p = L_c = 16$.

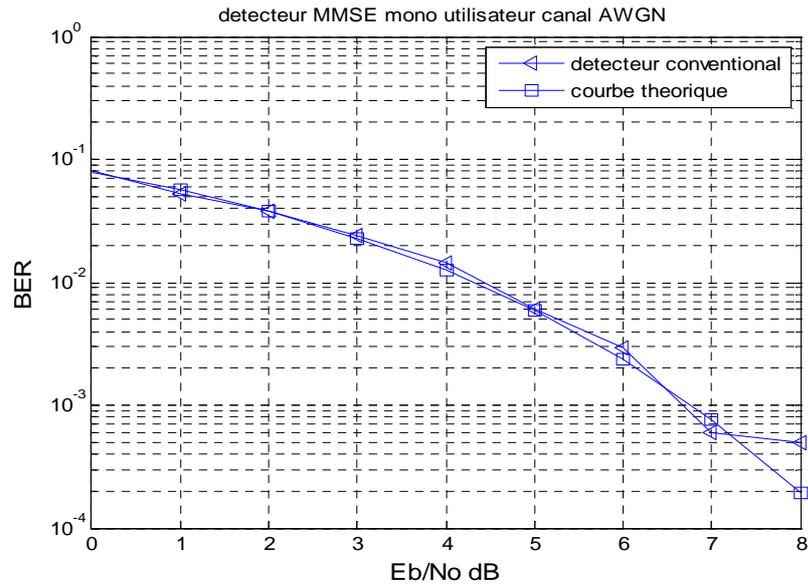


Figure 2.37 : Détection mono utilisateur dans un canal AWGN avec le détecteur conventionnel

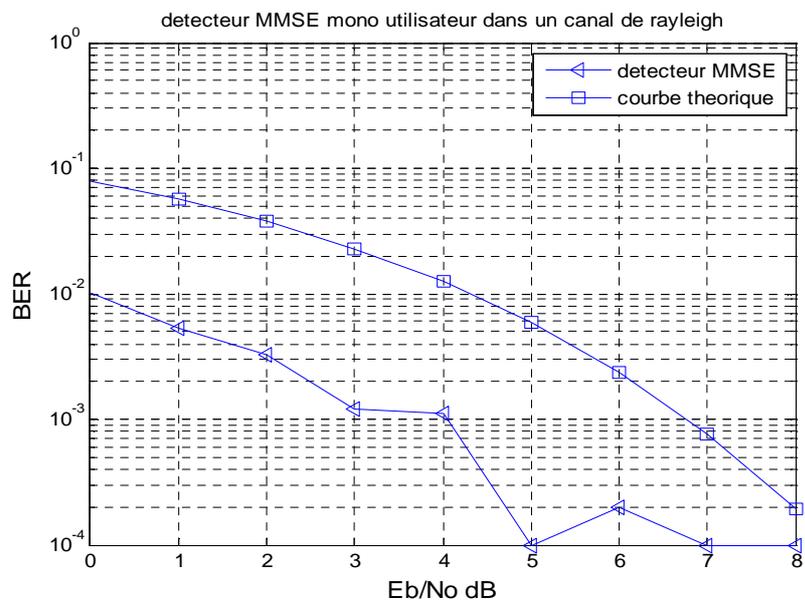


Figure 2.38 : Détection mono utilisateur dans un canal de Rayleigh avec MMSE

Les Figures 2.37 et 2.38 donnent les graphes de détecteur MMSE mono utilisateurs dans un canal AWGN et dans un canal de Rayleigh.

2.7.2 Les techniques de détection multiutilisateurs dans le système MC-CDMA

Les détecteurs multiutilisateurs sont basés sur une détection "conjointe" tenant compte de l'ensemble des séquences émises par les utilisateurs. Ceci permet de ne plus considérer les signaux envoyés par les autres émetteurs uniquement comme des signaux parasites mais de détecter simultanément l'ensemble des séquences de données de manière à exploiter les éventuelles informations apportées par les interactions dues à l'émission simultanées des

utilisateurs. Les IAM ne sont donc plus considérées uniquement comme des bruits mais sont exploitées de manière à améliorer le TEB en réception [79,80].

La Figure 2.39 présente les différents détecteurs multiutilisateurs existants dans la littérature. Le récepteur optimal est le détecteur à maximum de vraisemblance (MV), il est capable de détecter conjointement tous les signaux des usagers. Son fonctionnement demande la connaissance du canal de tous les utilisateurs et de leurs séquences d'étalement. Cette information est disponible pour la station de base, mais pas pour les stations mobiles, qui ne sont pas informées directement de la présence des autres utilisateurs. Dans ces conditions, le maximum de vraisemblance utilisant l'algorithme de Viterbi, nécessite un coût de calcul qui devient rapidement prohibitif.

L'impossibilité d'utiliser en pratique le récepteur MV dans la plupart des systèmes CDMA a justifié la recherche de solutions sous optimales qui permettent de réduire l'interférence entre utilisateurs ou de réaliser la détection Multiutilisateurs avec un niveau de performance acceptable et une complexité raisonnable [81].

Les différentes techniques de réduction de l'interférence entre utilisateurs et détection multiutilisateurs peuvent être séparées et classées en deux catégories : linéaires et non linéaires.

- **Techniques linéaires**

Parmi les techniques linéaires, il y a celles qui opèrent dans l'espace des codes, en faisant la détection conjointe des utilisateurs et celles qui n'ont pas besoin de connaître explicitement les autres utilisateurs, mais qui parviennent dans certaines situations à réduire considérablement l'interférence entre utilisateurs.

Les techniques linéaires effectuent une transformation linéaire d'un ensemble d'échantillons de la sortie du canal avec l'objectif d'éliminer l'interférence. Plusieurs critères permettent de déterminer cette transformation, qui est généralement mise en œuvre sur la forme d'un filtre à réponse impulsionnelle finie.

- **Techniques non linéaires**

Des techniques non linéaires ont aussi été proposées pour combattre l'interférence entre utilisateurs. Parmi ces techniques, on trouve :

- **Le détecteur par élimination successive des interférences**

Le détecteur par éliminations successives des interférences (SIC pour Successive Interference Canceller) consiste à réaliser une première détection, avec un *RAKE* par exemple, de l'utilisateur le plus puissant. Ensuite, on décide le symbole et on régénère le signal reçu de cet utilisateur à partir de cette décision, du code d'étalement et du canal de cet utilisateur. Ensuite, le signal régénéré est soustrait du signal reçu et avec ce nouveau signal, on procède à la détection du deuxième utilisateur le plus puissant, puisque on s'est déjà débarrassé du premier et ainsi de suite.

A l'évidence, ce récepteur est sujet à la propagation d'erreur au cas où une mauvaise décision est effectuée sur un des utilisateurs. Il est clair que plus l'erreur se situe au début du processus, pire seront les conséquences.

Intuitivement, on peut voir que l'efficacité de l'élimination de l'interférence est réduite quand la puissance des utilisateurs est à peu près la même. Il faut noter aussi que chaque étage de détection apporte un délai supplémentaire au traitement [82].

➤ **Le détecteur par éliminations parallèles des interférences**

Le détecteur par élimination parallèle des interférences (PIC pour Parallel Interference Cancellation) est plus indiqué dans les situations où les utilisateurs ont à peu près la même puissance.

Le PIC possède l'avantage de ne pas avoir besoin d'ordonner les utilisateurs selon leurs puissances. De plus, il permet la parallélisation des opérations, réduisant le délai de traitement. Celui-ci est encore plus réduit par le fait que le PIC a généralement moins d'étages que le SIC.

Il est judicieux d'utiliser un décorrélateur au lieu d'un *RAKE* dans le premier étage du PIC, afin d'avoir des symboles plus fiables dès la première itération. Cela permet une convergence plus rapide, ce qui signifie l'utilisation du minimum d'étages possibles.

Il faut noter qu'après la première itération, il faut vraiment utiliser le *RAKE*, car on suppose que les interférences ont été enlevées.

Ainsi comme le SIC, le PIC admet l'utilisation de décision souple et des techniques "turbo détections" en utilisant le codage de canal pour améliorer la fiabilité des symboles utilisés dans la régénération du signal. Evidemment, cela implique une augmentation considérable de la complexité et du délai de traitement [83]. La figure suivante présente une classification des détecteurs Multiutilisateurs utilisés :

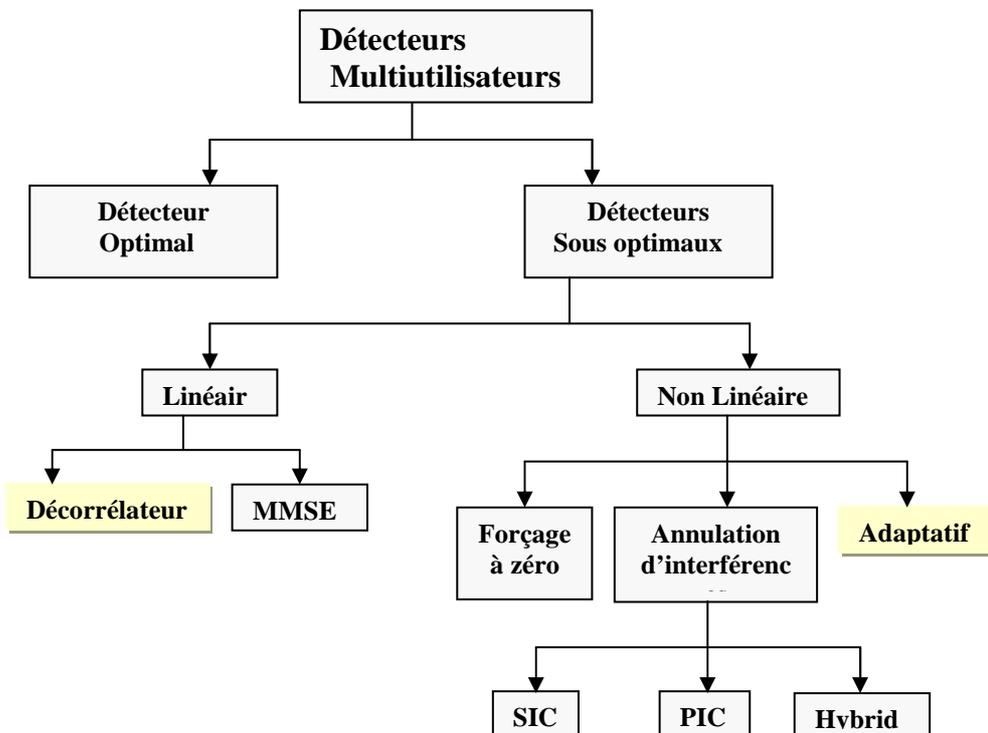


Figure 2.39 : Classification des différentes techniques de détection Multiutilisateurs

Nous commençons par donner le principe et les performances des *récepteurs Multiutilisateurs* largement connues dans le domaine de la détection multi utilisateur, quelques simulations seront présentées.

Précisons qu'un récepteur Multiutilisateurs *linéaire* utilisé pour la détection du symbole x_j d'un utilisateur particulier consiste à trouver un vecteur \mathbf{w}_j suivant un certain critère, tel que le symbole détecté \hat{x}_j est donné suivant la règle de décision [84,85] :

$$\hat{x}_j = \text{sgn}(\mathbf{w}_j^T \mathbf{r}) \quad (2.72)$$

Les récepteurs MC-CDMA sont habituellement classés selon différents critères qui peuvent être la structure du récepteur [86](série, parallèle, à retour de décision...), la technique d'égalisation employée, la connaissance à priori ou non d'information sur les utilisateurs émettant sur le canal de transmission,...

Le premier critère que nous prenons en compte concerne la connaissance à priori d'informations sur chacun des utilisateurs. Cette information peut correspondre à la connaissance partielle ou totale de la matrice des codes d'étalement. Ainsi, un détecteur est qualifié de mono utilisateur lorsque seul le code d'étalement de l'utilisateur dont on cherche à retrouver les données est connu du récepteur. Les interférences d'accès multiple provenant des autres utilisateurs sont alors considérées comme des brouilleurs et non porteuses d'information utile. En revanche, les détecteurs sont dits Multiutilisateurs lorsqu'ils s'appuient sur la connaissance d'information sur les différents utilisateurs. Dans certains cas, ils peuvent chercher à retrouver la séquence émise par certain nombre d'entre eux pour améliorer la détection des données d'un utilisateur particulier. Les interférences d'accès multiple ne sont plus ici considérées comme des signaux aléatoires mais comme des signaux déterministes.

En réalité, l'égalisation vise seulement à compenser les distorsions introduites par le canal. Elle ne permet pas à elle seule de retrouver les données transmises par un symbole MC-CDMA. Toutefois, son utilisation reste primordiale dans le cadre d'un système MC-CDMA. Ainsi, l'opération de détection inclura aussi bien les étapes d'égalisation, le désétalement que celle de démodulation. Les techniques de détection mono utilisateur restent valables pour les techniques de détection multiutilisateurs.

Grâce à la connaissance des codes d'étalement attribués aux différents utilisateurs, le détecteur Multiutilisateurs va chercher à estimer l'IAM (interférence d'accès multiple) afin de mieux détecter le signal de l'utilisateur considéré.

➤ La technique du maximum de vraisemblance (MLSE)

La technique MLSE « Maximum likelihood Sequence estimation » repose sur l'application du détecteur à maximum de vraisemblance. Celui-ci cherche à déterminer, pour chaque symbole MC-CDMA, le vecteur $\hat{\mathbf{x}} = [\hat{x}_1, \dots, \hat{x}_{N_U}]^T$ de données des N_U utilisateurs le plus vraisemblable parmi les 2^{nN_U} vecteurs émis possibles où n est le nombre de bits par symbole. Chercher à minimiser la probabilité d'erreur d'une séquence revient à maximiser la probabilité d'erreur conditionnelle qu'un vecteur \mathbf{x}^k ($1 \leq k \leq 2^{nN_U}$) ait été transmis sachant que le vecteur \mathbf{r} a été reçu [87]. En appliquant la loi de Bayes sur les probabilités conditionnelles et en supposant une indépendance statistique entre les signaux \mathbf{r}_j , maximiser cette probabilité conditionnelle revient à trouver le vecteur de données $\hat{\mathbf{x}}$ qui minimise le carré de la distance euclidienne entre le signal reçu et toutes les séquences émises possibles, soit :

$$\hat{\mathbf{x}} = \arg_{\min} \|\mathbf{r} - \mathbf{H}\mathbf{C}\mathbf{x}^k\| \quad \text{avec } 1 \leq k \leq 2^{nN_U} \quad (2.73)$$

La mise en œuvre d'un tel détecteur requiert le calcul de 2^{nN_U} distances euclidiennes par durée symbole. Même si celui-ci correspond au détecteur optimal en terme de probabilité d'erreur, pour éviter une trop grande complexité des récepteurs, une telle technique ne peut être mise en œuvre que pour un nombre relativement peu élevé d'utilisateurs. D'autres structures Multiutilisateurs moins complexes mais sous optimales ont alors été développées comme nous allons le voir maintenant.

➤ **Les techniques à annulation d'inférences(IC)**

Parmi celles-ci, les techniques de détection dites à annulation d'interférences « interférence cancellation » visent à estimer, dans un premier temps, les interférences d'accès multiples provoquées par la présence des données des $N_U - 1$ autres utilisateurs pour ensuite les soustraire au signal reçu et améliorer ainsi la détection du signal de l'utilisateur considéré[88]. Ce procédé mis en œuvre de manière itérative est construit pour éliminer simultanément ou successivement les interférences. Lorsque la détection du terme d'IAM est simultanée pour l'ensemble des $N_U - 1$ utilisateurs, la structure d'annulation des interférences est dite « parallèle » ou PIC (Parallel interference cancellation). Si cette annulation est réalisée de façon successive, la structure est alors dite « série » ou SIC (serial Interference cancellation). Pour les structures SIC, les contributions des utilisateurs sont annulées dans l'ordre décroissant des puissances reçus.

➤ **La combinaison à erreur quadratique moyenne (MMSE)**

Les techniques de détection Multiutilisateurs vues jusqu'à présent sont non linéaires. Il est toutes fois possible d'utiliser une structure Multiutilisateurs linéaire. Cette technique, qui a été appelée GMMSE « Global Minimum Mean Square Error », repose à nouveau sur l'application du filtrage de Wiener afin de réaliser un compromis entre la minimisation du terme d'IAM et la maximisation du rapport signal sur bruit. Toutefois, l'objectif ici est de construire l'étage d'égalisation de telle manière qu'il permette de minimiser l'erreur quadratique moyenne, non pas entre la sous porteuse s_p émise et celle détectée en réception, notée \hat{s}_p , mais entre le symbole x_j transmis par l'utilisateur considéré et celui détecté, noté \hat{x}_j . C'est pourquoi cette technique Multi-Utilisateur peut être qualifiée de façon plus judicieuse de combinaison MMSE par utilisateur ou MMSE SD (Single user Detection). Présentée pour la première fois en 1999 pour la technique MC-CDMA [89].

Soit e_j l'erreur commise sur la détection du symbole x_j émis par l'utilisateur désiré j . L'expression de l'erreur quadratique moyenne (EQM) s'écrit :

$$E \left[|e_j|^2 \right] = E \left[|x_j - \hat{x}_j|^2 \right] \quad (2.74)$$

Où \hat{x}_j est le symbole détecté

L'EQM est minimale lorsque l'estimée \hat{x}_j est optimale et notée $\hat{x}_{j,opt}$. Celle-ci est obtenue lorsque le signal \mathbf{r} reçu sur N_c sous porteuses est pondéré par le filtre de Wiener, noté \mathbf{w}_j qui est optimale vis-à-vis du RSB parmi les détecteurs linéaires pour la détection du symbole de l'utilisateur j considéré. L'expression de $\hat{x}_{j,opt}$ est alors donnée par :

$$\hat{x}_{j,opt} = \mathbf{w}_j^H \mathbf{r} \quad (2.75)$$

L'expression du vecteur de pondération est quant à elle donnée par :

$$\mathbf{w}_j^T = \mathbf{r}_{r,x_j}^T \mathbf{R}_{r,r}^{-T} \quad (2.76)$$

Où \mathbf{r}_{r,x_j} est le vecteur d'intercorrélation entre le vecteur reçu \mathbf{r} et le symbole x_j à détecter et $\mathbf{R}_{r,r}^{-T}$ est la transposée de l'inverse de la matrice de covariance des signaux reçus.

L'expression finale du vecteur de pondération donné dans l'équation précédente devient après simplification [90] :

$$\mathbf{w}_j^T = \mathbf{E}_x \mathbf{c}_j^T \mathbf{H}^* (\mathbf{H} \mathbf{C} \mathbf{T}_{x,x} \mathbf{C}^T \mathbf{H}^* + \mathbf{R}_{b,b})^{-1} \quad (2.77)$$

Avec : $\mathbf{E}_x = E[|x_j|^2]$ et $\mathbf{T}_{x,x} = \begin{bmatrix} E[x_0 x_0^*] & E[x_0 x_1^*] & \cdots & E[x_0 x_{N_U-1}^*] \\ E[x_1 x_0^*] & E[x_1 x_1^*] & \cdots & E[x_1 x_{N_U-1}^*] \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ E[x_{N_U-1} x_0^*] & E[x_{N_U-1} x_1^*] & \cdots & E[x_{N_U-1} x_{N_U-1}^*] \end{bmatrix}$

Nous remarquons dans l'expression ci-dessus la présence de la séquence d'étalement \mathbf{c}_j propre à l'utilisateur j .

Nous présentons dans les Figures (2.40) et (2.41) la simulation de la performance du détecteur multiutilisateur dans le cas du détecteur conventionnel et le MMSE dans un canal AWGN et Rayleigh respectivement.

Lorsque nous avons un canal de Rayleigh la performance du récepteur MMSE se trouve dégradé à cause de la forte influence du canal.

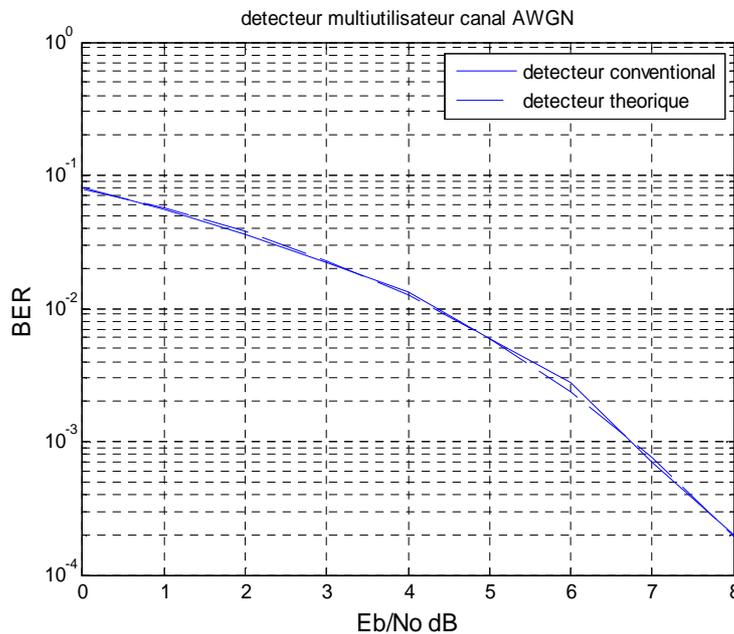


Figure 2.40 : Détection multiutilisateurs dans un canal AWGN avec le détecteur conventionnel Système MC-CDMA pour 4 utilisateurs

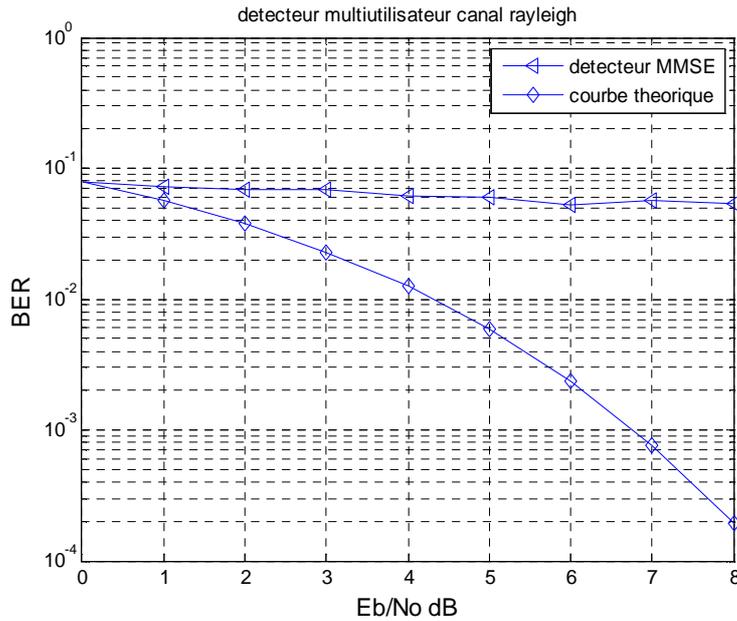


Figure 2.41 : Détection multiutilisateurs dans un canal de Rayleigh avec MMSE
Système MC-CDMA pour 4 utilisateurs

2.8 Conclusion

Nous avons présenté dans ce chapitre les techniques d'accès multiples et les techniques de modulation avancées. Nous avons rappelé les techniques multiutilisateurs comme la TDMA et la FDMA sur bande de base ainsi que sur fréquence porteuse. Le principe de la modulation à accès multiple par répartition de code connue sous le nom de CDMA est très bien décrit, cette technique est à la base des systèmes de la 3^{ème} génération de téléphonie mobile. Nous avons introduit la modulation OFDM, son principe est détaillé, nous avons fait une introduction sur le précodage linéaire, son association avec l'OFDM (LP-OFDM) est bien décrite. La technique de la modulation avancée MC-CDMA est présentée, qui est l'association du système multi-accès CDMA et de la modulation multi-porteuse OFDM et est à la base des systèmes de quatrième génération (4G) et les suivantes (beyond 4G). Nous avons rappelé aussi les différents détecteurs monoutilisateur et multiutilisateurs existants dans la littérature dans le contexte d'un accès en MC-CDMA dans un canal AWGN et Rayleigh. Nous avons présenté quelques simulations de détection surtout avec la technique MMSE qui présente une certaine efficacité par rapport aux autres méthodes classiquement utilisées. Dans le chapitre suivant, nous allons présenter l'apport des réseaux adaptatifs d'antennes dans la détection toujours pour un système MC-CDMA.

Chapitre 3

Les systèmes multi-antennes

3.1 Introduction

Nous présentons dans ce chapitre les antennes adaptatives, leur avantages ainsi que les différents types existants. Nous rappelons sa structure, une modélisation en bande étroite est faite, le modèle du signal reçu ainsi que sa représentation matricielle sont très bien détaillés. Notre travail s'est concentré plus particulièrement sur le système de radio communication SIMO ainsi que sur la technique SDMA. Les différentes méthodes et les différents critères de formation de faisceaux sont rappelés. Les algorithmes d'adaptation existants sont mis en évidence et Les différents types de diversités sont cités.

Dans la dernière partie de ce chapitre nous ferons la combinaison du réseau adaptatif d'antennes avec l'OFDM et le MC-CDMA formant ainsi le système SIMO-MC-CDMA. Nous avons réalisé la simulation de ce schéma d'accès multiple associé à la technique multi-porteuses OFDM et le réseau d'antenne adaptatif à la réception avec le critère de l'erreur quadratique moyenne utilisant une séquence de référence à l'émetteur.

3.2 Introduction aux antennes intelligentes

Trois éléments constituent un système de télécommunication sans fils : les postes mobiles, la station de base et le milieu de propagation. La répartition spatiale de l'énergie rayonnée par l'antenne de la station de base est habituellement fixée à la fabrication et ne peut pas être modifiée en cours d'utilisation. Ceci entraîne de nombreux inconvénients comme la limitation du nombre d'utilisateurs, la qualité des communications et la restriction de la portée de la station de base. Une station de base équipée d'une antenne dont nous pouvons adapter la répartition de l'énergie rayonnée en fonction des besoins de l'environnement peut palier à la plupart de ces limitations. Cette antenne est plus communément appelée « antenne intelligente » (smart antennas). Contrairement aux systèmes traditionnels, les systèmes équipés d'une antenne intelligente déterminent la position des utilisateurs et des signaux parasites dans le but de concentrer la puissance uniquement dans la direction des utilisateurs. Deux catégories d'antennes intelligentes existent : les antennes à commutation de faisceaux et les antennes adaptatives [91]. Les systèmes à antennes adaptatives entrent dans un domaine technologique multidisciplinaire dont la croissance a été très importante dans le courant de ces dernières

décennies. Ils bénéficient des interactions croissantes entre l'électromagnétisme et le traitement de signal. L'intérêt de ces systèmes est leur capacité à réagir automatiquement, en temps réel, à des modifications du canal de propagation. Ils permettent de réduire les niveaux des lobes secondaires existants dans la direction de l'interférence, tout en maintenant le lobe principal en direction utile. Habituellement, ces systèmes reposent sur des antennes réseau et sur un processeur récepteur adaptatif temps réel qui attribue des poids aux éléments de l'antenne réseau afin d'optimiser le signal de sortie selon des algorithmes de contrôle prédéfinis. Une antenne réseau adaptative peut donc être définie comme un réseau capable de modifier son diagramme de rayonnement, sa réponse fréquentielle et d'autres paramètres grâce à une boucle à retour de décision interne pendant le fonctionnement de l'antenne [92].

Il est clair que l'utilisation d'antennes multiples est un moyen bien connu pour améliorer les performances d'un système de transmission sur canaux à fading. Ces antennes multiples peuvent s'utiliser à l'émetteur ainsi qu'au récepteur. Dans notre travail nous avons utilisé l'antenne adaptative pour la formation de faisceaux du côté du récepteur, qu'on a appelé formation de faisceaux par le calcul ou numérique (FF-N). Dans le cas général on parlera de diversité de transmission lorsqu'on utilise des antennes multiples en émission et de diversité de réception lorsqu'on utilise des antennes multiples en réception. Pour le cas particulier du mobile, la diversité se fait plutôt en liaison montante en réception à la station de base et en liaison descendante, toujours en émission à la station de base.

3.2.1 Avantages des antennes intelligentes

La caractéristique principale des antennes intelligentes est le pouvoir d'élimination des interférences pour les applications radio-mobiles [93] ce qui donne un meilleur rapport signal sur bruit, donc une augmentation de la capacité en nombre d'utilisateurs.

3.2.1.1 Augmentation de la capacité

Les prochaines générations des systèmes des communications sans fils 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 existants est nécessaire (Figure 3.1). Pour atteindre ces objectifs plusieurs techniques et approches 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) 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 le 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, Figure 3.1. La séparation des sources est réalisée par filtrage spatial.

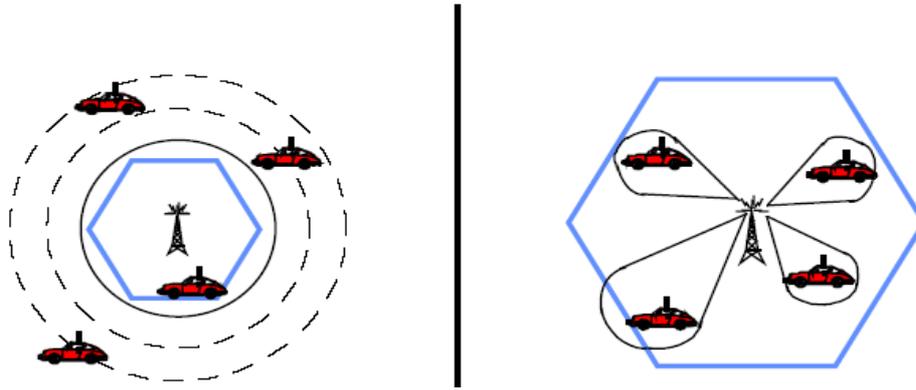


Figure 3.1 : Augmentation de la capacité

3.2.1.2 Réduction de la taille du motif (RTM)

Dans le but de recevoir un plus grand nombre d'utilisateurs [94], une utilisation efficace du spectre de fréquences est essentielle. Les systèmes cellulaires exploitent le 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 3.2. 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.

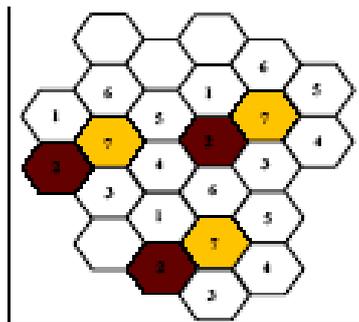


Figure 3.2 : Le concept cellulaire

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) de l'un l'autre (SDMA).

3.2.1.3 Accès multiple par répartition spatiale (SDMA. Space Division Multiple Access)

La SDMA est une technique suscitant un intérêt croissant depuis quelques années [95]. 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, Figure 3.3. 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 la SDMA dans les systèmes existants. La technique SDMA peut être considérée comme une technique de filtrage spatial obtenu 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).

Cette approche comporte les principaux avantages suivants :

- Réutilisation des porteuses et donc de la bande de fréquence 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.

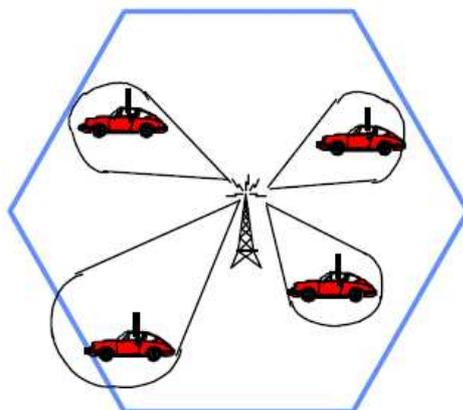


Figure 3.3 : La technique SDMA

3.2.2 Types des antennes intelligentes

Un ensemble de définitions des "niveaux d'intelligence." souvent utilisées sont décrit ci-dessous et illustré dans la Figure 3.4 [96] :

- **Lobe commuté (SL):** s'appelle également le faisceau commuté. C'est la technique la plus simple et comporte seulement une fonction de commutation de base entre les antennes directives séparées où les faisceaux sont prédéfinis par une rangée d'antennes. L'arrangement qui donne la meilleure exécution, habituellement en termes de puissance reçue, est choisi. En raison d'une directivité plus élevée comparée à une antenne conventionnelle, un certain gain est réalisé. Il sera plus facile de mettre en application une telle antenne en structures existantes de cellules que des réseaux adaptatifs plus sophistiqués, mais elle donne une amélioration limitée.
- **Réseau déphaseur (PA) :** En incluant un algorithme qui calcule la direction d'arrivée(DOA) pour le signal reçu de l'utilisateur, le suivi continu peut être réalisé. Ceci peut être regardé comme généralisation du premier concept. Dans ce cas-ci aussi, la puissance reçue est maximisée.
- **Réseau adaptatif (AA):**Dans ce cas, un algorithme qui calcule la direction d'arrivée(DOA) des interférences (par exemple d'autres utilisateurs) est ajouté. Le diagramme de rayonnement peut être alors ajusté pour annuler les interférences. En employant des algorithmes et des techniques de diversité spatiale, le diagramme de rayonnement peut être adapté pour recevoir les signaux par trajets multiples qui peuvent être combinés. Ces techniques maximisent le rapport signal sur l'interférence (SIR) (ou le rapport signal interférence plus bruit (SINR)).

Les systèmes mobiles conventionnels utilisent habituellement une certaine sorte de diversité d'antenne (diversité par exemple, de l'espace ou de polarisation). Les antennes adaptatives peuvent être considérées comme un arrangement prolongé de diversité, ayant plus de deux branches de diversité. Dans ce contexte, les réseaux déphaseurs auront un plus grand potentiel de gain que les antennes à commutation de lobe parce que tous les éléments peuvent être employés pour la combinaison de diversité.

Tous les niveaux d'intelligence décrits sont technologiquement réalisables aujourd'hui. Cependant, dans le domaine des communications personnelles et mobiles, une évolution peut être prévue dans l'utilisation des antennes intelligentes vers des solutions graduellement plus avancées. L'évolution peut être divisée en trois phases :

- Des antennes intelligentes sont utilisées sur la liaison montante seulement (signifie que l'utilisateur transmet et la station de base reçoit). En utilisant une antenne intelligente pour augmenter le gain à la station de base, la sensibilité et la gamme sont augmentées. Ce concept s'appelle récepteur à haute sensibilité (HSR) et est en principe non différent des techniques de diversité mises en application dans les systèmes de communications mobiles d'aujourd'hui.
- Dans la deuxième phase, des faisceaux dirigés d'antenne sont employés sur la direction de liaison descendante (station de base transmettant et utilisateur recevant) en plus de HSR. De cette façon, le gain d'antenne est augmenté sur la liaison montante et la liaison descendante, qui implique un filtrage spatial dans les deux

directions. Des fréquences peuvent être plus étroitement réutilisées, ainsi des augmentations de capacité de système sont réalisées. La méthode s'appelle filtrage spatial pour la réduction d'interférence (SFIR). Il est possible de présenter ceci dans les systèmes de génération suivante.

- La dernière étape dans le développement sera l'accès multiple par division d'espace (SDMA). Ceci implique que plus d'un utilisateur peut être assigné à la même voie de transmission physique simultanément dans la même cellule, seulement séparé par angle. Dans un système TDMA, deux utilisateurs seront assignés à la même fenêtre de temps et fréquence porteuse en même temps et dans la même cellule.

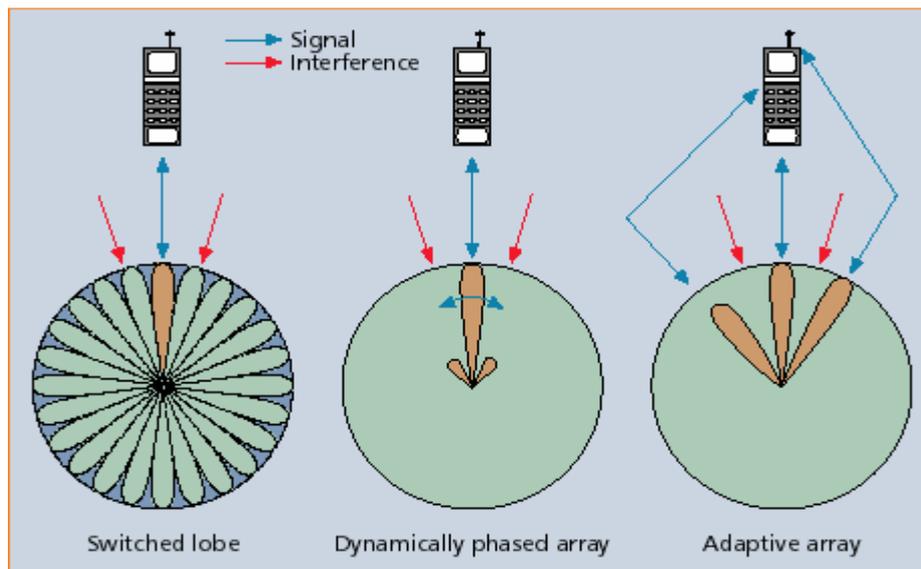


Figure 3.4 : Types d'antennes intelligentes

3.2.3 Structure d'un réseau adaptatif d'antennes

La structure d'un réseau adaptatif d'antennes est illustrée par la Figure 3.5. Elle est constituée d'un réseau de N antennes élémentaires dont les sorties sont pondérées par un terme complexe w avant d'être sommées entre elles. L'unité de contrôle des pondérations permet de mettre en forme un diagramme de rayonnement par l'ajustement "intelligent" de l'amplitude et (ou) de la phase avec laquelle se combinent les signaux reçus (ou émis) sur les différents éléments. Si l'on reprend la Figure 3.5 en réception, il vient que pour les signaux réels, $y(t)$ est une combinaison linéaire des différents signaux.

La structure de l'unité de contrôle dépend de l'information que l'on connaît à priori ou que l'on peut estimer au niveau de la station de base [97]. Cette information inclut le type de modulation, le nombre de trajets séparables et leurs angles d'arrivée, la présence ou non d'une séquence d'apprentissage et la complexité de l'environnement de propagation. La Figure 3.6 illustre le principe de rejection d'interférence par adaptation du diagramme de rayonnement. La réjection obtenue est fonction des paramètres suivants :

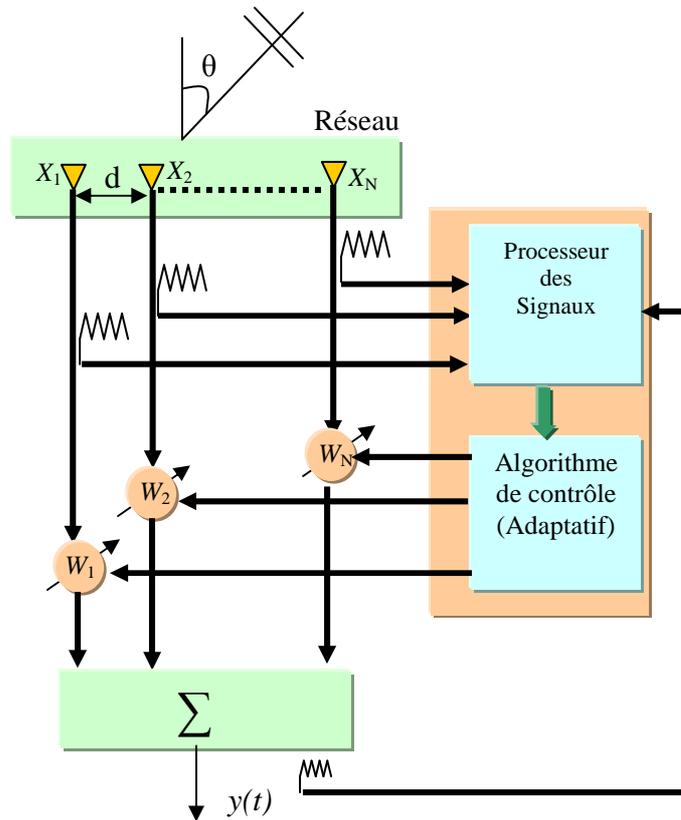


Figure 3.5 : Schéma représentatif d'une antenne adaptative

- 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, revient à déterminer le vecteur de pondération \mathbf{w} qui permet d'atteindre les objectifs suivants :

- maximisation du rapport signal / bruit +interférence (RSBI),
- minimisation de l'erreur quadratique moyenne (MSE),
- maximisation du gain du réseau,
- minimisation des distorsions du signal utile.

L'antenne adaptative ou intelligente est essentiellement une antenne réseau qui, par le biais d'une boucle de rétroaction, asservit son diagramme de rayonnement en temps réel et ce en optimisant un des critères tels que le rapport signal à bruit, le rapport signal à interférences etc. Plusieurs facteurs affectent la performance de cette antenne et plus particulièrement l'espacement des antennes formant le réseau, la technique de traitement de signal utilisée, la corrélation des données ainsi que les interférences toujours présentes dans un environnement à large bande.

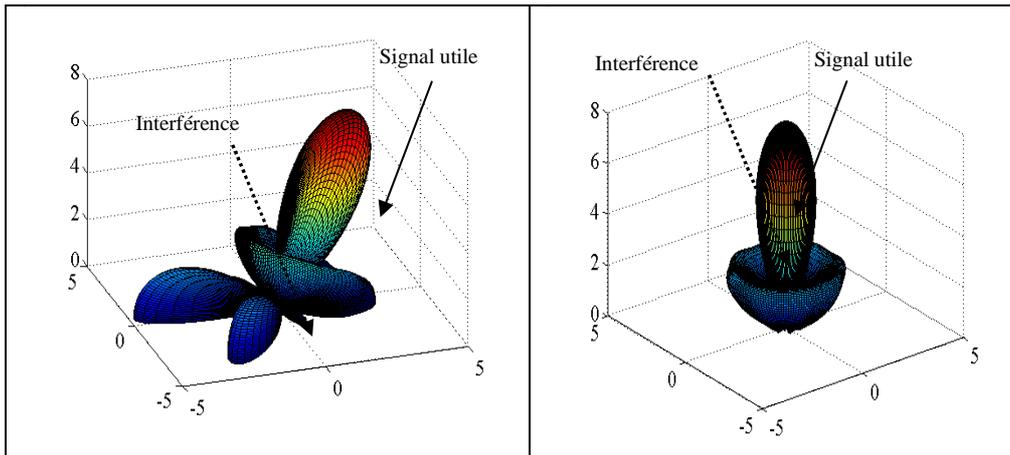


Figure 3.6 : Comportement d'un réseau adaptatif d'antennes en présence d'une interférence

La Figure 3.7 présente un exemple de diagramme de rayonnement d'une antenne adaptative à 10 éléments en bande étroite dans le cas de 3 interférences après adaptation signal incident à 30 degrés.

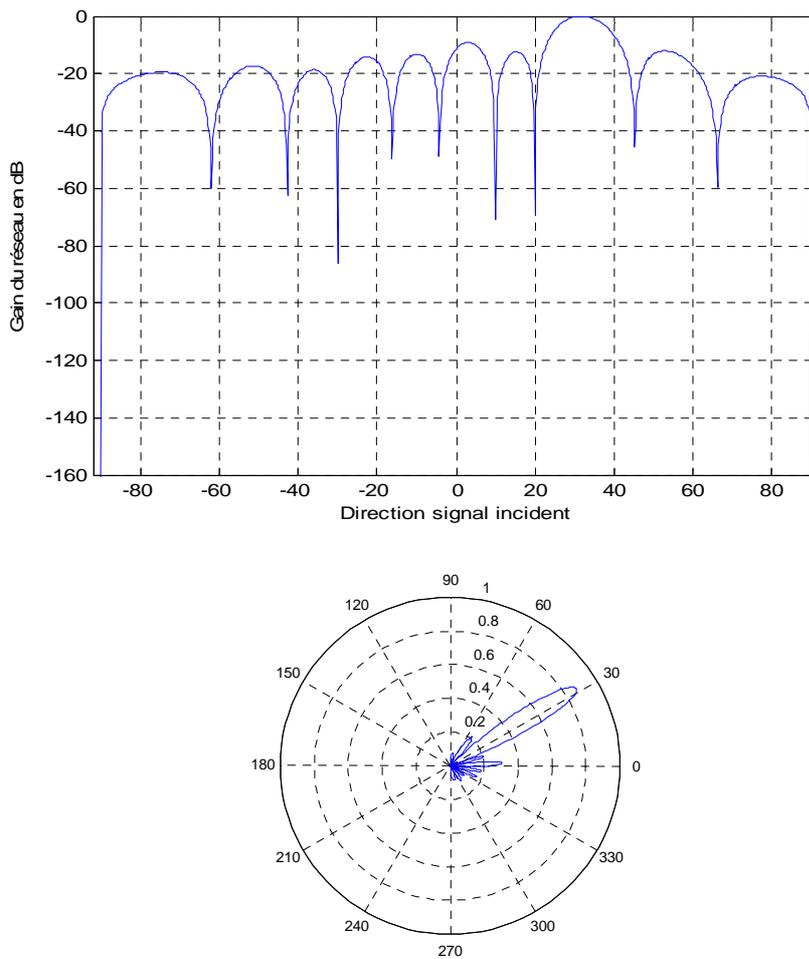


Figure 3.7 : Diagramme de rayonnement d'une antenne adaptative à 10 éléments

1ère interférence à -30 degré
 2ème interférence à +10 degré
 3ème interférence à +20 degré

3.2.4 Modélisation en bande étroite

Supposons que le milieu de propagation des ondes est homogène [98], c'est-à-dire que la vitesse de propagation c est constante. De plus, supposons que les sources sont très éloignées de l'antenne, de sorte que l'on peut considérer un modèle d'ondes planes. Ainsi les rayons reçus par les différents capteurs peuvent ainsi être supposés parallèles.

On considère un signal de cible complexe de fréquence porteuse f_0 et de bande passante B reçu par un réseau d'antennes composé de N capteurs. Notons $s(t)$ l'enveloppe complexe de ce signal à l'instant t . En sortie de l'antenne, le vecteur d'observation du signal cible, sans le bruit de fond, s'écrit après démodulation :

$$\mathbf{s}(t) = \begin{bmatrix} s(t - \tau_1)e^{-j2\pi f_0 \tau_1} \\ s(t - \tau_2)e^{-j2\pi f_0 \tau_2} \\ \vdots \\ s(t - \tau_N)e^{-j2\pi f_0 \tau_N} \end{bmatrix} \quad (3.1)$$

τ_k est le retard de propagation en sortie du capteur k par rapport à un capteur de référence.

Lorsque le signal est à bande étroite, le temps de traversée du réseau de capteurs est négligeable devant le temps de cohérence du signal, correspondant à l'inverse de sa bande passante. Par conséquent, l'enveloppe complexe peut être supposée constante durant la traversée du réseau de sorte que l'expression (3.1) devient :

$$\mathbf{s}(t) = s(t) \begin{bmatrix} e^{-j2\pi f_0 \tau_1} \\ e^{-j2\pi f_0 \tau_2} \\ \vdots \\ e^{-j2\pi f_0 \tau_N} \end{bmatrix}, \text{ en notant } \mathbf{a} = \begin{bmatrix} e^{-j2\pi f_0 \tau_1} \\ e^{-j2\pi f_0 \tau_2} \\ \vdots \\ e^{-j2\pi f_0 \tau_N} \end{bmatrix} \quad (3.2)$$

Finalement on obtient :

$$\mathbf{s}(t) = \mathbf{a}s(t) \quad (3.3)$$

\mathbf{a} est le vecteur directionnel du signal cible.

3.2.5 Modèle classique des signaux reçus

On considère une antenne arbitraire de N capteurs en bande étroite recevant la contribution de M sources venant de différentes directions et d'un bruit spatialement blanc, gaussien, centré et circulaire au second ordre[99]. On note $\mathbf{r}(t)$ le vecteur des amplitudes complexes des signaux reçus à la sortie de ces capteurs. Chaque capteur reçoit la contribution d'un signal utile mélangé à un bruit total composé d'interférences et d'un bruit de fond gaussien, centré et circulaire.

Sous ces hypothèses, et on supposant qu'il n'y a pas de résidu de porteuse, le vecteur d'observations $\mathbf{r}(t)$ peut s'écrire de la manière suivante

$$\mathbf{r}(t) = \mathbf{a}s(t) + \mathbf{b}(t), \quad (3.4)$$

$s(t)$ et \mathbf{a} correspondent respectivement à l'enveloppe complexe, supposée de moyenne nulle et au vecteur directionnel du signal utile, de première composante égale à 1, $\mathbf{b}(t)$ est le vecteur du bruit total, composé par l'ensemble des signaux interférences et du bruit gaussien, de moyenne nulle, statistiquement non corrélé avec le signal utile $s(t)$ et pouvant être non circulaire au second ordre.

Les statistiques d'ordre deux de l'observation $\mathbf{r}(t)$ sont complètement définies par respectivement la première et la deuxième matrice de covariance $\mathbf{R}_r(t, \tau)$, et $\mathbf{C}_r(t, \tau)$ tel que pour toutes valeurs (t, τ) ,

$$\mathbf{R}_r(t, \tau) = \langle E[\mathbf{r}(t)\mathbf{r}(t - \tau)^H] \rangle \text{ et } \mathbf{C}_r(t, \tau) = \langle E[\mathbf{r}(t)\mathbf{r}(t - \tau)^T] \rangle, \quad (3.5)$$

De même, les statistiques d'ordres deux du bruit $\mathbf{b}(t)$ sont définies par

$$\mathbf{R}_b(t, \tau) = \langle E[\mathbf{b}(t)\mathbf{b}(t - \tau)^H] \rangle \text{ et } \mathbf{C}_b(t, \tau) = \langle E[\mathbf{b}(t)\mathbf{b}(t - \tau)^T] \rangle, \quad (3.6)$$

Où $\langle \rangle$ désigne la moyenne statistique sur un intervalle de temps.

Le vecteur $\mathbf{r}(t)$ (respectivement $\mathbf{b}(t)$) est dit non circulaire si $\mathbf{C}_r(t, \tau) \neq 0$ (respectivement $\mathbf{C}_b(t, \tau) \neq 0$) pour au moins un couple (t, τ) .

Dans tout ce qui suit, on définit les matrices de covariance spatiales suivantes pour $\tau = 0$:

$$\mathbf{R}_r = \langle E[\mathbf{r}(t)\mathbf{r}(t)^H] \rangle = \mathbf{R}_s + \mathbf{R}_b \quad (3.7)$$

$$\mathbf{C}_r = \langle E[\mathbf{r}(t)\mathbf{r}(t)^T] \rangle = \mathbf{C}_s + \mathbf{C}_b \quad (3.8)$$

$\mathbf{R}_s = P_s \mathbf{a} \mathbf{a}^H$, $\mathbf{C}_s = P_s \gamma_s \mathbf{a} \mathbf{a}^H$ sont respectivement, la première et la deuxième matrice de covariance du signal utile, $P_r = \langle E[|\mathbf{r}(t)|^2] \rangle$ désigne la puissance moyenne du signal utile mesurée sur le premier capteur.

$\gamma_s = \frac{\langle E[r(t)^2] \rangle}{\langle E[|\mathbf{r}(t)|^2] \rangle} = |\gamma_s| e^{j2\varphi_s}$ est le coefficient de non circularité moyen du signal utile, tel que φ_s est la phase de non circularité.

Les matrices,

$$\mathbf{R}_b = \langle E[\mathbf{b}(t)\mathbf{b}(t)^H] \rangle \text{ et } \mathbf{C}_b = \langle E[\mathbf{b}(t)\mathbf{b}(t)^T] \rangle, \quad (3.9)$$

sont la première et la deuxième matrice de covariance du bruit total. On suppose dans toute la suite que \mathbf{R}_r et \mathbf{R}_b sont de rang plein, ce qui est assuré par la présence du bruit.

3.2.6 Représentation matricielle

Soit le modèle bande étroite :

$$\mathbf{y}(t) = \mathbf{a}(\theta)s(t) + \mathbf{b}(t) \quad (3.10)$$

où $\mathbf{a}(\theta)$ dépend de un ou plusieurs angles selon la géométrie du réseau ; θ est donc soit un scalaire θ soit un vecteur, $\theta = [\theta \ \varphi]^T$.

$s(t)$ est l'enveloppe complexe du signal émis par la source (incluant la fonction de transfert des capteurs en w_c , c à d $H(w_c)$)

$\mathbf{b}(t)$ désigne le bruit additif.

Si l'on suppose des capteurs linéaires, de par le principe de superposition, la sortie du réseau en présence de M sources de directions respectives $\theta_1, \theta_2, \dots, \theta_M$ s'écrira [100] :

$$\mathbf{y}(t) = \sum_{i=1}^M \mathbf{a}(\theta_i) s_i(t) + \mathbf{b}(t) \quad (3.11)$$

soit, en notation matricielle

$$\mathbf{y}(t) = \mathbf{A}(\theta)\mathbf{s}(t) + \mathbf{b}(t) \quad (3.12)$$

avec,

$$\begin{cases} \theta = [\theta_1^T \theta_2^T \cdots \theta_M^T] \\ \mathbf{s}(t) = [s_1(t) s_2(t) \cdots s_M(t)] \\ \mathbf{b}(t) = [b_1(t) b_2(t) \cdots b_N(t)] \end{cases} \quad (3.13)$$

La matrice \mathbf{A} , de dimension $(N \times M)$, 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 $\tau(\theta_N)$. La description mathématique de cette matrice est donc la suivante :

$$\mathbf{A}(\theta) = [\mathbf{a}(\theta_1) \cdots \mathbf{a}(\theta_i) \cdots \mathbf{a}(\theta_M)] \quad (3.14)$$

$$\text{où } \mathbf{a}(\theta_i) \text{ est définie par: } \mathbf{a}(\theta_i, \varphi_i) = \begin{bmatrix} e^{j\frac{2\pi}{\lambda}[x_1 \cos\theta_i \cos\varphi_i + y_1 \cos\theta_i \sin\varphi_i + z_1 \sin\theta_i]} \\ \vdots \\ e^{j\frac{2\pi}{\lambda}[x_N \cos\theta_i \cos\varphi_i + y_N \cos\theta_i \sin\varphi_i + z_N \sin\theta_i]} \end{bmatrix}$$

On définit la matrice de covariance comme :

$$\mathbf{R} = E[\mathbf{y}(t)\mathbf{y}^H(t)] \quad (3.15)$$

Ainsi, pour le modèle (3.14), on obtient, en supposant que les sources sont décorréelées :

$$\begin{aligned} \mathbf{R} &= \sum_{i=1}^M P_i \mathbf{a}(\theta_i) \mathbf{a}^H(\theta_i) s_i(t) + \sigma^2 \mathbf{I} \\ &= \mathbf{A}(\theta) \mathbf{S} \mathbf{A}^H(\theta) + \sigma^2 \mathbf{I} \end{aligned} \quad (3.16)$$

Avec : $P_i = E[|s_i(t)|^2]$ et $\mathbf{S} = \text{diag}(P_1, \dots, P_M)$

On a également admis que le bruit additif était blanc spatialement, non corrélé d'un capteur à l'autre. L'élément (l, k) de la matrice $R(l, k)$ mesure la corrélation spatiale entre les signaux reçus sur les capteurs l et k , 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 :

$$R(l, k) = e^{\frac{j2\pi d \sin\theta}{\lambda} (l-k)} \quad (3.17)$$

La matrice de covariance \mathbf{R} est très importante car la plupart des méthodes sinon toutes de filtrage spatial ou de localisation sont fondées sur celle-ci.

3.3 Le système de radiocommunication SIMO

Dans le chapitre I, uniquement le système SISO, une antenne en émission et une autre en réception était présenté. Le système SIMO présenté à la Figure 3.8 est constitué d'une antenne en émission et de plusieurs antennes en réception. Une fois que le signal est émis, plusieurs antennes en réception sont utilisées pour recevoir le maximum d'ondes (répliques). Cette technique permet de donner une diversité de réception. L'avantage de cette technique est de contourner les problèmes dus à l'évanouissement de l'onde.

3.3.1 Modèle du canal SIMO

Notons par $x(t)$ le signal reçu. Chaque antenne réceptrice délivre une réplique $y_k(t)$ du signal transmis $s(t)$. Sauf que ces répliques doivent être décorrélées les unes des autres pour garantir une utilisation optimale du réseau en réception [101].

La distance entre les éléments du réseau est un paramètre crucial pour les performances du système. Selon l'objectif à atteindre (**Gain de diversité ou la formation de faisceaux**) ce critère peut être amené à changer. Pour le gain de diversité (voir paragraphe 3.2.5 **diversité**) le concepteur devra opter pour éloigner au mieux les éléments pour garantir le maximum de décorrélation entre les signaux reçus par chaque antenne. Au contraire dans le cas de la formation de faisceaux, plus les antennes sont proches et plus l'angle d'ouverture du lobe principal est faible, ce qui permet un filtrage spatial plus performant. Aussi la distance entre les éléments dépend d'un autre paramètre qui est la dispersion angulaire. En effet, pour des antennes de station de base par exemple où la dispersion angulaire est faible, il est conseillé d'avoir un espacement élevé. Par contre pour un mobile où les obstacles (l'utilisateur par exemple) sont très proches du récepteur la distance entre les éléments doit être inférieure à la longueur d'onde. Pour des applications de formation de faisceaux, l'espacement inter-élément exigé est de $\lambda/2$ [102].

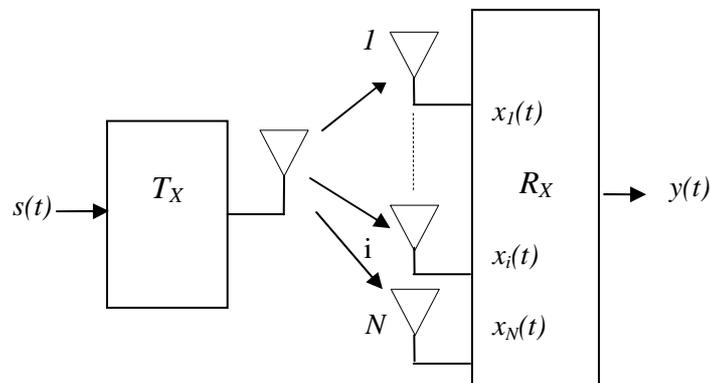


Figure 3.8 : Présentation d'un Système SIMO

Soit un signal $\tilde{x}(t)$ émis d'un réseau d'antenne à N éléments rayonnants dans la direction (θ_0, φ_0) (angles d'élévation et d'azimut respectivement désirés), Figure 3.9. En supposant une propagation en milieu homogène, le signal subit sur chaque élément d'antenne un déphasage et une atténuation, modélisés par le vecteur à N composantes $\mathbf{a}(\theta_0, \varphi_0)$. Ce vecteur constitue la réponse au niveau de chaque élément rayonnant du réseau d'antenne pour la direction considérée et est appelé vecteur directionnel (steering vector); ce vecteur est lié à l'antenne et en particulier à sa géométrie.

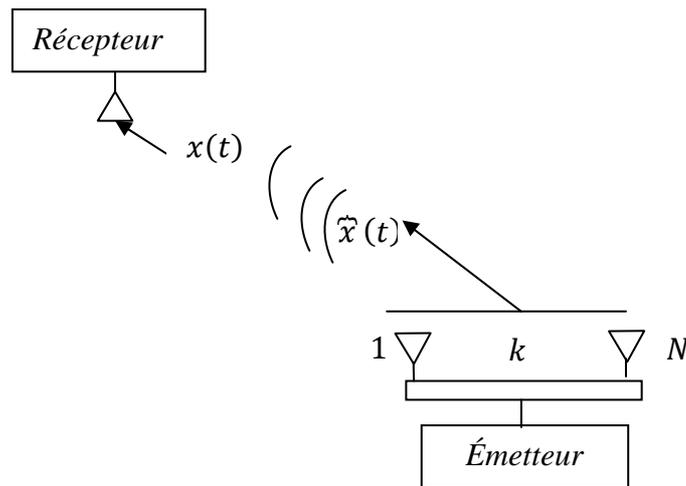


Figure 3.9 : Système SIMO utilisant la formation de faisceau

Le vecteur reçu au niveau du réseau d'antennes du récepteur s'écrit alors :

$$\mathbf{x}(t) = \mathbf{a}(\theta_0, \varphi_0) \tilde{\mathbf{x}}(t) + \mathbf{b}(t) \quad (3.18)$$

Avec

$$\mathbf{x}(t) = \begin{bmatrix} x_1(t) \\ x_k(t) \\ \vdots \\ x_N(t) \end{bmatrix}$$

$x_k(t)$, $k = 1, \dots, N$ désigne le signal reçu de la k -ème antenne d'émission.

$\tilde{\mathbf{x}}(t)$ signal du réseau d'antennes émis dans la direction (θ_0, φ_0) .

$\mathbf{b}(t)$ désigne le vecteur bruit additif.

L'adaptation va consister à focaliser le faisceau du réseau d'antennes vers des directions privilégiées prédéfinies. Cela se traduit par la multiplication par des coefficients complexes, appelés poids ou pondération, des signaux reçus sur chacun des capteurs du réseau d'antennes. Les signaux des différents capteurs ainsi pondérés sont ensuite additionnés pour réaliser un filtrage spatial qui permet de privilégier ou d'éliminer certaines composantes spatiales du signal étudié, de s'adapter en temps réel aux évolutions du milieu ambiant (sources et bruits mobiles) et pour former à la sortie du réseau un signal qui pourra être exploité.

3.3.2 Méthodes de formation de faisceaux

La formation de faisceaux ou beamforming en anglais est une technique de traitement des signaux utilisée pour les systèmes de transmission sans fil haut débit [103]. Elle peut également être considérée comme un filtre spatial pour chaque direction d'intérêt. Ce filtre va permettre de recevoir ou d'émettre des signaux dans des directions particulières avec un gain maximum, c'est-à-dire de favoriser le gain pour la direction d'intérêt et d'atténuer les signaux émis (ou reçus) dans les directions non souhaitées (interférences). A la sortie de ce filtre, nous n'auront que les signaux dans la direction d'intérêt (Figure 3.7).

Selon les types d'applications, on distingue deux types de réseau formateur de faisceaux : le réseau de formation de faisceaux analogique (Analog Beamforming) [104] et le réseau de formation de faisceaux par le calcul ou numérique (Digital Beamforming) [105]. Le premier type réalise la formation de faisceaux sur un support RF (ligne de transmission, guide d'onde ...), alors que le deuxième type réalise la formation de faisceaux sur un support numérique beaucoup plus flexible. En fait, ce type de formateur est la somme de deux technologies : la technologie d'antenne et la technologie numérique.

La formation de faisceaux numérique permet de former de nombreux faisceaux alors que la FF analogique est limitée par la complexité du réseau de formation de faisceaux. Le fait de travailler avec des signaux numérisés facilite le calcul des pondérations. Le formateur de type analogique ne permet pas de séparer les signaux non orthogonaux ; en plus le rapport signal sur bruit (SNR) est affecté par le nombre des faisceaux, en fait le SNR diminue si le nombre des rayons transmis augmente. A contrario, le formateur de type numérique résout ces inconvénients du fait qu'il utilise des techniques de traitement numérique des signaux.

Les systèmes d'antennes intelligentes (Smart Antennas) utilisent la technique de formation de faisceaux pour permettre de récupérer ou d'émettre des signaux dans des directions particulières avec un gain maximum.

Pour le type d'application envisagé dans cette thèse nous optons pour la formation de faisceaux numérique. Nous rappelons que La technique de Formation de Faisceaux peut être utilisée au niveau des antennes d'émission ou de réception selon le type d'application demandée, dans cette thèse elle sera utilisée uniquement en réception.

Un réseau d'antennes (Figure 3.9) adapte son diagramme de rayonnement en fonction des conditions de propagation. L'adaptation est réalisée par pondération complexe en sortie du réseau d'antennes. Plusieurs critères existent et le choix de l'un ou de l'autre sera guidé par la connaissance que l'on peut avoir du canal et/ou le signal émis.

3.3.3 Les différents critères de formation de faisceaux

La principale problématique du filtrage d'antennes optimal consiste à mettre en œuvre un filtre complexe, spatial ou spatio-temporel, linéaire et invariant dans le temps (IT), noté dans tout le document \mathbf{w} , et dont la sortie $y(t) = \mathbf{w}^H \mathbf{r}(t)$ optimise un critère à l'ordre deux sous d'éventuelles contraintes.

Nous allons présenter dans ce qui suit les différents critères à optimiser par filtrage spatial linéaire et nous allons voir que certains critère nécessitent la connaissance à priori de certaines informations sur le signal utile comme sa direction d'arrivée \mathbf{a} et sa puissance P_s (équation 3.4) et cela dépendra de l'application.

3.3.3.1 Maximisation du SNIR

Dans cette partie, la problématique du filtrage d'antenne optimal consiste à mettre en œuvre un filtre \mathbf{w} qui maximise directement le SINR en sortie défini par :

$$\mathbf{w}_{\text{SNIR}} = \text{Arg} \left\{ \text{Max}_{\mathbf{w}} \frac{\mathbf{w}^H \mathbf{R}_s \mathbf{w}}{\mathbf{w}^H \mathbf{R}_b \mathbf{w}} \right\} \quad (3.19)$$

La solution revient à trouver le vecteur propre généralisé du couple de matrice $(\mathbf{R}_s, \mathbf{R}_b)$ associé à sa plus grande valeur propre tel que $\mathbf{R}_b^{-1}\mathbf{R}_s\mathbf{w} = \lambda_{max}\mathbf{w}$. Le filtre \mathbf{w} maximisant ce critère est donné par :

$$\mathbf{w}_{SNIR} \propto \mathbf{R}_b^{-1}\mathbf{a} = \beta\mathbf{R}_b^{-1}\mathbf{a} \quad (3.20)$$

β est une constante arbitraire complexe. Le SNIR à la sortie de ce filtre est maximal et tel que :

$$SNIR_{max} = P_s\mathbf{a}^H\mathbf{R}_b^{-1}\mathbf{a}$$

Il est à noter que ce critère nécessite la connaissance parfaite des deux matrices \mathbf{R}_s et \mathbf{R}_b ainsi que du vecteur directionnel \mathbf{a} , ce qui est envisageable dans certaines applications comme le radar actif, aussi il nécessite la résolution d'un problème de vecteurs propres généralisés.

3.3.3.2 Minimisation de la puissance du bruit sous une contrainte directionnelle

Souvent appelé critère MVDR (Minimum Variance Distortionless Response) ou bien critère de Capon [106], toujours dans le cas où le vecteur directionnel \mathbf{a} est connu, ce critère consiste à trouver le filtre \mathbf{w} qui minimise la puissance du bruit à sa sortie sous une contrainte de gain unité dans la direction du signal utile. Le filtre recherché est solution de la forme hermitienne suivante

$$\text{Min}_{\mathbf{w}} \mathbf{w}^H \mathbf{R}_b \mathbf{w},$$

Sous la contrainte directionnelle

$$\mathbf{w}^H \mathbf{a} = 1 \quad (3.21)$$

La solution de cette équation est donnée par (50)

$$\mathbf{w}_{MVDR} = \frac{\mathbf{R}_b^{-1}\mathbf{a}}{\mathbf{a}^H\mathbf{R}_b^{-1}\mathbf{a}} \quad (3.22)$$

On constate que \mathbf{w}_{MVDR} , est proportionnel au filtre (3.20), ce qui montre qu'il minimise aussi le SINR. Dans les cas où la référence du bruit seul n'existe pas, on cherche le filtre qui minimise la puissance totale de sortie $\mathbf{w}^H\mathbf{R}_r\mathbf{w}$ sous la même contrainte (3.21), on obtient alors un beamformer appelé beamformer de Capon ou MPDR (Minimum Power Distortionless Response) donné par

$$\mathbf{w}_{capon} = \frac{\mathbf{R}_r^{-1}\mathbf{a}}{\mathbf{a}^H\mathbf{R}_r^{-1}\mathbf{a}} \quad (3.23)$$

Puisque le bruit est décollé du signal utile, on peut écrire :

$$\mathbf{R}_r = P_s\mathbf{a}\mathbf{a}^H + \mathbf{R}_b \quad (3.24)$$

En utilisant le lemme d'inversion matricielle, on constate que les deux filtres w_{MVDR} et w_{capon} sont égaux. Ainsi sous ces conditions et sous la contrainte (3.21), minimiser la puissance totale de sortie est équivalent à minimiser celle du bruit seul en sortie.

3.3.3.3 Minimisation de la puissance de sortie sous contraintes linéaires

Appelé aussi critère LCMV (Linearly Constrained Minimum Variance) [107,108], ce critère est considéré comme une extension du critère MVDR (3.22) à plusieurs contraintes. Le principe de base du critère LCMV est de contraindre la réponse du filtre (du beamformer) de telle manière que ce dernier laisse passer, avec un gain et une phase spécifiée, les signaux

venant de la direction du signal utile. Le beamformer est choisi de manière à minimiser la puissance de sortie sous les contraintes imposées, ceci tend à préserver le signal utile en minimisant la contribution en sortie du bruit et des interférences arrivant d'autres directions que celle de l'utile.

Sous les contraintes $\mathbf{C}^H \mathbf{w} = \mathbf{g}$ le vecteur \mathbf{w} est solution du problème suivant :

$$\text{Min}_{\mathbf{w}} \mathbf{w}^H \mathbf{R}_b \mathbf{w} \quad (3.25)$$

\mathbf{C} est appelée matrice de contraintes de dimensions $N \times L$, où L est le nombre de contraintes supposées linéairement indépendantes et donc \mathbf{C} est de rang plein colonne, \mathbf{g} est le vecteur réponse de dimension $(L \times 1)$ contenant les gains et/ou les phases désirés.

La méthode des multiplicateurs de Lagrange peut être utilisée pour résoudre ce problème [97], on obtient ainsi :

$$\mathbf{w}_{\text{LCMV}} = \mathbf{R}_b^{-1} \mathbf{C} (\mathbf{C}^H \mathbf{R}_b^{-1} \mathbf{C})^{-1} \mathbf{g} \quad (3.26)$$

Dans le cas où il n'y a qu'une seule contrainte à imposer or $\mathbf{C} = \mathbf{a}$ et $\mathbf{g} = 1$, le beamformer LCMV de l'expression (3.26) est équivalent au beamformer MVDR donné par l'expression (3.23). Il est à noter que ce critère nécessite aussi la connaissance du vecteur directionnel du signal utile.

Dans le cas où on ne dispose pas d'une référence bruit seul de sorte que la matrice \mathbf{R}_b est inconnue, le beamformer LCMV optimal devient solution du problème de minimisation de la puissance totale de sortie suivant :

$$\text{Min}_{\mathbf{w}} \mathbf{w}^H \mathbf{R}_r \mathbf{w},$$

La solution est donnée par :

$$\mathbf{w}_{\text{LCMP}} = \mathbf{R}_r^{-1} \mathbf{C} (\mathbf{C}^H \mathbf{R}_r^{-1} \mathbf{C})^{-1} \mathbf{g} \quad (3.27)$$

Ce beamformer est maintenant appelé LCMP (Linearly Constrained Minimum Power) et sous certaines conditions sur les contraintes que nous verrons au paragraphe suivant, il est équivalent au beamformer LCMV.

3.3.3.4 Annulateur de lobes latéraux généralisé (GSC)

L'annulateur de lobes latéraux généralisé GSC (Generalized Side-lobe Canceller) est une mise en œuvre efficace pour un filtrage d'antenne adaptatif avec contraintes linéaires.

Le GSC conventionnel décrit dans [109] est constitué d'un vecteur de poids qui fournit au réseau des informations sur des réponses spécifiées dans certaines directions et d'une matrice bloquante du signal utile conçue sur des connaissances a priori des directions d'arrivée.

Une implémentation utile du beamformer LCMV (ou LCMP) en terme GSC [110] est obtenue en divisant l'espace de dimension N en deux sous espaces orthogonaux complémentaires¹ ; un sous espace engendré par les colonnes de la matrice de contraintes \mathbf{C} de dimension $N \times L$ et un autre orthogonal au précédent engendré par les colonnes d'une matrice \mathbf{B} de dimension $N \times (N - L)$ définissant une base quelconque de $\text{Ker}(\mathbf{C}^H)$. Cette décomposition se présente comme suit :

¹Cette décomposition en sous espaces orthogonaux complémentaires implique l'unité du vecteur \mathbf{w}_0 . Celle-ci permet en outre de montrer l'équivalence du beamformer LCMV en utilisant un filtrage de Wiener avec une transformée des observations $y(t)$ [111]. Mais il est aussi possible de choisir \mathbf{w}_0 comme un vecteur quelconque satisfaisant la contrainte $\mathbf{w}^H \mathbf{a} = 1$ associé à une matrice bloquante du signal utile quelconque \mathbf{B} satisfaisant $\mathbf{C}^H \mathbf{B} = \mathbf{1}$.

$$\mathbb{C}^N = \text{Range}(\mathbf{C}) \overset{\perp}{\otimes} \ker(\mathbf{C}^H) = \text{Range}([\mathbf{C}, \mathbf{B}]),$$

les colonnes de \mathbf{B} sont linéairement indépendantes et chaque colonne de \mathbf{B} est orthogonale à chaque colonne de \mathbf{C} tel que $\mathbf{C}^H \mathbf{B} = \mathbf{0}$.

Notons que la matrice \mathbf{B} n'est pas unique, son choix permettant diverses implémentations des beamformers LCMV (ou LCMP).

En utilisant la décomposition \mathbb{C}^N précédente, n'importe quel vecteur $\mathbf{w} \in \mathbb{C}^N$ dont \mathbf{w}_{LCMV} , peut se décomposer de façon unique en deux composantes orthogonales \mathbf{w}_0 et $-\mathbf{B}\mathbf{w}_a$ appartenant respectivement au $\text{Range}(\mathbf{C})$ et $\ker(\mathbf{C}^H)$, tel que

$$\mathbf{w} = \mathbf{w}_0 - \mathbf{B}\mathbf{w}_a \quad (3.28)$$

\mathbf{w}_0 est une combinaison linéaire des colonnes de \mathbf{C} , soit $\mathbf{w}_0 = \alpha \mathbf{C}$, notons que $\mathbf{w}_0 = \mathbf{C}^H \mathbf{g}$ qui permet d'interpréter \mathbf{w}_0 comme l'unique vecteur \mathbf{w} de norme euclidienne $\|\mathbf{w}\|$ minimale sous contrainte $\mathbf{C}^H \mathbf{w} = \mathbf{g}$ satisfait donc $\mathbf{C}^H \mathbf{w}_0 = \mathbf{g}$.

Par suite \mathbf{w}_0 qui est une projection orthogonale de \mathbf{w} est donné par

$$\mathbf{w}_0 = \mathbf{C}(\mathbf{C}^H \mathbf{C})^{-1} \mathbf{g}, \quad (3.29)$$

le vecteur \mathbf{w}_0 est unique et ne dépend pas de $\mathbf{R}_r, \mathbf{w}_a$ est un vecteur quelconque de \mathbb{C}^{N-L} pour un choix de \mathbf{B} fixé. Au sens LCMV dont la minimisation décrite par l'équation (3.25) sous les contraintes $\mathbf{C}^H \mathbf{w} = \mathbf{g}, \mathbf{w}_a$ est obtenu comme solution de :

$$\text{Arg}\{\text{Min}_{\mathbf{w}_a} \langle E[|(\mathbf{w}_0 - \mathbf{B}\mathbf{w}_a)^H \mathbf{b}(t)|^2] \rangle\},$$

C'est un problème classique de Wiener dont la solution est

$$\mathbf{w}_a = (\mathbf{B}^H \mathbf{R}_b \mathbf{B})^{-1} \mathbf{B}^H \mathbf{R}_b \mathbf{w}_0 \quad (3.30)$$

Il est à noter que dans le cas particulier où uniquement une seule contrainte directionnelle est imposée c'est-à-dire $\mathbf{C} = \mathbf{a}$ et $\mathbf{g} = 1$, le vecteur \mathbf{w}_0 devient de la forme $\mathbf{w}_0 = \|\mathbf{a}\|^{-2} \mathbf{a}$ et $\mathbf{B}^H \mathbf{a} = 0$. Par la suite, en utilisant l'expression de la matrice de covariance de l'équation (3.5), on obtient la relation suivante

$$\mathbf{B}^H \mathbf{R}_r = P_s \mathbf{B}^H \mathbf{a} \mathbf{a}^H + \mathbf{B}^H \mathbf{R}_b = \mathbf{B}^H \mathbf{R}_b$$

Il en découle que,

$$\mathbf{w}_a = (\mathbf{B}^H \mathbf{R}_b \mathbf{B})^{-1} \mathbf{B}^H \mathbf{R}_b \mathbf{w}_0 = (\mathbf{B}^H \mathbf{R}_r \mathbf{B})^{-1} \mathbf{B}^H \mathbf{R}_r \mathbf{w}_0 \text{ car } \mathbf{B}^H \mathbf{a} = 0$$

Ainsi, on retrouve la propriété $\mathbf{w}_{\text{MVDR}} = \mathbf{w}_{\text{MPDR}}$. Dans le cas où les contraintes linéaires sont générales, la comparaison entre \mathbf{w}_{LCMV} et \mathbf{w}_{LCMP} se fait selon le vecteur directionnel du signal utile et on distingue deux cas :

- Si $\mathbf{a} \in \text{Range}(\mathbf{C})$ alors $\mathbf{B}^H \mathbf{a} = 0$ et $\mathbf{B}^H \mathbf{R}_r = \mathbf{B}^H \mathbf{R}_b$ ce qui implique que $\mathbf{w}_{\text{MVDR}} = \mathbf{w}_{\text{MPDR}}$.
- Si $\mathbf{a} \notin \text{Range}(\mathbf{C})$ alors $\mathbf{B}^H \mathbf{a} \neq 0$ et $\mathbf{B}^H \mathbf{R}_r \neq \mathbf{B}^H \mathbf{R}_b$ donc en général $\mathbf{w}_{\text{MVDR}} \neq \mathbf{w}_{\text{MPDR}}$.

Finalement, la structure du GSC est donnée par le schéma fonctionnel de la Figure 3.10.

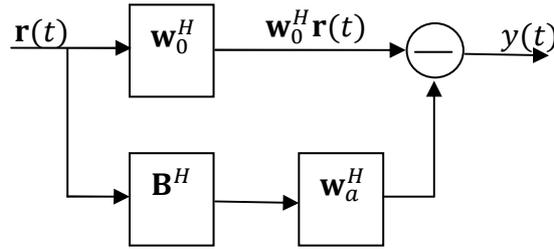


Figure 3.10 : Schéma fonctionnel du formateur de faisceaux linéaire LCMV à structure GSC.

3.3.3.5 Minimisation de l'erreur quadratique moyenne (MMSE) sans signal de référence

Dans ce cas, on cherche un filtre \mathbf{w} solution de l'équation suivante :

$$\text{Arg}\{\text{Min}_{\mathbf{w}} \langle E[|\mathbf{s}(t) - \mathbf{w}^H \mathbf{r}(t)|^2] \rangle\}$$

Cette solution est donnée par

$$\mathbf{w}_{\text{MMSE}} = P_s \mathbf{R}_r^{-1} \mathbf{a} \quad (3.31)$$

L'erreur quadratique minimale associée est

$$\text{MMSE} = P_s (1 - P_s \mathbf{a}^H \mathbf{R}_r^{-1} \mathbf{a}) \quad (3.32)$$

Il est à noter que ce beamformer requiert la connaissance de la puissance P_s du signal utile.

3.3.3.6 Minimisation de l'erreur pondérée au sens des moindres carrés (WLSE)

En pratique, la connaissance de la puissance du signal utile est difficile à obtenir, ce qui rend limitée l'application du critère MMSE d'où l'utilisation du critère WLSE (Weighted Least Squares Error). Ce critère, consiste à trouver le filtre \mathbf{w}_{WLSE} dont la sortie correspond à une estimée de la séquence émise $s(t)$ qui minimise le critère des moindres carrés pondérés suivant :

$$\text{WLSE}[s(t)] = [\mathbf{r}(t) - \mathbf{a}s(t)]^H \mathbf{R}_b^{-1} [\mathbf{r}(t) - \mathbf{a}s(t)] \quad (3.33)$$

La solution conventionnelle à cette minimisation est donnée par

$$\hat{s}(t)_{\text{WLSE}} = \frac{\mathbf{a}^H \mathbf{R}_b^{-1} \mathbf{r}(t)}{\mathbf{a}^H \mathbf{R}_b^{-1} \mathbf{a}}$$

ainsi le beamformer WLSE correspondant s'écrit

$$\mathbf{w}_{\text{WLSE}} = \frac{\mathbf{R}_b^{-1} \mathbf{r}(t)}{\mathbf{a}^H \mathbf{R}_b^{-1} \mathbf{a}} \quad (3.34)$$

qui correspond aussi au beamformer MVDR.

3.3.3.7 Estimation du signal utile au sens maximum de vraisemblance (ML)

Dans certains cas, le beamforming peut être vu comme un problème d'estimation du signal utile, on cherche alors un filtre \mathbf{w} dont la sortie $y(t)$ constitue une estimée du signal utile au sens ML. Pour dériver le critère ML nous supposons que $s(t)$ est déterministe et que le bruit total $\mathbf{b}(t)$ est gaussien potentiellement non circulaire et que $\mathbf{R}_b(t) = E[\mathbf{b}(t)\mathbf{b}(t)^H]$ et $\mathbf{C}_b(t) = E[\mathbf{b}(t)\mathbf{b}(t)^T]$ ne dépendent pas de t bien que $\mathbf{b}(t)$ soit généralement non stationnaire. Ces hypothèses sont omniprésentes dans la dérivation de ce critère, mais ne sont pas pour autant critiques dans le sens que l'estimée optimale issue de ces hypothèses a généralement de bonnes performances qui restent insensibles à ces hypothèses. Ainsi ce critère consiste à trouver le signal $s(t)$ qui maximise la vraisemblance définie par

$$L[s(t)] = p[\mathbf{r}(t); s(t)]$$

$s(t)$ est un paramètre inconnu. La fonction densité de probabilité de $\mathbf{r}(t)$ est donnée par [112]

$$p[\mathbf{r}(t); s(t)] = \pi^{-N} \text{Det}(\mathbf{R}_b)^{-1/2} \exp \left[-\frac{1}{2} (\mathbf{r}(t) - \mathbf{a}s(t))^H \mathbf{R}_b^{-1} (\mathbf{r}(t) - \mathbf{a}s(t)) \right]$$

En conséquence, maximiser $L[s(t)]$ revient à minimiser (3.33).

On a alors

$$\hat{r}(t)_{\text{ML}} = \mathbf{w}_{\text{ML}}^H \mathbf{r}(t) = \mathbf{w}_{\text{MVDR}}^H \mathbf{r}(t) \quad (3.35)$$

qui correspond aussi à la sortie du beamformer MVDR.

3.3.3.8 Minimisation de l'erreur quadratique moyenne (MMSE) avec signal de référence

Pour certaines applications en radiocommunication, le vecteur directionnel \mathbf{a} n'est pas connu, ce qui rend inutilisables les critères précédents qui nécessitent la connaissance de ce vecteur.

Toutefois, dans certains cas, si on dispose de certaines informations sur le signal utile, la génération d'un signal de référence $z(t)$ proche du signal utile est possible. Il suffit alors de chercher le beamformer \mathbf{w} qui minimise la MSE entre sa sortie et ce signal de référence, ainsi on définit le critère suivant

$$\text{Arg}\{\text{Min}_{\mathbf{w}} \langle E[|z(t) - \mathbf{w}^H \mathbf{r}(t)|^2] \rangle\}$$

La solution du problème est donnée par le filtre de Wiener

$$\mathbf{w}_{\text{MMSE}_2} = \mathbf{R}_r^{-1} \mathbf{r}_{rz} \quad (3.36)$$

Le vecteur \mathbf{r}_{rz} désigne la corrélation moyenne entre l'observation $\mathbf{x}(t)$ et le signal de référence $z(t)$ et est défini par $\mathbf{r}_{rz} = \langle E[\mathbf{r}(t)z(t)^*] \rangle$, ainsi la MSE minimale associé s'écrit

$$\text{MMSE} = E[|z(t)|^2] - \mathbf{r}_{rz}^H \mathbf{R}_r^{-1} \mathbf{r}_{rz} \quad (3.37)$$

Maintenant, si la référence $z(t)$ est choisie corrélée avec le signal utile et non corrélée avec les signaux interférences et le bruit, alors $\mathbf{r}_{rz} = \langle E[s(t)z(t)^*] \rangle \mathbf{a}$, le beamformer MMSE s'écrit

$$\mathbf{w}_{\text{MMSE}_2} = \langle E[s(t)z(t)^*] \rangle \mathbf{R}_r^{-1} \mathbf{r} \quad (3.38)$$

(3.38) appartient aussi à la famille des beamformers qui maximisent le SNIR (3.20). Cette dernière méthode est celle que nous allons utiliser pour notre travail.

3.3.4 Algorithme d'adaptation

Plusieurs algorithmes qui diffèrent en complexité, existent pour obtenir les pondérations optimales. Le choix de l'algorithme est une étape cruciale car de lui dépendent la vitesse de convergence et la complexité d'intégration matérielle.

Pour la réception d'un signal, la formation de faisceaux est utilisée pour augmenter le gain dans la direction des signaux voulus et de le diminuer dans la direction de l'interférence et du bruit, c'est-à-dire en recevant l'information de différentes antennes et la combiner de telle manière qu'on observe préférentiellement le signal désiré (Figure 3.11). Pour cela, nous allons détailler le fonctionnement de la formation de faisceaux au niveau de la réception.

La plupart de ces algorithmes sont dérivés des algorithmes d'égalisation pour être utilisés dans le traitement spatial. Les échantillons spatiaux sont les échantillons d'entrée par opposition aux échantillons temporels dans l'égalisation.

Les différents algorithmes d'adaptation peuvent être divisés en deux groupes principaux [113,114]:

- Méthodes **aveugles**
- Méthodes **non aveugles**.

Une large classification des algorithmes adaptatifs est présentée sur la Figure 3.12.

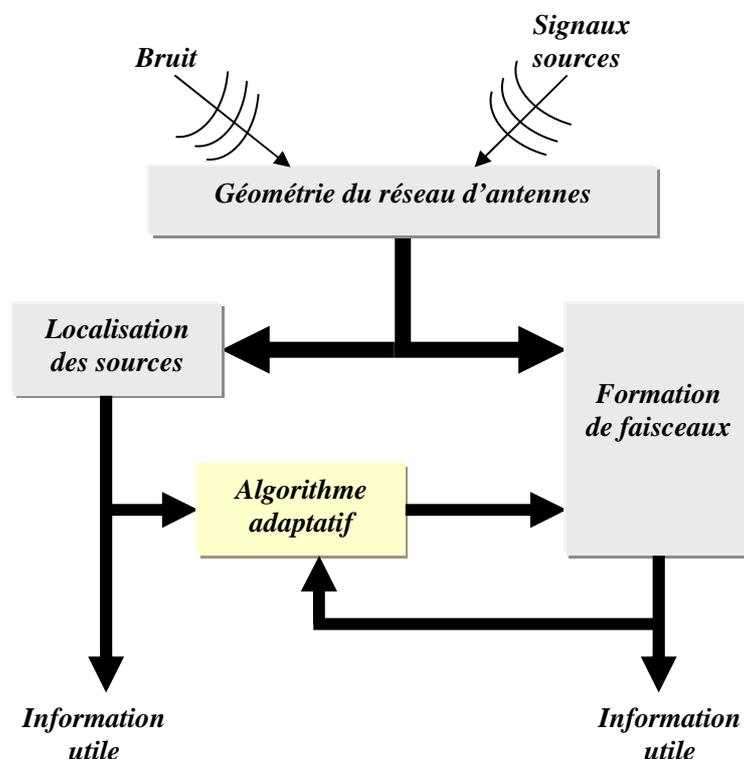


Figure 3.11 : Processus d'adaptation d'un réseau d'antennes

3.3.4.1 Les méthodes aveugles

Le terme aveugle vient du fait que ces méthodes dites aussi autodidactes ont pour but de restituer directement la séquence d'information transmise sans nécessiter ni l'accès à une séquence d'apprentissage, ni l'identification préalable du canal. Les détecteurs aveugles exploitent la connaissance de la signature temporelle de l'utilisateur désiré. Cette connaissance est également utilisée pour estimer la signature spatiale (la réponse des antennes) de l'utilisateur en question. De plus, l'estimation de la signature spatiale est basée sur l'orthogonalité entre le sous-espace signal et celui du bruit. 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 $N - 1$ (N est le nombre d'éléments du réseau d'antennes) ou la dispersion angulaire est trop importante (canal de propagation quelconque). Le deuxième groupe comporte les techniques aveugles qui ne nécessitent plus d'estimer les directions d'incidences 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.

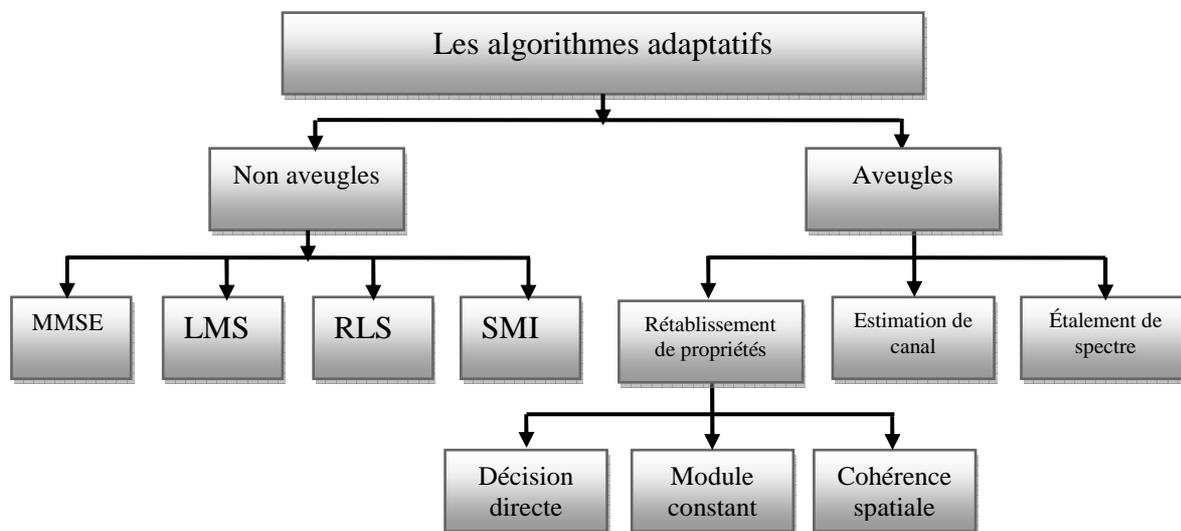


Figure 3.12 : Classification des algorithmes adaptatifs

3.3.4.2 Méthodes non aveugles

Dans les méthodes non aveugles, un signal de référence $z(t)$ est utilisé pour ajuster le vecteur de pondération. Le signal $z(t)$ 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 l'alimentation optimal. En pratique, le récepteur ne connaît pas le signal émis sur toute la durée d'une communication

mais seulement sur un laps de temps associé à une séquence d'apprentissage. A chaque mobile est associée une séquence d'apprentissage qui est insérée dans la trame de données. Pour notre travail on va utiliser la méthode non aveugle c'est-à-dire par séquence de référence

3.3.4.3 Formation de faisceaux par séquence de référence.

Dans ce type de formateur [115, 116, 117, 118], on suppose qu'au moins une partie de la forme d'onde du signal à recevoir est connue par le récepteur. Ces signaux à connaître peuvent être une porteuse pure, une séquence d'apprentissage ou le code correspondant au signal utile en CDMA (Code Division Multiple Access), Figures 3.13 et 3.14. Dans ce cas, le récepteur envoie à l'unité de contrôle un signal corrélé avec le signal utile. A partir de ces signaux, cette unité va ajuster les pondérations ou les poids complexes pour minimiser l'erreur quadratique moyenne entre la sortie du formateur de faisceaux $y(t) = \mathbf{w}^H \cdot \mathbf{x}(t)$ et la forme d'onde du signal de référence attendu $z(t)$.

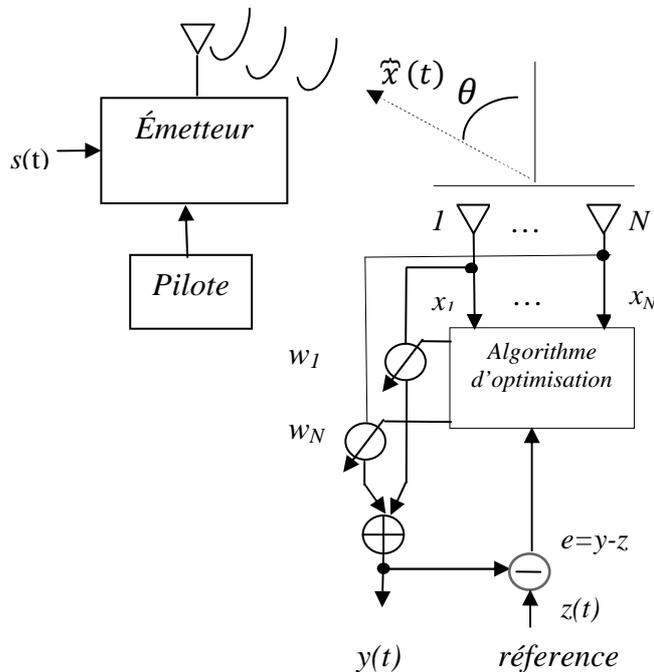


Figure 3.13 : Modèle SIMO par formation de faisceaux à la réception

L'erreur quadratique entre le signal de référence $z(t)$ et la sortie du formateur de faisceaux $y(t)$ s'écrit sous la forme :

$$e^2(t) = [y(t) - z(t)]^2 = [\mathbf{w}^H \cdot \mathbf{x}(t) - z(t)]^2$$

L'erreur quadratique moyenne (EQM) de cette fonction de coût conduit à :

$$E \left[\|\mathbf{w}^H \cdot \mathbf{x}(t) - z(t)\|^2 \right] = \mathbf{w}^H \mathbf{R} \mathbf{w} - \mathbf{w}^H E[\mathbf{x}(t) z^H(t)] - E[\mathbf{x}(t) z^H(t)]^H \mathbf{w} + P_z$$

d'où on a :

$$E[||e(t)||^2] = P_z - 2\mathbf{w}^H \mathbf{r}_{xz} + \mathbf{w}^H \mathbf{R} \mathbf{w}$$

$E[\mathbf{x}(t)z^H(t)] = \mathbf{r}_{xz}$ représente l'intercorrélation entre le vecteur signal reçu au niveau du réseau d'antennes $\mathbf{x}(t)$ et le signal de référence $z(t)$. \mathbf{R} est la matrice de covariance du signal reçu $\mathbf{x}(t)$ et P_z la puissance du signal de référence (pilote) $z(t)$.

Nous cherchons la pondération \mathbf{w} qui minimise l'erreur quadratique moyenne (EQM) $e^2(t)$.

$$\min_{\mathbf{w}} E[||\mathbf{w}^H \mathbf{x}(t) - z(t)||^2]$$

d'où

$$\nabla_{\mathbf{w}} E[||e(t)||^2] = \frac{\partial E[||e(t)||^2]}{\partial \mathbf{w}} = 0$$

c'est-à-dire

$$\nabla_{\mathbf{w}} E[||e(t)||^2] = -2\mathbf{r}_{xz} + 2\mathbf{R}\mathbf{w} = 0$$

D'où les pondérations optimales solution de minimisation de $e^2(t)$ est de la forme:

$$\mathbf{w}_{seq} = \mathbf{R}^{-1} \mathbf{r}_{xz} = \mathbf{R}^{-1} E[\mathbf{x}(t)z^H(t)]$$

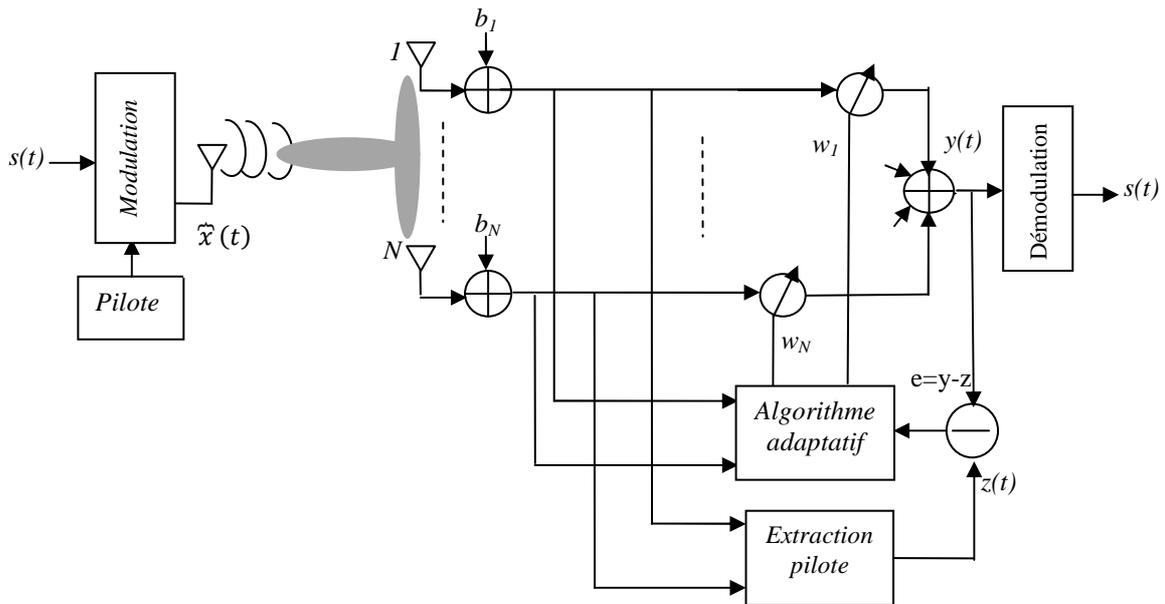


Figure 3.14 : Schéma équivalent de la Figure .3.13.

L'avantage de la méthode de Formation de Faisceau (FF) par séquence de référence est que nous n'avons pas besoin de connaître les directions d'arrivées du signal utile contrairement aux autres méthodes ; par contre le calcul des pondérations nécessite de définir d'une part la séquence pilote utilisée et d'autre part d'estimer la matrice de covariance du signal et la matrice d'intercorrélacion entre le signal reçu et le signal pilote ce qui est possible par l'envoi de la séquence d'apprentissage au récepteur pendant une courte durée.

Pour pouvoir être détectée sans erreur et être robuste aux perturbations, la séquence de référence utilisée doit présenter de bonnes propriétés d'autocorrélation [119,120].

3.3.5 Diversité

Nous savons que deux canaux à évanouissement indépendants ont peu de chance de s'évanouir simultanément (Figure 3.15).

Nous allons rappeler les différentes diversités qui peuvent exister.

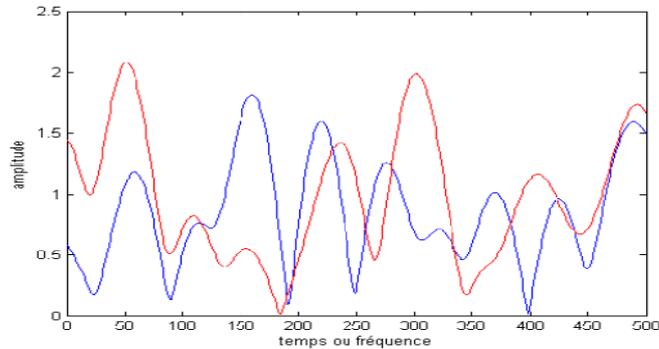


Figure 3.15 : Exemple de canaux à évanouissements

❖ Diversité en temps, en fréquence et spatiale

Recevoir le signal à travers des canaux à évanouissement.

Améliorer les performances dans cet environnement avec de la diversité :

➤ Temporelle :

Le signal est transmis sur plusieurs trames (temps de cohérence) L'entrelacement est généralement utilisé à cet effet.

Possible uniquement sur des canaux variant dans le temps.

➤ Fréquentielle :

Le signal est transmis sur plusieurs bandes de fréquence (bande de cohérence). Possible uniquement sur les canaux sélectifs en fréquence.

Exemple de technique utilisant cette diversité : *RAKE*, *OFDM*.

➤ Spatiale :

En utilisant plusieurs antennes à l'émission et/ou un à la réception.

Ces antennes doivent être espacées suffisamment pour que l'évanouissement sur chaque antenne soit indépendant (distance de cohérence).

➤ Polarisation :

C'est une forme de diversité spatiale, l'onde émise est soit polarisée horizontalement soit verticalement ainsi on aura deux modes de propagation qui seront décorréler spatialement.

❖ Diversité à la réception

Les antennes doivent être suffisamment espacées pour générer des répliques indépendantes du signal transmis :

les trois méthodes les plus utilisés sont :

- Combinaison par sélection ou **SC (selection combining)**.
- Combinaison à gain maximal ou **MRC (maximum ratio combining)**.
- Combinaison à gain égal ou **EGC (equal gain combining)**.

❖ **Diversité à l'émission**

- Diversité avec offset de fréquence.
- Diversité par retard.
- Diversité en utilisant une voie de retour.
- Diversité en utilisant le codage temps espace (**STC**), exemple codage **Alamouti..**
- Diversité en utilisant le codage fréquence espace (**SFC**).

3.3.6 Capacité d'un canal SIMO.

Rappelons la capacité d'un canal SISO.

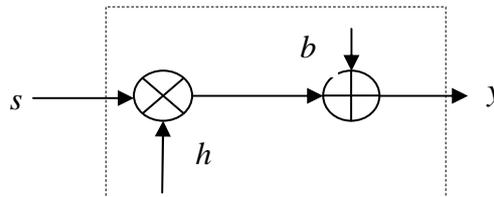


Figure 3.16 : Modèle équivalent du canal SISO

❖ La capacité d'un canal SISO (Figure 3.16) :

- $y = hs + b$

Soit h le gain complexe du canal avec

$$E(h^2) = 1$$

ρ_R est le rapport signal à bruit à l'antenne de réception :

$$\rho_R = \frac{E(y^2)}{\sigma^2} = \frac{P_R E(h^2)}{\sigma^2} = \frac{P_R}{\sigma^2}$$

σ^2 est la puissance du bruit.

$$C_{SISO} = \log_2(1 + \rho_R |h|^2) \text{ bits/s/Hz}$$

❖ La capacité d'un système SIMO, Figure 3.17 :

- $\mathbf{y} = \mathbf{h}\mathbf{s} + \mathbf{b}$

On pose par analogie au canal SISO:

$$\rho_k = \frac{E(y_k^2)}{\sigma_k^2} = \frac{P_T E(h_k^2)}{\sigma_k^2}$$

D'où la capacité d'un canal SIMO

$$C_{SIMO} = \log_2(1 + \rho \sum_{k=1}^N |h_k|^2) \text{ bits/s/Hz} \quad (3.39)$$

h_k est le gain complexe du canal entre l'antenne émettrice et la $k^{\text{ième}}$ antenne réceptrice.
 N est le nombre d'antennes à la réception.

Si $|h_k|^2 = 1$ et $\rho = 1$:

$$C_{SIMO} = \log_2(1 + N) \quad (3.40)$$

Donc croissance logarithmique en fonction du nombre d'antennes à la réception.

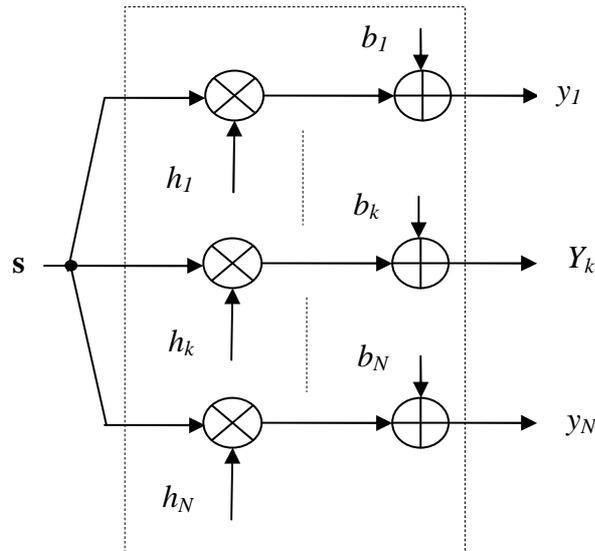


Figure 3.17 : Modèle équivalent du canal SIMO

3.4 Formation de faisceau pour système SIMO-MC-CDMA.

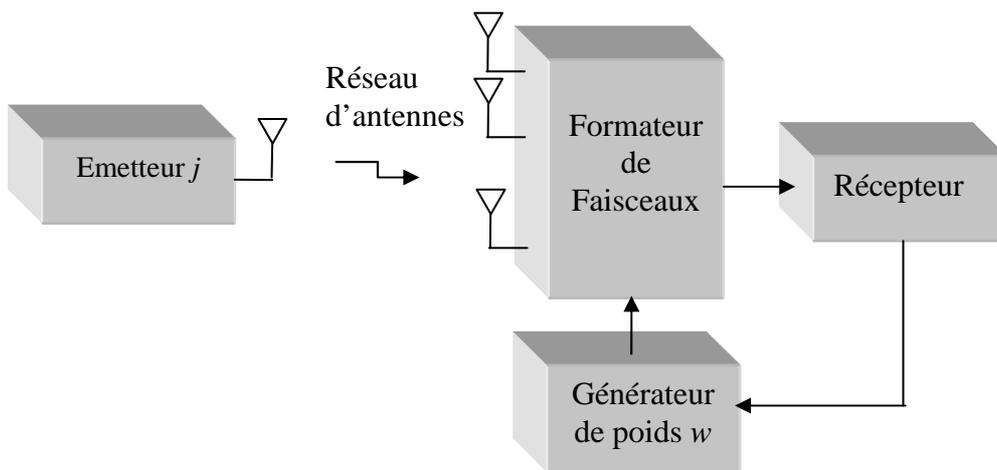


Figure 3.18 : Principe simplifié du récepteur à formation de faisceau à la réception utilisé

3.4.1 Formation de faisceau pour le système OFDM

Dans cette section, nous étudions la combinaison de l'OFDM avec un réseau d'antennes en réception [123]. Nous allons adopter la méthode du beamforming adaptatif (Figure 3.18) qui consiste à additionner les signaux reçus par le réseau après avoir été pondérés par des poids spécifiques à chaque porteuse et à chaque antenne. Le calcul des poids voir Annexe 1, repose sur la connaissance du canal et sont adaptés lors des variations de celui-ci. D'où le qualificatif d'adaptatif.

A la sortie d'un émetteur OFDM le $n^{\text{ième}}$ échantillon d'un symbole OFDM peut être écrit par:

$$s(n) = \frac{1}{N_c} \sum_{p=0}^{N_c-1} x(p) e^{j \frac{2\pi n p}{N_c}}, \quad n = 0, \dots, N_c - 1 \quad (3.50)$$

N_c est le nombre des sous porteuses et $x(p)$ est le symbole de données de la $p^{\text{ième}}$ sous porteuse. Nous considérons que chaque symbole OFDM est transmis à travers un canal de transmission multi-trajets avec L trajets distincts et le récepteur est muni d'un réseau d'antennes linéaire composé de N éléments uniformément espacés. Le $n^{\text{ième}}$ échantillon présent à l'élément k du réseau d'antennes est donné par l'équation :

$$r_k(n) = \sum_{l=0}^{L-1} h(n, l) s(n) e^{-j \left(\frac{2\pi}{\lambda} (k-1) d \sin \theta \right)} + b_k(n), \quad n = 0, \dots, N_c - 1 \quad (3.51)$$

Avec d l'espacement entre les éléments d'antennes, λ la longueur d'onde de la porteuse, θ l'angle d'arrivée du signal avec la normale du réseau, $h(n, l)$ variable aléatoire complexe due au $l^{\text{ième}}$ trajet à l'instant n et $b_k(n)$ est le bruit AWGN à l'élément k du réseau d'antennes à l'instant n .

Si nous considérons $w_k(\theta)$ est le déphasage du signal reçu à l'élément k du réseau d'antennes,

$$r_k(n) = \sum_{l=0}^{L-1} h(n, l) s(n) e^{-j w_k(\theta)} + b_k(n), \quad n = 0, \dots, N_c - 1 \quad (3.52)$$

avec $w_k(\theta) = \frac{2\pi}{\lambda} (k-1) d \sin \theta$, $k = 1, \dots, N$

A la sortie du module FFT correspondant à l'élément k du réseau d'antennes, le symbole démodulé de la $p^{\text{ième}}$ porteuse est formulé par :

$$y_k(p) = \sum_{n=0}^{N_c-1} \sum_{l=0}^{L-1} s(n) H_l(p-n) e^{-j \left(\frac{2\pi l p}{N_c} + w_k(\theta) \right)} + b_k(p) \quad (3.53)$$

$$= \left[\sum_{l=0}^{L-1} H_l(0) e^{-j \left(\frac{2\pi l p}{N_c} + w_k(\theta) \right)} \right] s(p) + \sum_{\substack{n=0 \\ n \neq p}}^{N_c-1} \sum_{l=0}^{L-1} s(n) H_l(p-n) e^{-j \left(\frac{2\pi l p}{N_c} + w_k(\theta) \right)} + b_k(p)$$

$$y_k(p) = \alpha_k(p) s(p) + \beta_k(p) + b_k(p) \quad (3.54)$$

Avec $b_k(p)$ est le bruit AWGN à l'élément d'antenne k , $\alpha_k(p)$ est la distorsion sur le signal causé par le canal, $\beta_k(p)$ est le terme ICI (interférence inter-chip) et $H_l(p-n)$ est la FFT de la réponse du canal à trajets multiples $h_l(n)$ définie par :

$$H_l(p-n) = \sum_{l=0}^{L-1} h_l(n) e^{-j \frac{2\pi l (p-n)}{N_c}} \quad (3.55)$$

Si nous considérons que le canal est invariant dans le temps pendant la durée d'un symbole OFDM, $H_l(p - n)$ est égale à zéro. Aussi il n'aura pas de ICI et $\beta_k(p)$ est égale à zéro. Pour minimiser $\alpha_k(p)$, on peut utiliser un égaliseur. Cependant, $\alpha_k(p)$ contient $w_k(\theta)$, qui fournit les informations des directions d'arrivée (DOA) pour la formation de faisceau, ainsi l'égalisation ne devrait pas être exécutée afin de garder l'information de DOA. au lieu de cela, nous laissons la distorsion multiplicative avec le symbole démodulé pour que le beamformer puisse orienter le faisceau vers la direction de l'utilisateur désiré et en même temps réduire au minimum l'effet de $\alpha_k(p)$. Puisque la distorsion multiplicative peut être assez distinctive à travers les sous-porteuses, un seul formateur de faisceau ne pourra pas supprimer cette distorsion efficacement. Donc, les symboles sur les différentes sous-porteuses devraient être traités par leurs propres formateurs de faisceaux. De cette façon, chaque formateur de faisceau a son propre vecteur de pondération qui combine les symboles démodulés sur son sous-porteuse correspondante d'une manière optimale.

La sortie du formateur de faisceau est donnée par l'équation suivante [124] :

$$\mathbf{y}(p) = \sum_{k=1}^N \mathbf{w}_k^*(p) y_k(p) \quad , p = 0, \dots, N_c - 1 \quad (3.56)$$

avec $\mathbf{w}_k^*(p)$ est le vecteur de pondération du $p^{\text{ième}}$ formateur de faisceau.

3.4.2 Formation de faisceau pour le système MC-CDMA

Dans les sections précédentes, nous avons étudié l'amélioration apportée en utilisant un réseau d'antennes dans un canal à trajets multiples pour les systèmes CDMA et OFDM en présence d'interférences. Dans cette partie, nous étudions l'utilisation de ces systèmes d'antennes pour un signal MC-CDMA.

Comme a été indiqué précédemment, la transmission impliquée dans le système MC-CDMA a des possibilités de rejet d'interférence mais pas de manière suffisante dans le cas de fortes interférences. Par conséquent nous devons employer des algorithmes de formation de faisceau, Figure 3.18 [125].

Une grande partie des premiers travaux s'est concentrée sur les récepteurs d'antennes multiples pour des systèmes OFDM. Nous citons quelques travaux puisqu'un système MC-CDMA est essentiellement un système OFDM avec un étalement de spectre. [126] a étudié la détection et l'adaptation en utilisant l'algorithme LMS pour les systèmes OFDM dans un canal AWGN. [127] a proposé un algorithme MMSE de formation de faisceau adaptatif qui comporte l'évaluation de paramètre de canal pour tous les utilisateurs.

3.4.3.1 Formation de faisceau dans le domaine fréquentiel

La combinaison des signaux multi-porteuses à travers les éléments du réseau d'antennes du récepteur peut être réalisée par différentes manières. La méthode la plus simple est de les combiner dans le domaine fréquentiel après l'opération FFT dans le récepteur. Une autre approche consiste à combiner les signaux à l'entrée du récepteur puis exécuter l'opération FFT [128]. Nous appelons ce deuxième procédé la formation de faisceau temporel. L'approche de formation de faisceau fréquentiel est montrée sur la Figure 3.19.

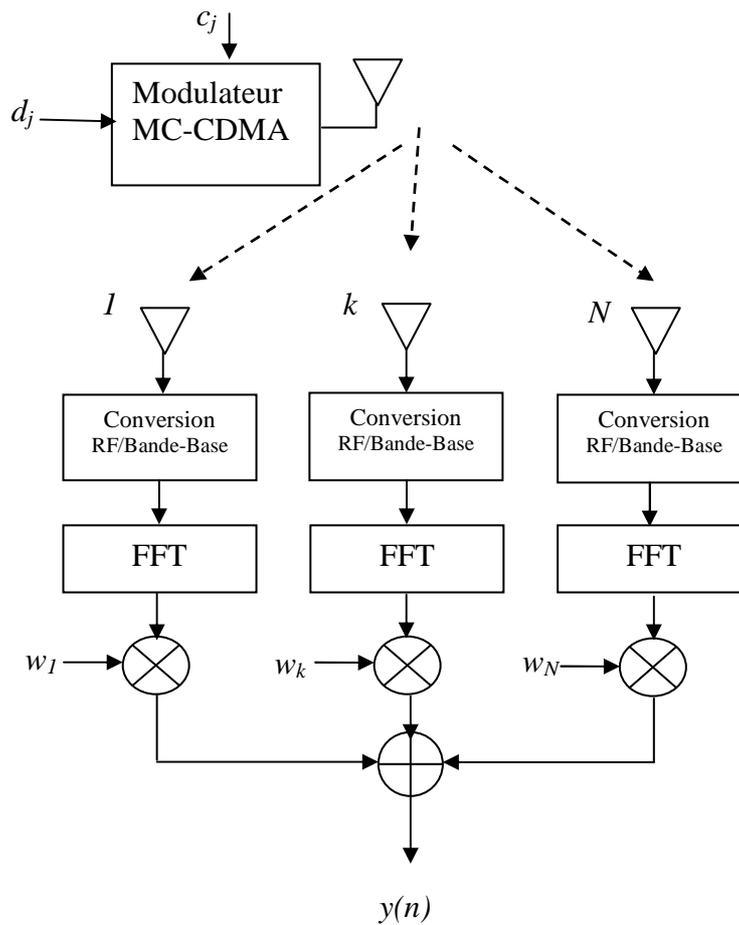


Figure 3.19 : Formation de faisceau fréquentielle

3.4.3.2 Modèle de signaux

Nous rappelons qu'un signal MC-CDMA est un signal OFDM dont l'IFFT est appliquée sur les chips du code d'étalement et non pas sur le symbole.

Soit $x(s) = x c_j(s)$, $s = 1, \dots, L_c$ le symbole étalé par le chip du code d'étalement, donc :

$$s(n) = \sum_{p=0}^{N_c-1} x(p) e^{j \frac{2\pi n p}{N_c}}, n = 0, \dots, N_c - 1 \quad (3.57)$$

Avec N_c le nombre de sous porteuses. Les $x(p)$ représentent les symboles à moduler.

Si nous considérons, un canal multi trajets avec L trajets, le signal reçu est exprimé par :

$$y(n) = \sum_{l=0}^{L-1} h(n, l) s(n - l) + b(n) \quad (3.58)$$

L représente le nombre de trajets, $h(n, l)$ fonction de variation des paramètres du canal à travers chaque trajet, $b(n)$ est un bruit blanc gaussien additif et $s(n)$ exprime la sortie du module IFFT dans l'émetteur à l'instant n .

Nous considérons un réseau d'antennes à N éléments et le signal reçu à chaque élément peut être donné par :

$$y_k(n) = \sum_{l=0}^{L-1} h(n, l) s(n-l) e^{-j \frac{2\pi(k-1)dsin\theta}{\lambda}} + b_k(n), k = 1, \dots, N \quad (3.59)$$

Dans cette équation l'indice k fait référence à l'élément k du réseau d'antennes. En utilisant l'expression de $s(n)$, nous obtenons :

$$\begin{aligned} y_k(n) &= \sum_{l=0}^{L-1} \sum_{p=0}^{N_c-1} x(p) e^{j \frac{2\pi(n-l)p}{N_c}} h(n, l) e^{-j \frac{2\pi(k-1)dsin\theta}{\lambda}} + b_k(n) \\ &= \sum_{p=0}^{N_c-1} x(p) e^{j \frac{2\pi np}{N_c}} \sum_{l=0}^{L-1} h(n, l) e^{-j \frac{2\pi lp}{N_c}} e^{-j \frac{2\pi(k-1)dsin\theta}{\lambda}} + b_k(n) \end{aligned} \quad (3.60)$$

Nous pouvons écrire :

$$H_p(n) = \sum_{l=0}^{L-1} h(n, l) e^{-j \frac{2\pi lp}{N_c}} \quad (3.61)$$

Qui représente la transformée de Fourier de la réponse du canal à l'instant n . Nous pouvons transformer l'équation (3.60) par :

$$y_k(n) = \sum_{p=0}^{N_c-1} x(p) H_p(n) e^{j \frac{2\pi np}{N_c}} e^{-j \frac{2\pi(k-1)dsin\theta}{\lambda}} + b_k(n) \quad (3.62)$$

En général, le vecteur de réception dans tous les éléments d'antennes à l'instant n est donné par l'expression suivante :

$$\mathbf{y}(n) = \sum_{k=1}^N y_k(n) = \sum_{p=0}^{N_c-1} x(p) H_p(n) e^{j \frac{2\pi np}{N_c}} \mathbf{a}(\theta) + \mathbf{b}(n) \quad (3.63)$$

Ici :

$$\mathbf{a}(\theta) = \left[1 e^{-j \frac{2\pi dsin\theta}{\lambda}}, \dots, e^{-j \frac{2\pi(k-1)dsin\theta}{\lambda}}, \dots, e^{-j \frac{2\pi(N-1)dsin\theta}{\lambda}} \right]^T$$

est le vecteur contenant les déphasages des signaux à la traversée du réseau d'antennes. Il est aussi appelé le vecteur de direction. $\mathbf{b}(n)$ est le vecteur bruit du réseau d'antennes.

Nous définissons la matrice d'auto-corrélation des vecteurs bruits par :

$$\mathbf{R}_{bb} = E\{\mathbf{b}(n)\mathbf{b}^*(n)\} = \sigma^2 \mathbf{I} \quad (3.64)$$

La sortie du bloc FFT à l'élément k du réseau d'antennes pour la $p^{\text{ième}}$ sous porteuse est donnée par l'expression suivante (à partir de l'équation (3.62)) :

$$Z_{k,p} = \sum_{p=0}^{N_c-1} y_k(n) e^{-j \frac{2\pi np}{N_c}} = \sum_{p=0}^{N_c-1} x(p) H_p(n) e^{-j \frac{2\pi(k-1)dsin\theta}{\lambda}} + b_{k,p}(n) \quad (3.65)$$

Avec $b_{k,p}(n)$ est la transformé de Fourier de la composante bruit à l'élément k du réseau d'antennes pour la $p^{\text{ième}}$ sous porteuse.

3.4.3.3 Formation de faisceau par le critère MMSE

Nous employons le signal reçu au réseau d'antennes pondérées par des coefficients qui optimisent le signal de sortie.

Nous considérons, le critère de performance pour minimiser l'erreur quadratique entre le signal reçu et le signal transmis, la fonction de coût à minimiser est donnée par (Annexe 1) :

$$J = E[|z(n) - y(n)|^2] \quad (3.66)$$

$z(n)$ est un signal de référence. Si nous remplaçons la sortie du formateur de faisceau par $y(n) = \mathbf{w}^H x(n)$ et en prenant le gradient de la fonction coût, nous obtenons

$$\nabla J = -2\mathbf{r}_{xz} + \mathbf{R}_{xx}\mathbf{w} = 0 \quad (3.67)$$

avec $\mathbf{R}_{xx} = E[x(n)x(n)^H]$ est la matrice $N \times N$ d'autocorrelation du signal d'entrée $x(n)$. $\mathbf{r}_{xz} = E[x(n)z^*(n)]$ est le vecteur d'intercorrelation entre le signal d'entrée et le signal de référence $z(n)$.

La résolution de l'équation (3.67) donne le vecteur de pondération des éléments du réseau d'antennes :

$$\mathbf{w}_{opt} = \mathbf{R}_{xx}^{-1}\mathbf{r}_{xz} \quad (3.68)$$

\mathbf{R}_{xx} et \mathbf{r}_{xz} sont calculés après l'opération FFT sur les échantillons de données à la sortie de chacun des antennes du réseau.

Les poids calculés sont alors employés pour combiner ce signal après l'opération de FFT, le signal combiné est donné par :

$$\mathbf{p} = \mathbf{w}^H \mathbf{Z} \quad (3.69)$$

où \mathbf{w} est le vecteur de poids obtenu en utilisant le critère de MMSE, \mathbf{Z} est une matrice de sortie des blocs de détection à chacun des éléments de réception et \mathbf{p} est le vecteur du signal combiné. Le vecteur \mathbf{p} est alors employé pour le désétalement et décodage des symboles après la conversion parallèle série.

La Figure 3.20 présente la performance en terme de TEB (BER) apportée par la formation de faisceau.

3.4.3.3 Résultats de simulation

Nous remarquons clairement sur la Figure 3.20 la diminution significative du taux d'erreur binaire (BER) avec l'utilisation d'un réseau d'antennes de 8 éléments dans le schéma de réception.

L'amélioration apportée par la formation de faisceau est donc très significative puisque le canal utilisé est un canal de Rayleigh c'est-à-dire en non visibilité directe et subissant de multiples trajets. Le BER qui était presque à 10^{-1} dans l'intervalle [4,10] dB est descendu jusqu'à près de 10^{-3} à 10 dB et est uniquement à 3 dB de la courbe théorique (le filtre adapté).

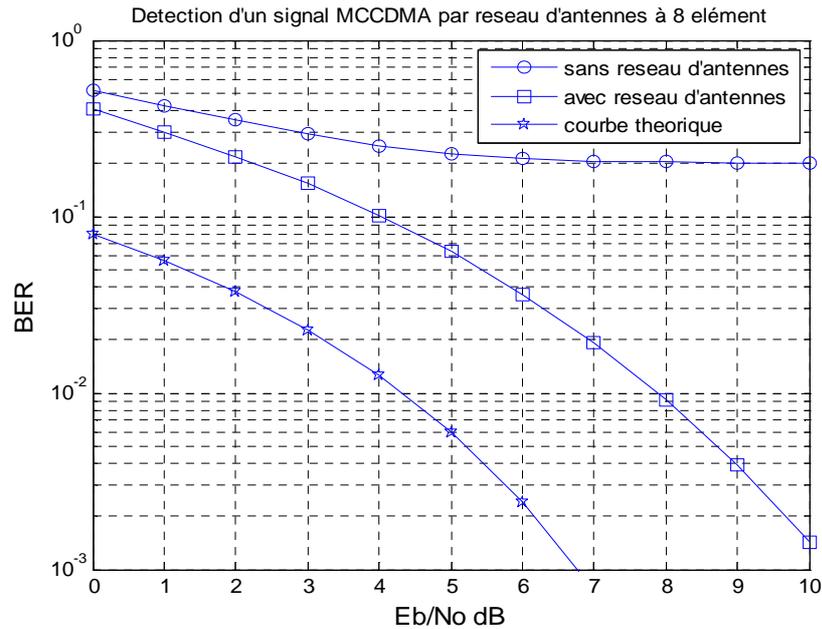


Figure 3.20 : Détection d'un signal MC-CDMA par réseau d'antenne à 8 élément dans un canal de Rayleigh

3.5 Conclusion

Nous avons présenté dans ce chapitre le principe des antennes intelligentes et les outils qui leur sont associés. Leur avantages ainsi que les différents types sont rappelés, le principe de la technique multiaccès SDMA est décrite. Nous avons décrit la structure d'un réseau adaptatif d'antennes, une modélisation en bande étroite est faite, le modèle des signaux reçus ainsi qu'une représentation matricielle sont mis en évidence. Nous avons aussi introduit le système de radiocommunication SIMO, la méthode de formation de faisceau est présentée, les différents critères sont détaillés. Nous avons rappelé les différents critères d'adaptation, les différentes formes de diversités sont citées et la capacité d'un canal SIMO est rappelée. Dans la dernière partie de ce chapitre nous avons fait la combinaison d'un réseau d'antennes adaptatif avec l'OFDM et la MC-CDMA. Nous avons terminé par la simulation d'un système SIMO-MC-CDMA à formation de faisceau à la réception et à séquence de référence. Dans le prochain chapitre nous allons introduire les systèmes MIMO, le codage espace temps ainsi que le multiplexage spatial.

Chapitre 4

Combinaison du système MIMO avec les techniques de diversité et de multiplexage

4.1 Introduction

Le présent chapitre est une succession naturelle du chapitre précédent, en effet nous passons d'un canal SIMO à un canal autre MIMO, utilisant plusieurs antennes à l'émission et à la réception. Nous pouvons avec le système MIMO bénéficier de la diversité apportée par les multi-trajets au niveau de la réception ou bénéficier du multiplexage spatial introduit au niveau de l'émission et le choix se fait selon le gain souhaité, le gain en diversité ou le gain en capacité.

Nous faisons en premier lieu une combinaison du canal MIMO avec la technique multi-porteuse OFDM, nous voyons que le canal MIMO multi-trajets, qui était sélectif en fréquence, est devenu non sélectif en fréquence par sous porteuse grâce à l'ajout du préfixe cyclique. Ensuite nous faisons un rappel sur l'entropie dans le cas général ainsi que sur l'information mutuelle. Nous donnons par la suite la capacité d'un canal MIMO inconnu à l'émission obtenue grâce à la décomposition en valeurs singulières (SVD) de la matrice du canal.

Les canaux MIMO bénéficient d'un gain de multiplexage spatial, grâce au nombre de sous-canaux indépendants égal au nombre minimal des antennes de l'émission et de réception ($\min(M, N)$). Ces canaux permettent de transmettre les différentes informations. Le gain de multiplexage spatial se traduit par une augmentation du débit d'information et par conséquent une augmentation de l'efficacité spectrale.

Un système MIMO employant M antennes à l'émission et N antennes à la réception peut atteindre un gain de diversité maximal d'ordre $M.N$. Le gain de diversité d'un système MIMO d représente la pente asymptotique de la courbe de taux d'erreur paquets (FER).

On montre [129] que la probabilité d'erreur moyenne décroît exponentiellement en fonction de d : $p_e \propto \rho^{-d}$ où ρ représente le rapport signal à bruit. La diversité apportée par un système MIMO peut être donc utilisée pour combattre les évanouissements.

Plusieurs techniques dites MIMO en émission et en réception sont utilisées pour mettre en pratique les notions de diversité et de multiplexage. Parmi ces techniques, nous nous intéressons plus particulièrement à la technique espace-temps en bloc ainsi qu'à la technique

de multiplexage de type V-BLAST qui supposent le canal inconnu à l'émission et estimé à la réception.

Dans la dernière partie de ce chapitre nous avons fait des simulations de la combinaison du codage STBC avec le MC-CDMA et des simulations sur la combinaison du multiplexage V-BLAST avec le MC-CDMA.

4.2 Combinaison du canal MIMO avec l'OFDM : MIMO-OFDM

La conversion du canal MIMO sélectif en fréquence en canal MIMO à évanouissements plats se fait en effectuant une IFFT et une FFT sur chaque flux d'antenne d'émission et de réception comme le montre la Figure 4.1, c'est une méthode pratique pour s'affranchir des interférences entre symboles OFDM. Soient $s_{i,p}$ le symbole envoyé sur la p -ième porteuse de l'antenne i , $b_{k,q}$ le bruit constaté sur le q -ième symbole pris en entrée du module FFT de l'antenne k et $r_{k,p}$ le symbole obtenu en sortie de l'FFT sur la p -ième porteuse de l'antenne k ; on pose :

$$\begin{aligned} \mathbf{s}_i &= [s_{i,1}, \dots, s_{i,N_c+N_{CP}}]^T, \in \mathbb{C}^{(N_c+N_{CP}) \times 1} \\ \mathbf{b}_k &= [b_{k,1}, \dots, b_{k,N_c}]^T, \in \mathbb{C}^{N_c \times 1} \\ \mathbf{r}_k &= [r_{k,1}, \dots, r_{k,N_c}]^T, \in \mathbb{C}^{N_c \times 1} \end{aligned}$$

N_c désigne la taille de la FFT et N_{CP} la taille de l'intervalle de garde. Nous allons supposer que le canal MIMO sélectif en fréquence est composé de MN sous canaux SISO élémentaires possédant les propriétés suivantes : sélectivité en fréquence, longueur de canal identique et constance temporelle sur la durée d'un symbole OFDM. Soit $h_{ik,l}$ le l -ième coefficient de la réponse impulsionnelle du canal reliant l'antenne d'émission i à l'antenne de réception k , on associe à ce canal la matrice de Toeplitz suivante de dimension $(N_c + N_{CP}) \times (N_c + N_{CP} + L)$

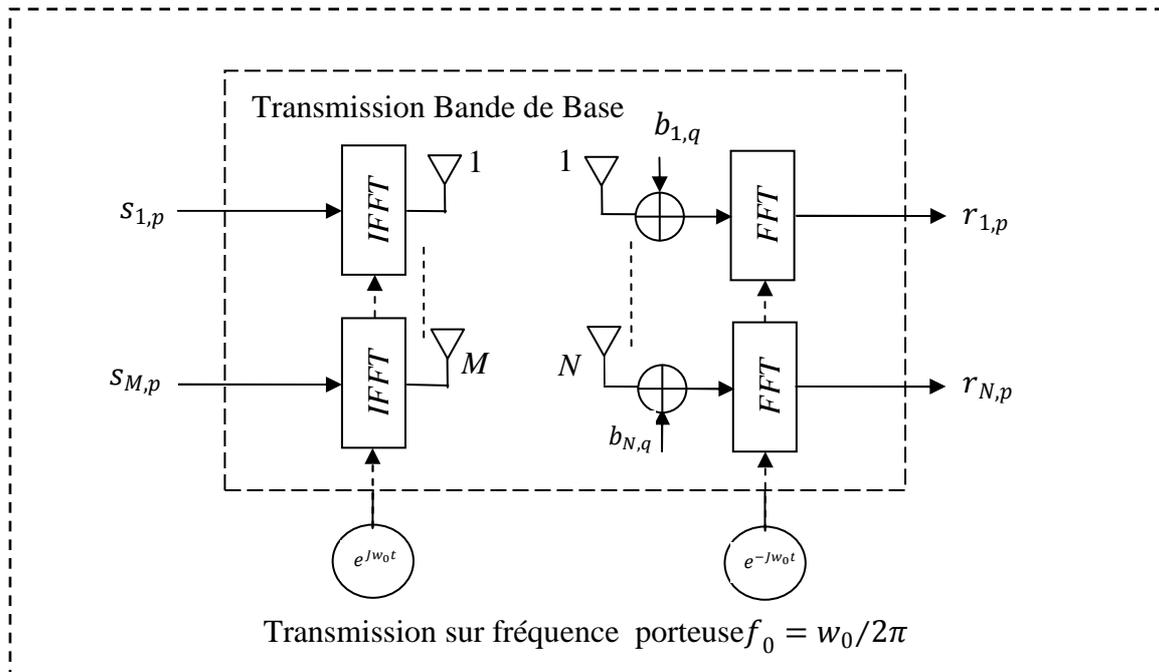


Figure 4.1 : Association MIMO-OFDM

$$\mathbf{H}_{ik} = \begin{bmatrix} h_{ik,0} & h_{ik,1} & \cdots & h_{ik,L-1} & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & h_{ik,0} & h_{ik,1} & \cdots & h_{ik,L-1} & \ddots & 0 \\ \vdots & 0 & \ddots & \ddots & \cdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \cdots & 0 & h_{ik,0} & h_{ik,1} & \cdots & h_{ik,L-1} \end{bmatrix}$$

En utilisant la propriété de linéarité de la FFT, le vecteur \mathbf{r}_k s'écrit :

$$\begin{aligned} \mathbf{r}_k &= FFT[\sum_{i=1}^M \mathbf{H}_{ik} FFT^{-1}(\mathbf{s}_i)] + FFT[\mathbf{b}_k] \\ &= \sum_{i=1}^M FFT[\mathbf{H}_{ik} FFT^{-1}(\mathbf{s}_{p,i})] + FFT[\mathbf{b}_k] \end{aligned}$$

IFFT représente l'opération de modulation OFDM. Sous l'hypothèse que les paramètres N_c et N_{CP} sont correctement dimensionnés,

$$r_{k,p} = \sum_{i=1}^M \bar{H}_{ik,p} s_{i,p} + \check{b}_{k,p}$$

La relation précédente signifie que le canal équivalent obtenu est non sélectif en fréquence. avec $\check{b}_{k,p} \sim N_{\mathbb{C}}(\sigma_b^2)$ est un terme de bruit et $\bar{H}_{ik,p}$ désigne le p -ième échantillon de la réponse fréquentielle du lien i vers k :

$$\bar{H}_{ik,p} = \sum_{l=0}^L h_{ik,l} \cdot e^{\frac{-j2\pi lp}{N_c}} \quad (4.1)$$

4.3 Capacité

4.3.1 L'information mutuelle

Une chaîne de communication numérique fait intervenir différents processus (signal émis, canal de transmission, signal reçu) dont le caractère aléatoire nécessite l'introduction d'outils spécifiques. Parmi ces outils, on distingue tout d'abord la notion d'entropie d'un signal, héritée de la thermodynamique, qui mesure la quantité d'information nécessaire à la description d'un processus X et qui se définit mathématiquement comme [130]:

$$H(X) = - \sum_{x \in \mathcal{X}} P_X(x) \log P_X(x) \quad (4.2)$$

$P_X(x)$ est la densité de probabilité de la variable aléatoire X et $\mathcal{X} = \{x: P_X(x) \neq 0\}$. L'entropie s'interprète comme une quantification de l'information moyenne contenue dans un symbole dont l'unité dépend de la base du logarithme utilisé (bit/s pour logarithme en base 2, nat par symbole pour logarithme naturel, etc...). Un deuxième outil, indispensable est la mesure de l'information relative à un processus aléatoire Y contenue dans un processus X , il s'agit de l'information mutuelle :

$$I(X; Y) = \sum_{x \in \mathcal{X}, y \in \mathcal{Y}} P_{X,Y}(x, y) \log \frac{P_{X,Y}(x, y)}{P_X(x)P_Y(y)}$$

où $\mathcal{X} = \{x: P_X(x) \neq 0\}$ et $\mathcal{Y} = \{y: P_Y(y) \neq 0\}$: L'information mutuelle se décompose en fonction de l'entropie de la façon suivante :

$$I(X; Y) = H(X) - H(X|Y) \quad (4.3)$$

Dans les années 40, C. E. Shannon montre que le canal peut être défini mathématiquement comme une fonction depuis l'espace du processus d'entrée vers l'espace du processus de sortie en prenant en compte l'ensemble des transformations déterministes ou aléatoires affectant le signal transmis. Si le canal est sans mémoire, il existe un débit d'information en deçà duquel il est possible de transmettre avec une probabilité d'erreur arbitrairement faible, grâce à une technique de codage que l'auteur ne peut expliciter. C. E. Shannon appelle ce débit d'information maximum, capacité du canal et relie cette grandeur à l'information mutuelle :

$$C = \max_{P_X(x)} I(X; Y) \quad (4.4)$$

où X et Y correspondent respectivement aux processus vu en entrée et en sortie du canal. La définition précédente est valable pour les canaux dits ergodiques. Si l'hypothèse d'ergodicité n'est pas vérifiée, le débit maximal pouvant être transmis sans erreur devient une grandeur aléatoire et la définition de la capacité au sens de C. E. Shannon n'est plus valable.

On remplace alors la capacité par la probabilité de coupure encore appelée par abus de langage capacité de coupure (outage capacity) qui est définie comme la probabilité que l'information mutuelle soit inférieure à un débit donné [131] :

$$C_{outage}(R) = P(I(X; Y) < R)$$

4.3.2 Capacité d'un canal MIMO

La capacité du canal, notion introduite par Shannon dans les années 40, mesure la quantité d'information maximum par unité de temps et par bande de fréquence pouvant être transmise à travers un canal particulier. Dans les années 90, Foschini et Telatar ont démontré que la capacité du canal MIMO augmente linéairement avec le nombre d'antennes.

Nous considérons un canal MIMO non sélectif en fréquence, inconnu de l'émetteur et avec des coefficients indépendants et identiquement distribués. Avant de définir la capacité de ce canal MIMO, nous rappelons que la capacité instantanée d'un canal SISO non sélectif en fréquence s'écrit [132] :

$$C(\rho) = \log_2(1 + \rho|h|^2) \quad (4.5)$$

où ρ est le rapport signal à bruit et h représente l'évanouissement complexe du canal. Or la matrice du canal MIMO peut être décomposée en plusieurs canaux SISO parallèles et indépendants en s'appuyant sur le théorème de décomposition en valeurs propres (Annexe 2) :

$$\mathbf{H} = \mathbf{U}\mathbf{\Sigma}\mathbf{V}^H \quad (4.6)$$

où $\mathbf{U} \in \mathbb{C}^{N \times N}$ et $\mathbf{V} \in \mathbb{C}^{M \times M}$ sont des matrices unitaires et $\mathbf{\Sigma} \in \mathbb{R}^{N \times M}$ est une matrice diagonale contenant les racines carrées des valeurs propres de la matrice de corrélation $\mathbf{H}^H\mathbf{H}$ de taille $N \times N$ si $N < M$, ou $\mathbf{H}\mathbf{H}^H$ de taille $M \times M$ dans le cas contraire. Ainsi la capacité instantanée devient [133] :

$$C = \sum_{i=1}^r \log_2 \left(1 + \frac{\rho \lambda_i}{M} \right) \text{ bits/s/Hz} \quad (4.7)$$

où les λ_i sont les r valeurs propres de la matrice de corrélation tel que $r \leq \min(M, N)$ et ρ est le rapport signal à bruit par antenne de réception. En considérant que la capacité est indépendante du nombre d'antennes à l'émission, la puissance est normalisée en émission.

Nous constatons donc que la capacité augmente linéairement avec la valeur minimale entre le nombre d'antennes à l'émission et celui à la réception [134, 135]. L'utilisation simultanée de plusieurs antennes en émission et réception permet ainsi d'exploiter la dimension spatiale. L'exploitation de la diversité spatiale favorise l'amélioration des performances et/ou du débit. En effet, les systèmes MIMO offrent deux types de gain : le gain de diversité et le gain de multiplexage. Sachant que l'augmentation de l'un n'implique pas l'augmentation de l'autre, un compromis doit être fait entre les deux [136].

Nous avons tracé à la Figure 4.2 différentes courbes de la capacité dans le cas où nous avons une connaissance parfaite du canal à la réception, nous voyons clairement que plus le nombre des antennes en émission et en réception augmente et plus la capacité augmente.

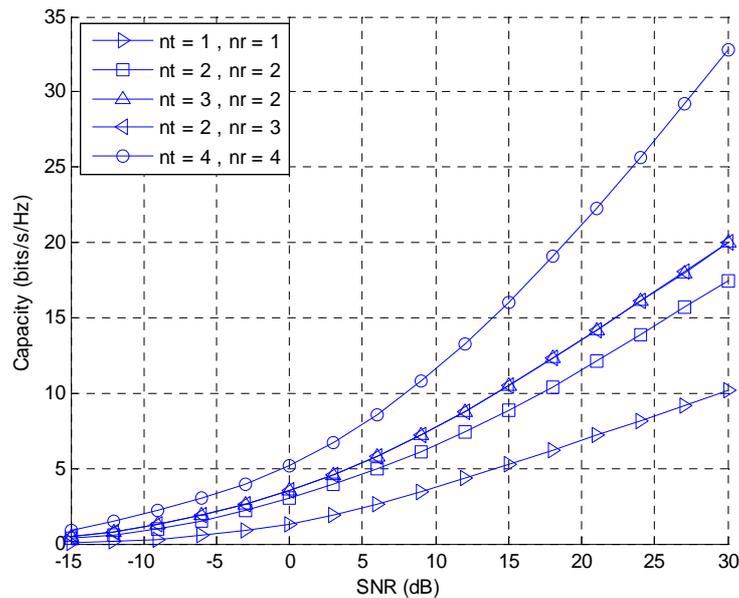


Figure 4.2 : Capacité en fonction du nombre d'antennes à l'émetteur et au récepteur.

4.4 Système MIMO à base de codes spatio-temporels

Afin d'améliorer la qualité de la transmission, Alamouti [137] et Tarokh [138] ont conçu des systèmes basés essentiellement sur la diversité, proposant un codage et un étiquetage conjoints. Ce codage spatio-temporel CST (en anglais Space-Time Coding, STC) permet également des communications plus sûres, il consiste à ajouter de la redondance aux données binaires émises afin d'augmenter la diversité spatiale et éviter les évanouissements propres au canal MIMO (Figure 4.3).

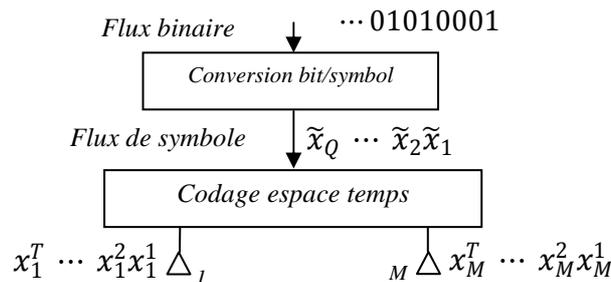


Figure 4.3 : Codage spatio-temporel

Le flux binaire à l'entrée est converti en un flux de Q symboles, le flux de Q symboles est codé en M symboles à la sortie de l'encodeur espace temps, chaque'un des M symboles est répété T fois, T est appelé la longueur du codage espace temps.

4.4.1 Codage spatio-temporel en treillis

Les codes spatio-temporels ont été créés par Tarokh pour les systèmes MISO, proposant ainsi la première famille de STC, les STC en treillis (STTC), Figure 4.4. Ils combinent le codage de canal avec la modulation sur les antennes émettrices, et peuvent être considérés comme une extension des codes en treillis classiques [139] au cas des antennes multiples à l'émission et à la réception. Si le code est bien construit, on peut ajouter à l'avantage évident de diversité un gain de codage loin d'être négligeable.

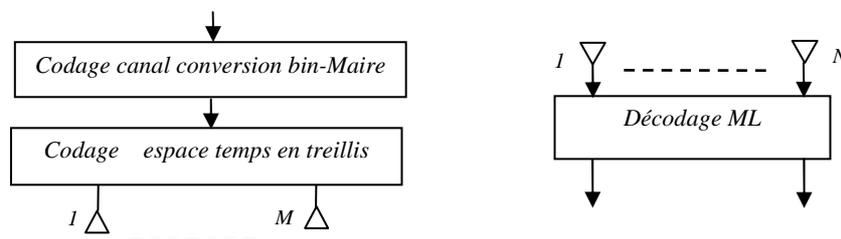


Figure 4.4 : Schéma d'un codage en treillis

Le STTC crée des relations entre les signaux à la fois dans l'espace (plusieurs antennes émettrices) et dans le temps (symboles consécutifs). Le codeur est composé de M polynômes générateurs qui déterminent les symboles émis simultanément. La Figure 4.5 propose le diagramme de treillis d'un STTC à 4 états utilisant une modulation simple MDP-4, avec un nombre d'antennes émettrices $M = 2$

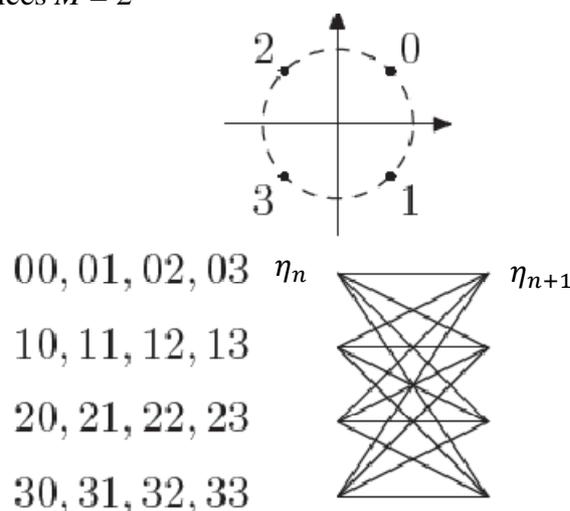


Figure 4.5 : Diagramme de treillis pour un STTC à 4 états utilisant $M = 2$ émetteurs et une modulation MDP-4

Le fonctionnement du codeur est relativement simple, et peut être résumé comme suit :

- η_n représente l'état du treillis à l'instant n et par conséquent l'état suivant est noté η_{n+1} .
- Considérons que le treillis est à l'état initial $\eta_n = 0$.

- L'état suivant du treillis dépend des bits d'information à coder. Ainsi, si les deux bits à coder sont 11, alors l'état suivant prend la valeur décimale équivalente c'est-à-dire $\gamma_{n+1} = 3$
- Les symboles à droite du treillis sont les codes associés à chaque doublet d'éléments binaires entrants. Dans notre cas ($\eta_n = 0$ et $\eta_{n+1} = 3$) le doublet à la sortie du codeur est donc 30 (3 sur la première antenne et 0 sur la seconde).
- Ces symboles sont alors mis en forme par la MDP-4 avant l'émission par leur antenne respective.

Il est intéressant de noter les similitudes et les différences entre les modulations codées à treillis multiple (MCTM) [140] et les STTC. Dans les STTC, les symboles associés à une branche du treillis sont répartis dans l'espace (les antennes), alors qu'ils sont répartis dans le temps pour les MCTM. En considérant le même alphabet, l'efficacité spectrale des STTC est donc N fois plus grande que celle des MCTM. De plus, contrairement aux MCTM qui nécessitent un entrelaceur pour créer un canal sans mémoire, les symboles transmis par les STTC sont naturellement décorrélés (ou très légèrement corrélés) grâce à la séparation physique des antennes.

La réception est basée sur l'estimation des coefficients d'évanouissement du canal et un algorithme de décodage. Etant donnée la structure des treillis, la complexité de décodage augmente toutefois très rapidement.

4.4.2 Codage espace-temps en bloc (STBC)

La complexité de décodage des STTCs va amener la communauté scientifique à s'intéresser à d'autres schémas de codage possédant de meilleures propriétés en réception. En 1998, S. Alamouti découvre un schéma pour deux antennes à l'émission dont le détecteur ML correspondant équivaut à un simple égaliseur linéaire [141]. Du fait de cette simplicité d'implémentation, ce code espace-temps, va être très rapidement intégré dans des standards W-CDMA et CDMA-2000. Dès 1999, V. Tarokh et al. généralisent le schéma d'Alamouti à un nombre arbitraire d'antennes d'émission et de réception et formalisent ainsi le concept de codage espace-temps en bloc, Figure 4.6 [142].

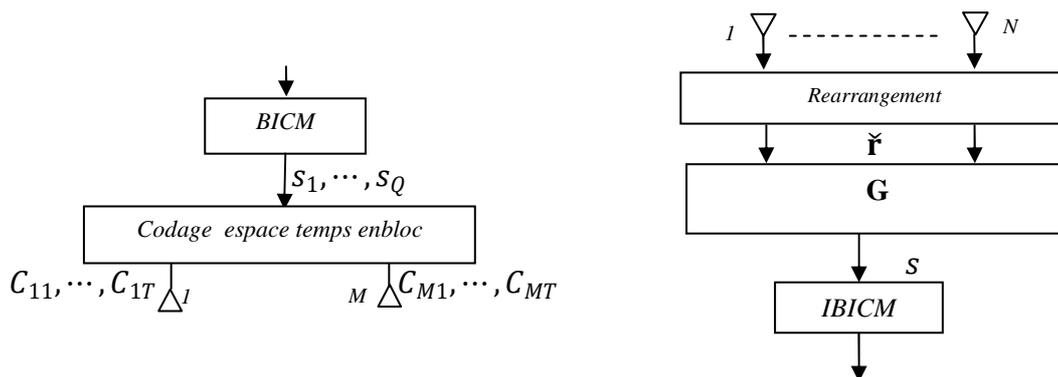


Figure 4.6 : Schéma d'émission et de réception pour le codage espace-temps en bloc

❖ Définition

Un schéma de codage espace-temps en bloc, que nous noterons \mathbf{S} , se représente par une matrice \mathbf{S} de taille $M \times T$ dont les entrées sont une combinaison linéaire d'éléments pris dans un ensemble de Q symboles complexes à transmettre en y intégrant leurs opposés et conjugués : $\{\pm s_1, \pm s_2, \dots, \pm s_Q\} \cup \{\pm s_1^*, \pm s_2^*, \dots, \pm s_Q^*\}$. Le principe de codage consiste à

assigner $s_{i,n}$ à l'antenne i au temps symbole $t_0 + nT_s$ avec $1 \leq n \leq T$. On appelle T la latence du code et on définit le rendement du code comme étant :

$$R_c = \frac{Q}{T} \quad (4.8)$$

4.4.3 Les codes espace-temps en blocs orthogonaux

Nous appelons STBC optimal un schéma de codage vérifiant simultanément les 3 propriétés suivantes [143]:

- Rendement unitaire,
- Diversité MN ,
- Orthogonalité.

Les codes espace-temps en blocs orthogonaux utilisent des symboles complexes issus d'une modulation affectés par un codage à la fois en espace et en temps. Le but de ces codes est d'exploiter la diversité d'émission des systèmes multi-antennes. Cependant, ils n'exploitent pas la capacité des systèmes MIMO à cause de la redondance intrinsèque du code utilisé. La capacité des codes espace-temps en blocs orthogonaux considérant des canaux de Rayleigh décorrelés est :

$$C = R_c E \log_2 \left(1 + \frac{\rho}{M} \chi_{2rt}^2 \right) \quad (4.9)$$

avec $r = \min(M, N)$ et $t = \max(M, N)$

Il existe dans la littérature plusieurs codes orthogonaux tels que, les codes STBC d'Alamouti, les codes STBC avec commutation entre groupe d'antenne, les codes STBC de Tarokh.

Nous considérons que les deux premiers, en effet le code d'Alamouti est le seul code espace-temps en blocs à exploiter la capacité optimale pour $M= 2$ et $N= 1$ grâce à son rendement unitaire [144]. Malgré ces inconvénients, ils ont l'avantage d'être simples à décoder, puisque décodables avec une simple combinaison linéaire des signaux reçus.

4.4.3.1 Le code espace-temps en blocs d'Alamouti

La capacité du code d'Alamouti avec $M= 2$ et $N= 1$ ayant un rendement de code $R_c = 1$ considérant des canaux de Rayleigh décorrelés est :

$$C = E \left\{ \log_2 \left(1 + \frac{\rho}{2} \chi_4^2 \right) \right\} \quad (4.10)$$

Le code d'Alamouti appelé également code g_2 s'écrit de la manière suivante :

$$\mathbf{S}_{g_2} = \begin{bmatrix} x_1 & -x_2^* \\ x_2 & x_1^* \end{bmatrix}$$

avec \mathbf{S} la matrice espace-temps du signal transmis. Sous les hypothèses que les coefficients d'évanouissements sont constants sur deux durées symboles consécutifs, le signal reçu est égal à :

$$\mathbf{y} = \mathbf{hS} + \mathbf{b} \quad (4.11)$$

où $\mathbf{y} = [y_1 \ y_2]$ est le vecteur reçu, $\mathbf{h} = [h_1 \ h_2]$ est le vecteur du canal constant sur deux temps symboles et $\mathbf{b} = [b_1 \ b_2]$ est un vecteur constitué de bruits blancs additifs gaussiens AWGN. Ce vecteur reçu est modifié pour le processus de décodage en un vecteur $\mathbf{y}' = [y_1 \ y_2^*]^T$ menant à l'équation suivante :

$$\mathbf{y}' = \mathbf{H}\mathbf{S} + \mathbf{b}'$$

avec

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} h_1 & h_2 \\ -h_2^* & h_1^* \end{bmatrix}$$

la matrice équivalente de canal pendant 2 durées symboles consécutives sur 2 antennes, et h_i est la réponse de canal de l'antenne d'émission i . L'étape de décodage consiste à appliquer une matrice d'égalisation \mathbf{G} . En appliquant cet égaliseur, on obtient :

$$\hat{\mathbf{x}} = \mathbf{\Lambda}\mathbf{S} + \mathbf{G}\mathbf{b}' \quad (4.12)$$

où $\hat{\mathbf{x}} = [\hat{x}_1 \ \hat{x}_2]^T$ est le vecteur de symboles après décodage, $\mathbf{\Lambda} = \mathbf{G}\mathbf{H}$. Le filtrage adapté correspond à la transconjuguée de la matrice de canal au vecteur équivalent reçu \mathbf{H}^H . On a alors :

$$\mathbf{H}^H\mathbf{H} = \begin{bmatrix} h_1^* & -h_2 \\ h_2^* & h_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} h_1 & h_2 \\ -h_2^* & h_1^* \end{bmatrix}$$

Le filtrage adapté aboutit à la matrice diagonale suivante :

$$\mathbf{H}^H\mathbf{H} = \begin{bmatrix} |h_1|^2 + |h_2|^2 & 0 \\ 0 & |h_1|^2 + |h_2|^2 \end{bmatrix} = \lambda \mathbf{I}_2$$

où \mathbf{I}_2 la matrice identité 2×2 , et $\lambda = |h_1|^2 + |h_2|^2$. L'orthogonalité entre les symboles est donc restituée avec le filtrage adapté au canal. Les techniques de détection selon des critères ZF ou MMSE sont par conséquent des techniques de détection linéaires. La matrice d'égalisation correspondante selon un critère ZF est :

$$\mathbf{G} = (\mathbf{H}^H\mathbf{H})^{-1}\mathbf{H}^H$$

La matrice d'égalisation correspondante selon un critère MMSE est :

$$\mathbf{G} = (\mathbf{H}^H\mathbf{H} + \frac{1}{\gamma})^{-1}\mathbf{H}^H$$

où γ est le rapport signal sur bruit reçu au niveau de chaque antenne de réception.

Si on utilise plusieurs antennes de réception, il est nécessaire d'effectuer le filtrage adapté sur chaque antenne de réception avant d'effectuer la normalisation selon un critère ZF ou MMSE. En effet, si on a N antennes de réception, les matrices d'égalisation $\mathbf{G}_i \ i \in [1, \dots, N]$ selon un critère MMSE sont égales à [145]:

$$\mathbf{G}_i = \sum_{i=1}^M \left(\mathbf{H}_i^H \mathbf{H}_i + \frac{1}{\gamma} \right)^{-1} \mathbf{H}_i^H \quad (4.13)$$

Le vecteur de symboles $\hat{\mathbf{x}}$ après décodage selon un critère MMSE est égal à :

$$\hat{\mathbf{x}} = \sum_{i=1}^M \mathbf{G}_i \mathbf{H}_i \mathbf{x} + \mathbf{G}_i \mathbf{b}'_i \quad (4.14)$$

Pour définir le rapport signal sur bruit par bit, E_b/N_0 , il est nécessaire de normaliser l'énergie en réception quel que soit le nombre d'antennes de réception et d'émission. L'énergie moyenne d'un symbole PSK ou QAM émis par antenne est définie par E_s/MN . Les techniques de codage espace temps portent $R_c \log_2 M_e$ bits d'information codés pour une énergie reçue de E_s , M_e étant le nombre d'état de la modulation utilisée. L'énergie par bit au récepteur est donc égale à $E_b = 1/(R_c R \log_2 M_e) E_s$, R_c étant le rendement du code de canal. En termes de rapport signaux sur bruits logarithmiques, on obtient :

$$\left. \frac{E_b}{N_0} \right|_{dB} = \left. \frac{E_s}{N_0} \right|_{dB} + 10 \log_{10} \frac{1}{R_c R \log_2 M_e} \quad (4.15)$$

Le canal MIMO utilisé est un canal MIMO de Rayleigh constitué de canaux de Rayleigh non sélectifs en fréquence indépendants par couple d'antennes d'émission et de réception.

4.4.3.2 STBC orthogonaux avec commutation entre groupe d'antennes

On peut appliquer le principe de commutation entre antennes (switching antennas) aux codes espace-temps en blocs orthogonaux. Dans le système à 4 antennes d'émission, le code OSTBC est choisi dans le but de garder un rendement 1. Le code d'Alamouti est appliqué alternativement aux antennes 1 et 2 puis aux antennes 3 et 4. Les symboles sont émis d'abord sur le premier groupe d'antennes 1 et 2 avec une puissance de $P/2$. Ensuite, les autres symboles sont émis sur le deuxième groupe d'antennes d'émission 3 et 4. La puissance totale émise par durée symbole est donc P avec une antenne de réception. La matrice que l'on obtient est la suivante :

$$\mathbf{X} = \begin{bmatrix} x_1 & x_2^* & 0 & 0 \\ x_2 & x_1^* & 0 & 0 \\ 0 & 0 & x_3 & x_4^* \\ 0 & 0 & x_4 & x_3^* \end{bmatrix} \quad (4.16)$$

Cette approche par commutation permet d'obtenir une diversité spatiale plus grande que le système initial à 2 antennes, en particulier lorsqu'il existe de la corrélation entre antennes d'émission. Cette technique est équivalente à une technique de saut de fréquence faite en espace. La diversité apportée par le canal MIMO peut être collectée par le récepteur de manière différente grâce à cette commutation entre antennes tout en gardant un rendement de code unitaire avec le code d'Alamouti. On peut également appliquer cette commutation aux codes de Tarokh ou à d'autres codes espace-temps non orthogonaux [146].

4.4.3.3 STBC sous-optimaux

Dans le cas d'une constellation complexe, les codes optimaux sont limités à deux antennes d'émission, c'est à dire au code d'Alamouti. Pour augmenter le nombre d'antennes d'émission, il est nécessaire de jouer sur une ou plusieurs des 3 contraintes caractérisant les STBC optimaux. V. Tarokh et al. ont d'abord eu l'idée de réduire le rendement en laissant inchangées la diversité et l'orthogonalité.

Dans [147], la preuve est faite qu'il est possible de construire des motifs orthogonaux complexes pour un nombre quelconque d'antennes d'émission lorsque $R_c \leq 1/2$. Sans donner de méthode de construction générale, les auteurs de [148,149] fournissent quelques exemples sporadiques de codes à rendement supérieur à la moitié en utilisant la théorie des motifs amicaux.

Enfin une dernière possibilité est de casser l'orthogonalité du code afin d'avoir un rendement unitaire et une diversité d'ordre MN . Cependant, cette non-orthogonalité va compliquer sérieusement le décodage. Un compromis intéressant est trouvé par H. Jafarkhani dans [150]. L'idée est de créer un code quasi-orthogonal admettant un décodage à maximum de vraisemblance simplifié (mais cependant plus complexe que le décodage d'un code orthogonal). La matrice de codage d'un tel code peut s'écrire [150] :

$$\mathbf{S} = \begin{bmatrix} s_1 & -s_2^* & -s_3^* & s_4 \\ s_2 & -s_1^* & s_4^* & -s_3 \\ s_3 & -s_4^* & s_1^* & -s_2 \\ s_4 & s_3^* & s_2^* & s_1 \end{bmatrix} \quad (4.17)$$

4.4.4 Codage à dispersion linéaire (LDC)

On sait que les codes espace-temps en bloc ont une construction indépendante du nombre d'antennes de réception et exploitent de façon optimale la diversité d'émission ; en contrepartie ils ne permettent pas une augmentation du débit. Les codes à dispersion linéaire LDC (Linear Dispersion Coding) ont été initialement proposés par B. Hassibi et B. M. Hochwald dans le but de construire des schémas de codage espace-temps apportant un gain de multiplexage spatial, exploitant la diversité d'émission et autorisant des matrices de canal de rang dégénéré [151].

L'idée originale est de proposer une représentation commune pour les codes espace temps en bloc et les techniques à multiplexage spatial et ainsi de procéder à une optimisation commune au sens de la capacité et de la probabilité d'erreur.

Un schéma de codage à dispersion linéaire \mathbf{S} (Figure 4.7), répartit en espace et en temps un vecteur de Q symboles complexes $[s_1, \dots, s_Q]^T$ selon le schéma suivant [152] :

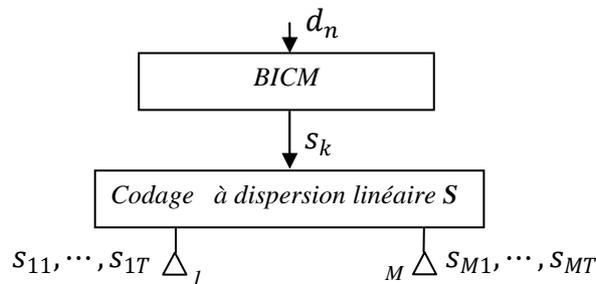


Figure 4.7 : Schéma d'émission du codage LDC.

$$\mathbf{S} = \left[\sum_{q=1}^Q [\text{Re}(s_q)\mathbf{A}_q + \text{Im}(s_q)\mathbf{B}_q] \right]^T \quad (4.18)$$

avec $\mathbf{A}_q, \mathbf{B}_q \in \mathbb{C}^{T \times M}$ et $\mathbf{S} \in \mathbb{C}^{M \times T}$ est la matrice de codage espace-temps en bloc telle que définie en section 4.4.2. Par la suite on désigne par LD l'ensemble des codes à dispersion linéaire.

Les critères de construction de matrices de dispersion optimales sont énoncés dans l'article fondateur [153]. Ils sont complétés dans [154]. Des critères supplémentaires peuvent être invoqués : R. H. Gohary et T. N. Davidson propose par exemple d'optimiser les performances asymptotiques des codes LD en optimisant l'erreur quadratique moyenne minimale (MMSE) et en effectuant une permutation des colonnes des matrices de dispersion [155].

Tout comme les codes espace-temps en bloc, les codes LD sont classiquement décodés au moyen d'un algorithme ML. Suivant la propriété d'orthogonalité de \mathbf{S} , le critère ML s'identifiera à un simple critère MRC [156]. Encore une fois le décodage par sphère peut être utilisé afin de réduire la complexité de l'algorithme ML [157, 158]. La complexité peut encore être réduite en utilisant des techniques sous-optimales telles que la détection OSIC, ou le filtrage MMSE linéaire.

4.4.5 Codage espace-temps algébrique : Optimisation des LDC.

Le codage à dispersion linéaire permet d'exploiter de façon optimale la capacité du canal MIMO au prix de la perte des critères d'optimisation en performances tels que décrits dans [159].

Dans [160, 161], M. O. Damen et al. proposent de résoudre ce problème en imposant au mot de code une structure algébrique afin d'optimiser de façon conjointe la diversité exploitée et le gain de codage. En effet, le critère de distance minimale non nulle s'exprime, via l'expression du déterminant, comme une fonction polynomiale des éléments des matrices d'erreur entre points de la constellation. Le problème se réduit à construire un polynôme ne possédant pas de racine pour la structure algébrique choisie.

Cette théorie des codes algébriques est reprise dans [162], pour construire des codes espace-temps optimisant le débit alloué et les critères de performances. Ces codes sont dénommés TAST (Threaded Algebraic Space -Time) par leur auteurs. L'idée est de construire un code espace-temps en bloc à partir de $L \leq M$ strates collectant individuellement le maximum de diversité.

Pour cela, on impose à chaque strate une trajectoire diagonale dans l'espace et le temps. A titre d'exemple, la Figure 4.8 illustre pour $L = M = 4$ la répartition des différentes strates. Chaque strate possède enfin une structure algébrique telle que définie dans [163] :

$$\gamma_j(x_j) = \phi_j \mathbf{M}_j \mathbf{x}_j \quad j = 1, \dots, L$$

ou \mathbf{M}_j est une matrice de rotation de taille $M \times M$ assurant l'exploitation optimale de la diversité et $\phi_j \in \mathbb{C}$ est choisi pour maximiser le gain de codage du code constituant.

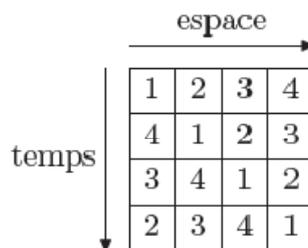


Figure 4.8 : codage TAST

4.5 Combinaison du codage STBC au MIMO-MC-CDMA.

Considérons la Figure 4.9, on suppose un schéma de transmission MIMO vérifiant l'hypothèse (4.18) de matrice représentative \mathbf{S} .

\mathbf{S} peut être réécrite sous la forme :

$$\mathbf{S} = \left[\sum_{q=1}^Q (\mathbf{C}_q \mathbf{s}_q + \mathbf{D}_q \mathbf{s}_q^*) \right]^T \quad (4.19)$$

où $\mathbf{C}_q = \frac{\mathbf{A}_q + \mathbf{B}_q}{2}$ et $\mathbf{D}_q = \frac{\mathbf{A}_q - \mathbf{B}_q}{2}$

Les utilisateurs sont empilés en amont du codage espace temps, l'avantage de cette solution réside dans le fait qu'un seul étalement est effectué quel que soit le nombre d'antennes considéré.

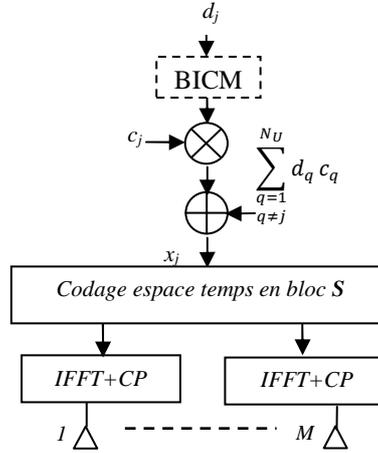


Figure 4.9 : Association du codage STBC au MIMO-MC-CDMA

Soit $\mathbf{x} \in \mathbb{C}^{N_U \times 1}$ le vecteur des données utilisateurs dont on note σ_x^2 la variance. Le signal équivalent yen sortie de codage espace-temps s'écrit :

$$\mathbf{y} = \left(\mathbf{I}_{L_c} \otimes \mathbf{Q}_1 \right) \mathbf{C} \mathbf{x} + \left(\mathbf{I}_{L_c} \otimes \mathbf{Q}_2 \right) \mathbf{C} \mathbf{x}^* \quad (4.20)$$

\mathbf{Q} étant la longueur du code espace temps et L_c longueur du code d'étalement. avec \mathbf{Q}_1 et \mathbf{Q}_2 deux matrices de tailles $(T \times M) \times Q$ [170, 171, 172, 173]

$\mathbf{C} \in \mathbb{C}^{L_c \times N_U}$ est la matrice d'Hadamard pour l'étalement des symboles.

On définit à présent la matrice globale de canal :

$$\bar{\mathbf{H}} = \text{diag} \left(\mathbf{H}_1, \dots, \mathbf{H}_1, \dots, \mathbf{H}_{L_c}, \dots, \mathbf{H}_{L_c} \right) \in \mathbb{C}^{\left(\frac{T \times L_c \times N}{Q} \right) \times \left(\frac{T \times L_c \times M}{Q} \right)}$$

L'expression du signal reçu $\mathbf{r} \in \mathbb{C}^{\left(\frac{T \times L_c \times N}{Q} \right) \times 1}$ en fonction du signal émis est donc :

$$\mathbf{r} = \bar{\mathbf{H}} \mathbf{y} + \mathbf{b}$$

Le modèle équivalent s'obtient en posant :

$$\tilde{\mathbf{r}} = \left(\mathbf{I}_{N_{L_c}} \otimes \Phi_1 \right) \mathbf{r} + \left(\mathbf{I}_{N_{L_c}} \otimes \Phi_2 \right) \mathbf{r}^*$$

Φ_1, Φ_2 sont deux matrices diagonales et réelles de tailles $T \times T$, il vient

$$\tilde{\mathbf{r}} = \tilde{\mathbf{H}}_e \mathbf{x} + \tilde{\mathbf{b}}$$

avec la matrice de canal équivalente suivante :

$$\tilde{\mathbf{H}}_e = \left(\mathbf{I}_{NL_c} \otimes \Phi_1 \right) \tilde{\mathbf{H}} \left(\mathbf{I}_{L_c} \otimes \mathbf{Q}_1 \right) \mathbf{C} + \left(\mathbf{I}_{NL_c} \otimes \Phi_2 \right) \tilde{\mathbf{H}}^* \left(\mathbf{I}_{L_c} \otimes \mathbf{Q}_2^* \right) \mathbf{C}^*$$

Pour une réalisation du canal MIMO, on pose : $\tilde{\mathbf{H}}_n \in \mathbb{C}^{(T \times N) \times Q}$ la matrice équivalente du canal représentant le codage espace-temps seul.

$$\tilde{\mathbf{H}}_n = \Phi_1 \mathbf{H}_n \mathbf{Q}_1 + \Phi_2 \mathbf{H}_n^* \mathbf{Q}_2^*$$

Il vient : $\tilde{\mathbf{H}}_e = \text{diag} \left(\tilde{\mathbf{H}}_1, \dots, \tilde{\mathbf{H}}_{\frac{L_c}{R}} \right) \mathbf{C}$

Le signal reçu s'exprime alors en faisant intervenir le signal utile et les termes interférents :

$$\tilde{\mathbf{r}} = \tilde{\mathbf{H}}_e \mathbf{e}_j x_j + \sum_{i \neq j} \tilde{\mathbf{H}}_e \mathbf{e}_i x_i + \tilde{\mathbf{b}} \quad (4.21)$$

Le terme $\sum_{i \neq j} \tilde{\mathbf{H}}_e \mathbf{e}_i x_i$ représente les interférences co antennes et les interférences d'accès multiples.

Détection MMSE mono-utilisateur

Soit \mathbf{c}_j le code du j -ième utilisateur, en appliquant le vecteur \mathbf{w}_j au signal reçu $\tilde{\mathbf{r}}$ on obtient

$$\mathbf{w}_{SUj}^H = \mathbf{c}_j^T \left(\text{diag} \left(\tilde{\mathbf{H}}_1^H \tilde{\mathbf{H}}_1, \dots, \tilde{\mathbf{H}}_{\frac{L_c}{R}}^H \tilde{\mathbf{H}}_{\frac{L_c}{R}} \right) + \frac{L_c \sigma_x^2}{N_U \sigma_b^2} \mathbf{I}_{L_c} \right)^{-1} \text{diag} \left(\tilde{\mathbf{H}}_1^H, \dots, \tilde{\mathbf{H}}_{\frac{L_c}{R}}^H \right) \quad (4.22)$$

Cette algorithmme est une simple application du récepteur MIMO-MMSE conventionnel suivi d'une operation de désétalement et est appelé algorithmme MMSE Simple Utilisateur .

Détection MMSE multi-utilisateur

Si on connaît tous les codes de la matrice d'étalements \mathbf{C} on aboutit au filtre linéaire

$$\mathbf{w}_{MUj}^H = \mathbf{e}_j^T \left(\tilde{\mathbf{H}}_e^H \tilde{\mathbf{H}}_e + \frac{L_c \sigma_x^2}{N_U \sigma_b^2} \mathbf{I}_{N_U} \right)^{-1} \tilde{\mathbf{H}}_e^H \quad (4.23)$$

❖ Résultats de simulation

Nous examinons les performances du récepteur proposé dans la section précédente pour une transmission MIMO MC-CDMA en considérant le schéma de codage espace-temps d'Alamouti. Les canaux de propagation étudiés sont de type Rayleigh i.i.d. quasi-statique sur T modélisant une transmission OFDM idéale sur canaux sélectifs en temps et en fréquence. Les paramètres de simulation sont récapitulés dans le tableau ci dessous.

Canal	2×2
Type de canal	Rayleigh i.i.d. quasi-statique sur T
Corrélation spatiale	Aucune

Codage de canal	convolutif, (133, 171), $R_C = 1/2, L_C = 512$
Entrelacement bit Π_b	aléatoire, 10000 bits
Modulation	QPSK, Mapping de Gray
Schéma MIMO $S(M,T,R)$	Alamouti (2, 2,2)
Étalement	FHT, $L_c = 64$
$N_b = L_C/nT$	128
Récepteur	SU-MMSE, MU-MMSE
Efficacité spectrale η	1 bits/s/Hz

La Figure 4.10 présente les performances d'un système MC-CDMA à pleine charge associé au STBC d'Alamouti. Puisque ce schéma MIMO est orthogonal, seuls les termes de MAI vont venir perturber le signal reçu. Cependant on note que le récepteur SU-MMSE propose un bon rapport performance/complexité puisqu'il permet d'atteindre à 10^{-4} un SNR de 12.5 dB qui est à seulement 3.6 dB de la courbe gaussienne. L'utilisation du récepteur MU-MMSE permet, à un SNR relativement bas, de converger vers la courbe gaussienne représentant les performances optimales à un schéma de codage et de modulation donnés. De plus la convergence est relativement rapide, puisque 5 itérations suffisent à converger vers la MFB.

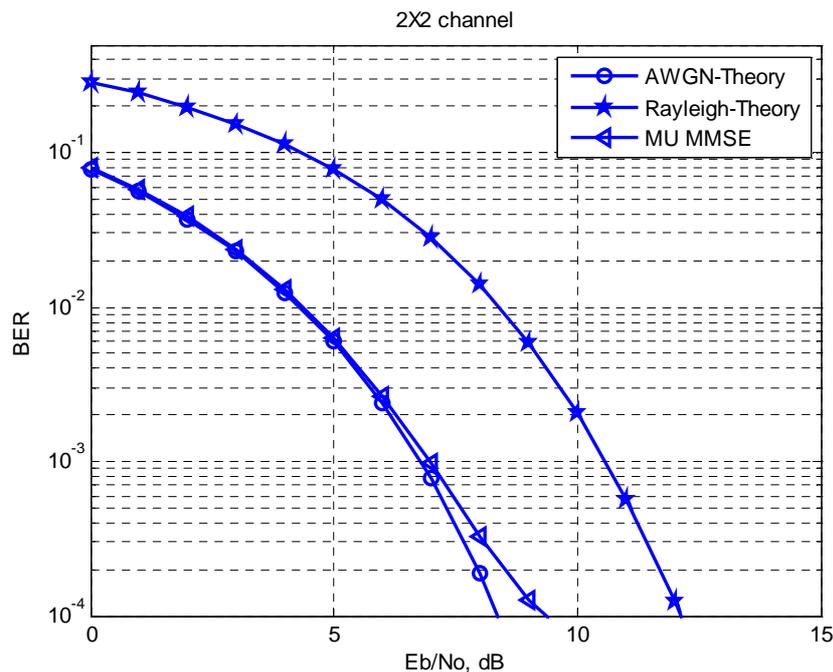


Figure 4.10 : Performance du système STBC-MC-CDMA

4.6 Système MIMO à base de Multiplexage spatial (SDM).

Le principe du multiplexage spatial est l'organisation en espace sans redondance d'une série d'informations. Le système transmet alors M fois plus de symboles utiles à chaque instant. Les antennes émettrices utilisent la même modulation et la même fréquence porteuse pour transmettre les symboles différents et indépendants sur les différentes antennes.

L'efficacité du système augmente donc en continuant à utiliser la même bande passante qu'un système classique. Les principales techniques de multiplexage spatial ont été développées par les laboratoires Bell.

On peut distinguer différents types du système MIMO par multiplexage spatial, tels que D-BLAST, H-BLAST, V-BLAST ou Turbo-BLAST. Ce type de système MIMO est réalisé dans le but d'augmenter le débit de transmission.

4.6.1 A l'émission

4.6.1.1 Encodage diagonal D-BLAST

Foschini a proposé dans [164] une architecture (Figure 4.11) à multiplexage spatial de manière à exploiter de façon optimale la diversité et la capacité. Dans cette architecture, les symboles sont détectés successivement antenne d'émission par antenne d'émission. C'est une architecture diagonale nommée D-BLAST. La technique D-BLAST est décrite de manière plus théorique par Foschini en 1998 en considérant par la suite des cas plus réalistes [165]. Le flux de données est démultiplexé en entrée en M sous-flux ayant le même débit. Chaque sous-flux est ensuite codé (de la redondance peut être introduite suivant le codeur canal utilisé), mais il n'y a pas d'échanges d'informations entre ces codeurs. Puis les sous-flux sont modulés. L'association flux/antenne est périodiquement cyclique pour ne pas transmettre les M sous-flux vers la même antenne. Le système est plus résistant aux effets d'évanouissements du canal grâce au fait de transmettre un sous-flux en utilisant toutes les antennes possibles. Cette architecture permet d'obtenir un débit proche de la capacité mais elle possède une structure de codeur et décodeur plus complexe. Pour réduire la complexité, Foschini et Wolniansky proposent un système qu'ils nomment V-BLAST ou H-BLAST et qui a la particularité d'être plus simple à mettre en œuvre que D-BLAST.

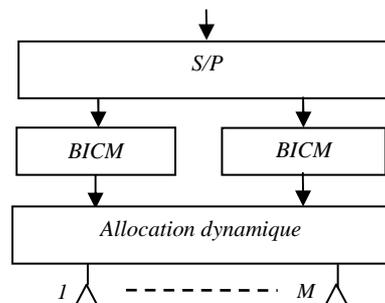


Figure 4.11 : Architecture d'un transmetteur D-BLAST

4.6.1.2 Encodage vertical V-BLAST

V-BLAST (Vertical Bell Labs Layered Space-Time) [166,167] peut être vu comme une classe spéciale des codes de multiplexage spatial, son principe consiste à diviser le flux de données à l'entrée en plusieurs sous-flux, ces derniers sont transmis sur des antennes différentes. Cette architecture vise principalement à augmenter la capacité du système. Une description simple est donnée sur la Figure 4.12.

Les antennes d'émission transmettent chacune un symbole différent, indépendant de celui des autres antennes, mais en utilisant la même modulation et la même fréquence porteuse. La

bande passante utilisée reste identique à celle d'un système classique, mais comme plusieurs symboles sont émis, l'efficacité spectrale augmente.

La Figure 4.13 illustre le démultiplexage et la modulation du code V-BLAST.

Les bits d'informations sont tout d'abord codés par un codeur de canal. Ensuite ces bits issus du codage sont alors entrelacés et le flux résultant est démultiplexé en M sous-flux attaquant chacun un modulateur.

Nous nous intéresserons dans la suite de cette thèse uniquement au multiplexage spatial et plus particulièrement à l'architecture V-BLAST.

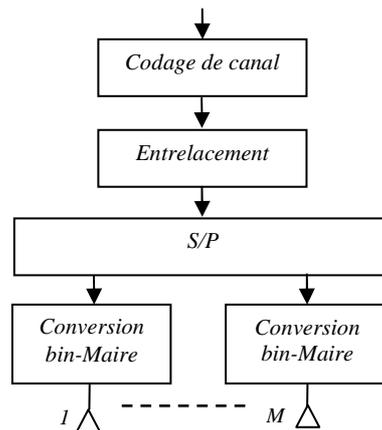


Figure 4.12 : Architecture d'un transmetteur V-BLAST

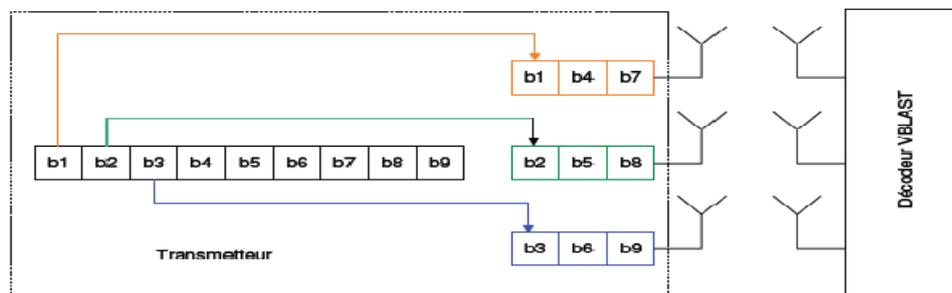


Figure 4.13 : Principe de l'architecture de modulation V-BLAST

4.6.1.3 Encodage horizontal H-BLAST

L'architecture d'un transmetteur H-BLAST est très proche de celle du V-BLAST, comme illustré sur la Figure 4.14. Elle utilise les mêmes blocs que V-BLAST sauf l'ordre de rangement de ces blocs à l'intérieur des BICM est différent.

La Figure 4.15 illustre le démultiplexage et la modulation du code H-BLAST.

Les bits d'information sont démultiplexés en M sous-flux puis codés. Les bits issus du codage sont alors modulés et entrelacés.

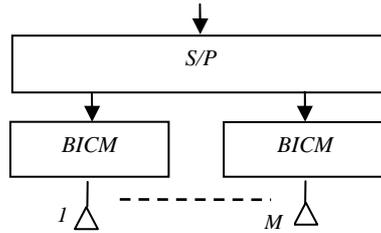


Figure 4.14 : Architecture d'un transmetteur H-BLAST

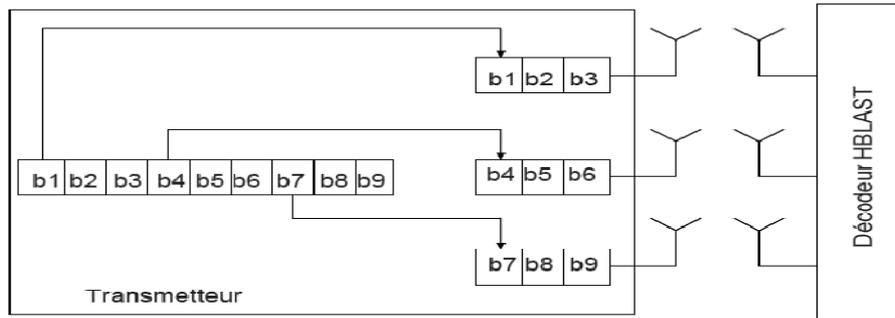


Figure 4.15 : Principe de l'architecture de modulation H-BLAST

4.6.2 A la réception

Soit $\mathbf{s} \in \mathbb{C}^{M \times 1}$ le vecteur de données émises simultanément sur les différentes antennes et $\mathbf{r} = \mathbf{H}\mathbf{s} + \mathbf{b}$ le vecteur reçu correspondant. Le récepteur (Figure 4.16) a pour but de séparer les différents flux d'émissions mélangés par le canal. D'un point de vue traitement du signal, le canal MIMO apporte de l'interférence entre antennes que nous dénommerons CAI [168]. Dans ce qui suit, nous détaillons les différents algorithmes envisageables classés suivant un ordre décroissant de leur performance qui correspondra à un ordre également décroissant de leur complexité.

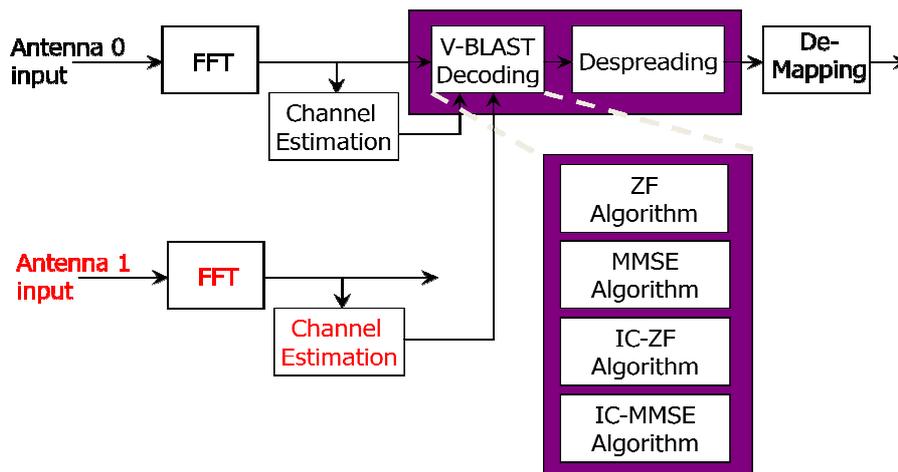


Figure 4.16 : Schéma de détection général

4.6.2.1 Maximum de vraisemblance (ML)

La méthode optimale de réception au sens ML consiste à comparer toutes les séquences pouvant avoir été reçues et sélectionner la plus vraisemblable d'entre elles :

$$\hat{\mathbf{s}} = \arg \min_{\mathbf{s}} \|\mathbf{r} - \mathbf{H}\mathbf{s}\|^2 \quad (4.35)$$

La complexité d'un tel algorithme est exponentiellement dépendante du nombre d'antennes d'émission et de réception ainsi que du nombre d'états de la modulation. Son utilisation, à des ordres de modulation élevés ou bien pour des configurations à grands nombres d'antennes se révèle très vite complexe. Un décodage sphérique, plus simple à mettre en œuvre, peut être néanmoins utilisé [169].

4.6.2.2 Annulation successive d'interférences avec ordonnancement (OSIC)

Un signal multiplexé spatialement possède une structure en couches que l'on peut détecter successivement en supposant que la détection de la couche précédente est parfaite. L'annulation successive d'interférences est un algorithme emprunté aux techniques de détection multiutilisateurs pour le CDMA. L'analogie avec les systèmes MIMO peut être faite en considérant que chaque couche correspond à un utilisateur virtuel. Le principe consiste à soustraire de façon itérative les contributions apportées par chaque antenne en commençant par celle qui a été la plus favorisée par le canal [170,171], on parle de détection OSIC. D'une façon générale, toutes les méthodes de décodage héritées de la détection multiutilisateurs (MUD) se prêtent au multiplexage spatial. Citons entre autres les algorithmes SIC et PIC, néanmoins moins performants que la technique OSIC.

4.6.2.3 Egalisation MMSE Linéaire

Sous la contrainte d'un égaliseur linéaire représenté par la matrice de filtre $\mathbf{W} \in \mathbb{C}^{N \times M}$, le critère MMSE bloc impose la minimisation suivante :

$$\mathbf{w}_{opt} = \arg \min_{\mathbf{w}} E\{\|\mathbf{W}^H \mathbf{r} - \mathbf{s}\|^2\} \quad (4.36)$$

En se servant des résultats énoncés précédemment, l'égaliseur MMSE optimal s'écrit de la façon suivante :

$$\tilde{\mathbf{s}} = \left(\mathbf{H}^H \mathbf{H} + \frac{\sigma_b^2}{\sigma_s^2} \mathbf{I}_M \right)^{-1} \mathbf{H}^H \cdot \mathbf{r} \quad (4.36)$$

En comparaison aux techniques précédentes, l'avantage de cette solution réside dans sa simplicité de mise en œuvre. Une inversion de matrice de taille $M \times M$ est nécessaire pour détecter toutes les couches simultanément.

4.6.2.4 Egalisation ZF linéaire

Il est encore possible de simplifier l'algorithme de réception en imposant un critère ZF. L'opération d'égalisation s'écrit :

$$\tilde{\mathbf{s}} = (\mathbf{H}^H \mathbf{H})^{-1} \mathbf{H}^H \mathbf{r} \quad (4.37)$$

Le fait que le bruit n'ait plus besoin d'être estimé entraîne une réduction de la complexité.

4.6.3 Résultats de simulation

Soit le schéma du modulateur VBLAST de la Figure 4.12 et soit la matrice \mathbf{S} représentant les séquences à transmettre.

$$\mathbf{S} = \begin{bmatrix} s_1 & s_4 & s_7 & s_{10} & s_{13} & s_{16} & s_{19} & s_{22} \\ s_2 & s_5 & s_8 & s_{11} & s_{14} & s_{17} & s_{20} & s_{23} \\ s_3 & s_6 & s_9 & s_{12} & s_{15} & s_{18} & s_{21} & s_{24} \end{bmatrix}$$

Le flux de données est divisé en 3 séquences de longueur $L_1 = 8$ et sont transmises par les antennes d'émission. Chaque colonne de la matrice résultante est transmise pendant le temps symbole $T'_c = T_c + T_{cp}$.

Pour ces simulations nous considérons un signal MC-CDMA et nous supposons que les différentes sous-porteuses sont multipliées par des évanouissements de Rayleigh indépendants non sélectifs pour chaque sous-porteuse et parfaitement estimés. Les signaux de tous les utilisateurs sont reçus avec la même puissance moyenne.

Pour notre simulation nous avons considéré différentes combinaisons de M et N mais pour ne pas trop charger les figures nous présentons uniquement les cas où $M=4$ et $N=3$.

En réalité le nombre d'antennes à l'émission M doit être au moins égal au nombre d'antennes de réception et aussi au moins égal au nombre de séquences pour notre cas de multiplexage spatial c à d égal à 3, pour notre simulation nous avons choisi $M=4$ pour voir l'effet sur le résultat.

La longueur des codes d'étalement $L_c=64$ est prise égale au nombre de sous porteuses N_c .

La largeur de bande de notre canal MC-CDMA (IFFT) utilisée est de 1.25 MHz et est divisée en 192 sous canaux. La durée d'un symbole OFDM est de $225\mu s$. Les $20.8\mu s$ sont utilisées pour l'intervalle de garde c'est-à-dire pour la suppression d'interférences inter symboles et les $204.2\mu s$ sont utilisées pour les données à transmettre.

La modulation utilisée est la BPSK.

Pour toutes ces simulations nous considérons les séquences d'étalements de Walsh-Hadamard, le nombre de multi-trajets $L=4$.

Les résultats sont comparés en termes de performance en taux d'erreur binaire (TEB) ou BER (Bit Error Rate) en fonction du rapport signal sur bruits (RSB) ou SNR (Signal to Noise Ratio).

Les Figures 4.17 et 4.18 représentent l'implémentation des algorithmes MMSE-IC, MMSE, ZF-IC et ZF dans un récepteur V-BLAST- MC-CDMA pour les cas mono- utilisateur et multiutilisateurs, pour 4 antennes en émission et 3 antennes en réception.

Ces figures montrent clairement l'efficacité du système VBLAST-MIMO-MC-CDMA avec le critère MMSE et annulation d'interférences par rapport aux autres approches. En effet un TEB qui était à près de 10^{-4} pour le ZF est descendu à 10^{-5} pour le MMSE-IC pour le cas mono-utilisateur, de même pour le cas multiutilisateurs nous constatons l'amélioration significative du système avec le critère MMSE-IC par rapport aux autres.

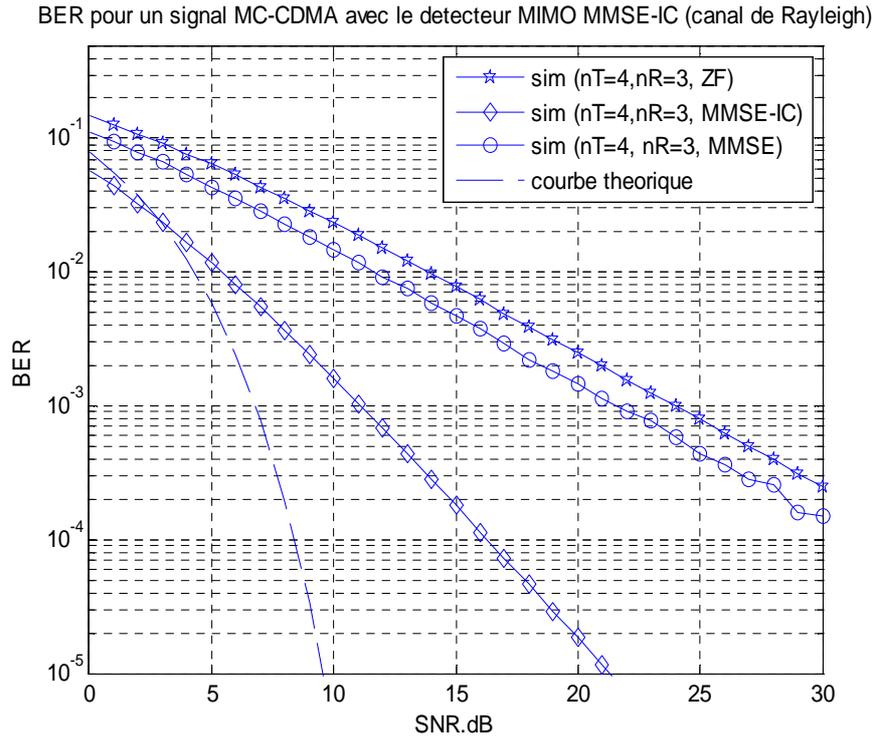


Figure.4.17 : VBLAST-MIMO- MC-CDMA avec Réception mono-utilisateur

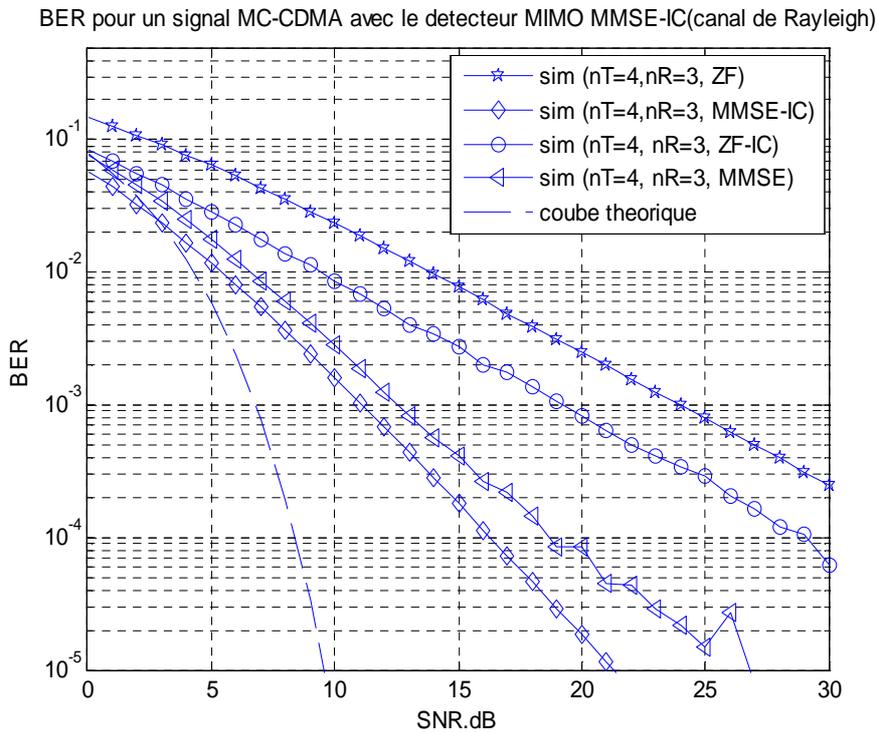


Figure 4.18 : V-BLAST -MIMO-MC-CDMA avec Réception pour 4 utilisateurs

4.7 Conclusion

Nous avons présenté dans ce chapitre les systèmes de radio communications MIMO. Nous avons mis en évidence la combinaison de la modulation OFDM avec le canal MIMO et son efficacité à combattre les évanouissements dans un canal multi-trajets. Nous avons rappelé la capacité d'un canal MIMO.

Le codage espace temps et le multiplexage spatial sont introduits ainsi que les différents types qui leur sont associés. Des schémas de combinaison avec la technique MC-CDMA sont réalisés.

A la fin de ce chapitre nous avons fait des simulations des systèmes STBC-MC-CDMA et des systèmes V-BLAST-MC-CDMA.

Nous voyons donc l'intérêt apporté par l'association du canal MIMO avec l'OFDM, de plus la combinaison du codage STBC avec le système MC-CDMA a apporté une nette amélioration du taux d'erreur binaire et en terme de diversité. La combinaison du multiplexage spatial de type V-BLAST avec le MC-CDMA a apporté aussi de meilleurs résultats.

Dans le chapitre suivant nous introduisons la formation de faisceau pour un canal SIMO et pour un canal MIMO à trajets multiples composé de plusieurs canaux SIMO mis en parallèles combiné avec différents schémas d'accès multiples et/ou multiporteuses.

Chapitre 5

Récepteurs numériques MIMO

5.1 Introduction

Dans les chapitres précédents nous avons introduit les notions et les concepts de base des communications numériques, nous avons vu la formation de faisceaux, les techniques MIMO, le codage STC ainsi que le multiplexage spatial dans le cas général.

Le but de ce chapitre est de trouver une combinaison idéale entre l'émetteur et le récepteur et pour cela nous allons faire une association entre les différents schémas proposés précédemment.

En effet, nous allons partir d'un schéma simple de type BICM dans l'émetteur pour avoir un codage de canal avec un rendement choisi, un entrelacement et une conversion bits symbole ; nous allons utiliser soit le multiplexage spatial pour augmenter la capacité soit le codage spatiotemporel STC pour augmenter la diversité et par suite une meilleure réception .Au récepteur la formation de faisceau avec séquence de référence est utilisée .La formation de faisceau est utilisée pour chaque antenne du réseau dans l'émetteur ayant chacune son propre signal de référence (pilote).

Nous formons ainsi un récepteur multifaisceaux, pour l'accès multiutilisateurs on utilise soit la technique CDMA ou la MC-CDMA pour leur robustesse face aux brouilleurs et grâce à la formation de faisceaux multiples les multi-trajets ainsi que les interférences d'accès multiples vont être fortement diminuer ou éliminer. De plus pour la MC-CDMA le canal est rendu non sélectif en fréquence par sous porteuse grâce à l'OFDM.

5.2 Récepteur à formation de faisceaux multiples

Nous avons vu au chapitre 2 que La formation de faisceaux ou le beamforming est une technique de traitement des signaux utilisée avec un réseau de capteurs à l'émission ou/et à la réception qui commande la forme du diagramme de rayonnement [172, 173, 174].L'utilisation de la formation de faisceau du côté de la transmission peut augmenter la puissance dans une direction précise. En commandant la phase et l'amplitude du signal sur chaque émetteur, on crée des interférences constructives ou destructives dans le front d'ondes. Du côté de la réception, la formation de faisceaux peut également être considérée comme un filtre spatial

pour la direction d'intérêt parce qu'il augmente la sensibilité du récepteur dans la direction du signal désiré et la diminue dans la direction de l'interférence et du bruit [175,176]. Ceci est équivalent à combiner d'une façon optimale les données reçues venant de différentes sources (antennes) avec les bons coefficients du filtre spatial [177,178].

Dans ce chapitre nous allons terminer le principe du chapitre 3 à savoir la combinaison des systèmes vu jusqu'à présent, à savoir le CDMA, l'OFDM et le MC-CDMA avec le canal MIMO à formation de faisceaux multiples à la réception.

Nous avons vu dans le chapitre 3 que l'utilisation d'antennes multiples en réception (Figure 5.1) améliore linéairement la qualité du signal et logarithmiquement la capacité du canal avec le nombre d'antennes:

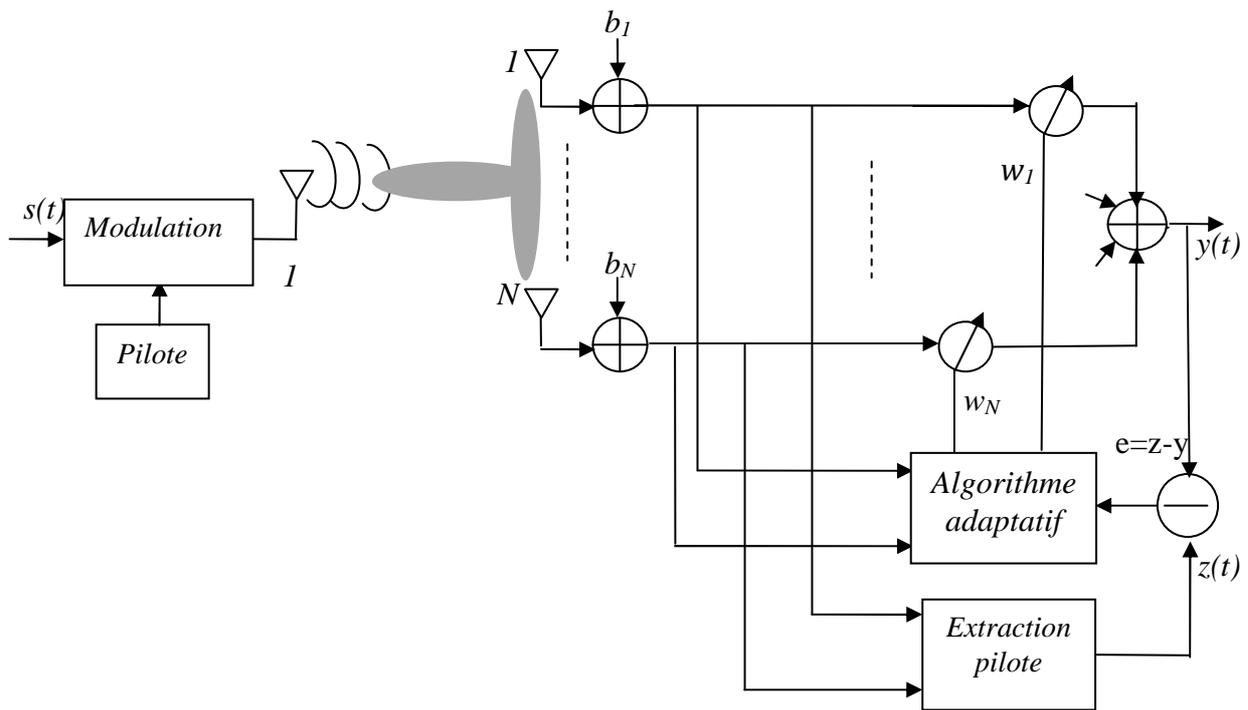


Figure 5.1 : Système SIMO à formation de faisceau à la réception

$$C(\text{bits/s/ Hz}) = \log_2[1 + N \cdot \text{SNR}] \quad (5.1)$$

Néanmoins, en exploitant le multiplexage spatial sur un système à multiples antennes en émission et en réception (Figure 5.2), la capacité du canal est multipliée avec le plus petit nombre d'antennes du côté du réseau d'émission ou de réception. Ce système est considéré comme une multitude de systèmes SISO en parallèle [179] :

$$C(\text{bits/s/ Hz}) = \min(M, N) \log_2[1 + \text{SNR}] \quad (5.2)$$

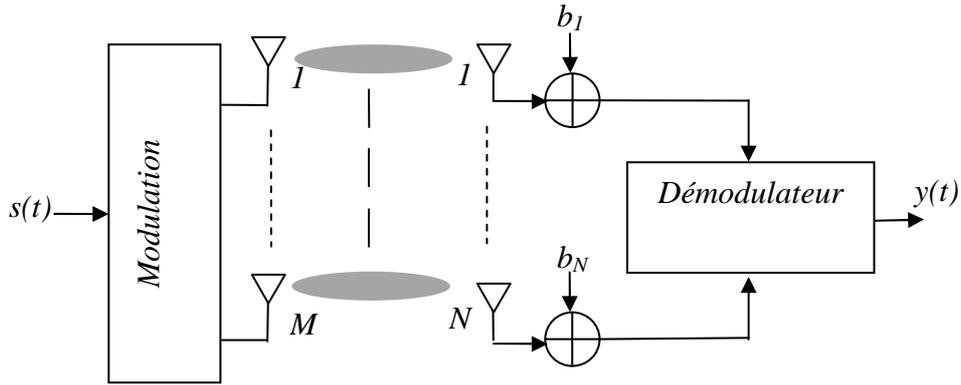


Figure 5.2 : Système MIMO à multiplexage spatial

En s'appuyant sur le schéma d'un récepteur à formation de faisceaux multiples comme celui illustré à la Figure 5.3, nous avons pensé à une association des deux dernières approches, SIMO à formation de faisceau et MIMO à multiplexage spatial (Figure 5.4).

5.2.1 Principe de la formation de faisceaux multiples

Dans le cas où une multitude de faisceaux (ou réponses spatiales) simultanés s'avère nécessaire, il faut appliquer plusieurs vecteurs de pondération \mathbf{w}_f , $f=1, \dots, M$ aux antennes tel que montré à la Figure 5.3. Pour ce circuit, les N antennes sont reliées au réseau de formation de faisceaux multiples qui génèrent les M faisceaux. La relation entre les signaux des antennes et les faisceaux générés est donc :

$$\mathbf{y} = \mathbf{W}^H \mathbf{x} \quad (5.3)$$

avec $\mathbf{W} = [\mathbf{w}_1 \cdots \mathbf{w}_f \cdots \mathbf{w}_M]$

$$= \begin{bmatrix} w_{11} & w_{12} & \cdots & w_{1M} \\ w_{21} & w_{22} & \cdots & w_{2M} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ w_{N1} & w_{N2} & \cdots & w_{NM} \end{bmatrix} \quad (5.4)$$

La formation de faisceaux multiples peut être sans pertes si et seulement si les faisceaux sont orthogonaux, c'est à dire que les lobes secondaires de chacun des faisceaux ne viennent pas affecter le lobe principal des autres faisceaux. On peut générer la matrice de pondération selon différentes approches et le circuit réalisant cette fonction est le répartiteur de faisceaux.

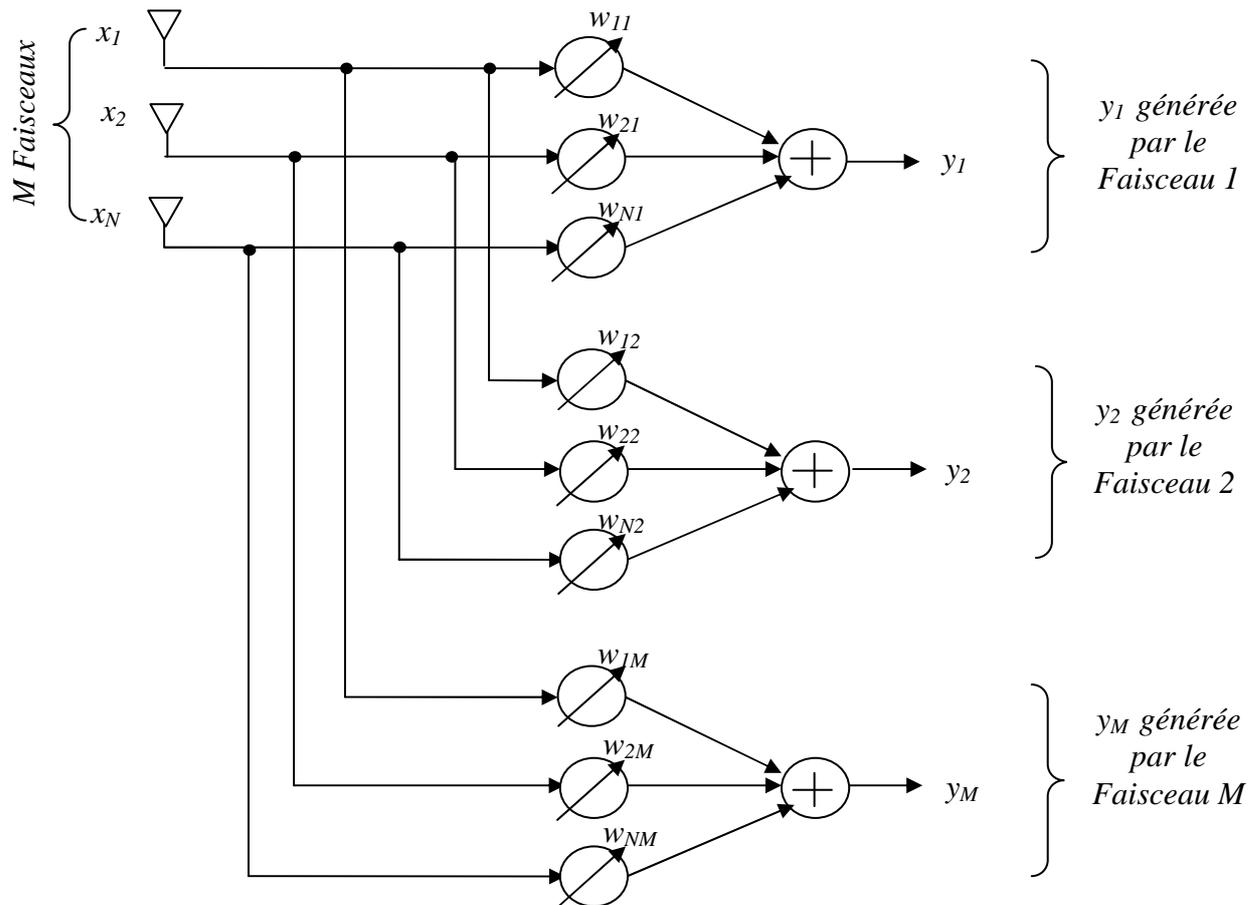


Figure 5.3 : Principe de la formation multifaisceaux

En suivant le schéma précédant de la Figure 5.3, des systèmes M -SIMO en parallèle ont été combinés afin d'augmenter linéairement la qualité et la capacité du canal en même temps grâce à la formation de faisceaux multiples dont le nombre de faisceaux est égal au nombre d'antennes d'émission M (Figure5.4).

Dans ce contexte, les différentes antennes émettrices $i=1, \dots, M$ représentent des interférences les unes par rapport aux autres, par le moyen de la formation de faisceaux numériques nous pouvons réduire l'effet des interférences et favoriser le signal attendu. Ainsi, nous réalisons dans notre nouveau système MIMO un système équivalent à M SIMO. Pour chacun des M signaux reçus, ce système devra nous permettre d'améliorer le rapport signal à bruit plus interférences en augmentant le gain dans la direction d'intérêt et en l'annulant dans la direction des interférences.

Sachant que l'expression de la capacité d'un système SIMO est donnée par la relation (5.1), nous supposons que l'expression empirique de la capacité du système représenté par la Figure 5.4 est :

$$C(\text{bits/s/ Hz}) = \min(M, N) \log_2[1 + N \text{ SNR}] \quad (5.5)$$

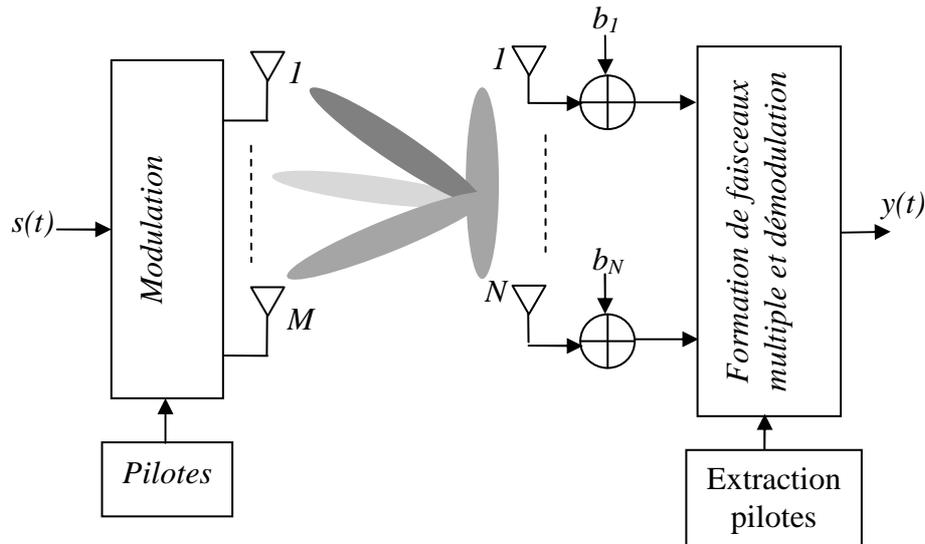


Figure 5.4 : Système MIMO à formation de faisceaux multiples à la réception

Nous espérons gagner fortement par la FF numérique en qualité tout en conservant le gain de capacité apporté par les systèmes MIMO à multiplexage spatial.

5.2.2 Algorithme de FF numérique pour le récepteur MIMO

Nous avons choisi la méthode de FF numériques qui utilise une séquence de référence. La séquence de référence (pilote) permet généralement de réaliser la synchronisation trame et symbole mais aussi de réaliser l'égalisation. C'est pourquoi elle est généralement présente par défaut dans tous les systèmes de télécommunication.

L'avantage de cette technique FF numérique est sa robustesse à un environnement hostile où il y a du bruit et des interférences [180]; elle permet ainsi d'augmenter le rapport signal sur bruit (SNR) en diminuant l'effet du bruit sur le signal désiré. En effet ce type de formateur a le même principe que le filtre de Wiener car il permet d'ajuster leurs coefficients ou leurs pondérations w de telle sorte que l'erreur quadratique moyenne (EQM) entre la sortie du formateur de faisceaux $y(t)$ (Figure 5.5) et le signal de référence $z(t)$ soit minimale. Cette opération va nous donner la pondération optimale qui est équivalente à la solution d'équation de Wiener-Hopf de la forme :

$$\mathbf{w}_{opt} = \mathbf{R}^{-1} \mathbf{r}_{y_i z_i} = \mathbf{E}[\mathbf{y}(t) \mathbf{y}^H(t)]^{-1} \mathbf{E}[\mathbf{y}(t) z^H(t)] \quad (5.6)$$

$\mathbf{r}_{y_i z_i}$ est le vecteur d'intercorrélacion entre le signal reçu y_i et le signal de référence z_i de l'antenne émettrice i , $i=1, \dots, M$. \mathbf{R} est la matrice de covariance du signal reçu y_i et \mathbf{E} représente l'espérance.

Cette technique requiert donc un filtre du type adaptatif, dont les coefficients se modifient d'eux même en fonction des signaux reçus en temps réel, il est constitué de deux parties distinctes :

- Un filtre numérique à coefficients ajustables.
- Un algorithme de modification des coefficients basé sur un critère d'optimisation.

Parmi les algorithmes les plus utilisés on trouve :

- L'algorithme SMI (simple matrice inversion).
- L'algorithme des moindres carrés récursifs (RLS), de type Newton
- L'algorithme à gradient stochastique LMS (least Mean Square).
- L'algorithme MMSE (Minimum Mean Square Error).

Ces algorithmes sont différents selon leurs principes de raisonnement et les types des signaux reçus (stationnaire, non stationnaire).

L'algorithme SMI utilise directement la formulation du filtre de Wiener par inversion de la matrice \mathbf{R} . Les valeurs des pondérations sont calculées par bloc de données reçues. On constate que cet algorithme n'a pas de problème de convergence à cause de l'inversion directe de la matrice de covariance \mathbf{R} , mais le temps de calcul dépend de la taille de la matrice \mathbf{R} . Si la taille de \mathbf{R} est grande alors l'estimation des coefficients de pondération va être très longue. De plus, l'inversion de matrice amplifie les erreurs faites sur les données.

Quant à l'algorithme RLS souffre du problème d'instabilité numérique, sa vitesse de convergence est optimum, mais la complexité numérique de cet algorithme interdit toute application en temps réel [181,182].

L'algorithme LMS, introduit par Widrow et Hoff en 1960 [183,84,185], est une approximation stochastique de l'algorithme du gradient déterministe. Il allie une simplicité de mise en œuvre, à une faible complexité de calcul et une robustesse aux erreurs de calcul qui sont à la base de sa popularité. De plus, sa relative simplicité mathématique permet de mieux comprendre le comportement des algorithmes adaptatifs d'indentification.

Ces trois algorithmes restent tout à fait valables pour l'utilisation dans notre application mais pour des raisons de simplicité, nous avons opté pour l'utilisation de l'algorithme MMSE.

➤ Choix de l'algorithme MMSE :

Comparé à d'autres algorithmes, le MMSE exige le calcul de la corrélation et l'inversion de matrice, mais néanmoins la complexité du traitement et le temps de calcul sont acceptables grâce à l'application de l'algorithme du gradient en choisissant un pas μ adéquat (annexe 1).

-Cet algorithme a fait l'objet de nombreuses publications relatives, d'une part à ces applications dans des domaines tels que le traitement d'antenne, l'égalisation de canal de transmission, et d'autre part à l'analyse mathématique de son comportement.

-Cet algorithme permet de résoudre l'équation de Wiener par une séquence de référence en se basant sur la méthode du gradient [186]. Il optimise les valeurs de pondérations w de telle sorte que l'erreur quadratique moyenne (EQM) entre la sortie du formateur de faisceau $y_f(t)$ et le signal de référence $z_f(t)$ soit minimale.

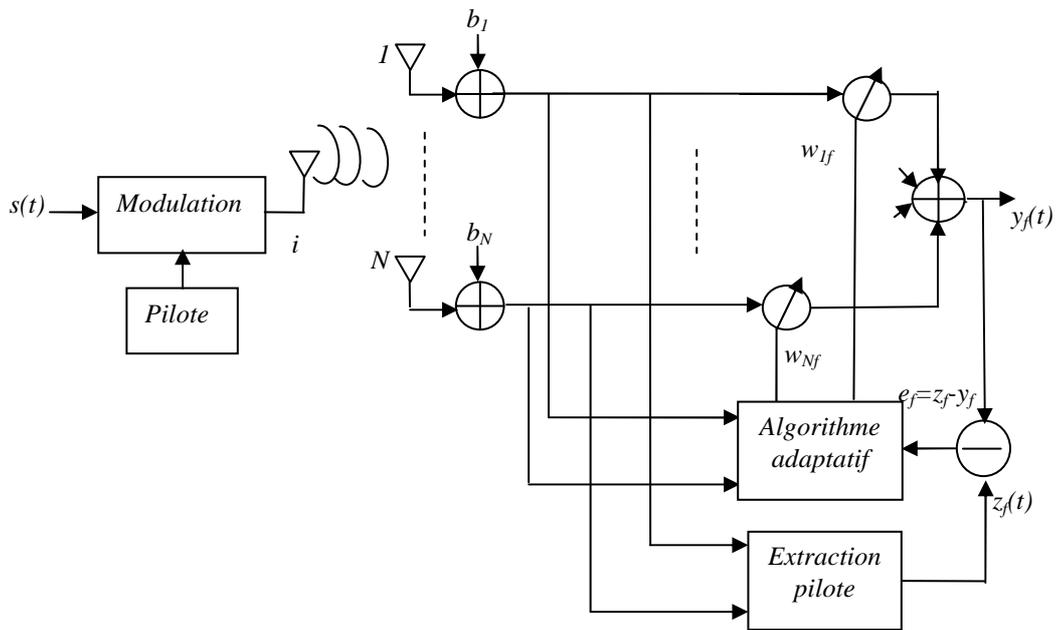


Figure 5.5 : Formateur de faisceau adaptatif pour la i -ème antenne émettrice

Dans ce qui suit l'algorithme habituellement utilisé pour les systèmes SIMO est adapté à notre besoin MIMO. Notons par \mathbf{r} le vecteur des signaux reçus au niveau des antennes $k = 1, \dots, N$ et \mathbf{y} les signaux estimés en réception correspondant aux signaux émis depuis les antennes $i = 1, \dots, M$. La relation au niveau du récepteur formulant la formation de faisceau est la suivante :

$$\mathbf{y} = \mathbf{W}^H \mathbf{r} \quad (5.7)$$

où \mathbf{W} est définie dans (5.3) et H est la transposé conjugué.

En conclusion, le récepteur numérique MIMO par la FF précédemment décrit permet d'aboutir à un système M SIMO comme le décrit la Figure 5.6.

e est le signal d'erreur entre le signal reçu et le signal de référence.

Ainsi, ce système calcule M vecteurs SIMO \mathbf{w} tel que :

$\mathbf{w}_{SIMO} = [w_{kf}]^{f=i, k=1..N} = \mathbf{w}_f$, avec $f = 1, \dots, M$; soit M faisceaux numériques sont formés pour réaliser le filtrage spatial.

Dans l'optique de validation des apports de la technique à Formation numérique de Faisceaux Multiples nous la combinons avec la technique de multiplexage spatiale ou de diversité spatiale.

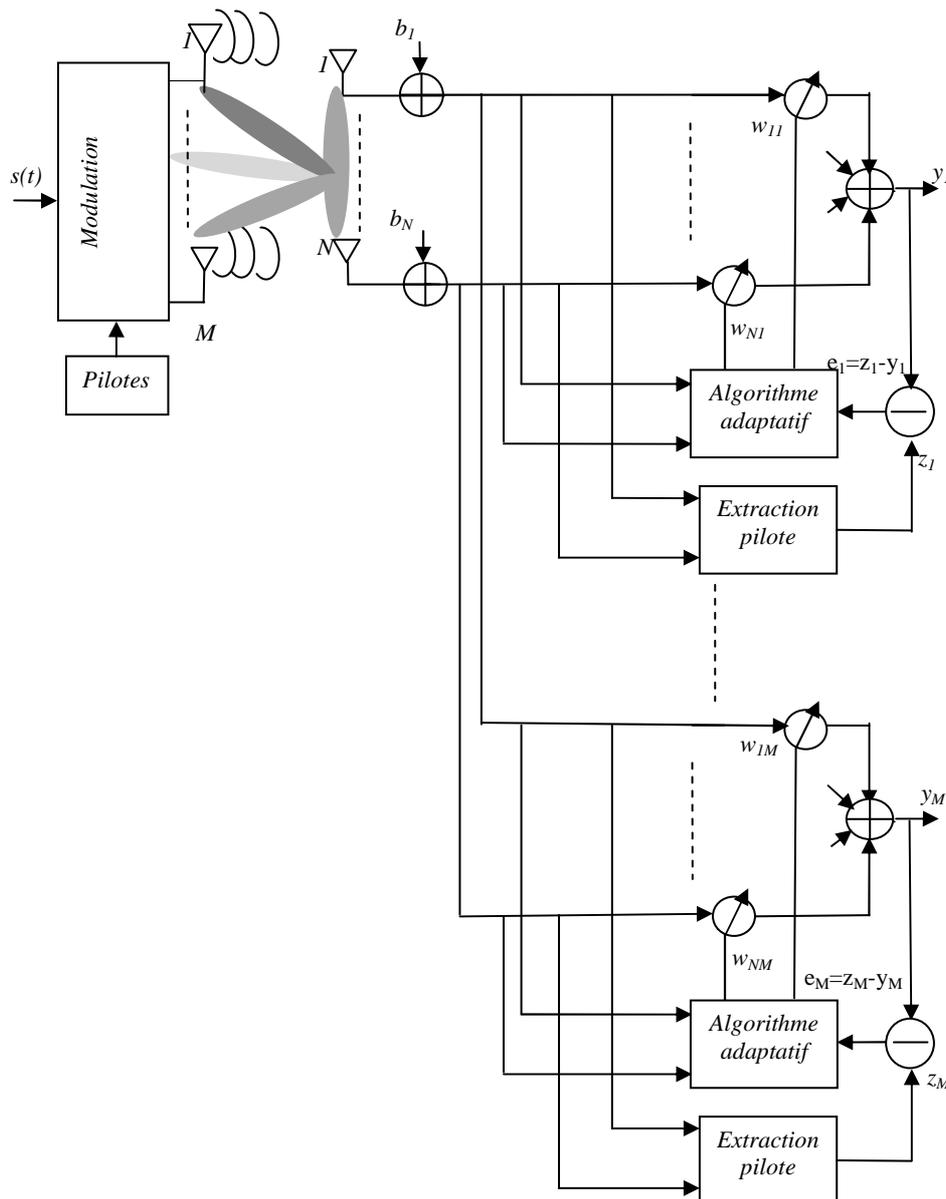


Figure 5.6 : Canal MIMO à formation de faisceaux multiples à la réception

5.3 Récepteur MIMO à multiplexage spatial et formation de faisceaux multiples

❖ Principe du récepteur

Nous avons utilisé le principe de la Figure.5.5, ce récepteur aura donc une multitude de faisceaux qui seront dirigés vers l'émetteur, il n'est rien d'autre que la mise en parallèles de récepteurs SIMO à formation de faisceaux numériques de la Figure3.11ou 5.5, possédant chacun N antennes qui sont raccordées entre elles et formant ainsi un ensemble compacte de N antennes comme illustré à la Figure 5.7.

Le flux de symboles en entrée est divisé en groupe de M symboles, ensuite chacun de ces symboles $s_i, i=1, \dots, M$ sont envoyés vers les antennes d'émission $i, i= 1, \dots, M$ respectivement après le convertisseur série parallèle. Nous rappelons que le mapping MIMO est utilisé à l'émission.

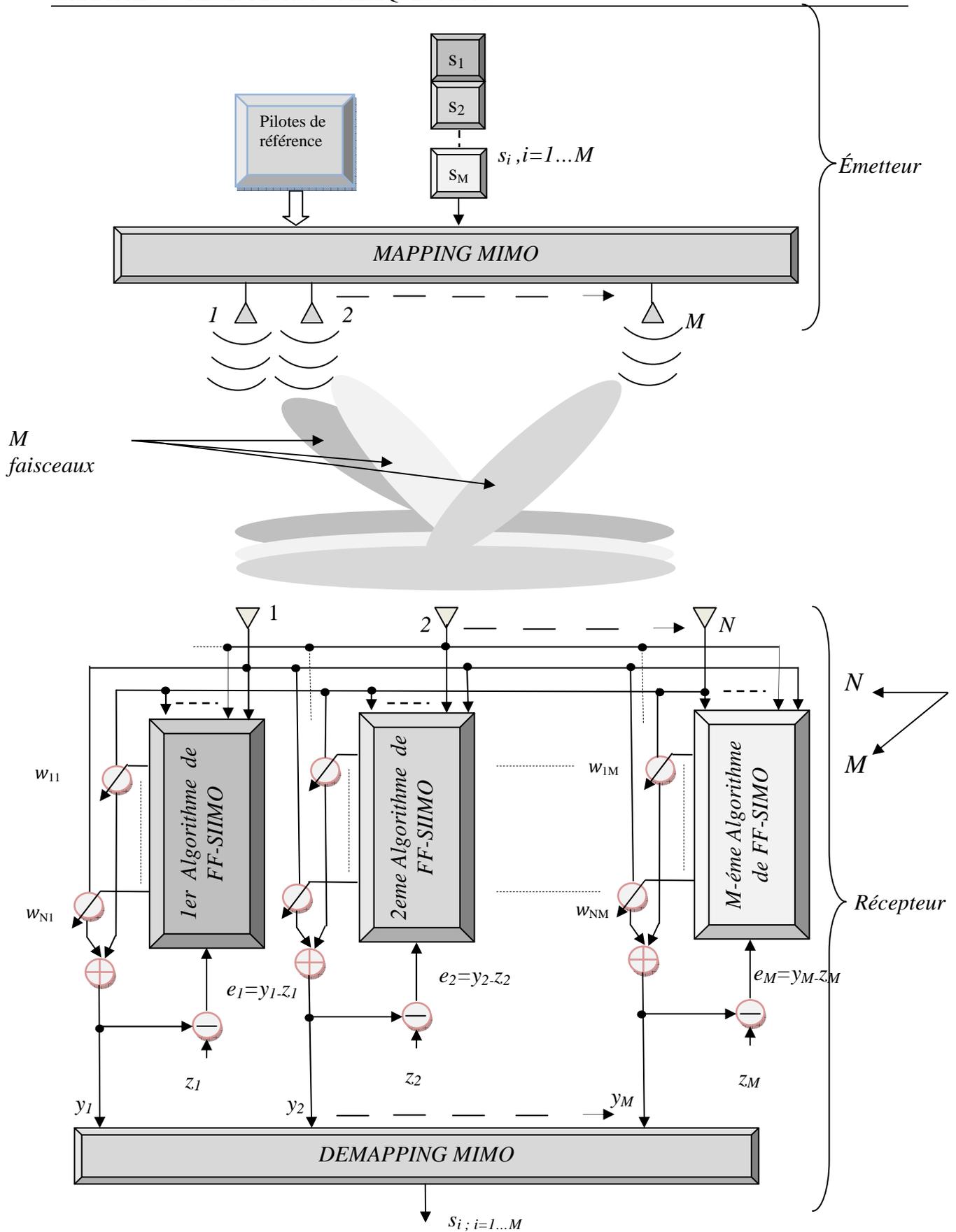


Figure 5.7 : Principe de base du récepteur MIMO à formation de faisceaux multiples et multiplexage spatial à l'émetteur.

A la réception, la formation de faisceaux numériques est utilisée, chaque faisceau sera dirigé vers l'antenne émettrice i , $i=1, \dots, M$, chaque faisceau est généré par un algorithme adaptatif qui calcule en temps réel les poids $w_{i,k}$, $k=1, \dots, N$ pour chaque antenne émettrice i , $i=1, \dots, M$, le calcul de la pondération optimale w_{opt} de chaque faisceau est fonction du signal de référence propre z_i de chaque antenne émettrice i qui est connu du récepteur (l'envoi d'une porteuse de référence, un code..). Le système précédent est considéré comme étant P systèmes SIMO virtuels mis en parallèles, avec $P = \min(N, M)$. A la sortie y_i , $i=1, \dots, M$ de ces systèmes nous aurons les symboles S_i , $i=1, \dots, M$.

5.4 Nouveau Récepteur Numérique MIMO à multiplexage spatial et formation de faisceaux multiples (FFM) combiné au système OFDM (FFM-MIMO-OFDM)

5.4.1 Adaptation large bande

En fait le système précédent fonctionne en bande étroite car il ne tenait pas compte de l'effet du canal multi-trajets (Figure 5.8), les ondes émises par l'émetteur seront reçues avec des évanouissements différents, on parle alors de sélectivité fréquentielle du canal. Les signaux parvenant au récepteur se recombinaient de manière constructive ou destructive [187].

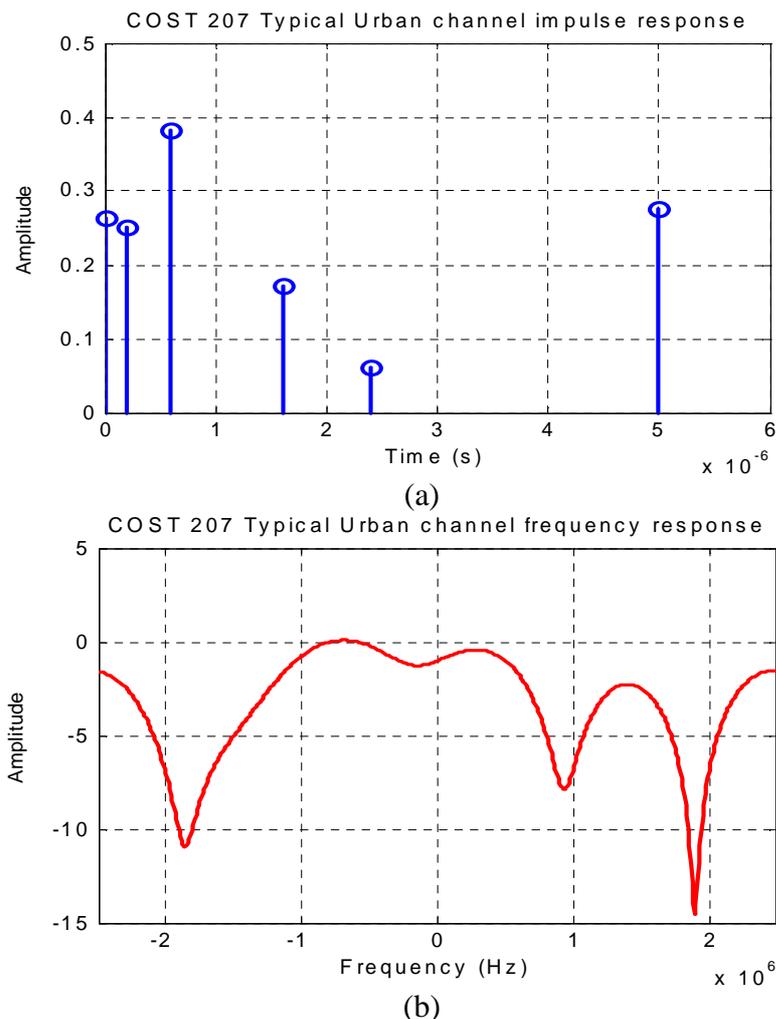


Figure 5.8 : canal multi trajet (a) et sa réponse fréquentielle (b)

- Celui-ci est normalement amoindri par la diversité que procure l'antenne moyennant un espacement suffisant entre les éléments rayonnants faisant en sorte de dé-corréler les signaux du vecteur d'entrée \mathbf{x} . Deux autres façons de procéder pour lutter contre la sélectivité du canal.
- Utiliser une antenne adaptative large bande (Figure 5.9) construite à partir de lignes à retard temporel. Derrière chaque antenne se trouve un filtre à réponse impulsionnelle finie (FIR) de dimension K agissant comme égaliseur dans le domaine temporel. Pour parvenir à la solution optimale, l'algorithme doit ajuster les NK coefficients complexes.
- Une autre méthode pour lutter contre la sélectivité fréquentielle du canal est de le diviser en sous canaux fréquentiels orthogonaux par l'intermédiaire de l'OFDM. Le canal MIMO précédant qui était à bande étroite devient un canal non sélectif par bande de fréquences grâce à l'OFDM.

Les deux premières solutions sont difficiles à mettre en œuvre car pour la première nécessite de la haute technologie d'antenne pour réduire l'espace entre antennes, pour l'autre nécessite des bancs de filtres qui ajoutent des complexités matérielle et logicielle.

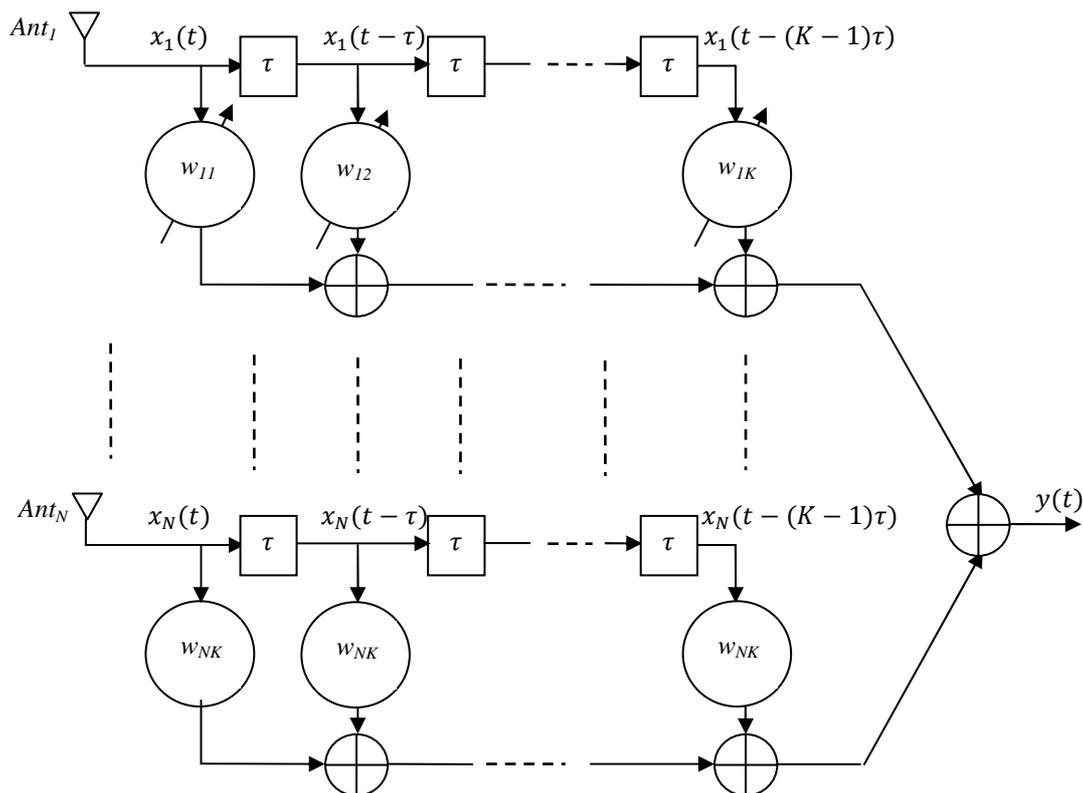


Figure 5.9 : Antenne adaptative large bande

Dans notre travail nous avons opté pour la solution OFDM car elle est facile à mettre en œuvre grâce à une opération d'IFFT et une opération de FFT avant l'antenne d'émission $i, i=1, \dots, M$ et après l'antenne de réception $k, k=1, \dots, N$ respectivement et une simple égalisation par antenne de réception k et par sous porteuse $p = 0, \dots, N_c - 1$ (Figure 5.10).

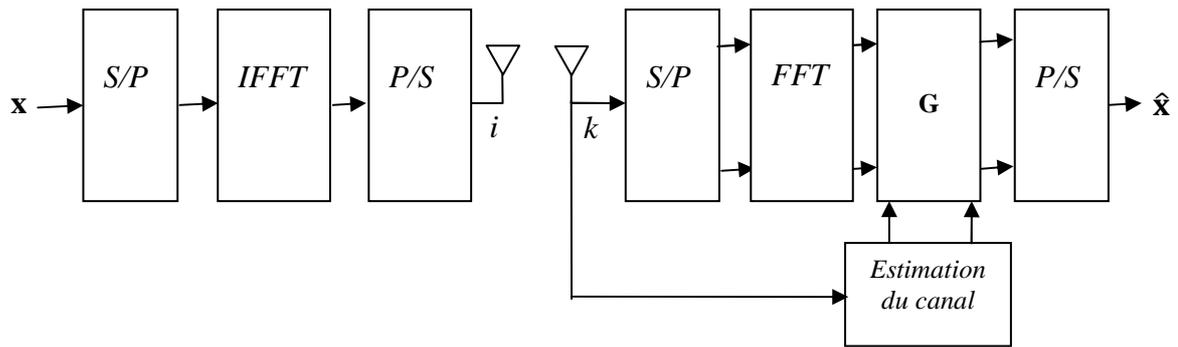


Figure 5.10 : Exemple d'égalisation fréquentielle du canal par l'OFDM pour l'antenne d'émission i et l'antenne de réception k

5.4.2 Le nouveau émetteur récepteur large bande FFM-OFDM

Nous pouvons faire la combinaison du récepteur MIMO-FF Multiple numérique précédant (Figure 5.7) et d'un système à accès multiple comme le CDMA, TDMA et le FDMA mais dans tout les cas de figures ces derniers devront être associés avec la modulation OFDM pour combattre les évanouissements apportés par le canal de transmission.

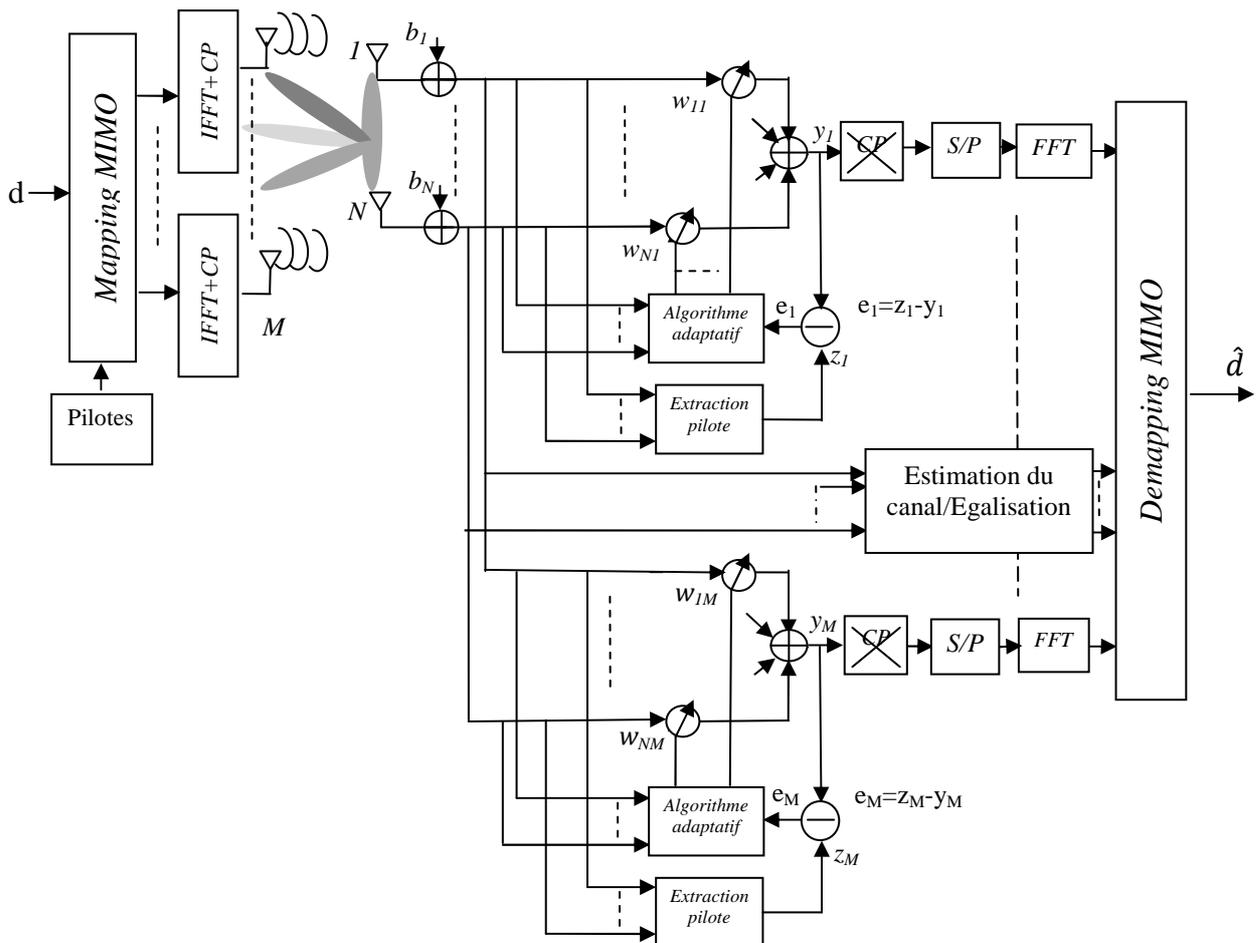


Figure 5.11 : Nouveau émetteur –récepteur FFM-OFDM large bande en bande de base.

La Figure 5.11 présente notre nouveau schéma large bande MIMO à formation de faisceaux multiples au récepteur et à multiplexage spatial à l'émetteur.

Nous précisons que dans ce cas (l'OFDM) le mapping est le multiplexage spatial, celui-ci peut être un codage de type V-BLAST, D-BLAST....

Ce schéma est notre structure de base pour notre travail, car il peut être associé à un schéma d'accès multiple comme le CDMA, le FDMA et le TDMA.

Le schéma de la Figure 5.11 représente M système SIMO comme celui de la Figure 5.1.

5.4.2.1 Principe de détection détaillé

La Figure 5.12 présente le schéma de réception du signal à l'antenne k .

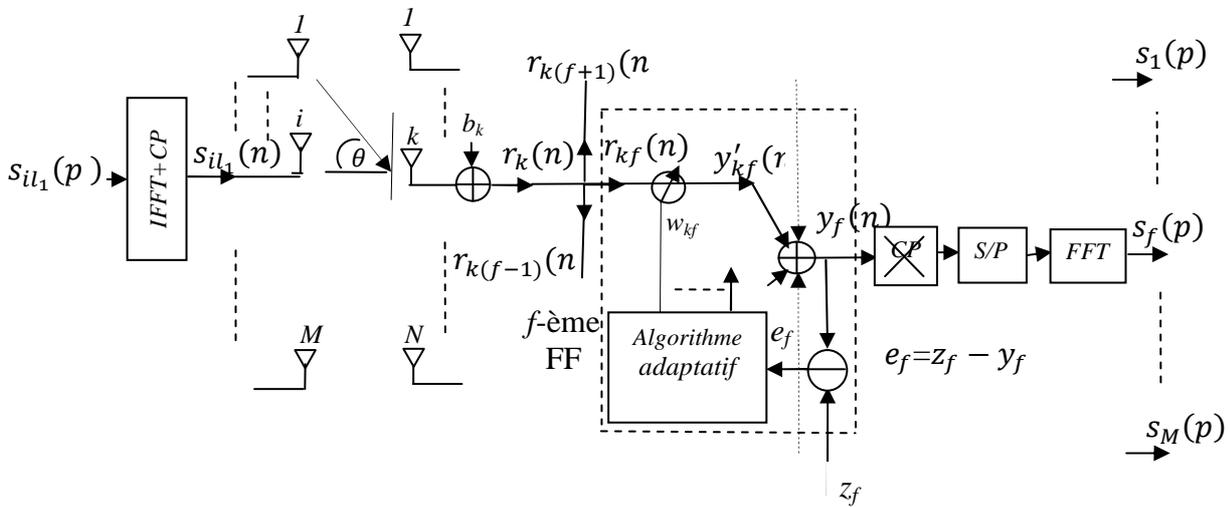


Figure 5.12 : Schéma de détection du i -ième symbole $s_{il_1}(n)$ par le f -ième formateur de faisceaux.

Soit $\mathbf{d} = \sum_{q=1}^Q d_q$, $d_q \in (0,1)$, le flux de données d'un utilisateur, chaque bloc de d_q bits de \mathbf{d} subi une opération BICM, c à d une opération de codage, d'entrelacement et une transformation en un symbole x_m modulé en M -QAM ou M -PSK grâce au convertisseur bits/symboles, soit n le nombre de bits dans un symbole (voir eq 2.1).

Le flux de symboles \mathbf{d} , est ensuite divisé en M séquences de longueur L_1 par le MUX spatial. Soit $\mathbf{x}_i \in \mathbb{C}^{1 \times L_1}$ une séquence de symboles de i -ième élément d'antenne d'émission,

$$\mathbf{x}_i = [x_{i1} \cdots x_{il_1} \cdots x_{iL_1}]_{1 \times L_1}$$

c.à.d. sur tout le réseau d'émission une matrice de la forme :

$$\mathbf{X} = \begin{bmatrix} x_{11} & \cdots & x_{1L_1} & \cdots & x_{1L_1} \\ \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots \\ x_{i1} & \vdots & x_{iL_1} & \vdots & x_{iL_1} \\ \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots \\ x_{M1} & \cdots & x_{ML_1} & \cdots & x_{ML_1} \end{bmatrix}_{M \times L_1} \quad (5.8)$$

Cette matrice peut être appliquée à n'importe quel type de codage SDM ou STC et elle est commune pour tous les utilisateurs il suffit de modifier le codage.

A chaque sortie i du MUX, le symbole x_{il_1} va subir une IFFT et va être transmis par l'antenne émettrice respective i d'où :

$$s_{il_1}(n) = \frac{1}{N_c} \sum_{p=0}^{N_c-1} \sqrt{\varepsilon} x_{il_1}(p) e^{j \frac{2\pi n p}{N_c}}, \quad n = 0, \dots, N_c - 1 \quad (5.9)$$

$$\mathbf{F} = FFT = \frac{1}{N_c} \begin{bmatrix} 1 & 1 & \cdots & 1 \\ 1 & e^{-j2\pi(1)(1)/N_c} & \cdots & e^{-j2\pi(1)(N_c-1)/N_c} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & e^{-j2\pi(N_c-1)(1)/N_c} & \cdots & e^{-j2\pi(N_c-1)(N_c-1)/N_c} \end{bmatrix}_{N_c \times N_c}$$

\mathbf{F} , étant la matrice de Fourier.

$\sqrt{\varepsilon}$, est l'énergie par symbole émis.

$\mathbf{s}_i(n) = [s_{i1}(n) s_{i2}(n) \cdots s_{iL_1}(n)]_{1 \times L_1}$, $n = 0, 1, \dots, N_c - 1$, représente la séquence du $n^{\text{ième}}$ sous canal transmis par l'antenne i .

Notons qu'un intervalle de garde ou préfixe cyclique (CP) est ajouté à la sortie de chaque bloc IFFT pour éliminer les interférences inter symboles OFDM.

Considérons la Figure 5.12 :

Soit s_{il_1} le symbole complexe émie de l'antenne i modulé en OFDM, le symbole r_k reçu sur l'antenne k s'écrit :

$$r_k = \sum_{i=1}^M a(\theta_{ik}) h_{i,k} \sum_{l_1=1}^{L_1} s_{il_1} + \sum_{l_1=1}^{L_1} b_{l_1 k} + i_k = \sum_{f=1}^M r_{kf} \quad (5.10)$$

$h_{i,k}$ est un canal multi trajet entre l'antenne émettrice $i = 1, \dots, M$ et l'antenne réceptrice $k = 1, \dots, N$ et peut être écrit sous forme discrète :

$$h_{i,k}(n) = \sum_{l=0}^{L-1} h_{i,k,l} \delta(n-l) = \sum_{l=0}^{L-1} h_{i,k}(n, l), \quad n = 0, \dots, N_c - 1, \quad l = 0, \dots, L - 1 \quad (5.11)$$

L étant le nombre de trajet maximum emprunté par l'onde.

$a(\theta_{ik}) = e^{\frac{-j2\pi(k-1)d \sin \theta_i}{\lambda}}$ représente une constante de propagation.

θ_i , λ et d sont respectivement l'angle d'arrivée et la longueur d'onde du signal désiré, d est la distance inter-éléments du réseau.

b_k est le bruit blanc additif gaussien suivant la loi $\mathbb{N}_{\mathbb{C}}(0, \sigma_b^2)$ de l'antenne k .

$i_k = i_{k,i'} e^{\frac{-j2\pi(k-1)d\sin\theta_{i'}}{\lambda}}$, représente l'interférence i' sur l'antenne k .

$i_{k,i'}$, $\theta_{i'}$ représentent respectivement le signal interférent et son angle d'incidence.

5.4.2.2 Calcul de la matrice du signal à la réception.

L'équation (5.10) permet le calcul du signal reçu sur la $k^{\text{ème}}$ antenne de réception, en remplaçant (5.9) et (5.11) dans (5.10) on obtient :

$$\begin{aligned} \mathbf{r}_k(n) &= \sum_{i=1}^M \sum_{l=0}^{L-1} \sum_{l_1=1}^{L_1} a(\theta_{ik}) h_{i,k,l} s_{il_1}(n-l) + \sum_{l_1=1}^{L_1} b_k(n) + i_k(n) \quad (5.12) \\ &= \sum_{i=1}^M \sum_{l=0}^{L-1} a(\theta_{ik}) h_{k,i,l} \sum_{p=0}^{N_c-1} \left(\frac{\sqrt{\varepsilon}}{N_c} \mathbf{x}_i e^{\frac{j2\pi(n-l)p}{N_c}} \right) + \mathbf{b}_k(n) + \mathbf{i}_k(n) \end{aligned}$$

On fait sortir le $e^{\frac{-j2\pi lp}{N_c}}$, on obtient :

$$\mathbf{r}_k(n) = \sum_{i=1}^M a(\theta_{ik}) \sum_{l=0}^{L-1} h_{k,i,l} e^{\frac{-j2\pi lp}{N_c}} \sum_{p=0}^{N_c-1} \left(\frac{\sqrt{\varepsilon}}{N_c} \mathbf{x}_i e^{\frac{j2\pi np}{N_c}} \right) + \mathbf{b}_k(n) + \mathbf{i}_k(n)$$

Or $\sum_{l=0}^{L-1} h_{k,i,l} e^{\frac{-j2\pi lp}{N_c}} = h_{ki,p}$, la transformée de Fourier de $h_{k,i,l}$ à la sous porteuse p d'où :

$$\begin{aligned} \mathbf{r}_k(n) &= \sum_{i=1}^M a(\theta_{ik}) h_{ki,p} \mathbf{s}(n) + \mathbf{b}_k(n) + \mathbf{i}_k(n) \\ &= \mathbf{a}(\theta_k) h_{k,p} \mathbf{S}(n) + \mathbf{b}_k(n) + \mathbf{i}_k(n) \end{aligned}$$

La matrice du signal sur tout le réseau d'antenne à la réception est donc:

$$\begin{aligned} \mathbf{R}(n) &= \sum_{k=1}^N \mathbf{r}_k(n) = \sum_{k=1}^N \{ \mathbf{a}_k(\theta) h_{k,p} \mathbf{S}(n) + \mathbf{b}_k(n) + \mathbf{i}_k(n) \} \\ &= (\mathbf{A}(\theta) \odot \mathbf{H}) \mathbf{S}(n) + \mathbf{B}(n) + \mathbf{I}(n) \end{aligned}$$

$$= [(\mathbf{A}(\theta) \odot \mathbf{H}) FFT^{-1}(\sqrt{\varepsilon} \mathbf{X})(n) + \mathbf{B}(n) + \mathbf{I}(n)]_{(N \times 1) \times (L_1 \times N_c)}, \quad n = 0, \dots, N_c - 1$$

$\mathbf{R}(n)$ est la séquence reçu du $n^{\text{ième}}$ sous canal à l'instant n donc pour tout le canal, on trouve :

$$\mathbf{R} = [(\mathbf{A}(\theta) \odot \mathbf{H}) FFT^{-1}(\sqrt{\varepsilon} \mathbf{X}) + \mathbf{B} + \mathbf{I}]_{(N \times N_c) \times (L_1 \times N_c)} \quad (5.13)$$

Avec

$$\mathbf{R} = [\mathbf{r}_1 \cdots \mathbf{r}_k \cdots \mathbf{r}_N]_{(N \times N_c) \times (L_1 \times N_c)}^T$$

$$\mathbf{S} = FFT^{-1}(\sqrt{\varepsilon} \mathbf{X}) =$$

$$\begin{bmatrix} FFT^{-1}(\sqrt{\varepsilon} x_{11}) & \cdots & FFT^{-1}(\sqrt{\varepsilon} x_{1L_1}) & \cdots & FFT^{-1}(\sqrt{\varepsilon} x_{1L_1}) \\ \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots \\ FFT^{-1}(\sqrt{\varepsilon} x_{i1}) & \vdots & FFT^{-1}(\sqrt{\varepsilon} x_{iL_1}) & \vdots & FFT^{-1}(\sqrt{\varepsilon} x_{iL_1}) \\ \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots \\ FFT^{-1}(\sqrt{\varepsilon} x_{M1}) & \cdots & FFT^{-1}(\sqrt{\varepsilon} x_{ML_1}) & \cdots & FFT^{-1}(\sqrt{\varepsilon} x_{ML_1}) \end{bmatrix}_{(M \times N_c) \times (L_1 \times N_c)}$$

$\sum_{l=0}^{L-1} h_{k,i,l} e^{-\frac{j2\pi lp}{N_c}} = h_{ki,p} = \rho_{ki,p} e^{i\theta_{ki,p}}$, est la Transformée de Fourier à l'élément $h_{k,i,l}$ de la matrice du canal MIMO-multi-trajets pour la $p^{\text{ième}}$ sous porteuse.

Le canal MIMO pour toutes les sous porteuses est donné par :

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} \mathbf{H}_{11} & \mathbf{H}_{12} & \cdots & \mathbf{H}_{1i} & \cdots & \mathbf{H}_{1M} \\ \mathbf{H}_{21} & \mathbf{H}_{22} & \cdots & \mathbf{H}_{2i} & \cdots & \mathbf{H}_{2M} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \mathbf{H}_{k1} & \mathbf{H}_{k2} & \cdots & \mathbf{H}_{ki} & \cdots & \mathbf{H}_{kM} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \mathbf{H}_{N1} & \mathbf{H}_{N2} & \cdots & \mathbf{H}_{Ni} & \cdots & \mathbf{H}_{NM} \end{bmatrix}_{(N \times N_c)(M \times N_c)}$$

\mathbf{H}_{ki} est une matrice diagonale de taille $N_c \times N_c$ dont chaque élément de la diagonale correspond à la réponse fréquentielle du canal à la sous porteuse p , $h_{ki,p} = \rho_{kip} e^{i\theta_{ki,p}}$ dont le coefficient ρ_{kip} est une amplitude déterminée par une variable aléatoire de Rayleigh et la phase $\theta_{ki,p}$ est uniformément distribuée dans l'intervalle $[0 - 2\pi]$.

Avec

$$\mathbf{H}_{ki} = \begin{bmatrix} h_{11,p} & 0 & \cdots & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & h_{22,p} & \cdots & 0 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & h_{ki,p} & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & 0 & \cdots & h_{N_c N_c, p} \end{bmatrix}_{N_c \times N_c}$$

$\mathbf{A}(\theta) = [\mathbf{a}(\theta_1) \cdots \mathbf{a}(\theta_i) \cdots \mathbf{a}(\theta_M)]_{N \times M}$, est la matrice contenant tous les vecteurs $\mathbf{a}(\theta_i)$ de déphasage.

$\mathbf{a}(\theta_i) = \left[1 e^{\frac{-j2\pi d \sin \theta_i}{\lambda}} \cdots e^{\frac{-j2\pi(k-1)d \sin \theta_i}{\lambda}} \cdots e^{\frac{-j2\pi(N-1)d \sin \theta_i}{\lambda}} \right]_{N \times 1}^T$ est le vecteur contenant les déphasages des signaux à la traversé du réseau d'antenne de réception, il est appelé aussi vecteur de direction,

$$\mathbf{A}(\theta) \odot \mathbf{H} = [\mathbf{A}(\theta) \odot \mathbf{H}]_{N \times M}$$

\odot est le produit terme à terme ou appelé produit d'Hadamard.

$\mathbf{B} = [\mathbf{b}_1 \cdots \mathbf{b}_k \cdots \mathbf{b}_N]_{(N \times N_c) \times (L_1 \times N_c)}^T$, est la matrice contenant les bruits blanc additifs gaussien pour toutes les sous porteuses.

$\mathbf{I} = [\mathbf{i}_1 \cdots \mathbf{i}_k \cdots \mathbf{i}_N]_{(N \times N_c) \times (L_1 \times N_c)}^T$, est la matrice des interférences sur tout le réseau d'antenne de réception.

On note que \mathbf{R} , \mathbf{I} et \mathbf{B} sont statistiquement indépendants.

5.4.2.3 Calcul de la matrice du signal estimé.

Pour le calcul du signal estimé, nous considérons la Figure 5.12 et nous utilisons l'algorithme d'adaptation par séquence de référence (paragraphe 5.2.2). Nous rappelons que nous avons M système SIMO, le $f^{\text{ième}}$ système SIMO est donné par :

$$y_f(n) = \sum_{k=1}^N y'_{kf}(n) = \mathbf{w}_f^H \mathbf{r}_f(n) \quad (5.14)$$

Avec $y'_{kf}(n) = w_{kf}^*(n) r_f(n - k)$

$y_f(n)$ permet l'estimation d'un seul symbole.

Comparons $y_f(n)$ avec le signal de référence z_f (voir Figure 5.12), nous obtenons l'erreur estimée

$$e_f(n) = z_f(n) - y_f(n)$$

Nous rappelons que l'indice f fait référence au $f^{\text{ième}}$ formateur de faisceau (voir Figure 5.11) et $y_f(n)$ est l'estimé du symbole $s_{il_1}(n)$, $i = 1, \dots, M$ et $l_1 = 1, \dots, L_1$ car dans ce cas le faisceau f est dirigé vers l'antenne émettrice i :

Nous appelons $\mathbf{w}_f = \mathbf{w}_{SF_f} = [w_{1f} w_{2f} \dots w_{kf} \dots w_{Nf}]_{N \times 1}^T$, le vecteur de pondération Simple Faisceau numéro f et N le nombre d'antennes à la réception.

Les pondérations de \mathbf{w}_f sont calculées suivant le signal de référence z_f ($\Leftrightarrow z_i$ qui est multiplexé avec la $i^{\text{ème}}$ IFFT et injecté dans l'antenne émettrice i).

La Figure 5.12 n'est qu'un sous ensemble de la Figure 5.11, c à d permet la détection d'un seul symbole y_f par le formateur de faisceau f à l'instant n , donc pour détecter les M symboles y_f , $f = 1, \dots, M$ à l'instant n nous aurons M équations de la forme:

$$\begin{cases} y_1(n) = \sum_{k=1}^N w_{k1}^* r_1(n-k) \text{ est l'estimé de } s_{1l_1}(n) \\ y_2(n) = \sum_{k=1}^N w_{k2}^* r_2(n-k) \text{ est l'estimé de } s_{2l_1}(n) \\ \vdots \\ y_f(n) = \sum_{k=1}^N w_{kf}^* r_f(n-k) \text{ est l'estimé de } s_{il_1}(n) \\ \vdots \\ y_M(n) = \sum_{k=1}^N w_{kM}^* r_M(n-k) \text{ est l'estimé de } s_{Ml_1}(n) \end{cases} \quad (5.15)$$

$$\hat{s}_{il_1}(n) = y_f(n) = \sum_{k=1}^N w_{kf}^* r_f(n-k) = \mathbf{w}_f^H \mathbf{r}_f(n) \quad (5.16)$$

A la sortie $s_f(p)$ du bloc FFT (voir Figure 5.11 ou 5.12) on a:

$$s_f(p) = FFT \{ \mathbf{w}_{SF_f}^H \mathbf{r}_f(n) \} = \mathbf{w}_{SF_f}^H FFT \{ \mathbf{r}_f(n) \}$$

$s_f(p)$, $f = 1, \dots, M$, représente le symbole estimée de $\hat{s}_{il_1}(p)$, $i = 1, \dots, M$ et $l_1 = 1, \dots, L_1$.

A l'entrée du Demapping MIMO on aura un vecteur de M symboles de données :

$$\hat{\mathbf{s}}(p) = \begin{bmatrix} s_1(p) \\ \vdots \\ s_f(p) \\ \vdots \\ s_M(p) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \hat{s}_{1l_1}(p) \\ \vdots \\ \hat{s}_{il_1}(p) \\ \vdots \\ \hat{s}_{Ml_1}(p) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{w}_{SF_1}^H FFT \{ \mathbf{r}_1(n) \} \\ \vdots \\ \mathbf{w}_{SF_f}^H FFT \{ \mathbf{r}_f(n) \} \\ \vdots \\ \mathbf{w}_{SF_M}^H FFT \{ \mathbf{r}_M(n) \} \end{bmatrix} = [\mathbf{W}_{MF}^H FFT \{ \mathbf{r}(n) \}]_{M \times 1} = \hat{\mathbf{s}}_{l_1}(p)$$

Nous notons que $\mathbf{r}(n) = \mathbf{r}_1(n) = \mathbf{r}_2(n) = \dots \mathbf{r}_f(n) = \dots \mathbf{r}_M(n)$ car c'est le même signal.

$\hat{\mathbf{s}}(p)$ est le vecteur colonne estimée de $\hat{\mathbf{s}}_{l_1}(p)$ à la sous porteuse p donc pour les L_1 symboles de chaque séquence $i=1, \dots, M$ nous obtenons en remplaceant $\mathbf{R}(n)$ par sa valeur:

$$\begin{aligned}\hat{\mathbf{S}}(p) &= \mathbf{W}_{MF}^H \{ (\mathbf{A}(\theta) \odot \mathbf{H}_p) FFT(\mathbf{S}(n)) + \mathbf{B}(p) + \mathbf{I}(p) \} \\ &= [\mathbf{W}_{MF}^H \{ \mathbf{A}(\theta) \odot \mathbf{H}_p(\sqrt{\varepsilon}\mathbf{X})(p) + \mathbf{B}(p) + \mathbf{I}(p) \}]_{M \times L_1}\end{aligned}$$

$\hat{\mathbf{S}}(p)$ est la matrice estimée par l'algorithme MMSE pour le $p^{\text{ième}}$ sous canal, pour tout le canal et pour toute la séquence émise \mathbf{S} nous trouvons :

$$\hat{\mathbf{S}} = [\mathbf{W}_{MF}^H \{ \mathbf{A}(\theta) \odot \mathbf{H}(\sqrt{\varepsilon}\mathbf{x}) + \mathbf{B} + \mathbf{I} \}]_{(M \times N_c) \times (L_1 \times N_c)} \quad (5.17)$$

$$\mathbf{W}_{MF} = [\mathbf{w}_{SF_1} \mathbf{w}_{SF_2} \cdots \mathbf{w}_{SF_f} \cdots \mathbf{w}_{SF_M}]_{N \times M}$$

\mathbf{W}_{MF} , matrice de pondération Multi-Faisceaux des données.

5.4.2.4 Calcul de la matrice de pondération Multifaisceaux

Pour le calcul de \mathbf{W}_{MF} (Figure 5.13), nous calculons chaque vecteur \mathbf{w}_{SF_f} , $f = 1, \dots, M$ pour chaque signal $z_f(n)$ de référence qui n'est rien d'autre que la séquence envoyée $s_i(n)$ extraite.

$$\mathbf{w}_{SF_f} = \frac{\mathbf{r}_{s_i}}{\mathbf{R}} = \mathbf{E}[\mathbf{r}(n)\mathbf{r}^H(n)]^{-1} \mathbf{E}[\mathbf{r}(n)s_i^H(n)] \quad (5.18)$$

Avec :

$$\mathbf{r}_{r_{s_i}} = \mathbf{r}s_i^H \quad \text{et} \quad \mathbf{R} = \mathbf{r}\mathbf{r}^H$$

Le i sur s_i^H fait référence à l'antenne émettrice i et f sur \mathbf{w}_{SF_f} fait référence au formateur de faisceau f .

Le calcul de la pondération \mathbf{w}_{SF_f} nécessite de définir d'une part la séquence pilote utilisée et d'autre part d'estimer la matrice de covariance du signal et la matrice d'inter-corrélation entre le signal reçu et le signal pilote.

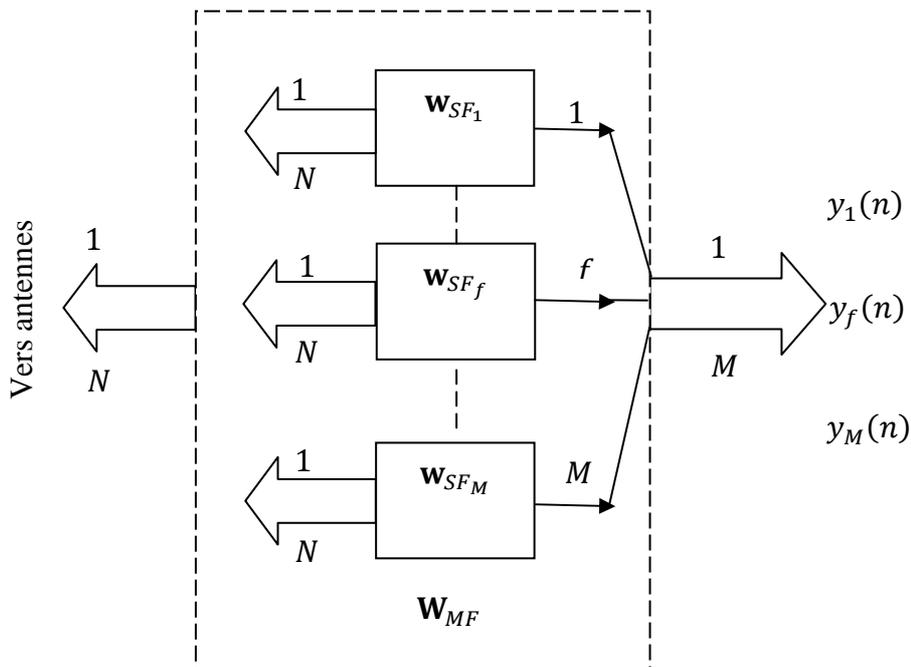


Figure 5.13 : Schéma général de la matrice Multifaisceaux

Pour pouvoir être détectée sans erreur et être robuste aux perturbations, la séquence de référence utilisée doit présenter de bonnes propriétés d'auto-corrélation [188]. Nous proposons ici l'utilisation d'une séquence PN comme séquence de référence [189] mélangée avec chaque bloc IFFT.

Les matrices de covariance $\hat{\mathbf{R}}$ et d'inter-corrélation \mathbf{R}_{rs}^{est} sont estimées à partir de N_{seq} symboles de signaux reçus, de plus le nombre de symboles à utiliser doit être égal à la taille de la séquence de référence.

$$\mathbf{R}_{rsi}^{est} = \frac{1}{N_{seq}} \sum_{n=1}^{N_{seq}} \mathbf{r}(n) \mathbf{s}_i^H(n), \hat{\mathbf{R}} = \frac{1}{N_{seq}} \sum_{n=1}^{N_{seq}} \mathbf{r}(n) \mathbf{r}^H(n) \quad (5.19)$$

Le vecteur de pondération devient :

$$\mathbf{w}_{SF_f} = \hat{\mathbf{R}}^{-1} \mathbf{R}_{rsi}^{est} \quad (5.20)$$

Les équations (5.20) et (5.21) sont utilisées dans tous notre travail.

L'erreur quadratique moyenne minimale (EQMM) est donnée par (annexe1):

$$J_{min} = \sigma_s^2 - \mathbf{w}_{SF}^H \mathbf{R}_{rsi}^{est} \quad (5.21)$$

$P = \sigma_s^2$ est la puissance du signal d'entrée au réseau d'antenne.

5.5 Combinaison de la technique formation de faisceaux multiples avec les techniques d'accès multiples

Comme nous l'avons vu dans la section 5.3 un canal à évanouissements peut être diviser en fréquences orthogonales grâce à l'OFDM, néanmoins si nous voulons que plusieurs utilisateurs communiquent entre eux dans la même bande fréquentielle, nous pouvons le diviser en sous bande fréquentielles et chaque sous bande contient des fréquences orthogonales pour éliminer la sélectivité du canal dans la sous bande ,ce principe s'appelle FF-MIMO-MC –FDMA .La sélection de l'utilisateur d'intérêt est assuré grâce au pilote qui sert aussi de signal de référence pour la formation de faisceaux multiples .Le principe de détection est le même qu'en 5.3.1.

Une autre méthode d'accès multiples peut être générer par l'OFDM, où chaque utilisateur utilise toute la bande de fréquence qui est une suite de fréquences orthogonales .La sélection de l'utilisateur d'intérêt se fait par intervalle de temps régulier par l'envoi d'une séquence dans la trame de donnée, cette séquence est propre à chaque utilisateur et peut être utilisée comme séquence de référence pour la formation de faisceaux, ce principe s'appelle le FF-MIMO-MC-TDMA. Le principe de détection est le même qu'en 5.3.1.

Une troisième méthode est celle ou chaque utilisateur à son propre code et utilisant la même bande fréquentielle. La sélection de l'utilisateur d'intérêt peut être fait par une séquence d'Hadamard, celle-ci peut être aussi utilisé comme signal de référence, cette méthode s'appelle le FF-MIMO-MC-CDMA.

5.4.1 Combinaison de MIMO à formation de faisceaux multiples au CDMA

Comme nous l'avons expliqué au deuxième chapitre la technique CDMA offre les meilleures performances par rapport au FDMA et le TDMA en termes de confidentialité et de sécurité.

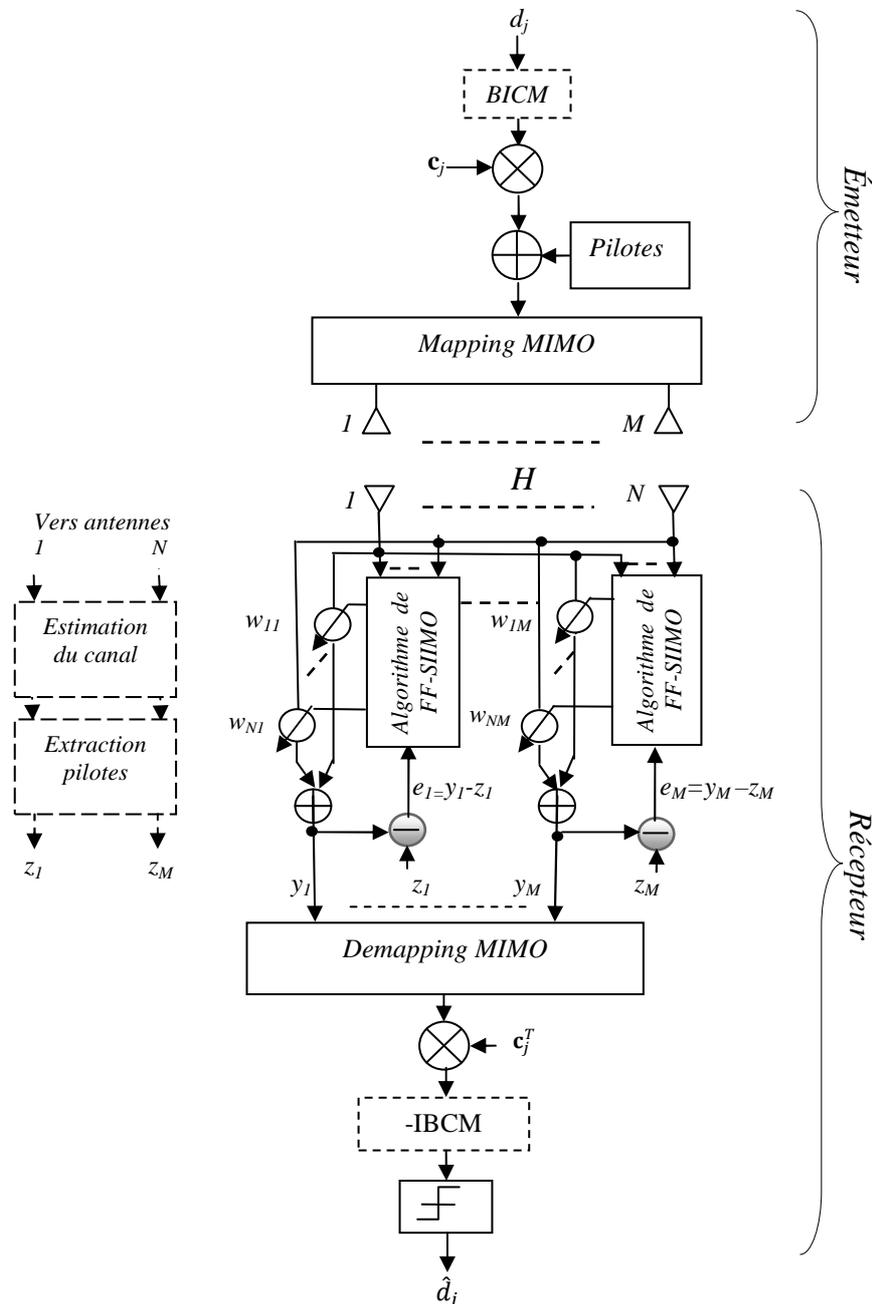


Figure 5.14 : Principe de la combinaison du FFM-MIMO avec le CDMA en bande de base

Le signal CDMA est issu des opérations d'étalement de spectre par séquence directe. Le modulateur CDMA étale les données d_j codées et entrelacés de chaque utilisateur j dans le domaine fréquentiel [190]. L'étalement se réalise par la multiplication des données d_j par chacun des éléments du code c_j d'étalement associé, le flux de données étalés est ensuite modulé en PSK ou QAM. Le flux de symboles modulés est divisé en M blocs de symboles de longueur L_l , l'encodage de ces blocs est fait par le bloc mapping MIMO qui peut être un

codage BLAST ou/et STC les deux à la fois suivant le besoin diversité ou/et capacité. Les M antennes d'émission de l'émetteur j vont rayonner vers les N antennes du récepteur à formation de faisceaux multiple (Figure 5.14).

Après les N antennes de réception, les poids w_{kf} , $k=1,\dots,N$, $f=1,\dots,M$ orientent les faisceaux vers les antennes de l'émetteur j en fonction des signaux pilotes. A la sortie de chaque bloc formateur de faisceaux les opérations inverse sont faites c à d demapping, dés-entrelacement, décodage et le des-étalement.

Assumons que le nombre d'antennes à l'émission M soit égal au nombre de sortie de formateur de faisceaux et que les multi-trajets et les interférences sont rejetés par le filtrage spatial. Assumons aussi qu'un contrôle parfait de puissance est appliqué au système.

Notons que par la formation de faisceaux multiples on n'a pas besoin de récepteurs RAKE comme celui de la Figure 2.15.

5.5.1.1 Calcul du signal reçu

Considérons la Figure 5.14.

Soit $\mathbf{d}_j = \sum_{q=1}^Q d_{qj}$, $q = 1, \dots, Q$, le flux de données de l'utilisateur j , chaque bloc de d_{qj}

bits de \mathbf{d}_j subi une opération BICM, c à d une opération de codage, d'entrelacement et une transformation en un symbole x_{mj} modulé en M -QAM ou M -PSK grâce au convertisseur bits/symboles, soit n le nombre de bits dans un symbole (voir eq 2.1).

Chaque symbole x_{mj} est ensuite étalé par le code $\mathbf{c}_j = \sum_{s=0}^{L_c-1} c_{sj}$, de l'utilisateur j .

Le flux de symboles étalés est :

$$\mathbf{x}_{j\text{etalé}}(t) = \sum_{\substack{m=1 \\ m \neq j}}^{Q/2n} x_{mj} \sum_{s=0}^{L_c-1} c_j(s) P_{T_c}(t - sT_c) = \mathbf{x}_j \mathbf{c}_j \quad (5.22)$$

$$; 0 \leq t \leq L_c T_c$$

Le gain d'étalement est $N_e = \frac{T_s}{T_c} = L_c$ et $c_{sj} = c_j(s) P_{T_c}(t - sT_c)$, P_{T_c} est la fonction porte sur la durée T_c , $c_j(s)$ est un des chips de la séquence d'étalement de l'utilisateur j , T_s , T_c et M sont respectivement la durée d'un symbole, la durée d'un chip du code d'étalement et le nombre d'états de la modulation utilisée.

Soit $\mathbf{C} = [\mathbf{c}_0 \mathbf{c}_2 \dots \mathbf{c}_j \dots \mathbf{c}_{N_U-1}]_{L_c \times N_U}$ la matrice d'Hadamard de tous les utilisateurs, avec N_U le nombre d'utilisateurs.

❖ Comme précédemment l'encodeur MIMO (Mapping MIMO) prend un bloc de symboles et le transforme en une séquence de longueur L_1 .

Soit $\mathbf{x}_i \in \mathbb{C}^{1 \times L_1}$ une séquence de symbole transmise par l'antenne i :

$$\mathbf{x}_i = [x_{i1} \dots x_{iL_1}] , i = 1, \dots, M \quad (5.23)$$

c.à.d. sur tout le réseau d'antenne d'émission une matrice de la forme :

$$\mathbf{X} = \begin{bmatrix} x_{11} & \cdots & x_{1l_1} & \cdots & x_{1L_1} \\ \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots \\ x_{i1} & \vdots & x_{il_1} & \vdots & x_{iL_1} \\ \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots \\ x_{M1} & \cdots & x_{Ml_1} & \cdots & x_{ML_1} \end{bmatrix}_{M \times L_1} \quad (5.24)$$

Les éléments de cette matrice peuvent être changés en fonction des besoins de codage SDM ou STC et elle est commune pour tous les utilisateurs.

Chaque vecteur de signaux de la colonne de \mathbf{X} , $\mathbf{x}_{l_1} = [x_{1l_1} \cdots x_{Ml_1}]^T$, $l_1 = 1, \dots, L_1$ est transmis par le canal multi-trajets MIMO \mathbf{H} représenté par l'équation (1.16), constitué de sous-canaux idéalement indépendants. Puisque le canal considéré est dispersif en temps, chaque sous-canal est caractérisé par de multiples trajets et des évanouissements indépendants et aléatoires. Ainsi, le canal MIMO est constitué de $(N \times L) \times M$ coefficients complexes. Nous supposons que le nombre de trajets L est identique d'un sous-canal à un autre. Le principe d'antennes virtuelles à l'émission, présenté dans la partie 2.2.5.3, n'est pas repris dans ce formalisme. Afin de simplifier la notation, la diversité de parcours dans chaque sous-canal est considérée comme étant issue d'un réseau d'antennes réceptrices virtuelles [191]. Le système peut donc être représenté sous la forme suivante :

$$\mathbf{R} = (\mathbf{A}(\theta) \odot \mathbf{H})\mathbf{X} + \mathbf{B} + \mathbf{I} \quad (5.25)$$

Avec $\mathbf{R} = [\mathbf{r}_{1,1} \cdots \mathbf{r}_{1,L} \cdots \mathbf{r}_{k1} \cdots \mathbf{r}_{kL} \cdots \mathbf{r}_{N,1} \cdots \mathbf{r}_{N,L}]_{(N \times L) \times L_1}^T$ le vecteur de signaux reçus de tous les éléments de la matrice \mathbf{X} avant étalement.

$\mathbf{B} = [\mathbf{b}_{1,1} \cdots \mathbf{b}_{1,L} \cdots \mathbf{b}_{k1} \cdots \mathbf{b}_{kL} \cdots \mathbf{b}_{N,1} \cdots \mathbf{b}_{N,L}]_{(N \times L) \times L_1}^T$, est la matrice contenant les bruits blanc additifs gaussiens à la réception sur tous les symboles avant étalement.

$\mathbf{I} = [\mathbf{i}_1 \cdots \mathbf{i}_k \cdots \mathbf{i}_N]_{(N \times L) \times L_1}^T$, est la matrice des interférences sur tout le réseau d'antenne de réception de tous les utilisateurs.

On note que \mathbf{R} , \mathbf{I} et \mathbf{B} sont statistiquement indépendants.

$\mathbf{H}(t) = [\sum_{l=0}^{L-1} \mathbf{H}_l \delta(t - l\Delta\tau)]_{(N \times L) \times M} = \sum_{k=1}^N \sum_{i=1}^M \mathbf{h}_{ki}$, est la matrice du canal multi-trajets avec $l\Delta\tau = \tau_l$.

$$\mathbf{H}_l = \begin{bmatrix} (h_{1,1})^l & (h_{1,2})^l & \cdots & (h_{1,i})^l & \cdots & (h_{1,M})^l \\ (h_{2,1})^l & (h_{2,2})^l & \cdots & (h_{2,i})^l & \cdots & (h_{2,M})^l \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ (h_{k,1})^l & (h_{k,2})^l & \cdots & (h_{k,i})^l & \cdots & (h_{k,M})^l \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ (h_{N,1})^l & (h_{N,2})^l & \cdots & (h_{N,i})^l & \cdots & (h_{N,M})^l \end{bmatrix}_{N \times M}$$

Chaque vecteur $\mathbf{h}_{ki} = [(h_{k,i})^0 (h_{k,i})^1 \cdots (h_{k,i})^{L-1}]^T$ de \mathbf{H} modélise le sous-canal comportant L trajets, entre l'antenne émettrice i et l'antenne réceptrice k .

Chaque paramètre $(h_{k,i})^l$ représente le coefficient complexe du sous-canal \mathbf{H}_l pour le $l^{\text{ième}}$ trajet dont le retard est symbolisé par $l\Delta\tau$.

$[\mathbf{A}(\theta)]_{N \times M}$ est la matrice contenant tous les vecteurs de déphasage reçus aux N éléments d'antennes de réception.

$[\mathbf{A}(\theta) \odot \mathbf{H}]_{N \times M}$, matrice du canal MIMO contenant tous les déphasages avec les L trajets.
 \odot est le produit terme à terme ou appelé produit d'Hadamard.

❖ Étalement

En introduisant l'étalement, la séquence étalée est :

$$\mathbf{x}_{ij\text{étalée}} = \mathbf{x}_i \mathbf{c}_j = [x_{i1} \mathbf{c}_j \cdots x_{il_1} \mathbf{c}_j \cdots x_{iL_1} \mathbf{c}_j]_{1 \times (L_c \times L_1)}, i = 1, \dots, M \quad (5.26)$$

avec

$$\mathbf{X}_{j\text{étalée}} = [\mathbf{X} \mathbf{c}_j]_{M \times (L_c \times L_1)}, j = 1, \dots, N_U$$

A chaque sortie i du MUX, le symbole $x_{ijl_1} = x_{il_1} c_j(s)$, $l_1 = 1, \dots, L_1$ d'un utilisateur j va être rayonnée par l'antenne émettrice respective i d'où le signal en bande de base:

$$s_{ijl_1}(n) = (\sqrt{\varepsilon_j} x_{il_1} c_j(n)), \quad n = 0, \dots, L_c - 1$$

Soit $\mathbf{s}_{ij}(n)$ la $n^{\text{ième}}$ séquence rayonnée par l'antenne i de l'utilisateur j représentée par :

$$\mathbf{s}_{ij}(n) = [s_{ij1}(n) s_{ij2}(n) \cdots s_{ijL_1}(n)]_{1 \times L_1}, n = 0, \dots, L_c - 1$$

Les symboles rayonnés par tous les éléments d'antenne d'émission de l'utilisateur j sont donnés par :

$$\begin{aligned} \mathbf{S}_j(n) &= [\mathbf{s}_{1j}(n) \cdots \mathbf{s}_{ij}(n) \cdots \mathbf{s}_{Mj}(n)]_{M \times L_1}^T \\ &= (\sqrt{\varepsilon_j} \mathbf{X} \mathbf{c}_j(n)), \quad n = 0, \dots, L_c - 1 \end{aligned} \quad (5.27)$$

$\sqrt{\varepsilon_j}$, est l'énergie par symbole de l'utilisateur j , $c_j(n)$ est un chip du code d'étalement de l'utilisateur j .

Pour simplifier le calcul nous supposons que le canal est parfaitement estimé à la réception et que le Mapping MIMO est utilisé et que toutes les opérations décrites en 5.3 sont parfaitement accomplies. Nous considérons le schéma de la Figure 5.12 sans les blocs (CP, S/P et la FFT) et en suivant le même principe que celui de 5.4.2 nous trouvons le vecteur reçu de l'utilisateur j .

5.5.1.2 Le signal reçu sur tous le réseau d'antennes

Nous savons de (5.11) :

$$H(n) = \sum_{l=0}^{L-1} h(n, l) = \sum_{l=0}^{L-1} h_l \delta(n - l), n = 0, \dots, L_c - 1$$

Des équations (5.22), (5.23) et (5.24) nous remplaçons $\mathbf{S}_j(n)$ par 5.27

$$\begin{aligned} \mathbf{R}_j(n) &= \sum_{l=0}^{L-1} (\mathbf{A}^j(\theta) \odot \mathbf{H}_l) \mathbf{S}_j(n - l) + \mathbf{B}(n) + \mathbf{I}(n) \\ &= \mathbf{A}^j(\theta) \odot \sum_{l=0}^{L-1} \mathbf{H}_l \delta(n - l) \mathbf{S}_j(n) + \mathbf{B}(n) + \mathbf{I}(n) \\ &= [\mathbf{A}^j(\theta) \odot \sum_{l=0}^{L-1} \mathbf{H}_l \delta(n - l) (\sqrt{\varepsilon_j} \mathbf{X} \mathbf{c}_j(n)) + \mathbf{B}(n) + \mathbf{I}(n)]_{(N \times L) \times (1 \times L_1)} \\ &\quad ; n = 0, \dots, L_c - 1 \end{aligned}$$

$\mathbf{R}_j(n)$ est le signal de réception pour le sous canal n ($n^{\text{ième}}$ chip) de l'utilisateur j ; pour tout le canal le signal est :

$$\mathbf{R}_j(t) = \left[\sum_{l=0}^{L_c-1} \mathbf{A}^j(\theta) \odot \mathbf{H}_l(\sqrt{\varepsilon_j} \mathbf{X} \mathbf{c}_j)(t - l\Delta\tau) + \mathbf{B}(t) + \mathbf{I}(t) \right]_{(N \times L) \times (L_c \times L_1)}$$

D'où

$$\mathbf{R}_j = \left[\mathbf{A}^j(\theta) \odot \mathbf{H}(\sqrt{\varepsilon_j} \mathbf{X} \mathbf{c}_j) + \mathbf{B} + \mathbf{I} \right]_{(N \times L) \times (L_c \times L_1)} \quad (5.28)$$

$$0 \leq t \leq (L_c - 1)T_c$$

\mathbf{R}_j est la matrice du signal reçu par le réseau d'antennes pour un seul utilisateur.

Avec

$$\mathbf{S}_j = \sqrt{\varepsilon_j} \mathbf{X} \mathbf{c}_j = \begin{bmatrix} \sqrt{\varepsilon_j} x_{11} \mathbf{c}_j & \cdots & \sqrt{\varepsilon_j} x_{1l_1} \mathbf{c}_j & \cdots & \sqrt{\varepsilon_j} x_{1L_1} \mathbf{c}_j \\ \sqrt{\varepsilon_j} x_{21} \mathbf{c}_j & \cdots & \sqrt{\varepsilon_j} x_{2l_1} \mathbf{c}_j & \cdots & \sqrt{\varepsilon_j} x_{2L_1} \mathbf{c}_j \\ \sqrt{\varepsilon_j} x_{31} \mathbf{c}_j & \cdots & \sqrt{\varepsilon_j} x_{3l_1} \mathbf{c}_j & \cdots & \sqrt{\varepsilon_j} x_{3L_1} \mathbf{c}_j \\ \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \sqrt{\varepsilon_j} x_{i1} \mathbf{c}_j & \cdots & \sqrt{\varepsilon_j} x_{il_1} \mathbf{c}_j & \cdots & \sqrt{\varepsilon_j} x_{iL_1} \mathbf{c}_j \\ \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \sqrt{\varepsilon_j} x_{M1} \mathbf{c}_j & \cdots & \sqrt{\varepsilon_j} x_{Ml_1} \mathbf{c}_j & \cdots & \sqrt{\varepsilon_j} x_{ML_1} \mathbf{c}_j \end{bmatrix}_{M \times (L_1 \times L_c)}$$

\mathbf{S}_j est transmise par les M antennes d'émission pendant le temps $0 \leq t \leq (L_c - 1)T_c$, T_c est le temps d'un chip. On a supposé que la même énergie rayonnée pour toutes les antennes d'émission.

5.5.1.3 Le signal reçu de tous les utilisateurs sur le réseau d'antennes :

$$\mathbf{R}(n) = \left[\sum_{j=1}^{N_U} \mathbf{A}^j(\theta) \odot \sum_{l=0}^{L_c-1} \mathbf{H}_l \delta(n-l) (\sqrt{\varepsilon_j} \mathbf{X} \mathbf{c}_j(n)) + \mathbf{B}(n) + \mathbf{I}(n) \right]_{(N \times L) \times (1 \times L_1)} \quad (5.29)$$

$$; n = 0, \dots, L_c - 1$$

$\mathbf{R}(n)$ est le signal de réception pour le sous canal n (sur une durée d'un chip), pour tout le canal le signal est :

$$\mathbf{R} = \left[\sum_{j=1}^{N_U} \mathbf{A}^j(\theta) \odot \mathbf{H}(\sqrt{\varepsilon_j} \mathbf{X} \mathbf{c}_j) + \mathbf{B} + \mathbf{I} \right]_{(N \times L) \times (L_c \times L_1)}$$

$$0 \leq t \leq (L_c - 1)T_c$$

Avec :

$\mathbf{R} = [\mathbf{R}_{1,1} \cdots \mathbf{R}_{1,L} \cdots \mathbf{R}_{k1} \cdots \mathbf{R}_{kL} \cdots \mathbf{R}_{N,1} \cdots \mathbf{R}_{N,L}]_{(N \times L) \times (L_1 \times L_c)}^T$ la matrice de signaux reçus de tous les éléments de la matrice \mathbf{X} après étalement.

$\mathbf{A}^j(\theta) = [\mathbf{a}(\theta_{1j}) \cdots \mathbf{a}(\theta_{ij}) \cdots \mathbf{a}(\theta_{Mj})]_{N \times M}$, est la matrice contenant tous les vecteurs $\mathbf{a}(\theta_{ij})$ de déphasage.

$\mathbf{a}(\theta_{ij}) = \left[1 e^{\frac{-j2\pi d \sin \theta_{ij}}{\lambda}} \cdots e^{\frac{-j2\pi(k-1)d \sin \theta_{ij}}{\lambda}} \cdots e^{\frac{-j2\pi(N-1)d \sin \theta_{ij}}{\lambda}} \right]_{N \times 1}^T$, est le vecteur contenant les déphasages des signaux à la traversé du réseau d'antenne de réception.

$[\mathbf{H}_l]_{N \times M}$, matrice du canal MIMO avec un seul trajet l (voir I.15).

$[\mathbf{A}^j(\theta) \odot \mathbf{H}]_{(N \times L) \times M}$, matrice du canal MIMO à L trajets contenant tous les déphasages pour le $j^{\text{ième}}$ utilisateur.

$\mathbf{c}_j = [c_j(0) \cdots c_j(s) \cdots c_j(L_c - 1)]_{L_c \times 1}^T$ est le code d'étalement de l'utilisateur j .

5.5.1.4 Calcul du signal à la sortie de tous les formateurs de faisceaux.

5.5.1.4.1 Pour le $j^{\text{ième}}$ utilisateur :

De la Figure 5.12 et de l'équation (5.16) nous avons:

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{S}}_j(n) &= \sum_{f=1}^M \mathbf{y}_f^j(n) = \sum_{f=1}^M \sum_{k=1}^N w_{jkf}^* r_{jf}(n-k) = [\mathbf{W}_{MFSU_j}^H \mathbf{R}_j(n)]_{M \times (1 \times L_1)} \\ &= [\mathbf{W}_{MFSU_j}^H \{ \mathbf{A}^j(\theta) \odot \sum_{l=0}^{L-1} \mathbf{H}_l \delta(n-l) (\sqrt{\varepsilon_j} \mathbf{X} \mathbf{c}_j(n)) + \mathbf{B}(n) + \mathbf{I}(n) \}]_{M \times (1 \times L_1)} \\ &\quad ; n = 0, \dots, L_c - 1 \end{aligned} \quad (5.30)$$

$\hat{\mathbf{S}}_j(n)$ l'estimée de $\mathbf{S}_j(n)$ est calculée pour le sous canal n , pour tout le canal nous obtenons :

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{S}}_j &= [\mathbf{W}_{MFSU_j}^H \{ \mathbf{A}^j(\theta) \odot \mathbf{H}(\sqrt{\varepsilon_j} \mathbf{X} \mathbf{c}_j) + \mathbf{B} + \mathbf{I} \}]_{M \times (L_c \times L_1)} \\ &\quad 0 \leq t \leq (L_c - 1)T_c \end{aligned} \quad (5.31)$$

$$\mathbf{W}_{MFSU_j} = [\mathbf{w}_{SF_1} \mathbf{w}_{SF_2} \cdots \mathbf{w}_{SF_f} \cdots \mathbf{w}_{SF_M}]_{N \times M}, \text{ et } \mathbf{w}_{SF_f} = [w_{1f} w_{2f} \cdots w_{kf} \cdots w_{Nf}]_{N \times 1}^T$$

\mathbf{W}_{MFSU_j} est la matrice de pondération Multifaisceaux et Simple-Utilisateur, N étant le nombre d'antenne à la réception et M le nombre de système SIMO pour former les M faisceaux qui est pris dans notre cas égal au nombre d'antenne à l'émission. \mathbf{w}_{SF_f} vecteur de pondération Simple Faisceau.

5.5.1.4.2 Pour tous les utilisateurs :

De l'équation 5.30 nous avons :

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{S}}(n) &= \sum_{j=1}^{N_U} \mathbf{W}_{MFSU_j}^H \mathbf{R}_j(n) = \mathbf{W}_{MFSU_1}^H \mathbf{R}_1(n) + \cdots + \mathbf{W}_{MFSU_j}^H \mathbf{R}_j(n) + \cdots + \mathbf{W}_{MFSU_{N_U}}^H \mathbf{R}_{N_U}(n) \\ &= [\mathbf{W}_{MFMU}^H \mathbf{R}(n)]_{M \times (1 \times L_1)} \quad , n = 0, \dots, L_c - 1 \end{aligned}$$

$\hat{\mathbf{S}}(n)$ est la séquence estimée de $\mathbf{S}(n)$ du $n^{\text{ième}}$ sous canal de tous les utilisateurs, pour tout le canal nous obtenons :

$$\hat{\mathbf{S}} = [\mathbf{W}_{MFMU}^H \mathbf{R}]_{M \times (L_c \times L_1)} \quad (5.32)$$

$$0 \leq t \leq (L_c - 1)T_c$$

$$\mathbf{W}_{MFMU}^H = [\mathbf{W}_{MFSU_1}^H \cdots \mathbf{W}_{MFSU_j}^H \cdots \mathbf{W}_{MFSU_{N_U}}^H]_{M \times (N \times N_U)} \quad (5.33)$$

$$\mathbf{R} = [\mathbf{R}_1 \cdots \mathbf{R}_j \cdots \mathbf{R}_{N_U}]_{(N \times N_U) \times (L_c \times L_1)}^T$$

\mathbf{W}_{MFMU} , est la Matrice de pondération Multifaisceaux et Multiutilisateurs.

5.5.1.5 Des-étalement des données :

Considérons la matrice multiutilisateurs \mathbf{R} . Cette matrice peut être écrite sous forme de L_1 colonnes :

$$\mathbf{R} = [\mathbf{V}_1 \mathbf{V}_2 \cdots \mathbf{V}_{l_1} \cdots \mathbf{V}_{L_1}]_{N \times (L_c \times L_1)} \quad (5.34)$$

Considérons une colonne de \mathbf{R} , \mathbf{V}_{l_1} , $l_1 = 1, \dots, L_1$, Chaque colonne \mathbf{V}_{l_1} peut être écrite sous forme de matrice de séries temporelles :

$$\mathbf{V}_{l_1} = [\mathbf{v}_{l_1}(0) \mathbf{v}_{l_1}(1) \cdots \mathbf{v}_{l_1}(L_c - 1)]_{N \times L_c} \quad (5.35)$$

L_c est la longueur du code d'étalement.

La matrice \mathbf{V}_{l_1} est utilisée pour le des-étalement. L'opération de des-étalement est une multiplication synchronisée entre la séquence du code de l'utilisateur considéré j et des lignes de \mathbf{V}_{l_1} , donc :

$$\hat{\mathbf{V}}_{j l_1} = \text{row}(\mathbf{V}_{l_1}) \odot \mathbf{c}_j^T \quad (5.36)$$

$\text{row}(\mathbf{V}_{l_1}) \odot \mathbf{c}_j^T$, signifie la multiplication élément par élément entre la ligne de \mathbf{V}_{l_1} est le code de l'utilisateur j considéré $\mathbf{c}_j = [c_j(0) \cdots c_j(s) \cdots c_j(L_c - 1)]_{L_c \times 1}^T$.

5.5.2 Combinaison du MIMO–OFDM à Formation de Faisceaux Multiples au CDMA

Nous avons vu au chapitre 3 que l'association du CDMA avec l'OFDM apporte la meilleure solution en terme de débits et de sécurité (codes), donc la combinaison du MC-CDMA avec le MIMO-FF Multiple est presque idéale, nous avons l'accès multiple grâce au CDMA, le canal est plat par sous porteuse OFDM donc devenu large bande, nous avons l'augmentation de la capacité grâce au Mapping MIMO si le multiplexage spatial est utilisé. Nous avons ainsi créé un nouveau système de transmission à accès multiple et multi-antennaires avec formation de faisceaux multiple au récepteur et multiplexage spatial à l'émetteur. La Figure 5.15 présente le schéma général émission réception que nous avons conçue et appelé "Récepteur FF-MIMO-MC-CDMA à Mapping MIMO à l'émetteur pour l'utilisateur j ".

Le principe de la Figure 5.15 est simple, le signal MC-CDMA est issu de la concaténation des opérations d'étalement de spectre par séquence directe et de la modulation à porteuses multiples (OFDM). Le flux de données à l'entrée est codé, entrelacé et modulé par le BICM. Le modulateur MC-CDMA étale les données \mathbf{d}_j de chaque utilisateur j dans le domaine fréquentiel [1]. L'étalement se réalise par la multiplication des données \mathbf{d}_j par chacun des éléments du code d'étalement \mathbf{c}_j associé. Le flux étalé est ensuite divisé en M flux de longueur L_l symboles chacun par le MUX spatial, l'encodage de ces blocs est fait par le bloc Mapping MIMO qui est un codage SDM (ex VBLAST) pour augmenter la capacité ou STC (ex STBC) pour augmenter la diversité, chaque bloc i , $i=1, \dots, M$ subit une opération d'IFFT et sera dirigé vers l'antenne d'émission i respective après l'ajout du préfixe cyclique (l'intervalle de garde).

Les M antennes d'émission de l'émetteur j vont rayonner suivant le codage choisi vers les N antennes du récepteur à Formation de Faisceaux Multiples.

Après les N antennes de réception, les poids $w_{f,k}, f=1,\dots,M, k=1,\dots,N$, orientent les faisceaux vers les antennes de l'émetteur j en fonction des signaux pilotes. A la sortie de chaque bloc formateur de faisceaux les opérations inverses sont faites c à d suppression du préfixe cyclique, une conversion série parallèle, une FFT,

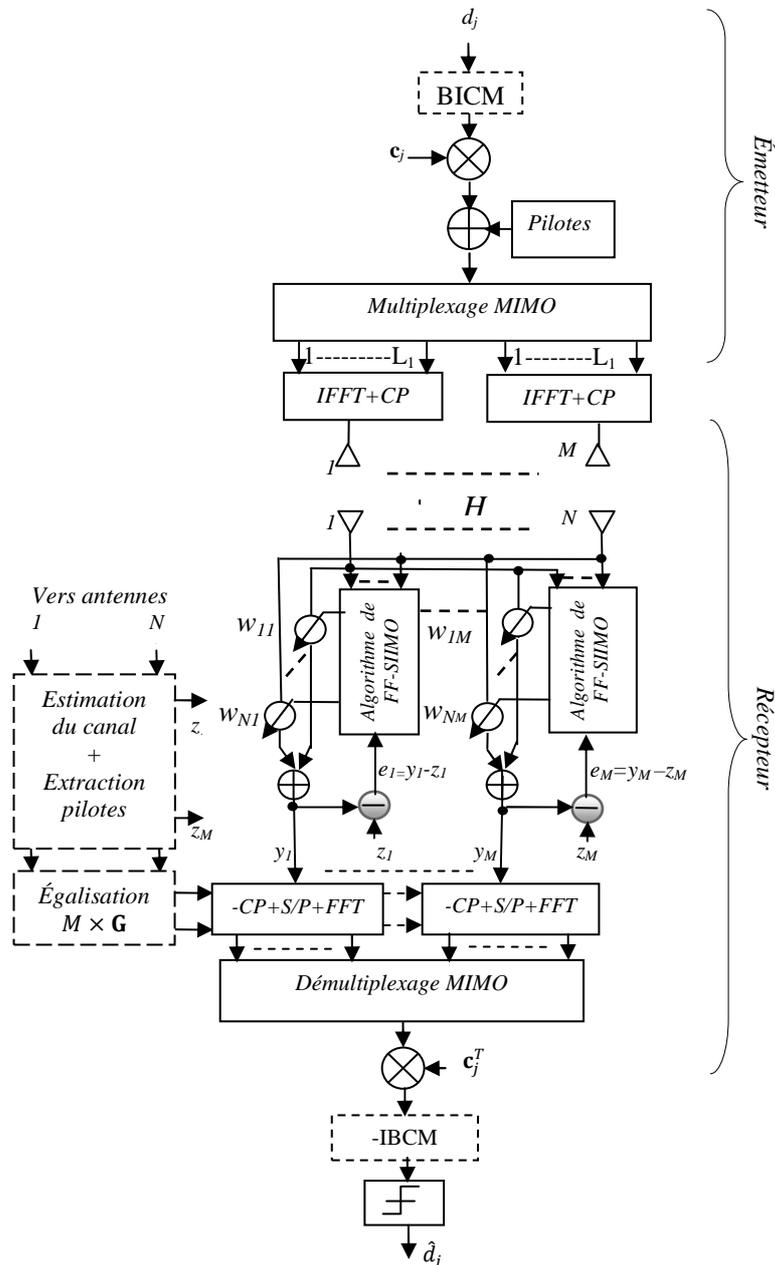


Figure 5.15: Nouveau Récepteur FFM-MIMO-MC-CDMA à Mapping MIMO à l'émetteur en bande de base pour l'utilisateur j .

5.5.2.1 Calcul de la matrice de réception

Nous utilisons les deux principes de détection, celui de l'OFDM et du CDMA voir Figures (5.11, 5.12 et 5.14), nous avons vu dans le chapitre 2 que le signal MC-CDMA est un signal OFDM dont l'opération de l'IFFT est fait sur le chip et non pas directement sur la donnée,

d'où l'équation 5.22 peut être directement utilisée en ajoutant l'étalement. La Figure 5.16 présente la représentation temps-fréquence-DSP d'un symbole MC-CDMA ainsi qu'une trame de symboles MC-CDMA.

Soit $\mathbf{d}_j = \sum_{\substack{q=1 \\ q \neq j}}^Q d_{qj}$, $q = 1, \dots, Q$, le flux de données de l'utilisateur j , chaque bloc de d_{qj} bits de \mathbf{d}_j subi une opération BICM, c à d une opération de codage, d'entrelacement et une transformation en un symbole x_{mj} modulé en M -QAM ou M -PSK grâce au convertisseur bits/symboles, soit n le nombre de bits dans un symbole (voir eq 2.1).
Chaque symbole x_{mj} est ensuite étalé par le code $\mathbf{c}_j = \sum_{s=0}^{L_c-1} c_{sj}$, de l'utilisateur j .

Le flux de symboles étalés est

$$\mathbf{x}_{j\text{étalé}} = \sum_{\substack{m=1 \\ m \neq j}}^{Q/2n} x_{mj} \sum_{s=0}^{L_c-1} c_j(s) P_{T_c}(t - sT_c) =; 0 \leq t \leq L_c T_c \quad (5.37)$$

Le gain d'étalement est $N_e = \frac{T}{T_c} = L_c$ et $c_{sj} = c_j(s) P_{T_c}(t - sT_c)$, P_{T_c} est la fonction porte sur la durée T_c , $c_j(s)$ est un chip de la séquence d'étalement de l'utilisateur j , T , T_c et M sont respectivement la durée d'un symbole, la durée d'un chip du code d'étalement et le nombre d'états de la modulation utilisée.

Soit $\mathbf{C} = [\mathbf{c}_1 \mathbf{c}_2 \dots \mathbf{c}_j \dots \mathbf{c}_{N_U}]_{L_c \times N_U}$ la matrice d'Hadamard de tous les utilisateurs, avec N_U le nombre d'utilisateurs.

Le bloc Mapping MIMO prend un bloc de symboles et le transforme en une séquence de longueur L_1 .

Soit $\mathbf{x}_i = [x_{i1} \dots x_{il_1} \dots x_{iL_1}]_{1 \times L_1}$, $i = 1, \dots, M$ une séquence de symbole transmise par l'antenne i avant étalement, c.à.d. sur tout le réseau d'antenne d'émission une matrice de la forme :

$$\mathbf{X} = \begin{bmatrix} x_{11} & \dots & x_{1l_1} & \dots & x_{1L_1} \\ \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots \\ x_{i1} & \vdots & x_{il_1} & \vdots & x_{iL_1} \\ \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots \\ x_{M1} & \dots & x_{Ml_1} & \dots & x_{ML_1} \end{bmatrix}_{M \times L_1}$$

Les éléments de cette matrice peuvent être changés en fonction des besoins de codage SDM ou STC et elle est commune pour tous les utilisateurs.

Après étalement la séquence devient :

$$\mathbf{x}_{i\text{étalée}} = \mathbf{x}_i \mathbf{C}_j = [x_{i1} \mathbf{c}_j \dots x_{il_1} \mathbf{c}_j \dots x_{iL_1} \mathbf{c}_j], i = 1, \dots, M$$

et $\mathbf{X}_{\text{étalée}} = \mathbf{X} \mathbf{C}_j$

A chaque sortie i du MUX, le symbole étalé d'un utilisateur j ,

$$x_{ijl_1} = x_{il_1} \mathbf{c}_j = x_{il_1} \sum_{s=0}^{L_c-1} c_j(s) P_{T_c}(t - sT_c) \\ ; 0 \leq t \leq L_c T_c, l_1 = 1, \dots, L_1$$

subit une IFFT sur le chip de durée T_c et va être rayonnée par l'antenne émettrice respective i .
D'où le signal en bande de base:

$$s_{ijl_1}(n) = \frac{1}{N_c} \sum_{p=0}^{N_c-1} \sqrt{\varepsilon_j} x_{il_1} c_j(p) e^{\frac{j2\pi np}{N_c}} \quad (5.38)$$

$$n = 0, \dots, L_c - 1$$

$\sqrt{\varepsilon_j}$, est l'énergie par symbole de l'utilisateur j , $c_j(p)$ est le $p^{\text{ième}}$ chip de la séquence du code d'étalement.

$\mathbf{s}_{ij}(n) = [s_{ij1}(n) \dots s_{ijL_1}(n) \dots s_{ijL_1}(n)]_{1 \times L_1}$, $n = 0, \dots, L_c$ représente la séquence du $n^{\text{ième}}$ sous canal de l'utilisateur j transmis par l'antenne i .

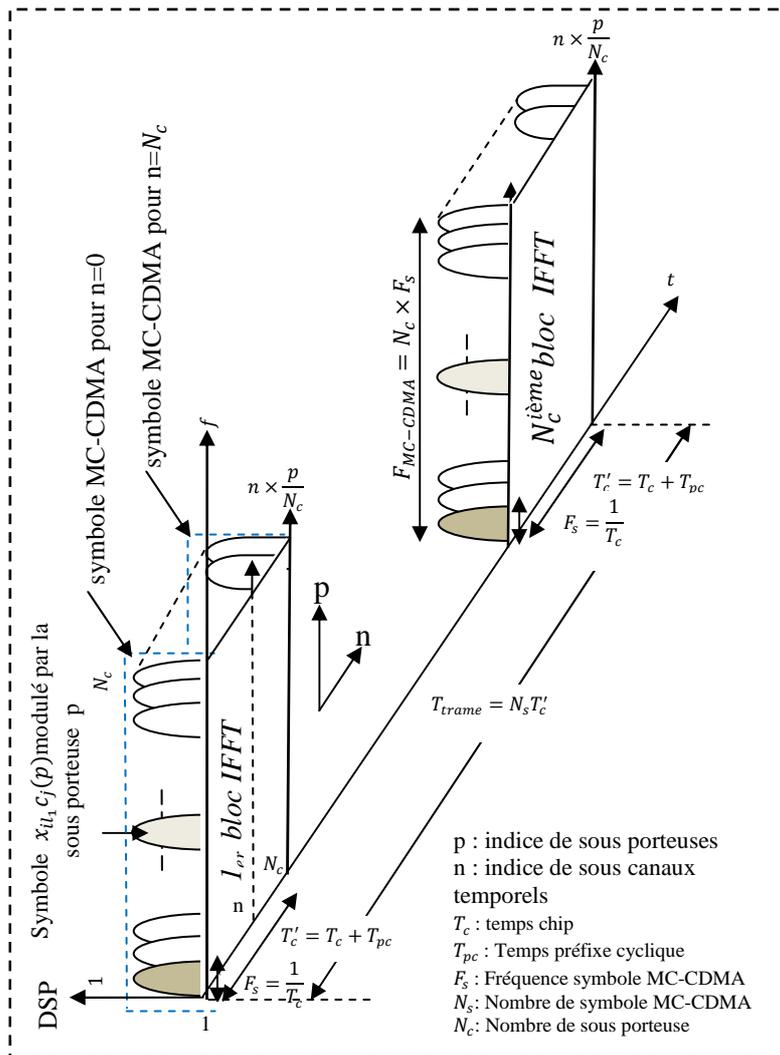


Figure 5.16 : Représentation temps-fréquence-DSP d'un symbole MC-CDMA ainsi qu'une trame de symboles MC-CDMA

Notons qu'un intervalle de garde ou préfixe cyclique (CP) est ajouté à la sortie de chaque bloc IFFT pour éliminer les interférences inter symboles OFDM.

De l'équation 5.12 les données de j qui sont reçues par l'antenne k sont :

$$\mathbf{r}_{jk}(n) = \sum_{i=1}^M a(\theta_{kij}) \sum_{l=0}^{L-1} h_{ki}(n, l) \sum_{l_1=1}^{L_1} s_{ijl_1}(n-l) + \mathbf{b}_k(n) + \mathbf{i}_k(n)$$

Nous rappelons que l'IFFT est appliquée au chip, de 5.38 nous avons,

$$\mathbf{r}_{jk}(n) = \sum_{i=1}^M a(\theta_{kij}) h_{kip} \left(\frac{1}{N_c} \sum_{p=0}^{N_c-1} \sqrt{\varepsilon_j} \mathbf{x}_i c_j(p) e^{\frac{j2\pi np}{N_c}} \right) + \mathbf{b}_k(n) + \mathbf{i}_k(n)$$

$$, n = 0, \dots, L_c - 1$$

Avec $\sum_{l=0}^{L_c-1} h_{k,i,l} e^{-\frac{j2\pi lp}{N_c}} = h_{ki,p} = \rho_{ki,p} e^{i\theta_{ki,p}}$, $p = 0, \dots, L_c - 1$

$h_{ki,p}$, est la Transformée de Fourier à l'élément $h_{k,i,l}$ de la matrice du canal MIMO-multi-trajets pour la $p^{\text{ième}}$ sous porteuse.

5.5.2.2 La matrice du signal reçu sur tout le réseau d'antenne de l'utilisateur j .

$$\mathbf{R}_j(n) = \sum_{k=1}^N \mathbf{r}_{jk}(n) = \sum_{k=1}^N \mathbf{a}(\theta_{kj}) \sum_{i=1}^M h_{ki,p} \left(\frac{1}{N_c} \sum_{p=0}^{N_c-1} \sqrt{\varepsilon_j} \mathbf{x}_i c_j(p) e^{\frac{j2\pi np}{N_c}} \right) + \mathbf{b}_k(n) + \mathbf{i}_k(n)$$

$$= (\mathbf{A}^j(\theta) \odot \mathbf{H}) \left(\frac{1}{N_c} \sum_{p=0}^{N_c-1} \sqrt{\varepsilon_j} \mathbf{X} c_j(p) e^{\frac{j2\pi np}{N_c}} \right) + \mathbf{B}(n) + \mathbf{I}(n),$$

$$= [(\mathbf{A}^j \odot \mathbf{H}) FFT^{-1}(\sqrt{\varepsilon_j} \mathbf{X} c_j(p)) + \mathbf{B}(n) + \mathbf{I}(n)]_{(N \times L_c) \times (1 \times L_c)}$$

$$, n = 0, \dots, L_c - 1$$

$c_j(p)$; $p = 0, \dots, N_c - 1$ est le $p^{\text{ième}}$ chip du code c_j de l'utilisateur j subissant l'IFFT, L_c est choisie égale à N_c la taille de l'IFFT.

$\mathbf{R}_j(n)$, $n = 0, \dots, L_c - 1$ représente le signal reçu du $n^{\text{ième}}$ sous canal par le réseau d'antennes du récepteur pour l'utilisateur j .

Donc le signal reçu pour les L_c sous canaux de l'utilisateur j est :

$$\mathbf{R}_j = [\mathbf{A}^j(\theta) \odot \mathbf{H} \cdot FFT^{-1}(\sqrt{\varepsilon_j} \mathbf{X} c_j) + \mathbf{B} + \mathbf{I}]_{(N \times L_c) \times (L_c \times L_c)} \quad (5.39)$$

$$0 \leq t \leq (L_c - 1)T_c$$

Avec \mathbf{H} le canal MIMO pour toutes les sous porteuses est donné par :

$$\mathbf{H} = [\sum_{k=1}^N \sum_{i=1}^M \mathbf{H}_{ki}]_{(N \times L_c) \times (M \times L_c)}$$

$$= \begin{bmatrix} \mathbf{H}_{11} & \mathbf{H}_{12} & \cdots & \mathbf{H}_{1i} & \cdots & \mathbf{H}_{1M} \\ \mathbf{H}_{21} & \mathbf{H}_{22} & \cdots & \mathbf{H}_{2i} & \cdots & \mathbf{H}_{2M} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \mathbf{H}_{k1} & \mathbf{H}_{k2} & \cdots & \mathbf{H}_{ki} & \cdots & \mathbf{H}_{kM} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \mathbf{H}_{N1} & \mathbf{H}_{N2} & \cdots & \mathbf{H}_{Ni} & \cdots & \mathbf{H}_{NM} \end{bmatrix}_{(N \times L_c) \times (M \times L_c)}$$

\mathbf{H}_{ki} est une matrice diagonale de taille $L_c \times L_c$ dont chaque élément de la diagonale correspond à la réponse fréquentielle du canal à la sous porteuse p , $h_{ki,p} = \rho_{ki,p} e^{i\theta_{ki,p}}$ dont le coefficient $\rho_{ki,p}$ est une amplitude déterminée par une variable aléatoire de Rayleigh et la phase $\theta_{ki,p}$ est uniformément distribuée dans l'intervalle $[0 - 2\pi]$.

$$\mathbf{H}_{ki} = \begin{bmatrix} h_{11,p} & 0 & \dots & 0 & \dots & 0 \\ 0 & h_{22,p} & \dots & 0 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & h_{ki,p} & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & 0 & \dots & h_{L_c L_c, p} \end{bmatrix}_{L_c \times L_c}$$

$$\text{et } h_{ki,p} = \sum_{l=0}^{L_c-1} h_{k,i,l} e^{-\frac{j2\pi lp}{N_c}} = \rho_{ki,p} e^{i\theta_{ki,p}}, p = 0, \dots, L_c - 1$$

$$\mathbf{S}_j = \text{FFT}^{-1}(\sqrt{\varepsilon_j} \mathbf{X} \mathbf{c}_j)$$

$$= \begin{bmatrix} \text{FFT}^{-1}(\sqrt{\varepsilon_j} x_{11} \mathbf{c}_j) & \dots & \text{FFT}^{-1}(\sqrt{\varepsilon_j} x_{1l_1} \mathbf{c}_j) & \dots & \text{FFT}^{-1}(\sqrt{\varepsilon_j} x_{1L_1} \mathbf{c}_j) \\ \text{FFT}^{-1}(\sqrt{\varepsilon_j} x_{21} \mathbf{c}_j) & \dots & \text{FFT}^{-1}(\sqrt{\varepsilon_j} x_{2l_1} \mathbf{c}_j) & \dots & \text{FFT}^{-1}(\sqrt{\varepsilon_j} x_{2L_1} \mathbf{c}_j) \\ \text{FFT}^{-1}(\sqrt{\varepsilon_j} x_{31} \mathbf{c}_j) & \dots & \text{FFT}^{-1}(\sqrt{\varepsilon_j} x_{3l_1} \mathbf{c}_j) & \dots & \text{FFT}^{-1}(\sqrt{\varepsilon_j} x_{3L_1} \mathbf{c}_j) \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \text{FFT}^{-1}(\sqrt{\varepsilon_j} x_{i1} \mathbf{c}_j) & \dots & \text{FFT}^{-1}(\sqrt{\varepsilon_j} x_{il_1} \mathbf{c}_j) & \dots & \text{FFT}^{-1}(\sqrt{\varepsilon_j} x_{iL_1} \mathbf{c}_j) \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \text{FFT}^{-1}(\sqrt{\varepsilon_j} x_{M1} \mathbf{c}_j) & \dots & \text{FFT}^{-1}(\sqrt{\varepsilon_j} x_{Ml_1} \mathbf{c}_j) & \dots & \text{FFT}^{-1}(\sqrt{\varepsilon_j} x_{ML_1} \mathbf{c}_j) \end{bmatrix}_{(M \times L_c) \times (L_1 \times L_c)}$$

La matrice \mathbf{S}_j est transmise pendant la durée $(L_1 \times L_c)T_c$ et $\mathbf{S}_j(n)$ est transmise pendant le temps $L_1 T_c$. Nous avons supposé que la même est énergie rayonnée sur toutes les antennes d'émission.

5.5.2.4 Calcul du signal reçu de tous les utilisateurs :

$$\mathbf{R} = \sum_{j=1}^{N_U} \mathbf{R}_j = \left[\sum_{j=1}^{N_U} (\mathbf{A}^j(\theta) \odot \mathbf{H}) \text{FFT}^{-1}(\sqrt{\varepsilon_j} \mathbf{X} \mathbf{c}_j) + \mathbf{B} + \mathbf{I} \right]_{(N \times L_c) \times (L_1 \times L_c)} \quad (5.40)$$

Avec :

\odot est le produit terme à terme ou appelé produit d'Hadamard entre \mathbf{A}^j et \mathbf{H} .

$\mathbf{R} = [\mathbf{r}_1 \dots \mathbf{r}_k \dots \mathbf{r}_N]_{(N \times L_c) \times (L_1 \times L_c)}^T$, matrice du signal d'entrée de l'utilisateur j .

$\mathbf{A}^j(\theta) = [\mathbf{a}(\theta_{1j}) \dots \mathbf{a}(\theta_{ij}) \dots \mathbf{a}(\theta_{Mj})]_{N \times M}$, est la matrice contenant tous les vecteurs $\mathbf{a}(\theta_{ij})$ de déphasage.

$\mathbf{a}(\theta_{ij}) = \left[1 e^{-\frac{j2\pi d \sin \theta_{ij}}{\lambda}} \dots e^{-\frac{j2\pi (k-1) d \sin \theta_{ij}}{\lambda}} \dots e^{-\frac{j2\pi (N-1) d \sin \theta_{ij}}{\lambda}} \right]_{N \times 1}^T$, est le vecteur contenant les

déphasages des signaux à la traversée du réseau d'antenne de réception.

$[\mathbf{A}^j(\theta) \odot \mathbf{H}]_{(N \times L_c) \times (M \times L_c)}$, matrice du canal MIMO contenant tous les déphasages de l'utilisateur j .

$\mathbf{B} = [\mathbf{B}_1 \dots \mathbf{B}_k \dots \mathbf{B}_N]_{(N \times L_c) \times (L_1 \times L_c)}^T$, est la matrice contenant les bruits blancs additifs gaussiens à la réception sur tous les symboles codés pour tout le canal.

$\mathbf{I} = [\mathbf{I}_1 \dots \mathbf{I}_k \dots \mathbf{I}_N]_{(N \times L_c) \times (L_1 \times L_c)}^T$, est la matrice des interférences sur tout le réseau d'antennes de réception.

On note que \mathbf{R} , \mathbf{I} et \mathbf{B} sont statistiquement indépendants.

5.5.2.5 Calcul du signal à la sortie de tous les formateurs de faisceaux

5.5.2.5.1 Pour un seul utilisateur :

De l'équation 5.15 le signal à l'entrée du $j^{\text{ème}}$ bloc FFT de l'utilisateur j est:

$$\hat{s}_{ijl_1}(n) = y_f^j(n) = \sum_{k=1}^N w_{jfk}^* r_{jf}(n-k) = \mathbf{w}_{jf}^H \mathbf{r}_{jf}(n) = \mathbf{r}_{jf}^H \mathbf{w}_{jf}(n) \quad (5.41)$$

$\mathbf{r}_{jf}(n)$ est la sortie du réseau d'antennes appliquée au $j^{\text{ème}}$ formateur de faisceau à l'instant n et pour l'utilisateur j telle que :

$$\mathbf{r}_{jf}(n) = [r_{jf1}(n) \cdots r_{jfk}(n) \cdots r_{jfN}(n)]_{N \times 1}^T$$

$\mathbf{w}_{jf}(n)$ est le vecteur de pondération du $j^{\text{ème}}$ formateur de faisceau et pour l'utilisateur j telle que :

$$\mathbf{w}_{jf} = \mathbf{w}_{SF_f} = [w_{jf1} \cdots w_{jfk} \cdots w_{jfN}]_{N \times 1}^T$$

A la sortie $s_f^j(p)$ du bloc FFT (voir figure 5.15) on a:

$$s_f^j(p) = FFT(y_f^j(n)) = FFT\{\mathbf{w}_{jf}^H \mathbf{r}_{jf}(n)\} = \hat{s}_{ijl_1}(p)$$

L'équation (5.41) est utilisée pour l'estimation d'un seul symbole $\hat{s}_{ijl_1}(n)$, $n = 0, \dots, L_c - 1$ de la séquence émise $\hat{\mathbf{S}}_{ij}(n)$ donc pour l'estimation de tous les symboles de cette séquence nous aurons :

$$\hat{\mathbf{S}}_{ij}(n) = [\hat{s}_{ij1}(n), \cdots, \hat{s}_{ijl_1}(n), \cdots, \hat{s}_{ijL_1}(n)]_{1 \times L_1} = \mathbf{y}_f^j(n), \quad n = 0, \dots, L_c - 1$$

A l'entrée du Demapping MIMO nous aurons M séquences de données $\hat{\mathbf{S}}_{ij}(p) = FFT(\hat{\mathbf{S}}_{ij}(n))$ de longueur L_1 de l'utilisateur j .

$$\hat{\mathbf{S}}_j(p) = \begin{bmatrix} \mathbf{s}_1(p) \\ \vdots \\ \mathbf{s}_f(p) \\ \vdots \\ \mathbf{s}_M(p) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \hat{\mathbf{S}}_{1j}(p) \\ \vdots \\ \hat{\mathbf{S}}_{ij}(p) \\ \vdots \\ \hat{\mathbf{S}}_{Mj}(p) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{w}_{jSF_1}^H FFT\{\mathbf{R}_1(n)\} \\ \vdots \\ \mathbf{w}_{jSF_f}^H FFT\{\mathbf{R}_f(n)\} \\ \vdots \\ \mathbf{w}_{jSF_M}^H FFT\{\mathbf{R}_M(n)\} \end{bmatrix} \quad (5.42)$$

Or $\mathbf{R}_1(n) = \cdots \mathbf{R}_f(n) = \cdots \mathbf{R}_M(n) = \mathbf{R}_j(n)$ car c'est la même sortie sur les N éléments du réseau d'antennes (voir Figure 5.3, le vecteur d'entrée \mathbf{x} est remplacé par la matrice d'entrée \mathbf{R}_j).

Donc (5.42) devient (voir eq (5.3)).

$$\hat{\mathbf{S}}_j(p) = \begin{bmatrix} \mathbf{w}_{jSF_1}^H \\ \vdots \\ \mathbf{w}_{jSF_f}^H \\ \vdots \\ \mathbf{w}_{jSF_M}^H \end{bmatrix} FFT\{\mathbf{R}_j(n)\} = \left[\mathbf{W}_{MFSU_j}^H FFT(\mathbf{R}_j(n)) \right]_{(M \times 1) \times (1 \times L_1)}, \quad p = 0, \dots, L_c - 1; n = 0, \dots, L_c - 1$$

$$\mathbf{W}_{MFSUj} = \left[\mathbf{w}_{jSF_1} \mathbf{w}_{jSF_2} \cdots \mathbf{w}_{jSF_f} \cdots \mathbf{w}_{jSF_M} \right]_{N \times M}$$

$\hat{\mathbf{S}}_j(p)$ est la matrice estimée de la séquence transmise \mathbf{S}_j pour le $p^{\text{ième}}$ sous canal de l'utilisateur j et à l'instant n , donc pour tout le canal nous obtenons la matrice :

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{S}}_j &= [\mathbf{W}_{MFSUj}^H FFT\{\mathbf{R}_j\}]_{M \times (L_1 \times L_c)} \\ &= [\mathbf{W}_{MFSUj}^H FFT\{(\mathbf{A}^j(\theta) \odot \mathbf{H}) FFT^{-1}(\sqrt{\varepsilon_j} \mathbf{X} \mathbf{c}_j) + \mathbf{B} + \mathbf{I}\}]_{M \times (L_1 \times L_c)} \quad (5.43) \\ &= [\hat{\mathbf{s}}_{1j}, \cdots, \hat{\mathbf{s}}_{ij}, \cdots, \hat{\mathbf{s}}_{Mj}]_{M \times (L_1 \times L_c)}^T \\ &\quad 0 \leq t \leq (L_c - 1)T_c \end{aligned}$$

\mathbf{W}_{MFSUj} est la matrice de pondération Multifaisceaux et Simple Utilisateur (single user) de l'utilisateur j .

\mathbf{w}_{SF_f} Vecteur de pondération Simple Faisceau (faisceau numéro f , dirigé vers l'antenne i).

5.5.2.5.2 La matrice estimée de tous les utilisateurs :

L'équation (5.43) devient :

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{S}} &= \sum_{j=1}^{N_U} \{\mathbf{W}_{MFSUj}^H FFT(\mathbf{R}_j)\} = [\mathbf{W}_{MFMU}^H FFT(\mathbf{R})]_{M \times (L_1 \times L_c)} \quad (5.44) \\ &= \mathbf{W}_{MFSU_1}^H FFT(\mathbf{R}_1) + \cdots + \mathbf{W}_{MFSU_j}^H FFT(\mathbf{R}_j) + \cdots + \mathbf{W}_{MFSU_{N_U}}^H FFT(\mathbf{R}_{N_U}) \\ &\quad 0 \leq t \leq (L_c - 1)T_c \end{aligned}$$

$\hat{\mathbf{S}}$ est la matrice estimée de la matrice envoyée \mathbf{S} sur tout le canal et pour tous les utilisateurs.

\mathbf{W}_{MFMU} est la matrice de pondération Multifaisceaux et Multiutilisateurs dont les éléments sont les matrices de pondérations Multifaisceaux \mathbf{W}_{MFSUj} de chaque utilisateur j définie par.

$$\mathbf{W}_{MFMU}^H = \left[\mathbf{W}_{MFSU_1}^H \cdots \mathbf{W}_{MFSU_j}^H \cdots \mathbf{W}_{MFSU_{N_U}}^H \right]_{M \times (N \times N_U)}$$

ou

$$\mathbf{W}_{MFMU} = \left[\mathbf{W}_{MFSU_1} \cdots \mathbf{W}_{MFSU_j} \cdots \mathbf{W}_{MFSU_{N_U}} \right]_{(N \times N_U) \times M}$$

$$FFT(\mathbf{R}) = [FFT(\mathbf{R}_1) \cdots FFT(\mathbf{R}_j) \cdots FFT(\mathbf{R}_{N_U})]_{(N \times N_U) \times (L_1 \times L_c)}^T$$

\mathbf{R} est la matrice multiutilisateurs définie par (5.40).

5.5.2.6 Des-étalement des données :

Considérons la matrice multiutilisateurs \mathbf{R} . Cette matrice peut être écrite sous forme de L_1 colonnes :

$$\mathbf{R} = [\mathbf{V}_1 \mathbf{V}_2 \cdots \mathbf{V}_{l_1} \cdots \mathbf{V}_{L_1}]_{(N \times L_c) \times (L_1 \times L_c)}$$

Considérons une colonne de \mathbf{R} , \mathbf{V}_{l_1} , $l_1 = 0, \dots, L_1 - 1$, Chaque colonne \mathbf{V}_{l_1} peut être écrite sous forme de matrice de séries temporelles :

$$\mathbf{V}_{l_1} = [\mathbf{v}_{l_1}(0)\mathbf{v}_{l_1}(1) \cdots \mathbf{v}_{l_1}(L_c - 1)]_{(N \times L_c) \times (1 \times L_c)}$$

La transformée de Fourier de \mathbf{V}_{l_1} est :

$$\mathbb{X}_{l_1(N \times L_c)} = \mathbf{V}_{l_1} \mathbf{F}_{L_c \times L_c} \quad (5.45)$$

$\mathbf{F}_{N_c \times N_c}$, est la matrice de Fourier définie plus haut, N_c est choisi égal à L_c .

La matrice \mathbb{X}_{l_1} est utilisée pour le des-étalement. L'opération de des-étalement est une multiplication synchronisée entre la séquence du code de l'utilisateur considéré j et la ligne de \mathbb{X}_{l_1} , donc :

$$\hat{\mathbb{X}}_{jl_1} = \text{row}(\mathbb{X}_{l_1}) \odot \mathbf{c}_j^T \quad (5.46)$$

$\text{row}(\mathbb{X}_{l_1}) \odot \mathbf{c}_j^T$, signifie la multiplication élément par élément entre la ligne de \mathbb{X}_{l_1} et le code de l'utilisateur j considéré $\mathbf{c}_j = [c_{0j} \cdots c_{sj} \cdots c_{(L_c-1)j}]_{L_c \times 1}^T$.

Nous rappelons que le nombre de sous porteuses N_c et égal au nombre de chips L_c .

5.5.3 Exemple d'un schéma FFM-MIMO-MC-CDMA Multiutilisateurs

Le récepteur est une station de base à N antennes, les émetteurs sont des stations mobiles à M antennes chacune (Figure 5.18).

Le nombre d'utilisateurs est déterminé par le nombre de codes du système CDMA, dans notre cas c'est N_U . Les SM (station mobiles) émettent par ses M antennes les données qui sont multiplexés spatialement et le récepteur oriente ses faisceaux vers l'émetteur j ayant le code j . Chaque émetteur possède ses propre signaux pilotes (le nombre de signaux pilotes est égal au nombre d'antennes M), ces derniers peuvent être des séquences PN ou des porteuses de références qui sont insérées dans le modulateur de l'étage radio fréquence et qui seront restituées au récepteur par filtrage et puis seront converties en signaux électriques $\{z_j\}$.

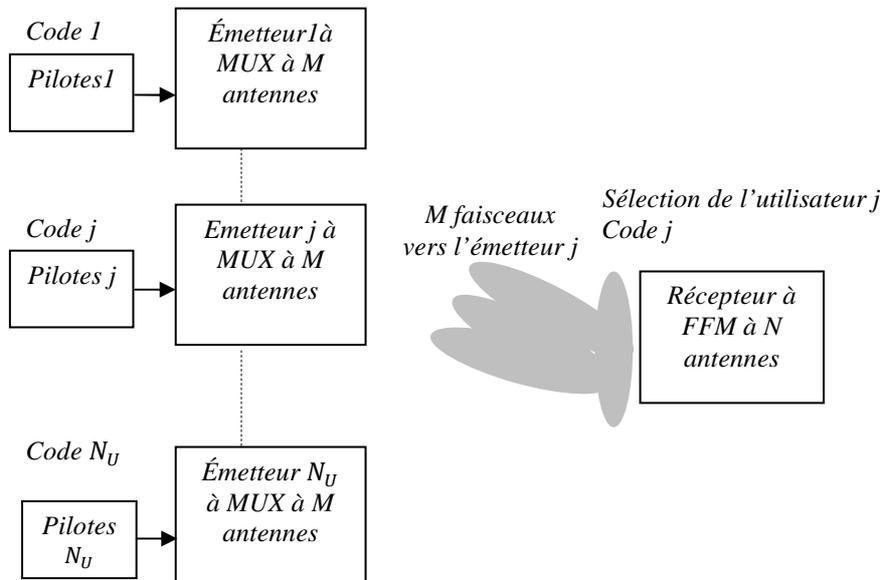


Figure 5.17 : Récepteur multiutilisateurs à formation de faisceaux multiple et émetteurs à multiplexage spatial

5.6 Simulations des différents systèmes

Pour les simulations nous considérons les mêmes paramètres d'entrées pour tous les systèmes étudiés afin de pouvoir faire une comparaison en termes de performance à savoir :

Le nombre d'antennes à l'émission et à la réception est le même pour les trois systèmes.

Le nombre de sous porteuses est le même pour le cas de l'OFDM et le MC-CDMA.

La matrice d'étalement est une matrice d'Hadamard et est la même pour le CDMA et le MC-CDMA

Le nombre de bits à l'entrée est le même pour tous les systèmes.

Les matrices de codage sont les mêmes, pour le STBC elles sont représentées par \mathbf{S}_1 et \mathbf{S}_2 et pour le V-BLAST elles sont représentées par \mathbf{S}_3 et \mathbf{S}_4 .

Pour notre simulation nous considérons différentes combinaisons de M et N mais pour ne pas trop charger les figures nous présentons uniquement les cas ou $(M=3, N=4)$ et $(M=4, N=4)$.

$$\mathbf{S}_1 = \begin{bmatrix} s_1 & -s_2 & -s_3 & -s_4 & s_1^* & -s_2^* & -s_3^* & -s_4^* \\ s_2 & s_1 & s_4 & -s_3 & s_2^* & s_1^* & s_4^* & -s_3^* \\ s_3 & -s_4 & s_1 & s_2 & s_3^* & -s_4^* & s_1^* & s_2^* \end{bmatrix}_{3 \times 8}$$

$$\mathbf{S}_2 = \begin{bmatrix} s_1 & -s_2 & -s_3 & -s_4 & s_1^* & -s_2^* & -s_3^* & -s_4^* \\ s_2 & s_1 & s_4 & -s_3 & s_2^* & s_1^* & s_4^* & -s_3^* \\ s_3 & -s_4 & s_1 & s_2 & s_3^* & -s_4^* & s_1^* & s_2^* \\ s_4 & s_3 & -s_2 & s_1 & s_4^* & s_3^* & -s_2^* & s_1^* \end{bmatrix}_{4 \times 8}$$

$$\mathbf{S}_3 = \begin{bmatrix} s_1 & s_4 & s_7 & s_{10} & s_{13} & s_{16} & s_{19} & s_{22} \\ s_2 & s_5 & s_8 & s_{11} & s_{14} & s_{17} & s_{20} & s_{23} \\ s_3 & s_6 & s_9 & s_{12} & s_{15} & s_{18} & s_{21} & s_{24} \end{bmatrix}_{3 \times 8}$$

$$\mathbf{S}_4 = \begin{bmatrix} s_1 & s_5 & s_9 & s_{13} & s_{17} & s_{21} & s_{25} & s_{29} \\ s_2 & s_6 & s_{10} & s_{14} & s_{18} & s_{22} & s_{26} & s_{30} \\ s_3 & s_7 & s_{11} & s_{15} & s_{19} & s_{23} & s_{27} & s_{31} \\ s_4 & s_8 & s_{12} & s_{16} & s_{20} & s_{24} & s_{28} & s_{32} \end{bmatrix}_{4 \times 8}$$

Nous utilisons une modulation BPSK pour le codage STBC et 16 QAM pour le VBLAST.

5.6.1 FFM-MIMO-OFDM

Nous considérons la Figure 5.11 et soient deux réseaux d'antennes uniforme et linéaire avec un espace inter éléments de $\lambda/2$, avec M éléments en émission et N éléments en réception.

Nous considérons quatre utilisateurs subissant quatre trajets chacun et arrivent avec presque le même angle d'incidence θ .

Le rapport signal à bruit des interférences Co-canal est faible devant celui du signal d'intérêt et est uniformément distribué dans l'intervalle $[0,15]$ dB et leurs directions sont uniformément distribuées dans l'intervalle $[-70,70]$.

Pour générer la séquence pilote $z_f, f = 1, \dots, M$ de chaque Formateur de Faisceau on insère 1 symbole OFDM dans chaque trame de l'IFFT.

Nous considérons la Figure 5.16, nous savons que le signal MC-CDMA est un signal OFDM dont l'IFFT est appliquée au chip, dans le cas de l'OFDM l'IFFT est appliquée directement sur le symbole x_{il_1} . L'intervalle de garde est choisi égal au quart de la durée symbole OFDM. Le nombre de symboles OFDM dans la trame est choisi en fonction de la longueur de la séquence de la matrice de codage \mathbf{S} et est égal à $N_s \geq L_1 + 1$, avec L_1 la longueur de la séquence de la matrice \mathbf{S} , 1 représente le symbole OFDM de la séquence de référence.

5.6.1.1 STBC-FFM-MIMO-OFDM

Soit le schéma de la Figure 5.11 dont le bloc Mapping MIMO contient un codage STBC de matrices \mathbf{S}_1 pour $M=3$ et \mathbf{S}_2 pour $M=4$ qui sont équivalentes à \mathbf{X} dans l'équation 5.13.

Chaque ligne $i = 1, \dots, M$ de ces matrices est envoyée par l'antenne respective $i = 1, \dots, M$ et chaque colonne de ces matrices est envoyée pendant le temps symbole OFDM T_s' .

Pour ces simulations nous considérons un signal OFDM et nous supposons que les différentes sous-porteuses sont multipliées par des évanouissements de Rayleigh indépendants non sélectifs pour chaque sous-porteuse et parfaitement estimés. Les signaux émis sont reçus avec la même puissance moyenne.

Le nombre de sous porteuses N_c est choisi égal à 64.

La largeur de bande de notre canal OFDM(IFFT) utilisée est de 1,25 MHz, pour $M = 4$ antennes d'émission cette largeur est divisée en 256 sous canaux (sous porteuses). Les quatre canaux de 64 sous porteuses chacun sont utilisés pour les quatre IFFT, pour $M=3$ antennes d'émission la largeur du canal est divisée en 192 sous canaux, les trois canaux de 64 sous porteuses chacun sont utilisés pour les trois IFFT. La durée d'un symbole OFDM est de $225\mu s$. Les $20.8\mu s$ sont utilisées pour l'intervalle de garde c'est-à-dire pour la suppression de l'interférence inter symboles OFDM et les $204.2\mu s$ sont utilisés pour les données à transmettre.

Le nombre de multi-trajets $L=4$, les résultats sont comparés en termes de performance en taux d'erreurs binaire (TEB) ou BER (Bit Error Rate) en fonction du rapport signal sur bruits (RSB) ou SNR (Signal to Noise Ratio).

A la réception l'algorithme d'optimisation MMSE à FFM et à séquences de références est utilisé, les poids w sont calculés à chaque itération en fonction des séquences de références insérées dans la trame des données.

Nous voyons sur la Figure 5.18 l'apport largement apporté par la formation de faisceaux multiple comparé à celui sans formation de faisceaux multiple, plus nous augmentons le nombre d'antennes à l'émission et plus le taux d'erreur binaire diminue, le TEB qui était à près de 10^{-3} pour le cas sans codage STBC est descendu jusqu'à 10^{-5} avec codage STBC et FFM avec un RSB égal à 14 dB. Nous observons donc une nette amélioration apportée par la formation de faisceaux multiple.

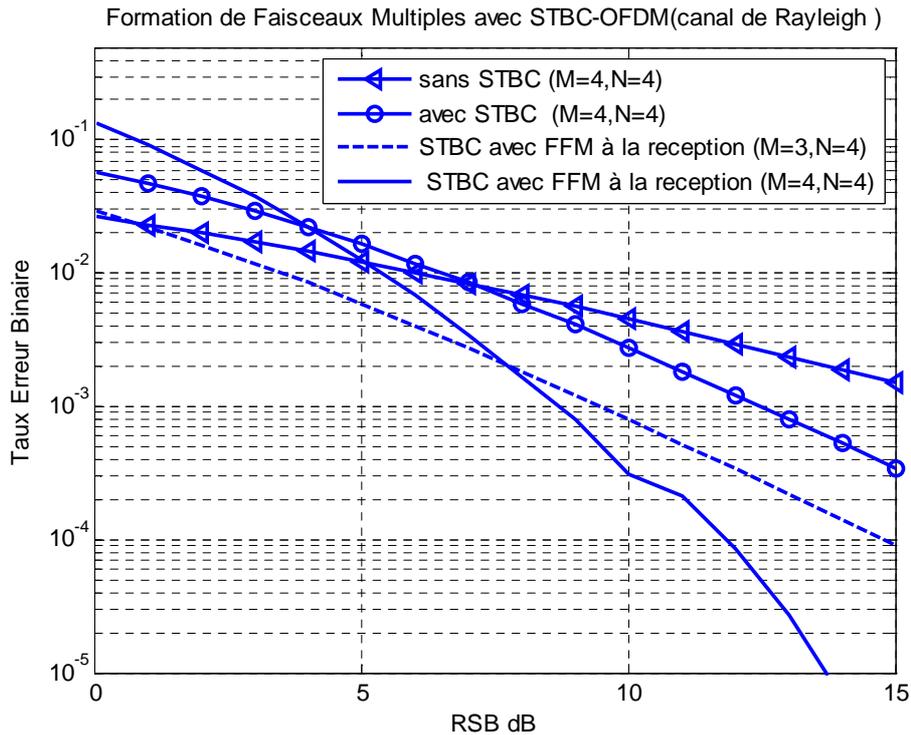


Figure 5.18 : Performance du STBC-FFM-MIMO-OFDM

5.6.1.2 VBLAST-FFM-MIMO-OFDM

Soit le schéma de la Figure 5.11 dont le bloc Mapping MIMO contient un codage VBLAST et soient les matrices \mathbf{S}_3 pour $M=3$ et \mathbf{S}_4 pour $M=4$.

Le flux de données est divisé en $M=3$ séquences de longueur $L_1 = 8$ pour \mathbf{S}_3 et divisé en $M=4$ pour \mathbf{S}_4 et sont transmises par les M antennes d'émission.

Chaque colonne de la matrice résultante est transmise pendant le temps symbole T'_s .

Pour ces simulations nous considérons un signal OFDM et nous supposons que les différentes sous-porteuses sont multipliées par des évanouissements de Rayleigh indépendants non sélectifs pour chaque sous-porteuse et parfaitement estimés. Les signaux émis sont reçus avec la même puissance moyenne.

Le nombre de sous porteuses N_c est choisi égal à 64.

La largeur de bande de notre canal OFDM(IFFT) utilisée est de 1.25 MHz, pour $M=4$ antennes d'émission cette largeur est divisée en 256 sous canaux (sous porteuses). Les quatre canaux de 64 sous porteuses chacun sont utilisés pour les quatre IFFT, pour $M=3$ antennes d'émission la largeur du canal est divisée en 192 sous canaux, les trois canaux de 64 sous porteuses chacun sont utilisés pour les trois IFFT. La durée d'un symbole OFDM est de $225\mu s$. Les $20.8\mu s$ sont utilisées pour l'intervalle de garde c'est-à-dire pour la suppression de l'interférence intersymboles OFDM et les $204.2\mu s$ sont utilisés pour les données à transmettre.

Le nombre de multi-trajets $L=4$, les résultats sont comparés en termes de performance en taux d'erreurs binaire TEB en fonction du rapport signal sur bruits RSB.

A la réception l’algorithme d’optimisation MMSE à FFM et à séquences de références est utilisé, les poids w sont calculés à chaque itération en fonction des séquences de références insérées dans la trame des données.

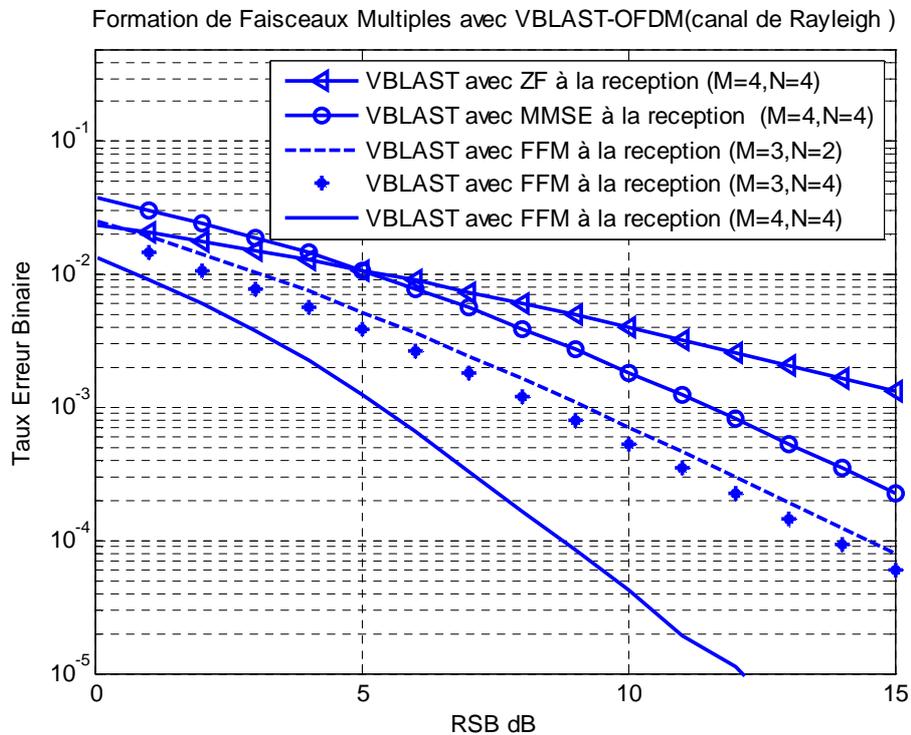


Figure 5.19 : Performance du V-BLAST-FFM-MIMO-OFDM

Comme précédemment nous voyons sur la Figure 5.19 la diminution du taux d’erreur binaire avec l’utilisation de la formation de faisceaux multiple par rapport aux algorithmes ZF et MMSE sans formation de faisceaux multiples avec le même nombre d’antennes et de plus l’augmentation du nombre d’antenne à l’émission apporte une amélioration significative. Le TEB est à 10^{-5} pour un RSB 12.5 dB seulement.

5.6.2 FFM-MIMO-CDMA

Nous considérons la Figure 5.14 et soient deux réseaux d’antennes uniformes et linéaires avec un espace inter éléments de $\lambda/2$, avec M éléments en émission et N éléments en réception.

Nous considérons quatre utilisateurs subissant quatre trajets chacun et arrivent avec presque le même angle d’incidence θ .

Le rapport signal à bruit des interférences Co-canal est faible devant celui du signal d’intérêt et est uniformément distribué dans l’intervalle $[0,15]$ dB et leurs directions sont uniformément distribuées dans l’intervalle $[-70,70]$.

Nous considérons une matrice d’Hadamard et une modulation BPSK pour le codage STBC et 16 QAM pour le VBLAST.

5.6.2.1 STBC-FFM-MIMO-CDMA

Soit le schéma de la Figure 5.14 dont le bloc Mapping MIMO contient un codage STBC et soient les matrices \mathbf{S}_1 pour $M=3$ et \mathbf{S}_2 pour $M=4$.

Le flux de données est divisé en 3 séquences de longueur $L_1 = 8$ pour \mathbf{S}_1 et en 4 séquences pour \mathbf{S}_2 et sont transmises par les antennes d'émission. Chaque colonne de la matrice résultante est transmise pendant le temps symbole $T_s = T_c$ (temps chip).

Pour ces simulations nous avons considéré un signal CDMA et nous avons supposé que les différents symboles émis sont multipliés par des évanouissements de Rayleigh indépendants et quasi –statique entre deux durées symboles et parfaitement estimés. Les signaux de tous les utilisateurs sont reçus avec la même puissance moyenne.

la longueur des codes d'étalement $L_c=64$.

La largeur de bande de notre canal CDMA utilisée est la même que pour le cas de l'OFDM 1.25 MHz.

Pour toutes ces simulations nous considérons les séquences d'étalements de Walsh-Hadamard, le nombre de multi-trajets $L=4$, les résultats sont comparés en termes de performance en taux d'erreurs binaire TEB en fonction du rapport signal sur bruits.

A la réception l'algorithme d'optimisation MMSE à FFM et à séquences de références est utilisé, les poids w sont calculés à chaque itération en fonction des séquences de références insérées dans la trame des données.

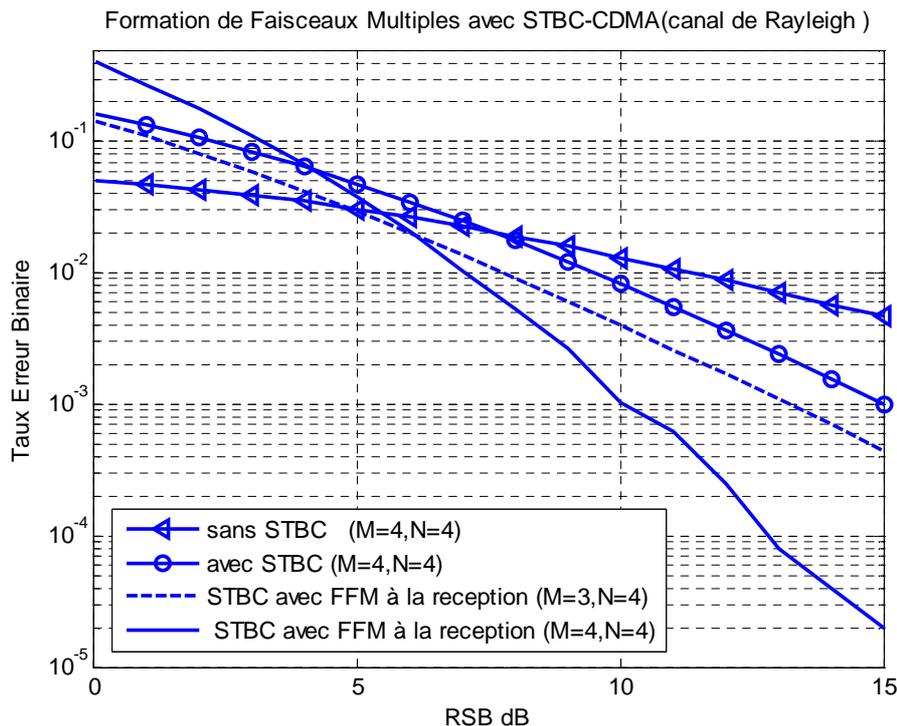


Figure 5.20 : Performance du STBC-FFM-MIMO-CDMA

Nous voyons clairement sur la Figure 5.20 l'avantage qu'apporte la formation de faisceaux multiples sur le système général par rapport au STBC sans la FFM. En effet malgré l'effet du canal multi-trajets nous constatons une large contribution de la formation de faisceaux multiple sur la réponse globale du système en terme de BER et du RSB, donc un BER qui était aux environs de 10^{-2} est descendu aux environs de 10^{-5} seulement.

5.6.2.2 VBLAST-FFM-MIMO-CDMA

Soit le schéma de la Figure 5.14 dont le bloc Mapping MIMO contient un codage VBLAST et soient les matrices \mathbf{S}_3 pour $M=3$ et \mathbf{S}_4 pour $M=4$.

Le flux de données est divisé en 3 séquences de longueur $L_1 = 8$ pour \mathbf{S}_3 et en 4 séquences pour \mathbf{S}_4 et sont transmises par les antennes d'émission. Chaque colonne de la matrice résultante est transmise pendant le temps chip T_c .

Pour ces simulations nous considérons un signal CDMA et nous supposons que les différents symboles (chips) émis sont multipliés par des évanouissements de Rayleigh indépendants et quasi -statique entre deux durées symboles et parfaitement estimés. Les signaux de tous les utilisateurs sont reçus avec la même puissance moyenne.

La longueur des codes d'étalement $L_c=64$.

La largeur de bande de notre canal CDMA utilisée est la même que pour le cas de l'OFDM 1.25 MHz.

Le nombre de multi-trajets $L=4$, les résultats sont comparés en termes de performance en taux d'erreurs binaire TEB en fonction du rapport signal sur bruits RSB.

A la réception l'algorithme d'optimisation MMSE à FFM et à séquences de références est utilisé, les poids w sont calculés à chaque itération en fonction des séquences de références insérées dans la trame des données.

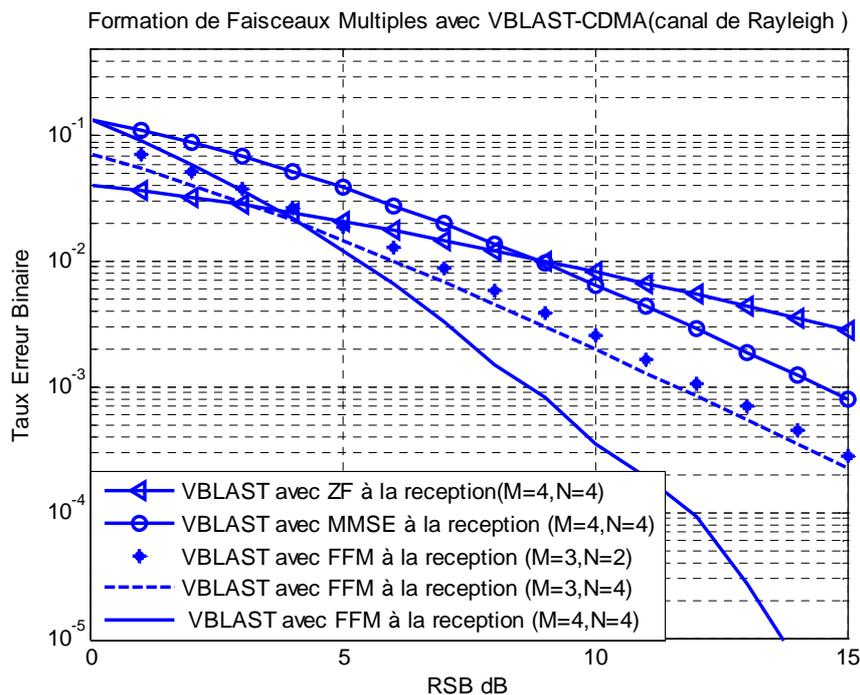


Figure 5.21 : Performance du V-BLAST-FFM-MIMO-CDMA

La simulation de la Figure 5.21 nous montre l'avantage largement apporté par la formation de faisceaux multiples par rapport à un détecteur ZF ou MMSE. Le taux d'erreur binaire est à seulement 10^{-5} pour un RSB de 14dB. De plus, plus le nombre d'antennes augmente, meilleur est le résultat.

5.6.3 FFM-MIMO-MC-CDMA

Nous considérons la Figure 5.15 et soient deux réseaux d'antennes uniformes et linéaires avec un espace inter éléments de $\lambda/2$, avec M éléments en émission et N éléments en réception.

Nous considérons quatre utilisateurs subissant quatre trajets chacun et arrivent avec presque le même angle d'incidence θ .

Le rapport signal à bruit des interférences Co-canal est faible devant celui du signal d'intérêt et est uniformément distribué dans l'intervalle $[0,15]$ db et leurs directions sont uniformément distribuées dans l'intervalle $[-70,70]$.

Pour générer les codes d'étalements la matrice d'Hadamard est utilisée, le nombre de chips L_c est égal à celui du nombre de sous porteuse N_c .

Pour générer la séquence pilote z_f , $f = 1, \dots, M$ de chaque Formateur de Faisceau nous insérons 1 symbole OFDM dans chaque trame de l'IFFT comme illustré dans la Figure 5.17. L'intervalle de garde est choisi égal au quart de la durée symbole OFDM.

Le nombre de symboles OFDM dans la trame est choisie en fonction de la longueur de la séquence de la matrice \mathbf{S} et est égal à $N_s \geq L_1 + 1$, avec L_1 la longueur de la séquence de la matrice \mathbf{S} , 1 représente le symbole OFDM de la séquence de référence.

5.6.3.1 STBC-FFM-MIMO-MC-CDMA

Soit le schéma de la Figure 5.15 dont le bloc Mapping MIMO contient un codage STBC et soient les matrices \mathbf{S}_1 pour $M=3$ et \mathbf{S}_2 pour $M=4$.

Le flux de données est divisé et codé suivant un codage STBC en 3 séquences de longueur $L_1 = 8$ pour \mathbf{S}_1 et en 4 séquences de longueur $L_1 = 8$ pour \mathbf{S}_2 et sont transmises par les antennes d'émission. Chaque colonne de la matrice résultante est transmise pendant le temps symbole OFDM T'_c .

Pour ces simulations nous considérons un signal MC-CDMA et nous supposons que les différentes sous-porteuses sont multipliées par des évanouissements de Rayleigh indépendants non sélectifs pour chaque sous-porteuse et parfaitement estimés. Les signaux de tous les utilisateurs sont reçus avec la même puissance moyenne.

la longueur des codes d'étalement $L_c = 64$.

La largeur de bande de notre canal MC-CDMA (IFFT) utilisée est de 1.25 MHz, pour $M=4$ antennes d'émission cette largeur est divisée en 256 sous canaux (sous porteuses). Les quatre canaux de 64 sous porteuses chacun sont utilisés pour les quatre IFFT, pour $M=3$ antennes d'émission la largeur du canal est divisée en 192 sous canaux, les trois canaux de 64 sous porteuses chacun sont utilisés pour les trois IFFT. La durée d'un symbole MC-CDMA est de $225\mu s$. Les $20.8\mu s$ sont utilisées pour l'intervalle de garde c'est-à-dire pour la suppression de l'interférence inter symboles MC-CDMA et les $204.2\mu s$ sont utilisées pour les données à transmettre.

Le nombre de multi-trajets $L=4$, les résultats sont comparés en termes de performance en taux d'erreurs binaire TEB en fonction du rapport signal sur bruits.

A la réception l'algorithme d'optimisation MMSE à FFM et à séquences de références est utilisé, les poids w sont calculés à chaque itération en fonction des séquences de références insérées dans la trame de données.

Nous voyons clairement sur la Figure 5.22 l'avantage qu'apporte la formation de faisceaux multiple sur le système général par rapport au STBC sans la FFM. Comparé aussi au cas de l'OFDM et le CDMA nous avons un meilleur TEB.

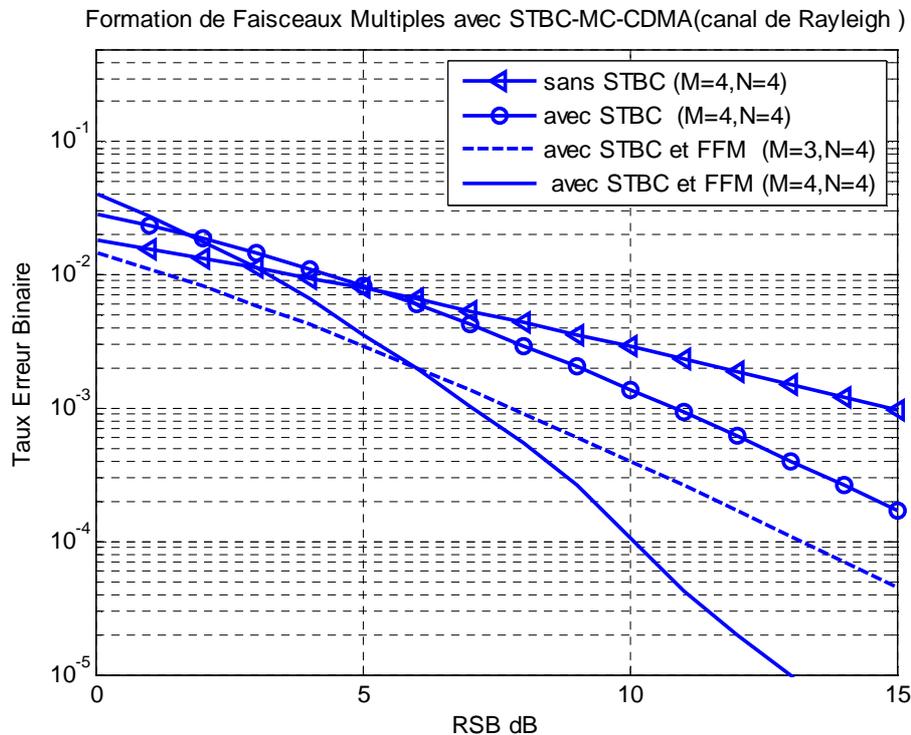


Figure 5.22 : Performance du STBC-MIMO-FFM-MC-CDMA

5.6.3.2 VBLAST.FFM-MIMO-MC-CDMA

Soit le schéma de la Figure 5.15 dont le bloc Mapping MIMO contient un codage VBLAST et soient la matrices \mathbf{S}_3 pour $M=3$ et \mathbf{S}_4 pour $M=4$ antennes d'émission.

Chaque colonne de la matrice résultante est transmise pendant le temps symbole $T'_c = T_c + T_{cp}$.

Pour ces simulations nous considérons un signal MC-CDMA et nous supposons que les différentes sous-porteuses sont multipliées par des évanouissements de Rayleigh indépendants non sélectifs pour chaque sous-porteuse et parfaitement estimés. Les signaux de tous les utilisateurs sont reçus avec la même puissance moyenne.

La longueur des codes d'étalement $L_c = 64$.

La largeur de bande de notre canal MC-CDMA(IFFT) utilisée est de 1.25 MHz, pour $M=4$ antennes d'émission cette largeur est divisée en 256 sous canaux (sous porteuses). Les quatre canaux de 64 sous porteuses chacun sont utilisés pour les quatre IFFT, pour $M=3$ antennes d'émission la largeur du canal est divisée en 192 sous canaux, les trois canaux de 64 sous porteuses chacun sont utilisés pour les trois IFFT. La durée d'un symbole OFDM est de $225\mu s$. Les $20.8\mu s$ sont utilisées pour l'intervalle de garde c'est-à-dire pour la suppression de l'interférence inter symboles OFDM et les $204.2\mu s$ sont utilisés pour les données à transmettre.

Le nombre de multi-trajets $L=4$, les résultats sont comparés en termes de performance en taux d'erreurs binaire TEB en fonction du rapport signal sur bruits RSB. A la réception l'algorithme d'optimisation MMSE à FFM et à séquences de références est utilisé, les poids w sont calculés à chaque itération en fonction des séquences de références insérées dans la trame de données.

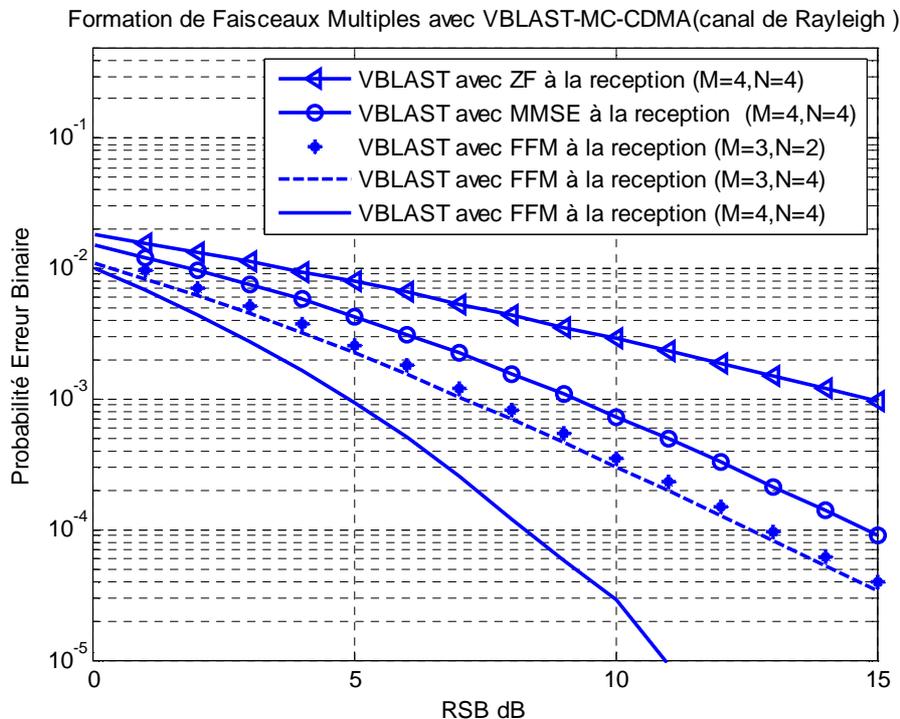


Figure 5.23 : Performance du V-BLAST-MIMO-FFM-MC-CDMA

La simulation de la Figure 5.23 nous montre l'avantage largement apporté par la formation de faisceaux multiple et VBLAST par rapport à un détecteur ZF ou MMSE, le taux d'erreur binaire est à seulement 10^{-5} pour un RSB de 11dB. De plus, plus le nombre d'antennes augmente meilleur est le résultat. Comparer aussi au cas de l'OFDM et le CDMA nous avons un meilleur TEB.

La référence [191] a fait une comparaison entre le STBC, le STTC, QPSK et la BPS (Figure 5.24) .L'auteur a démontré l'avantage significatif du **diagramme de rayonnement à balayage** (BPS pour Beam Pattern Scanning) par rapport aux autres détecteurs utilisés en terme de BER en fonction du SNR.

En effet pour un SNR près de 14 dB, il a un taux d'erreur binaire de 10^{-4} pour ses schémas d'émission réception illustré dans les Figures 1,2 et 3 de son article.

Dans notre études nous remarquons l'avantage apporté avec nos schémas d'émissions réceptions des Figures 5.11, 5.14, 5.15, les courbes de performances sont illustrées dans les Figures 5.19, 5.20, 5.22, 5.23, 5.24 dans le cas du STBC-FFM-MIMO-OFDM, VBLAST-FFM-MIMO-OFDM, VBLAST-FFM-MIMO-CDMA, STBC-MIMO-FFM-MC-CDMA et le V-BLAST-MIMO-FFM-MC-CDMA. Par contre dans la Figure 5.21, nous avons un léger désavantage pour le cas du STBC-MIMO-FFM-CDMA par rapport à celui de l'auteur [191], cela est dû principalement aux effets des multi-trajets causés par le canal de transmission.

La meilleure performance est obtenue dans le cas du V-BLAST-FFM-MC-CDMA car pour un SNR de 10.5 dB nous avons un taux d'erreur binaire de 10^{-5} seulement.

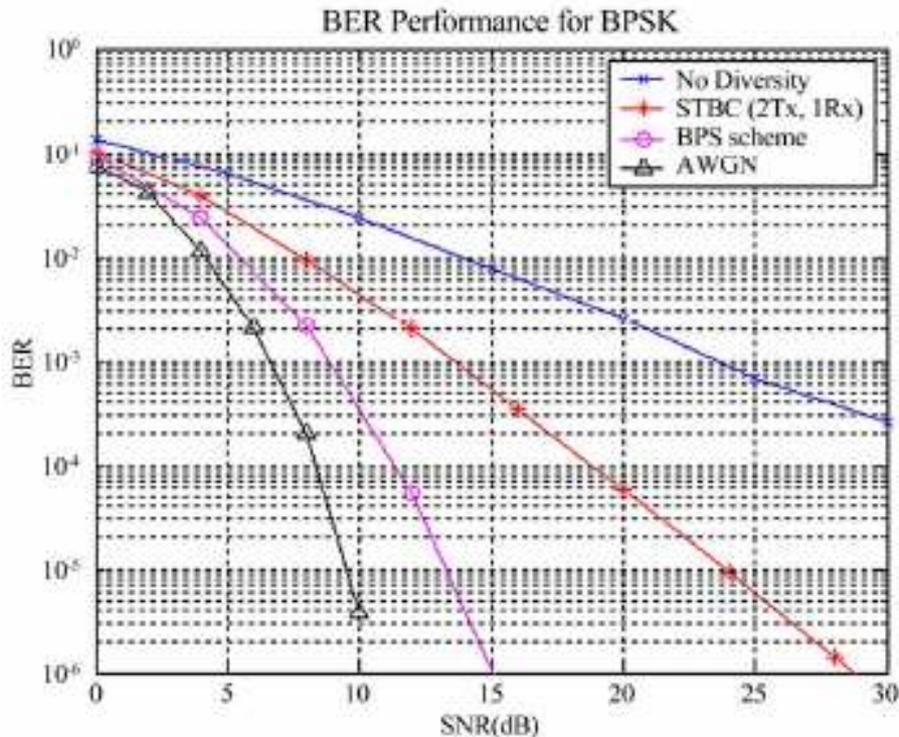


Figure 5.24 : Courbe de performance du BPS

5.7 Conclusion

L'objectif de cette partie de travail de thèse était de combiner les systèmes multi-accès avec des canaux MIMO composés par de réseaux d'antennes à l'émission et de réseaux d'antennes adaptatifs avec formation de faisceaux multiple (multi-beam) à la réception. Le critère d'optimisation choisi était l'algorithme à Erreur Quadratique Moyenne Minimale (ou MMSE) pour sa facilité de mise en œuvre utilisant une séquence de référence pour chaque antenne d'émission $i = 1, \dots, M$ dans la détection des symboles émis pour les différents systèmes MIMO-OFDM, MIMO-CDMA et MIMO-MC-CDMA.

Le codage STBC a apporté un gain significatif en termes de diversité et de plus la formation de faisceaux multiple a contribué fortement pour diminuer ou éliminer presque l'effet des multi-trajets. L'architecture verticale V-BLAST qui procède tout simplement à un démultiplexage de la chaîne d'informations en sous chaîne, chacune d'entre elles étant transmise par son antenne respective i après avoir été modulée, apporte une performance meilleure par rapport à celle du codage STBC étudié et par conséquent une plus grande capacité de transmission.

Nous espérons que la combinaison des réseaux d'antennes à formation de faisceaux multiple à la réception dans un canal MIMO à codage STBC ou à multiplexage spatial V-BLAST avec la technique multi-accès et multiporteuse MC-CDMA apporte une réelle contribution dans le domaine des télécommunications et surtout dans la téléphonie mobile.

Conclusions et perspectives

Les travaux présentés dans cette thèse nous ont permis d'étudier les nouvelles techniques de modulations à savoir l'OFDM, la CDMA et la MC-CDMA combinant l'accès multiple à répartition de code, utilisant l'étalement de spectre CDMA, et les modulations à porteuses multiples OFDM.

L'OFDM est retenu pour sa grande efficacité spectrale dans les canaux difficiles et le CDMA pour sa capacité d'accès multiple performante et flexible dans les réseaux cellulaires. Une synthèse bibliographique a permis d'exposer les principes de ces deux techniques et des systèmes qui leur sont associés. La technique MC-CDMA offre notamment un excellent rapport performance /complexité tout en atteignant de bonnes efficacités spectrales.

L'objectif principal de ce travail de recherche est la détection Multiutilisateurs d'un émetteur-récepteur utilisant un réseau d'antennes à formation de faisceaux multiple (multi-beam) à la réception ayant chacun son propre signal de référence et utilisant comme algorithme d'adaptation le critère de l'erreur quadratique moyenne minimale (EQMM) et un réseau d'antennes à l'émission combinant les différents systèmes multi-accès et/ou multi-porteuses.

Dans le chapitre 1 nous avons donné le principe général des communications numériques, nous avons aussi rappelé les équations utiles à la compréhension de notre système de transmission, nous avons décrit le canal SISO qui utilise une antenne à l'émission et une antenne à la réception ainsi que le canal MIMO qui utilise plusieurs antennes à l'émetteur et plusieurs antennes au récepteur, ce dernier est parfaitement décrit dans le cas de multiple trajets et de plus une normalisation en puissance est faite.

Dans le chapitre 2 nous avons entamé les technique multi-accès comme la TDMA et la FDMA en faisant quelque rappel essentiel à la compréhension du principe multiutilisateurs et les techniques de modulation avancées comme la CDMA et la MC-CDMA dont la séparation des utilisateurs est réalisée par des codes orthogonaux, sans oublié la pièce maitresse, la modulation OFDM qui est à la base des systèmes de communications 4 G et les suivantes grâce à son avantage apporté pour un canal multi-trajets. Après avoir rappelé les techniques de détection Mono-utilisateurs et Multiutilisateurs habituellement mises en œuvre dans les récepteurs, les résultats que nous avons trouvé tant sur le canal à bruit gaussien que sur le canal de Rayleigh ont montré que les détecteurs basés sur le critère de l'erreur quadratique offrent de meilleures performances.

Le chapitre 3 est consacré au système de transmission SIMO en général et ensuite à celui utilisant la formation de faisceau à la réception connue sous le nom de la technique d'accès multiple à répartition spatiale (SDMA). Nous avons rappelé les différents critères de formation de faisceau existant dans la littérature et nous avons opté pour le critère utilisant une séquence de référence qui est inséré dans la trame de données, l'algorithme d'adaptation qui nous a intéressé est celui de l'erreur quadratique moyenne minimale (EQMM) pour sa facilité de mise en œuvre. A la fin de ce chapitre nous avons réalisé la simulation sous environnement MATLAB de la combinaison SIMO-MC-CDMA à formation de faisceau utilisant une séquence de référence avec l'algorithme EQMM (ou MMSE).

Le chapitre 4 est le lien nécessaire entre les trois premiers chapitres et le dernier. En effet dans ce chapitre nous introduisons les techniques de codage espace temps (STC) et les techniques de multiplexage (SDM) avec un rappel sur l'entropie, l'information mutuelle et la capacité d'un canal MIMO. Nous avons réalisé des combinaisons de la technique de modulation avancé la MC-CDMA avec le codage STBC et le multiplexage V-BLAST et nous avons réalisé des simulations en terme du taux d'erreur binaire en fonction du rapport signal sur bruit (SNR).

Le chapitre 5 est la suite logique des 4 chapitres précédant. Nous avons combiné plusieurs systèmes SIMO en parallèle à formation de faisceau avec chacun son propre signal de référence d'où nous obtenons un système MIMO à formation de faisceaux multiple à la réception. L'avantage de cette combinaison est la diminution des effets négatifs des multi-trajets et des interférences d'accès multiples, de plus l'association de la modulation à accès multiple MC-CDMA nous a apporté un très grand avantage grâce à son aspect multiutilisateur et sa lutte contre la sélectivité du canal MIMO. Les techniques de codage espace temps et celles du multiplexage spatiale sont utilisées pour avoir un gain en diversité et un gain en capacité respectivement selon le choix voulu.

Les nouveaux schémas proposés permettent une meilleure qualité de réception grâce à la diminution significatif des multi-trajets voir leur éliminations en utilisant la formation de faisceaux multiple à la réception dans le cas d'un codage STBC et une plus grande capacité de transmission dans le cas du multiplexage spatial V-BLAST.

Les systèmes étudiés trouvent des applications dans le domaine des radiocommunications, notamment pour les systèmes de troisième et quatrième générations et au-delà (Beyond 4G). L'idée de base des systèmes MIMO est très simple puisqu'il s'agit d'associer la diversité spatiale à l'émission à la diversité spatiale à la réception. Il s'agit en quelque sorte d'une extension des "antennes intelligentes". Ce concept regroupe les techniques de traitement du signal qui exploitent la multiplicité d'antennes. Nous nous sommes plus particulièrement concentrés sur les systèmes MIMO, basés sur le codage espace temps de type STBC ainsi que sur le multiplexage spatial avec l'architecture vertical V-BLAST développée par les laboratoires Bell. L'architecture de ces systèmes a été détaillée, et pour valider le procédé, des simulations sont réalisées sur le modèle du canal radio-mobile de Rayleigh.

A l'issu des travaux menés dans le cadre de cette thèse, les différents axes d'étude abordés conduisent à des perspectives nombreuses et variées :

Nous pensons dans nos prochains travaux de prendre en compte les fonctions d'estimation du canal dans un contexte multiutilisateur. Des techniques d'estimation du canal offrant les meilleurs compromis performance/complexité devront être étudiées.

Etude des techniques de détection Multiutilisateurs pour un système FFM-MC-CDMA dans le contexte de communication mobile par satellite.

ANNEXES

Annexe A

Algorithme de FF numérique pour le récepteur MIMO par séquence de référence.

On considère le schéma suivant :

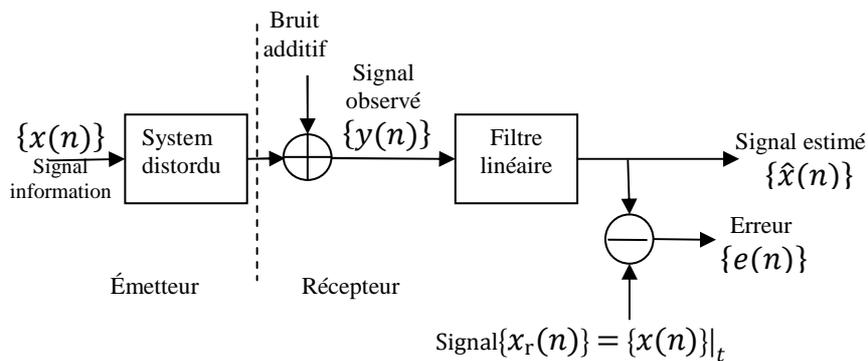


Figure A.1 : Principe d'adaptation par signal de référence

Le problème qui se pose est comment retrouver $x(n)$ à partir de $y(n)$. Une solution consiste à filtrer $y(n)$ de telle sorte que la sortie $\hat{x}(n)$ soit la plus proche possible de $x(n)$, notons que tous les signaux sont complexes. On peut mesurer la qualité de l'estimation par $e(n)$ défini par :

$$e(n) = x_r(n) - \hat{x}(n)$$

Avec $x_r(n) = x(n)|_t$, t est le temps nécessaire pour l'extraction du signal de référence (pilote) qui n'est rien d'autre que $x(n)$ pendant ce temps, donc :

$$e(n) = x(n) - \hat{x}(n) \tag{A.1}$$

Evidemment, plus $e(n)$ sera faible, plus l'estimation sera bonne. On cherche donc un filtre qui minimisera l'erreur. Il est pratique de chercher à minimiser $e^2(n)$ car c'est une fonction quadratique facilement dérivable. Par ailleurs, étant donné que les signaux intéressants sont aléatoires, la fonction coût qui sera à minimiser est l'erreur quadratique moyenne (MSE) définie par :

$$J(n) = E(e^2(n)) \tag{A.2}$$

Le filtre optimal de Wiener correspond au filtre qui minimisera la MSE.
 Soit \mathbf{w} , le filtre de Wiener de type FIR que nous recherchons et N la longueur de sa réponse impulsionnelle donnée avec une notation matricielle par : $\mathbf{w} = [w_0 w_1 \cdots w_i \cdots w_{N-1}]^H$
 Le signal estimé $\hat{x}(n)$ peut alors s'écrire à l'instant n :

$$\hat{x}(n) = \sum_{i=0}^{N-1} w_i^* y(n-i) \quad (\text{A.3})$$

ou encore en introduisant la notation matricielle pour $\mathbf{y}(n)$.

$$\hat{x}(n) = \mathbf{w}^H \mathbf{y}(n) \Leftrightarrow \hat{x}(n) = \mathbf{y}^H(n) \mathbf{w} \quad (\text{A.4})$$

Avec, $\mathbf{y}(n) = [y(n) y(n-1) \cdots y(n-(N-1))]^H$

En faisant l'hypothèse que les signaux $x(n)$ et $y(n)$ sont stationnaires, et si on introduit l'équation (A.3) dans l'équation (A.2), on arrive à la fonction coût suivante :

$$\begin{aligned} J(n) &= E[(x(n) - \mathbf{w}^H \mathbf{y}(n))^2] \\ &= E[x^2(n)] - 2[\mathbf{y}(n) \mathbf{w}^H x(n)] + E[\mathbf{w}^H \mathbf{y}(n) \mathbf{y}^H(n) \mathbf{w}] \\ &= E[x^2(n)] - 2\mathbf{w}^H \mathbf{r}_{yx} + \mathbf{w}^H \mathbf{R} \mathbf{w} \end{aligned} \quad (\text{A.5})$$

\mathbf{R} est une matrice d'autocorrélation de taille $N \times N$ définie par :

$$\mathbf{R} = E[\mathbf{y}(n) \mathbf{y}^H(n)] \quad (\text{A.6})$$

\mathbf{r}_{yx} est un vecteur d'intercorrélacion de taille N défini par :

$$\mathbf{r}_{yx} = E[\mathbf{y}(n) x(n)] \quad (\text{A.7})$$

L'équation (A.5) montre que la fonction coût MSE dépend de la réponse impulsionnelle \mathbf{w} . Pour en obtenir le minimum, il suffit de chercher les conditions d'annulation de la dérivée de la fonction coût par rapport aux variables que sont les N points de la réponse impulsionnelle du filtre.

La dérivée de la fonction coût par rapport au $j^{\text{ème}}$ point de la réponse impulsionnelle est donnée par :

$$\frac{\partial J}{\partial w_j} = E \left[\frac{\partial}{\partial w_j} \{e^2(n)\} \right] = E \left[2e(n) \frac{\partial e(n)}{\partial w_j} \right] \quad (\text{A.8})$$

En substituant dans cette équation $e(n)$ par les équations (1) et (4), on obtient l'expression suivante :

$$\frac{\partial J}{\partial w_j} = E \left[2e(n) \frac{\partial}{\partial w_j} \{x(n) - \mathbf{w}^H \mathbf{y}(n)\} \right]$$

En utilisant le fait que la sortie du filtre $\mathbf{w}^H \mathbf{y}(n)$ peut s'écrire comme une somme de N produits dont un seul contient le terme \mathbf{w}_j , on arrive à l'expression suivante :

$$\frac{\partial J}{\partial w_j} = E \left[2e(n) \frac{\partial}{\partial w_j} \{w_j y(n-j)\} \right] = E[-2e(n)y(n-j)] \quad (\text{A.9})$$

On cherche les conditions d'annulation de cette équation pour tous les $j = 0, \dots, N-1$. Ceci nous donne un ensemble de N équations qui peut être écrit de façon matricielle en introduisant le vecteur gradient ∇ :

$$\nabla = \begin{bmatrix} \frac{\partial J}{\partial w_0} \\ \frac{\partial J}{\partial w_1} \\ \frac{\partial J}{\partial w_j} \\ \frac{\partial J}{\partial w_{K-1}} \end{bmatrix} = -2E \begin{bmatrix} y(n)e(n) \\ y(n-1)e(n) \\ \vdots \\ y(n-j)e(n) \\ \vdots \\ y(n-N+1)e(n) \end{bmatrix} = -2E \left\{ \begin{bmatrix} y(n) \\ y(n-1) \\ \vdots \\ y(n-j) \\ \vdots \\ y(n-N+1) \end{bmatrix} \cdot e(n) \right\} = -2E[y(n)e(n)]$$

En utilisant les équations (A.1) et (A.4) pour remplacer $e(n)$ on obtient :

$$\nabla = -2E[\mathbf{y}(n)(x(n) - \mathbf{y}^H(n)\mathbf{w})] = -2E[\mathbf{y}(n)x(n)] + 2E[\mathbf{y}(n)\mathbf{y}^H(n)\mathbf{w}]$$

qui devient en introduisant la matrice d'autocorrélation et le vecteur d'intercorrélacion :

$$\nabla = -2\mathbf{r}_{yx} + 2\mathbf{R}\mathbf{w} \quad (\text{A.10})$$

La réponse impulsionnelle optimale \mathbf{w}_{opt} est celle qui annule cette équation d'où :

$$\mathbf{R}\mathbf{w}_{opt} = \mathbf{r}_{yx}$$

donc

$$\mathbf{w}_{opt} = \frac{\mathbf{r}_{yx}}{\mathbf{R}} \quad (\text{A.11})$$

Ce filtre permet d'obtenir une erreur quadratique moyenne minimale (EQMM) entre $x(n)$ et son estimé $\hat{x}(n)$ donnée par :

$$J_{min} = E[x^2(n)] - \mathbf{w}_{opt}^H \mathbf{r}_{yx} = \sigma_x^2 - \mathbf{w}_{opt}^H \mathbf{r}_{yx} \quad (\text{A.12})$$

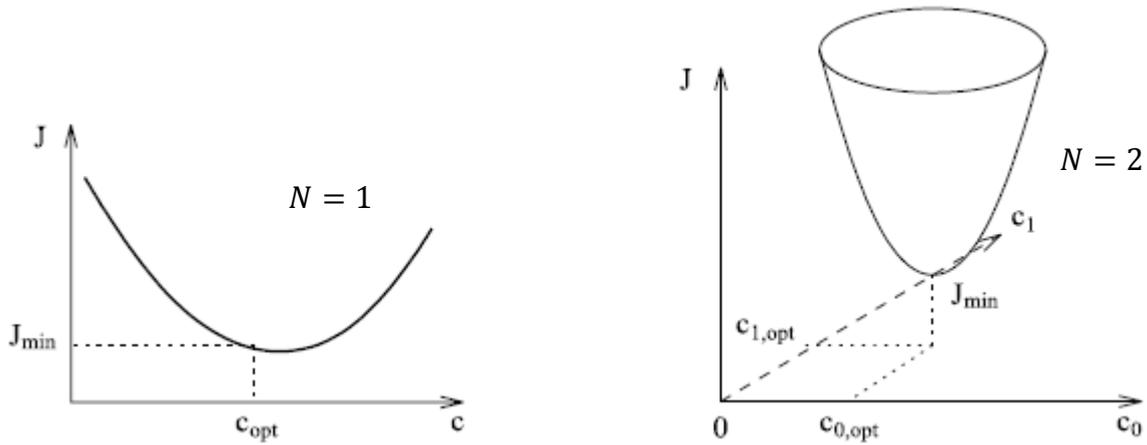


Figure A.2 : tracé de $J=f(c=w)$ pour $N = 1$ et $N = 2$

On voit de l'équation (A.11) une inversion de matrice donc une première étape est de trouver une méthode déterministe itérative pour le calcul de \mathbf{w}_{opt} qui va nous éviter le calcul de l'inverse de la matrice \mathbf{R} .

Pour notre problème nous utilisons la méthode de la descente ou méthode de l'algorithme du gradient définie par :

$$\mathbf{w}(k + 1) = \mathbf{w}(k) - \frac{1}{2}\mu\nabla_{\mathbf{w}(k)}J(k) \quad (\text{A.13})$$

avec

$\nabla_{\mathbf{w}(k)}$ est le gradient de $J(k)$ par rapport à \mathbf{w}

μ est le pas d'adaptation, une constant réelle positive

k est l'indexe de l'itération, en general ne coincide pas aux instants du temps.

$J(k)$ étant une fonction quadratique du vecteur des coefficients, on trouve

$$\nabla_{\mathbf{w}(k)}J(k) = 2(\mathbf{R}\mathbf{w}(k) - \mathbf{r}_{rs_i}) \quad (\text{A.14})$$

d'ou

$$\mathbf{w}(k + 1) = \mathbf{w}(k) - \mu(\mathbf{R}\mathbf{w}(k) - \mathbf{r}_{rs_i}) \quad (\text{A.15})$$

Dans le cas scalaire, pour des signaux réels dans (192) page 171 μ_{opt} est définie par

$$\mu_{opt} = \frac{2}{\lambda_{max} + \lambda_{min}} \quad (\text{A.16})$$

avec λ_{max} et λ_{min} sont les valeurs propres de $\mathbf{\Sigma}$ quand \mathbf{R} est decomposée sous forme $\mathbf{R} = \mathbf{U}\mathbf{\Sigma}\mathbf{U}^H$ avec \mathbf{U} une matrice unitaire formée de vecteurs propres de \mathbf{R} (voir annexe B).

Annexe B

Décomposition en valeurs singulières (SVD) de la matrice \mathbf{H}

Nous supposons le canal parfaitement connu à la réception.

On pose $r \leq \min(M, N)$ et $M \leq N$

r est le rang de la matrice de canal \mathbf{H} .

$$\mathbf{H} = \mathbf{U}\mathbf{\Sigma}\mathbf{V}^H \quad (\text{B.1})$$

\mathbf{U} et \mathbf{V} sont des matrices unitaires de tailles $N \times N$ et $M \times M$ respectivement,
 $\mathbf{\Sigma}$ est la matrice diagonale des valeurs singulières (r valeurs non-nulles) de taille $N \times M$:

$$\mathbf{\Sigma} = \begin{pmatrix} \sqrt{\lambda_1} & & & & & \\ & \sqrt{\lambda_2} & & & & \\ & & \ddots & & & \\ & & & \sqrt{\lambda_r} & & \\ & & & & & 0 \end{pmatrix} \quad (\text{B.2})$$

$\lambda_i, i = 1, \dots, r$ sont les valeurs propres non nulles de $\mathbf{H}^H \mathbf{H}$ ($M \times M$)

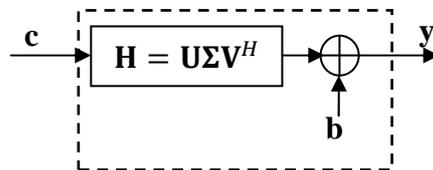


Figure B.1 : Décomposition SVD de \mathbf{H} .

$$\mathbf{y} = \mathbf{U}\mathbf{\Sigma}\mathbf{V}^H \mathbf{c} + \mathbf{b} \quad (\text{B.3})$$

En effectuant une opération de précodage et de postcodage on obtient Figure B.2.

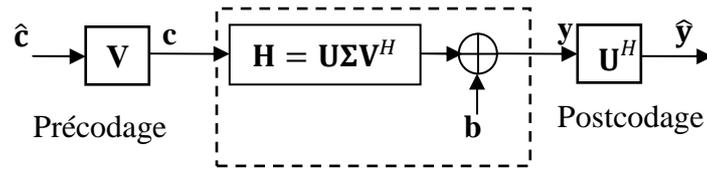


Figure B.2 : Opération de précodage et de postcodage.

$$\mathbf{c} = \mathbf{V} \hat{\mathbf{c}}$$

$$\mathbf{U}^H \mathbf{y} = \mathbf{U}^H (\mathbf{U} \boldsymbol{\Sigma} \mathbf{V}^H) \mathbf{V} \hat{\mathbf{c}} + \mathbf{U}^H \mathbf{b} \quad (\text{B.4})$$

$$\hat{\mathbf{y}} = \boldsymbol{\Sigma} \hat{\mathbf{c}} + \hat{\mathbf{b}} \quad (\text{B.5})$$

$\hat{\mathbf{b}}$ est encore gaussien avec la même variance que \mathbf{b} .

Ce système est équivalent à r canaux SISO en parallèle indépendants dont les puissances sont données par les valeurs propres Figure B.3.

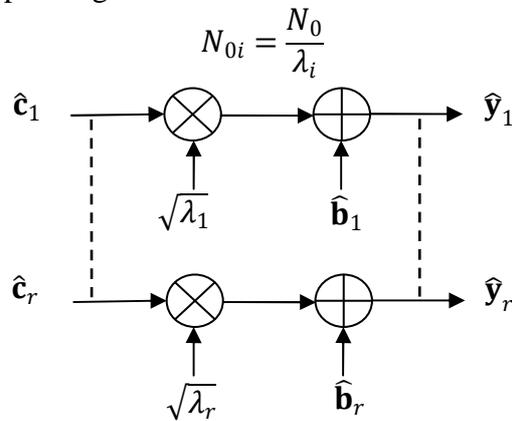


Figure B.3 : Canaux SISO équivalents.

Finalement on obtient La capacité de WaterFilling qui est donnée par :

$$C = \sum_{i=1}^r \log_2 \left(1 + \frac{E_{si}}{N_0} \lambda_i \right) \quad (\text{B.6})$$

Avec

$$E_s = \sum_{i=1}^r E_{si}$$

$$\begin{cases} E_{si} = \mu - N_{0i} & , N_{0i} \leq \mu \\ E_{si} = 0 & \text{si non} \end{cases}$$

μ étant l'énergie maximal du système MIMO (Figure B.4).

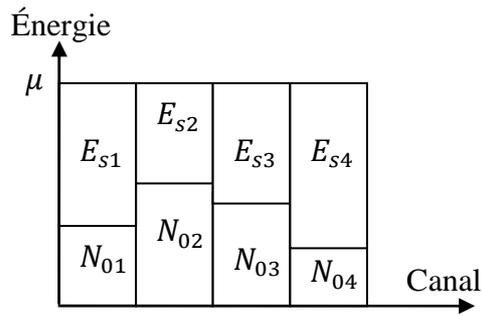


Figure B.4 : Répartition de l'énergie d'un canal MIMO.

Pour le cas d'un canal inconnu à l'émission on suppose que la même énergie est appliquée sur chacune des M antennes :

$$E_{si} = \frac{E_s}{M}$$

soit le rapport signal à bruit à la réception

$$\rho = \frac{E_s}{N_0}$$

alors :

$$\begin{aligned} C(\rho, M, N) &= \sum_{i=1}^r C_i \\ &= \sum_{i=1}^r \log_2 \left(1 + \frac{\rho}{M} \lambda_i \right) = \log_2 \det \left(\mathbf{I}_N + \frac{\rho}{M} \mathbf{H}\mathbf{H}^H \right) \end{aligned} \quad (\text{B.7})$$

Annexe C

Représentation géométrique des signaux

Afin de faciliter la visualisation de l'ensemble $S = \{s_1(t), s_2(t), \dots, s_M(t)\}$ des M signaux de modulation, il est avantageux de considérer ces signaux comme des points dans un espace vectoriel. Cette représentation géométrique permet d'évaluer facilement les performances d'une technique de modulation.

Chaque signal de modulation est alors décrit par un jeu de coordonnées. À partir de cette représentation, on peut exprimer grâce à la « borne union », une limite supérieure de la probabilité d'erreur en fonction du bruit (considéré gaussien).

$$p_s(e/s_i) \leq \sum_{j \neq i}^M Q\left(\frac{d_{ij}}{\sqrt{2N_0}}\right) \quad (\text{C.1})$$

où d_{ij} est la distance euclidienne entre le $i^{\text{ème}}$ vecteur et le $j^{\text{ème}}$ vecteur et la fonction $Q(x)$ est définie de la manière suivante :

$$Q(x) = \int_x^{+\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{t^2}{2}\right) dt \quad (\text{C.2})$$

La fonction $Q(\cdot)$ peut être mise en relation avec la fonction d'erreur complémentaire $erfc(\cdot)$ de la manière suivante :

$$Q(x) = \frac{1}{2} erfc\left(\frac{x}{\sqrt{2}}\right) \quad (\text{C.3})$$

avec

$$erfc(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_x^{+\infty} e^{-t^2} dt$$

Si les M signaux de modulation sont équiprobables alors la probabilité d'erreur moyenne s'estime par :

$$P_S(e) = P_S(e/s_i) = \frac{1}{M} \sum_{i=1}^M p_s(e/s_i) \quad (\text{C.4})$$

Annexe D

Séquences pseudo aléatoires

Les séquences pseudo aléatoires (PN) sont une suite binaire dont l'auto corrélation sur une période peut être comparée à celle d'une séquence aléatoire.

En effet, bien que cette séquence soit déterministe, elle présente des caractéristiques similaires aux séquences aléatoires :

- on y compte autant de zéros que de uns,
- très faible corrélation entre deux séquences décalées,
- très faible corrélation entre deux séquences différentes.

Les séquences PN sont généralement générées suivant le principe présenté à la Figure ci dessous.

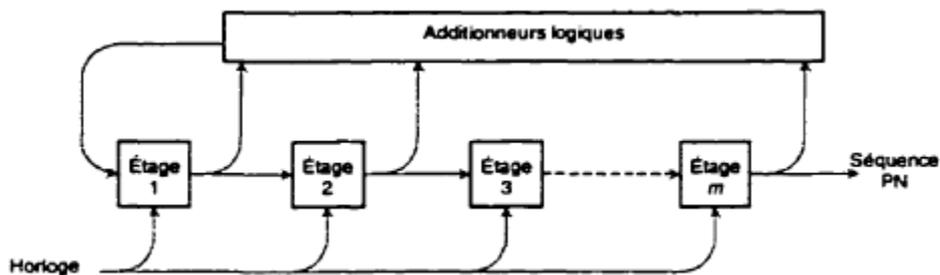


Figure D.1 : Diagramme de génération des séquences PN

Le générateur consiste en une cascade de m registres interconnectés à des additionneurs logiques dont le résultat est ensuite réinjecté en entrée de la cascade.

Le contenu des différents registres au départ constitue l'état initial du générateur. Si tous les registres sont à zéro et que la logique d'interconnexion est linéaire (constituée exclusivement d'additionneurs), alors la séquence générée sera inlassablement des zéros. Il existe en fait $2^m - 1$ états possibles non nuls. Une séquence qui a une période de $2^m - 1$ bits (ou chips) est appelée séquence de longueur maximale.

Elles présentent des caractéristiques idéales en ce qui concerne l'autocorrélation Figure ci dessous mais l'intercorrélacion de deux séquences différentes peut être élevée.

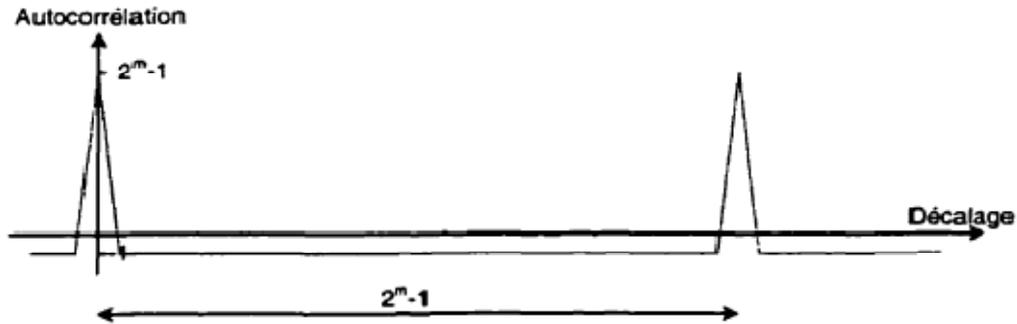


Figure D.2 : Allure de l'autocorrélation d'une séquence pseudo-aléatoire

Pour obtenir des caractéristiques d'intercorrélacion plus intéressantes, on a recours à des séquences telles que les séquences de Gold. Elles sont obtenues en additionnant les sorties des deux meilleures séquences de longueur maximale de même longueur. Elles sont utilisées dans des systèmes asynchrones (typiquement sur la liaison montante base-mobile).

On peut aussi mentionner que d'autres séquences, qui ne sont pas aléatoires cette fois-ci, peuvent être utilisées pour l'étalement lorsque le système est synchrone (typiquement liaison descendante base-mobile). On parle alors de codes de Walsh (ou Walsh Hadamard) qui présentent une intercorrélacion strictement nulle.

Le principe de génération des codes Walsh Hadamard est récursif : la matrice H_{2N} s'obtient par répétition de la matrice H_N suivant un schéma bien précis. Les différentes lignes de la matrice obtenue sont orthogonales et servent de séquence d'étalement.

Principe de récurrence

$$H_{2N} = \begin{bmatrix} H_N & H_N \\ H_N & \bar{H}_N \end{bmatrix} \quad (D.1)$$

avec $H_1 = 0$ ($H_2 = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$) (D.2)

Exemple pour $k=4$

$$H_4 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 1 \\ 0 & 1 & 1 & 0 \end{bmatrix} \text{ donc 4 codes orthogonaux}$$

Annexe E

Calcul du rapport signal sur bruit (SNR : Signal to Noise Ratio)

Le SNR instantané est défini comme étant le rapport entre la puissance du signal utile $P_u(n)$ et le bruit pur $P_b(n)$, est donné par :

$$SNR(n) = \frac{P_u(n)}{P_b(n)} \quad (\text{E.1})$$

En fonction du signal reçu $x_m(n)$ et du bruit pur $b(n)$, le rapport est donné par :

$$SNR^m(n) = \frac{|x_m(n)|^2}{|b(n)|^2} \quad (\text{E.2})$$

Après adaptation le rapport est exprimé par :

$$SNR_A^m(n) = \frac{|\mathbf{w}^H x_m(n)|^2}{|\mathbf{w}^H b(n)|^2} \quad (\text{E.3})$$

L'équation (E.3) est l'équation utilisée pour l'analyse des performances des algorithmes de détection.

Annexe F

Rappels sur l'enveloppe complexe

L'expression de l'enveloppe complexe $\tilde{s}(t)$ associée au signal modulé $s(t)$ est définie par l'équation suivante :

$$\tilde{s}(t) = \dot{s}(t)e^{-j2\pi f_c t} = (s(t) + j\hat{s}(t))e^{-j2\pi f_c t} \quad (\text{F.1})$$

Ici $\dot{s}(t)$ représente le signal analytique associé à $s(t)$. Ce signal complexe a sa partie réelle qui coïncide avec le signal $s(t)$,

$$s(t) = \mathcal{R}\{\dot{s}(t)\} \quad (\text{F.2})$$

et sa partie imaginaire est égale à :

$$\hat{s}(t) = \frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{s(\theta)}{t-\theta} d\theta \quad (\text{F.3})$$

Le signal $\hat{s}(t)$ de l'équation (F.3) est la transformée de Hilbert de $s(t)$. Cette transformée est une opération linéaire, invariante dans le temps, définie par une fonction de transfert en fréquence $H(f)$ et une réponse impulsionnelle $h(t)$ (F.4).

$$H(f) = -j \operatorname{sign}(f) \quad (\text{F.4})$$

$$h(t) = \frac{1}{\pi} \operatorname{vp} \left(\frac{1}{t} \right)$$

La notation $\operatorname{vp}()$ représente la distribution valeur principale. D'après ces définitions, l'expression de l'équation (F.3) peut être vue comme le produit de convolution entre le signal $s(t)$ et la réponse impulsionnelle $h(t)$.

Annexe G

Le Bruit Blanc Gaussien Additif

Le bruit blanc additif gaussien (« Additive White Gaussian Noise », « AWGN ») ou BBAG est une caractéristique fondamentale du canal de transmission. Il est généré par des signaux parasites transitant sur le même canal et par le bruit thermique des composants électroniques. Ce bruit de canal est modélisé par un signal aléatoire $b(t)$, dont la distribution de probabilité suit la loi Gaussienne :

$$f(b) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{1}{2}\left(\frac{b-\mu}{\sigma}\right)^2} \quad (\text{G.1})$$

où $\mu = E\{b(t)\} = 0$ et $\sigma^2 = E[(b(t) - \mu)^2] - E[b(t) - \mu]^2 = E[b^2(t)]$ représentent respectivement sa valeur moyenne et sa variance. Ensuite la densité spectrale de puissance du bruit blanc gaussien (Figure G.1 (a)) tient compte, par définition, de toutes les fréquences $-\infty, +\infty$ avec une amplitude de $N_0/2$. Dans ce cas, la puissance de bruit P_b est infinie (équation G.2).

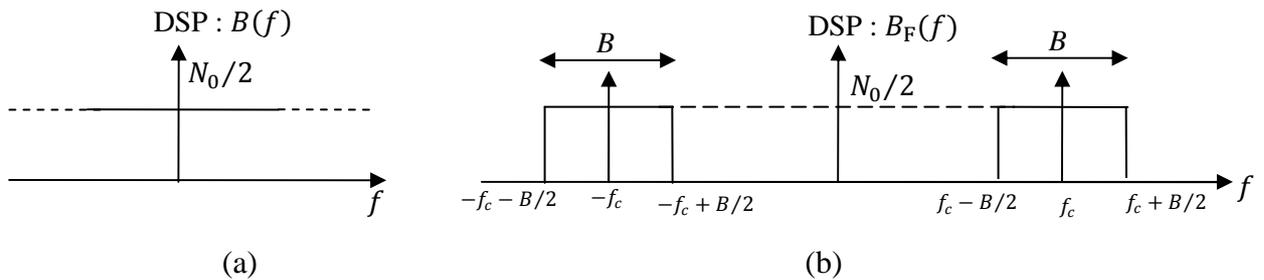


Figure G.1 : Représentation du bruit blanc

$$P_b = \int_{-\infty}^{+\infty} B(f) df = \infty \quad (\text{G.2})$$

Pour les applications réelles sur canaux radiofréquences, on utilise la densité spectrale de bruit filtré sur fréquence porteuse (Figure G.1(b)) dont la puissance P_b^F est donnée en équation (G.3).

$$P_b^F = 2 \times \int_{f_c - B/2}^{f_c + B/2} B_F(f) df = N_0 B \quad (\text{G.3})$$

Ce signal de bruit s'ajoutant au signal émis $s(t)$, dégrade les performances en « BER » du signal reçu. Ensuite, de façon générale la probabilité d'erreur p_e dans un canal gaussien est égale à :

$$p_e = \frac{M-1}{M} \operatorname{erfc} \left(\frac{1}{M-1} \sqrt{\frac{SNR}{2}} \right) \quad (\text{G.4})$$

où M représente le nombre de niveaux de la modulation en question, $\operatorname{erfc}(x)$ est la fonction d'erreur complémentaire définie en annexe C et SNR est le rapport signal à bruit (« Signal to Noise Ratio ») défini en annexe E.

À titre d'exemple la Figure G.2 présente une constellation pour une modulation 16-QAM ($M=16$) en émission et en réception en présence d'un canal « AWGN ». L'effet du bruit blanc gaussien additif a un impact juste sur l'amplitude du signal émis en étalant ainsi les points de la constellation.

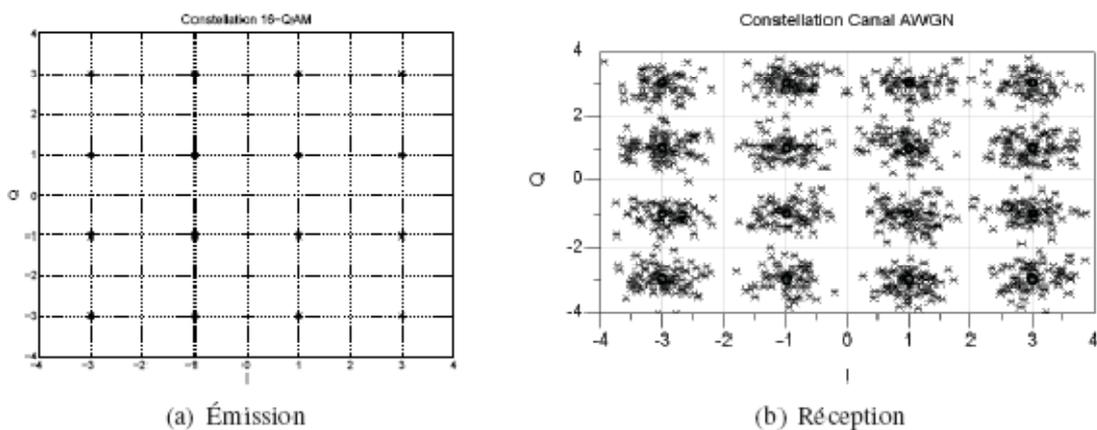


Figure G.2 : Dégradation due au Canal « AWGN » sur une Constellation 16-QAM

Bibliographie

- [1] Paul F Combes "Transmission en espace libre et sur des lignes", Dunod Université 1988.
- [2] Alain Glavieux/Michel Joindot, "Communication numériques", Edition Masson France 1996.
- [3] Hikmet SARI, "Transmission des signaux numériques", 1999.
- [4] Nizar Hicheri, "Approche unifiée des techniques de transmission radio sur voie descendante", Thèse de Doctorat spécialité Electronique, 2004.
- [5] C. E. Shannon, "Coding Theorems for a Discrete Source with a Fidelity Criterion," IRE Nat. Conv. Rec., Mar. 1959.
- [6] Asha Mehrotra, "GSM System Engineering" Artech House, Inc. Boston London.
- [7] Cristiano Panazio, "Etude fréquentielle de l'étalement de spectre et impact sur la conception d'un récepteur de radiocommunications universel", Thèse de doctorat présentée au Conservatoire National des Arts et Métiers 2005.
- [8] John G. Proakis, "Digital communications", McGraw-Hill, Third Edition, 1995.
- [9] Sami Tabbane, "Réseaux Mobiles", Editions HERMES, Paris, 1997.
- [10] T. Cover and J. Thomas, "Elements of information theory", USA : Wiley Interscience, 2006.
- [11] B. Sklar, "Digital Communications - Fundamentals and Applications", second edition, prentice-hall PTR, Upper Saddle River, New Jersey, 2001.
- [12] I.E. Telatar, "Capacity of multi-antenna Gaussian channels", European Transactions on Telecom-munications, 10(6) :585-595, Nov./Dec. 1999.
- [13] D. Gesbert, M. Shafi, D. S. Shiu, P. Smith et A. Naguib, "From theory to practice : An overview of MIMO space-Time coded wireless systems", IEEE Journal on Selected Areas in Communications, vol. 21, no3, pages 281-302, April 2003.
- [14] G. Foschini et M. Gans, "On Limits of Wireless Communication in a Fading Environment when using Multiple Antennas".
- [15] Su, W. and Xia, X-G. and K.J.R. Liu, "A Systematic Design of High-Rate Complex Orthogonal Space-Time Block Codes", IEEE Communications letters, 8(6) :380-382, June 2004.
- [16] Hongzhi Wang, Pierre Leray et Jacques Palicot, "An Efficient MIMO V-BLAST Decoder Based on a Dynamically Reconfigurable FPGA Including its Reconfiguration Management", Communications, 2008. ICC '08. IEEE International Conference on, pages 746-750, May 2008.
- [17] D. Gesbert et J. Akhtar, "Breaking the barriers of Shannon's capacity : An overview of MIMO wireless systems", Teletronikk Telenor Journal, Jan. 2002.
- [18] Guguen, "techniques multi-antennes emission reception-application aux réseaux domestique sans fils. Thèse de doctorat soutenu à INSA de Rennes, 2003.
- [19] D. Gesbert and J. Akhtar, "Breaking the barriers of Shannon's capacity", an overview of MIMO wireless system, Teletronikk Telenor Journal, January 2002.
- [20] K.I, J.B. Kemoal, P. Mogensoy, "A stochastic Multiple-Input-Multiple-Output Radio Channel Model for evaluation of Space-Time Coding algorithms", Vehicular Technology Conference Fall 2000.
- [21] K. Yu, B. Ottersen, "Models for MIMO propagation channels a review", Special issue on adaptive antennas and MIMO systems, Wiley Journal on Wireless Communications and mobile computing, Vol. 2, Nr.7 pp 653-666 November 2002.
- [22] Gérard Blanchet et Maurice Charbit, "Traitement numérique du signal", 2001.
- [23] Patrice Kadionik, "Bases de transmissions numériques -modulations numériques", 2000.

- [24] Xavier Lagrange, "Principes et évolutions de l'UMTS", Edition germs 2005.
- [25] J.-C. Bic, D. Duponteil et J.-C. Imbeaux, "Éléments de communications numériques", Collection Techniques et Scientifiques des Telecommunications, Dunod, 1986.
- [26] Viterbi, A. J., "CDMA Principles of Spread Spectrum Communication", Reading, MA: Addison-Wesley, 1995.
- [27] Peterson, R.L., R.E.Ziemer, and D. E. Borth, "Introduction to Spread Spectrum Communications", Upper Saddle River, NJ: Prentice Hall, 1995.
- [28] Zeimer, R. E., and R. L. Peterson, "Digital Communications and Spread Spectrum Systems", New York: Macmillan, 1985.
- [29] Prasad, R., "CDMA for Wireless Personal Communications", Norwood, MA: Artech House, 1996.
- [30] IS-95-A, "Mobile Station-Base Station Compatibility Standard for Dual-Mode Wideband Spread Spectrum Cellular System," 1995.
- [31] R. Michael Buehrer, "Code Division Multiple Access (CDMA)", Virginia Polytechnic Institute and State University, Blacksburg, Virginia, USA .Copyright ©2006 by Morgan & Claypool
- [32] F. Zheng and S. K. Barton, "One-shot near-far resistant CDMA detection in multipath fading channels an O3BPSK based system", in Proceedings of the 1995 IEEE Vehicular Technology Conference, vol. 1, pp. 489–493, July 1995.
- [33] D. Hibbard, "On the impact of bandwidth on the performance of indoor wireless systems", M.S. thesis, Virginia Tech, Blacksburg, VA, May 2004.
- [34] R. Lupas and S. Verdu, "Near-far resistance of multiuser detectors in asynchronous channels", IEEE Transactions on Communications, vol. 38, pp. 496–508, April 1990.
- [35] Kim, K., and Y. Han, "A Call Admission Control Scheme for Multi-Rate Traffic Based on Total Received Power," IEICE Trans. on Communications, 2001, pp. 457–463.
- [36] Nizar Hicheri, "Approche unifiée des techniques de transmission radio sur voie descendante", Thèse Soutenue le 9 juillet 2004 pour le grade de Docteur spécialité Electronique.
- [37] Pierre-Jean BOUVET, "Récepteurs itératifs pour systèmes multi antennes", thèse de doctorat INSA de Rennes, 2005.
- [38] Pierre COMON, "Communications Numériques", www.i3s.unice.fr/~comon 2003
- [39] Khaled Ben Letaief, "R&D of Next Generation Wireless Systems", B3G Seminar, 30 May 2005.
- [40] Y.Li, N.R.Sollenberger, "Adaptive Antenna Arrays for OFDM systems with cochannel interference", IEEE Trans. Common, vol.47, No.2 February 1999.
- [41] K. Fazel and S. Kaiser, "Multi-Carrier and Spread Spectrum Systems", First Edition, John Wiley & Sons, 2003.
- [42] Mody, A. N., and G. L. Stuber, "Receiver Implementation for a MIMO-OFDM System", IEEE Global Commun. Conference, Taiwan, 2002.
- [43] Y(Geoffrey) Li Gordon L. Stuber, "Orthogonal Frequency Division Multiplexing for Wireless Communications", USA : Springer ,2006.
- [44] Henrik Schulze, Christian Luders, "Theory and Applications of OFDM and CDMA", John Wiley & Sons ,2005.
- [45] M. D. Batarriere, J. F. Kepler, T. P. Krauss, S. Mukthavaram, J. W. Porter, and F. W. Vook, "An experimental OFDM system for broadband mobile communications", in VTC'01, Vehicular Technology Conference, vol. 4, October 2001, pp. 1947–1951.
- [46] W. Xiang, P. Richardson, B. Walkenhorst, X. Wang, and T. Pratt, "High-Speed Four Transmitter Four-Receiver MIMO OFDM Testbed : Experimental Results and Analyses", EURASIP, Journal on Applied Signal Processing, 2006.
- [47] D. Karakolah, C. Jégo, C. Langlais, M. Jézéquel, "Conception d'un récepteur itératif pour des systèmes MIMO avec précodage linéaire", GRETSI'09, 22ème colloque sur le traitement du signal et des images, Dijon, France, 08-11 Septembre 2009.
- [48] R. G. Gallager, "Information theory and reliable communications", New York : Wiley, 1968.
- [49] R. F. H. Fischer, "Precoding and signal shaping for digital transmission", Wiley- IEEE Press, 2002.

- [50] J. Wang and B. Daneshrad, "A comparative study of MIMO Detection Algorithms for Wideband Spatial Multiplexing Systems", *Wireless Communications and Networking Conference*, 1(1) :408–413, 2005.
- [51] G. D. Forney, R. Gallager, G G. Lang, F. Longstaff et S. Qureshi, "Efficient Modulation for Band-Limited Channels", *IEEE J. Select. Areas Commun.*, vol. 2, pages 632–647, septembre 1984.
- [52] Benyarou Mourad, Debbat Fatima et Bendimerad Fethi Tarik, "Détection multi- utilisateurs par Formation de Faisceaux en liaison descendante pour un Système MC-CDMA" May 15-17, 2011, 2nd International Conference on Systems and Processing Information ICSIP'11 Guelma, Algeria.
- [53] H. Boullé et J.-C. Belfiore, "Modulation schemes designed for the Rayleigh Channel", In *Proceedings of the 1992 Conference on Information Sciences and Systems*, (Princeton, USA), mars 1992.
- [54] J. J. Boutros, E. Viterbo, C. Rastello et J. C. Belfiore, "Good lattice constellations for both Rayleigh fading and Gaussian channels", *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 44, no2, pages 502–518, mars 1996.
- [55] X. Giraud, E. Boutillon et J. C. Belfiore, "Algebraic tools to build modulation schemes for fading channels", *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 43, no3, pages 938–952, mai 1997.
- [56] J. J. Boutros et E. Viterbo, "Signal space diversity : a power and bandwidth efficient diversity technique for the Rayleigh fading channel", *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 44, no4, pages 1453–1467, juillet 1998.
- [57] Y. Xin, Z. Wang et G. B. Giannakis, "Space-Time Diversity Systems Based on Unitary Constellation-Rotating Precoders", In *Proceedings of AS-SPCC'00*, (Lake Louise, Canada), octobre 2000.
- [58] S. Kaiser, "OFDM code-division multiplexing in fading channels", *IEEE Trans. Commun.*, vol.50, no8, pages 1266–1273, août 2002.
- [59] P. Maillé, M. Debbah, P. Loubaton and M. de Courville "Asymptotic Analysis of non linear MMSE detectors for Block Precoded OFDM Systems", 39th Annual Allerton Conference on Communication, Control and Computing, Illinois, October 2001.
- [60] J. Tellado-Mourelo, "Peak to Average Power Reduction for Multicarrier Modulation", PhD Thesis, Stanford University, September 1999.
- [61] P. Melsa, R.C. Younce and C.E. Rohrs, "Impulse response shortening for discrete multitone transceivers, *IEEE Trans. On Communications*, 44:1662-1672, December 1996.
- [62] K.Fazel, "Performance of CDMA/OFDM for Mobile Communications," *IEEE Int. Conference on Universal Personal Communications*, pp.975-979, October 1993.
- [63] B.R.Saltzberg, "Performance of an efficient Parallel Data Transmission System," *IEEE Trans. Commun.*, Vol.COM-15, pp. 805-811, December 1967.
- [64] A.N Akansu, P. Duhamel, X. Lin and M. de Courville, "Orthogonal transmultiplexer communications : A review", *IEEE Trans. Signal Processing*, vol. 4, pp.979-995, Apr.1998.
- [65] S. Kaiser, "Trade-off between Channel Coding and Spreading in Multi-Carrier CDMA, in *IEEE Spread Spectrum Techniques and Applications Proceedings*, volume5.
- [66] M.Debbah, "Linear Precoders for Wireless OFDM Communications", rapport de these, 2002 *Conference on Communication, Control and Computing*, Illinois, October 2001.
- [67] C.E. Shannon, "Communication in the presence of noise", *Proc. IRE*, vol. 37, pp. 10-21, 1949.
- [68] S. B. Weinstein and P. M Ebert, "Data transmission by frequency division multiplexing", *IEEE Trans. Commun.*, vol. COM-19, pp.628-34, Oct. 1971.
- [69] J.A. Bingham, "Multicarrier modulation for data transmission: An idea whose time come", *IEEE Commu. Mag.*, Vol. 28, pp. 5-14, May 1990.
- [70] J.M. Cioffi, G. P. Dudevoir, M. V. Eyuboglu, and G. D. Forney, Jr., "MMSE decision-feedback equalizers and coding- Parts I and II", *IEEE Trans. Commun.*, vol. 43, pp.2582-2604, Oct. 1995.
- [71] M.Debbah, W. Hachem, P. Loubaton, M. de Courville, "MMSE Analysis of Certain Large Isometric Random Precoded Systems", *Information Theory Workshop 2001*, Cairns, Australia, Sept 2-7.

- [72] J.Lindner,"MC-CDMA and General Multi-user/Multisubchannel Transmission Techniques:An Overview", in Multi-Carrier Spread-Spectrum, ed. K.Fazel and G.P.Fettweis, Kluwer,1997, pp.312
- [73] A. Peled and A. Ruiz, "Frequency domain data transmission using reduced computational complexity algorithms," in Proc. IEEE Int. Conf. Acoustics, Speech and Signal Processing, Apr.1980, pp. 964-967.
- [74] Teich, W.G.; Bury, A.; Egle, J.; Nold, M.; Lindner, J. "Iterative detection algorithms for extended MC-CDMA" Spread Spectrum Techniques and Applications, 1998. Proceedings., 1998 IEEE 5th International Symposium on, Volume: 1, 1998 Page(s): 184 -188 vol.1.
- [75] A. Skrzypczak, "Contribution à l'étude des modulations multiporteuses OFDM/OQAM et OFDM suréchantillonnées," Ph.D. dissertation, Université de Rennes 1, France, 2007.
- [76] B. Le Floch, M. Alard, and C. Berrou, "Coded Orthogonal Frequency Division Multiplex," Proceedings of the IEEE, vol. 83, no. 6, pp. 982 – 996, June 1995.
- [77] D. Pinchon, P. Siohan, and C. Siclet, "Design Techniques for Orthogonal Modulated Filterbanks based on a Compact Representation ", IEEE Trans. on Signal Processing, vol. 52, no. 6, pp. 1682–1692, 2004.
- [78] M. Bellanger, "High Spectral Resolution for Future Broadband Wireless Systems", in URSI General Assembly '08, Chicago,USA, August 2008.
- [79] Venkatesh Rajendran, Karthikeyan Sundaresan, Srikanth Subramanian," Downlink performance of an OFDM based multiple access system for indoor wireless communications ", AU-KBC, Ana University Chennai, India.
- [80] S.B.Weinstein, P.M.Hebert, "Data Transmission by Frequency Division Multiplexing using the Discrete Fourier Transform", IEEE Trans. Comm. Technol. Vol 19 October 1971.
- [81] Y. Wu, W.Y.Zou," Orthogonal Frequency Division Multiplexing : A Multi-carrier Modulation Scheme", IEE Trans. On Consumer Electronic Vol41, No3 August 1995.
- [82] D. MOTTIER," Association des fonctions d'égalisation, de synchronisation et de décodage canal pour les transmissions numériques à grande efficacité spectrale", Thèse de doctorat, INSA de Rennes, 1997.
- [83] Benyarou Mourad, Debbat Fatima et Fethi Tarik Bendimerad," Détection MMSE-IC Monoutilisateur et Multiutilisateurs pour un signal MIMO-MC-CDMA" ,5-ième séminaire sur les systèmes de détection : architectures et technologies DAT'2011-21-23-Avril-Alger.
- [84] H. Minn, V. K. Bhargava et K. B. Letaief,"A robust timing and frequency synchronization for ofdm systems", IEEE Trans. on Wireless Communications, 2(4):822–839, July 2003.
- [85] M. ZHAO et AL.," All digital tracking loop for ofdm symbol timing", IEEE Vehicular Technology Conference (VTC), volume 4, pages 2435–2439, Orlando,USA, Oct. 2003.
- [86] Vincent Le Nir,"Étude et optimisation des systèmes multi-antennes associés à des modulations multiporteuses", thèse de doctorat d'électronique INSA de Rennes, 2004.
- [87] Raymond Steele ; Lajos Hanzo, "Mobile Radio Communications Second and Third Generation Cellular and WATM Systems", John Wiley & Sons Ltd, 1999.
- [88] K. Fazel and S. Kaiser, "Multi-Carrier and Spread Spectrum Systems From OFDM and MC-CDMA to LTE and WiMAX", Second Edition 2008 John Wiley & Sons, Ltd.
- [89] L.Hanzo, M.Munster, B.J. Choi and T Keller, "OFDM and MC-CDMA for Broadband Multi-User Communications", WLAN and Broadcasting" All of University of Southampton, UK Copyright 2003 John Wiley & Sons, Ltd, England.
- [90] Benyarou Mourad, Debbat Fatima and Bendimerad Fethi Tarik," Multi-User Detection for MIMO-Multi-Carrier CDMA Systems with STBC and Beamforming" _International Journal of Research and Reviews in Computer Science IJRCS, Avril 2011page 410-413.
- [91] Nowicki D.etRouleliotis J."Smart antenna Strategies Mobile",Communications International, pp. 53-56, April 1995.
- [92] El Zooghby Ahmed, "Smart antenna engineering",Artech House mobile communications series , 2005.
- [93] Mathieu Caillet , "Narrowband Adaptive Antennas Basic Concepts ",2002.
- [94] Constantine A. Balanis Panayiotis I. Ioannides," Introduction to Smart Antennas", Arizona State University Morgan & Claypool, 2007.

- [95] Garmy Sow, " Méthodes d'Accès Multiple à Répartition Spatiale Pour Communications Par Satellite ", Thèse doctorat, École Nationale Supérieure des télécommunications, novembre 2003.
- [96] Debbat Fatima, "Réseaux intelligents d'antennes pour détection Auto Adaptative de liaisons de communications", Thèse de Doctorat en Télécommunication : Tlemcen, 2007.
- [97] Kiran k. Shetty, "A Novel Algorithm For Uplink Interference Suppression Using Smart Antennas In Mobile Communications", The Florida State University, Thèse doctorat, October 2004.
- [98] L.C. Godara, "Applications of antenna arrays to mobile communications", IEEE Proc., (8), Aout 1997.
- [99] P. O. Amblard and P. Duvaut, "Filtrage adapté dans le cas gaussien complexe non circulaire", in Proc GRETSI., Juan-Les-Pins, September 1995.
- [100] Richard B. Ertel, "Antenna Array Systems: Propagation and Performance", Thesis of Electrical Engineering, July, 1999 Blacksburg, Virginia.
- [101] Elise Ratajezyk & Dorian Lasnet, " Traitement d'antennes : méthodes de formation de faisceau et de localisation", cours École Nationale Supérieure d'Ingénieurs de Constructions Aéronautiques, janvier 2005
- [102] A. El Zooghby, "Smart Antenna Engineering", Artech House Edition 2005.
- [103] L. C. Godara, "pplication of Antenna Arrays to Mobile Communications, Part II: Beam-Forming and Direction-of-Arrival Considerations", Proc. of the IEEE, vol. 85, No. 8, pp. 1193-1245, Aug. 1997.
- [104] Godard, D."Channel Equalization Using a Kalman Filter for Fast Data Transmission", IBM J. Res.and Dev. Vol. 18. 1974. pgs 167-273.
- [105] Lotter, Michiel; Van Rooyen, Pieter & Van Wyk, Danie "Space Time Processing For CDMA Mobile Communications" Kluwer Academic Publishers. Boston-London.2000.
- [106] J. Capon, R. J. Greenfield, and R. J. Kolker, "Multidimensional maximum likelihood processing of a large aperture seismic array", Proc IEEE, vol. 60, no. 2, pp. 191–211, February 1967.
- [107] E. O. J. Eriksson and V. Koivunen, "Essential statistics and tools for complex random variables", IEEE Transactions on signal processing, vol. 58, no. 10, pp. 5400–5408, October 2010.
- [108] O. L. Frost, "An algorithm for linearly constrained adaptive array processing," Proc IEEE, vol. 60, no. 8, pp. 926–935, August 1972.
- [109] L. J. Griffiths and C. W. Jim, "An alternative approach to linearly constrained adaptive beamforming", IEEE Trans. Antennas Propagation, vol. 30, no. 1, pp. 27–34, January 1982.
- [110] B. D. V. Veen and K. M. Buckley, "Beamforming : A Versatile Approach to Spatial Filtering," IEEE ASSP Magazine, pp. 4–24, April 1988.
- [111] J. S. Goldstein, I. S. Reed, and L. L. Scharf, "A multistage representation of the wiener filter based on orthogonal projections", IEEE Trans. Inform. Theory, vol. 44, pp. 2943–2959, 1998.
- [112] ---, "Second order complex random vectors and normal distributions," IEEE Trans. Signal Processing, vol. 44, no. 10, pp. 2637–2640, October 1996.
- [113] Harry L. Van Trees. Optimum Array Processing Part IV. Wiley and Sons, 2002.
- [114] Ji Li, G. Bosisio, Ke Wu, "Computer and measurement simulation of a new digital receiver operating directly at millimeter-wave frequencies", IEEE Trans. on MTT, Vol. 43, No.12, pp 2766-2772, December 1995.
- [115] L. C. Godara, "Application of Antenna Arrays to Mobile Communications", Part II: Beam-Forming and Direction-of-Arrival Considerations". Proc. of the IEEE, vol. 85, No. 8, pp. 1193-1245, Aug. 1997.
- [116] Ren-Zhou Gui, Zi-Jie Yang, "Research on employment of adaptive beamformer based on weight iterative algorithm in suppressing radio frequency interferences", article JP1.13, September 2004.
- [117] Kiran K. Shetty, "A Novel Algorithm For Uplink Interference Suppression Using Smart Antennas In Mobile Communications", The Florida State University, Thèse doctorat, October 2004.

- [118] B. Widrow, P.E. Mantey, L. J. Griffiths, P. B. Goode, "Adaptive Antennas Systems", Proc. IEEE, vol. 55, pp. 2143-2158, 1967.
- [119] Najib FADLALLAH, "Contribution à l'optimisation de la synthèse du lobe de rayonnement pour une antenne intelligente", Application à la conception de réseaux à déphasage', Thèse doctorat, 25 Mai 2005.
- [120] H. Krim, M. Viberg, "Two Decades of Array Signal Processing: The Parametric Approach", IEEE Signal Processing Mag., pp. 67-94, July 1996.
- [121] R. Michael Buehrer, "Code Division Multiple Access (CDMA)", Morgan & Claypool, 2006.
- [122] Harry L. Van Trees, "Optimum Array Processing Part IV", Wiley and Sons, 2002.
- [123] C. Guiraud D. Rousset and I. Albert, "Digital beamforming for multimedia flexible antennas", In 17th Conference on Applied Electromagnetics and Communications, 2003.
- [124] S. A Vorobyov, A. B. Gershman, and Z.-Q. Luo, "Robust adaptive beamforming using worst-case performance optimization: A solution to the signal mismatch problem", IEEE Transactions on Signal Processing, 51(2), 313–324 (2003).
- [125] Pollet, T., M. van Bladel, and M. Moeneclaey, "BER Sensitivity of OFDM Systems to Carrier Frequency Offset and Wiener Phase Noise", IEEE Trans. on Commun., Vol. 43, Issue 2, Part 3, February–April 1995, pp. 191–193.
- [126] M. Vehkaperä, D. Tujkovic, Zexian Li et M. Juntti, "Layered spacefrequency coding and receiver design for MIMO MC-CDMA", In Proceedings of ICC'05, (Seoul, Korea), pages 3005–3009, mai 2005.
- [127] S. Shahbazpanahi, A. B. Gershman, Zhi-Quan Luo, and Kon Max Wong, "Robust adaptive beamforming for general-rank signal models", IEEE Transactions on Signal Processing, 51(9), 2257–2269 (2003).
- [128] Benyarou Mourad, Debbat Fatima et Fethi Tarik Bendimerad, "Détection multi utilisateurs par réseau d'antennes appliquée à un signal CDMA à porteuses multiples" deuxième conférence internationale de Image and Signal Processing and their Applications ISPA' 2010 "6,7et 8 Décembre-Biskra- Algérie.
- [129] R. F. H. Fischer, Precoding and signal shaping for digital transmission. Wiley - IEEE Press, 2002.
- [130] Benyarou Mourad, Debbat Fatima et Bendimera Fethi Tarik d, "Performance du Récepteur Multiutilisateurs appliqué à un Système STBC-MIMO-MC-CDMA" The Sixth International Conference SETIT 2012-March 21-24, 2012, Sousse, Tunisia .
- [131] B. A. Bjerke et J. G. Proakis, "Equalization and decoding for multiple input multiple-output wireless channels", EURASIP Journal on Applied Signal Processing, Special Issue on Space-Time Coding and its Application Part I, vol. 2002, no3, pages 249–266, mars 2002.
- [132] T. L. Marzetta et B. M. Hochwald, "Capacity of a mobile multiple-antenna communication link in Rayleigh flat fading", IEEE Trans. Inform. Theory, vol. 45, no1, pages 139–157, 1999.
- [133] G. D. Golden, G. J. Foschini, R. A. Valenzuela, and P. W. Wolniansky, "Detection Algorithm and Initial Laboratory Results using the V-BLAST Space-Time Communication Architecture. Electronics Letters, 35(1) :14–15, Jan. 7 1999.
- [134] G.J. Foschini and M.J. Gans, "On limits of wireless communications in a fading environment when using multiple antennas", Wireless Personal Communications, 6(3) :311–335, march 1998.
- [135] Telatar, I. E., "Capacity of Multiantenna Gaussian Channels", European Trans. Tel., Vol. 10, No. 6, November/December 1999, pp. 585–595.
- [136] X. Yu, D. Xu, and G. Bi, "Full-Rate Complex Orthogonal Space-Time Block Code for Multiple Antennas", Wireless Personal Communications, 40(1) :81–89, January 2007.
- [137] S. Weinstein et P. Ebert, "Data Transmission by Frequency-Division Multiplexing Using the Discrete Fourier Transform", IEEE Trans. Commun., vol. 19, no5, pages 628–634, octobre 1971.
- [138] A. Peled et A. Ruiz, "Frequency domain data transmission using reduced computational complexity algorithms", In Proceedings of ICASSP'80, vol. 5, (Denver, USA), pages 964–967, avril 1980.

- [139] G. D. Forney, "Maximum-likelihood sequence estimation of digital sequence in presence intersymbol interference", *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 18, no3, pages 363–378, mai 1972.
- [140] M. Alard et R. Lassalle, "Principles of modulation and channel coding for digital broadcasting for mobile receivers", *EBU Tech. Review*, no224, pages 47–69, aout 1987.
- [141] S. M. Alamouti, "A simple transmit diversity technique for wireless communications", *IEEE J. Select. Areas Commun.*, vol. 16, no8, pages 1451–1458, octobre 1998.
- [142] Benyarou Mourad, Debbat Fatima and Fethi Tarik Bendimerad, "Multi-User Detection by Beamforming for MIMO-MC-CDMA Systems with STBC" Colloque international en Informatique, automatique et électronique CIAE 2011-24-25-Mars-Casablanca, Maroc.
- [143] Damen, O., A. Chkeif, and J. Belfiore, "Lattice Code Decoder for Space-Time Codes," *IEEE Comm. Letters*, Vol. 4, No. 5, May 2000, pp. 161–163.
- [144] A. J. Paulraj, D. A. Gore, R. U. Nabar et H. Bolcskei, "An overview of MIMO communications - a key to gigabit wireless", *Proceedings of the IEEE*, vol. 2, no2, pages 198–218, février 2004.
- [145] Firmanto, W., et al, "Space-Time Turbo-Trellis Coded Modulation for Wireless Data Communications," *Eurasip Journal on Applied Signal Proc.*, Vol. 2002, No. 5, May 2002, pp. 459–470.
- [146] Paulraj, A., R. Nabar, and D. Gore, "Introduction to Space-Time Wireless Communications", Cambridge, UK: Cambridge University Press, 2003.
- [147] V. Tarokh, H. Jafarkhani et R. Calderbank, "Space-Time Block Coding for Wireless Communications : Performance Results", *IEEE J. Select. Areas Commun.*, vol. 17, no3, pages 451–460, mars 1999.
- [148] Vucetic, B., and J. Yuan, "Space-Time Coding", Chichester, UK: John Wiley & Sons Ltd., 2003.
- [149] V. Tarokh, H. Jafarkhani et R. Calderbank, "Space-time block codes from orthogonal designs", *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 45, no4, pages 1456–1467, juillet 1999.
- [150] H. Jafarkhani, "A quasi-orthogonal space-time block code", *IEEE Trans. Commun.*, vol. 49, no1, pages 42–45, janvier 2001.
- [151] Benyarou Mourad, Bendimerad Fethi Tarik and Debbat Fatima, "Multi-User Detection for Multibeam-MIMO-Multi-Carrier-CDMA systems with MMSE adaptive algorithm" *International Journal of Computer Science Issues IJCSI*, Volume 10, 2013.
- [152] S. Sandhu et A. Paulraj, "Unified design of linear space-time block codes", In *Proceedings of GLOBECOM'01*, (San Antonio, Texas), novembre 2001.
- [153] B. Hassibi et B. M. Hochwald, "High-rate codes that are linear in space and time", *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 48, no7, pages 1804–1824, juillet 2002.
- [154] Sidi mohamed Bahri et Fethi Tarik Bendimerad, "Performance of Adaptive Beam Forming Algorithm for LMS-MCCDMA MIMO Smart Antennas", *The International Arab Journal of Information Technology*, Vol. 6, No. 3, pp. 283-289, July 2009.
- [155] R. H. Gohary et T. N. Davidson, "Design of linear dispersion codes : some asymptotic guidelines and their implementation", In *Proceedings of Signal Processing Advances in Wireless Communications*, (Roma, Italia), jun 2003.
- [156] S. M. Alamouti, "A simple transmit diversity technique for wireless communications", *IEEE J. Select. Areas Commun.*, vol. 16, no8, pages 1451–1458, octobre 1998.
- [157] M. O. Damen, A. Chkeif et J. C. Belfiore, "Lattice code decoder for spacetime codes", *IEEE Commun. Lett.*, vol. 4, no5, pages 166–169, mai 2000.
- [158] E. Viterbo et J. Boutros, "A universal lattice code decoder for fading channels", *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 45, no5, pages 1639–1642, mai 1999.
- [159] V. Tarokh, A. Naguib, N. Seshadri et R. Calderbank, "Space-time Codes for High Data Rate Wireless Communication : Performance Criteria In the Presence of Channel Estimation Errors, Mobility, and Multiple Paths", *IEEE Trans. Commun.*, vol. 47, no2, pages 199–207, février 1999.
- [160] O. Tirkkonen, A. Boariu, and A. Hottinen, "Minimal non-orthogonal rate one space-time block code for 3+ tx antennas", In *IEEE International Symposium on Spread-Spectrum Techniques and Applications, ISSSTA'00*, pages 429–432, 2000.

- [161] M. O. Damen, K. Abed-Meraim et J-C. Belfiore , "Diagonal Algebraic Space-Time Block Codes", IEEE Trans. Inform. Theory, vol. 48, no3, pages 628–636, mars 2002.
- [162] H. El Gamal et M. O. Damen, "Universal Space-Time Coding ", IEEE Trans. Inform. Theory, vol. 49, no5, pages 1097–1118, 2003.
- [163] M. O. Damen et N. C. Beaulieu, " On diagonal Algebraic Space-Time BlockCodes ", IEEE Trans. Inform. Theory, vol. 51, no6, pages 911–919, juin 2003.
- [164] G. J. Foschini, "Layered space-time architecture for wireless communication in a fading environment when using multi-element antennas ". Bell Labs Technical Journal, pages 41–57, Autumn 1996.
- [165] G. Foschini et M. Gans, "On Limits of Wireless Communication in a Fading Environment when using Multiple Antennas ".
- [166] G. Golden, G. Foschini, R. Valenzuela et P. Wolniansky, "Detection algorithm and initial laboratory results using the V-BLAST space-time communication architecture". Electronics Letters, vol. 35, pages 14–15, January 1999.
- [167] P.W.Wolniansky, G.J.Foschini, G.D.Golden et R.A.Valenzuela, "VBLAST: an architecture for realizing very high data rates over the rich-scattering wireless channel". 1998 URSI International Symposium on Signals, Systems, and Electronics, ISSSE 98., pages 295–300, 29 Sep-2 Oct 1998.
- [168] D. Chizhik, F. R. Farrokhi, and A. Lozano , "Effect of antenna separation on the capacity of blast in correlated channels", IEEE Communications Letters, 4(11) :337–339, November 2000.
- [169] Benyarou Mourad, Bendimerad Fethi Tarik and Debbat Fatima, "Multi-User Detection by MMSE Adaptive Algorithm for multi-beam-MIMO-MC-CDMA using Sequences of References" International Journal of Computer Applications IJCA, Volume 69, 2013.
- [170] D. Lacroix-Penther et D. Castelain, "A study of OFDM parameters for high data rate radio LANs", In Proceedings of VTC Spring '00, vol. 2, (Tokyo, Japan), pages 1075–1079, mai 2000.
- [171] M. Debbah, "Linear Precoders for OFDM Wireless Communications", Thèse de Doctorat, Ecole Nationale Supérieure de Cachan 2002. <http://www.eurecom.fr/~debbah/Publications.html>
- [172] Mathieu Caillet, "Narrowband Adaptive Antennas" – Basic Concepts 2002.
- [173] Fernando Gregorio "Space Division Multiple Access (SDMA) for Wireless Local Area Network (LAN) Signal Processing ", Laboratory HUT.
- [174] G. J. Foschini and M. J. Gans. "On limits of wireless communications in a fading environment when using multiple antennas", Wireless Personal Communications, 6(3):311–335, march 1998.
- [175] Piero Castoldi, "Multiuser detection in CDMA mobile terminals", Artech House ,2002.
- [176] Jiangzhou Wang, "High-Speed Wireless Communications Ultra-wideband", 3G Long-Term Evolution, and 4G Mobile Systems.
- [177] Jian Li and Petre Stora "Robust Adaptive Beamforming" John Wiley & Sons, 2006.
- [178] B. Sadler, R. Kozick, and T. Moore, "Bounds on bearing and symbol estimation with side information," IEEE Trans. Signal Processing, 49, 822–834 (2001).
- [179] Mohinder jankiraman "Space-time codes and MIMO systems" British Library Cataloging-in-Publication Data, 2004.
- [180] Robert A. Monzingo and Thomas W. Miller, "Introduction to Adaptive Arrays", New York:Wiley, 1980.
- [181] Kiran, k. Shetty, "A Novel Algorithm For Uplink Interference Suppression Using Smart Antennas In Mobile Communications", the Florida State University, thèse doctorat, Mai 2004.
- [182] F.Michaut, "Méthode Adaptative Pour Le Signal : Outil Mathématiques Et Mise En Oeuvre Des Algorithmes", Hermes edition 2002.
- [183] B. Widrow, P.E. Mantey, L. J. Griffiths, P. B. Goode, "Adaptive Antennas Systems", Proc.IEEE, vol. 55, pp. 2143-2158, 1967.
- [184] J. Benesty, "Algorithmes Adaptatives", cours INRS-EMT, Mars 2005.

- [185] A.Perrier, "Developpement Et Analyse De Performance D'algorithmes De Type Gradient Stochastique » thèse doctorale à l'ENST Paris 1995.
- [186] A.El Zooghby,"Smart Antenna Engineering" Artech House Edition 2005.
- [187] B. A. Bjerke and J. G. Proakis,"Multiple antenna diversity techniques for transmission over fading channels". In IEEE Proceedings of Wireless Communications and Networking Conference (WCNC),volume 3, pages 1038–1042, New Orleans (LA), USA, September 21-24 1999.
- [188] Kim-Chyan Gan, " Path Searcher for a W-CDMA Rake Receiver", A.N. 2252, rev. 3, Free scale Semiconductor, mars 2005.
- [189] H.Holma and A. Toskala, "W-CDMA for UMTS ", 3rd Edition, John Wiley & Sons, West Sussex, England, 2004.
- [190] R. Michael Buehrer Blacksburg,"Code Division Multiple Access(CDMA)", Virginia, USA by Morgan & ClaypoolChen, Hsiao-Hwa, 2006.
- [191] Peh Keong TEH, Seyed (Reza) ZEKAVAT, " Beam Pattern Scanning (BPS) versus Space-Time Block Coding (STBC) and Space-Time Trellis Coding (STTC)", Int. J. Communications, Network and System Sciences, 2009, 6, 469-479.
- [192] Nevio Benvenuto, Giovanni Cherubini"Algorithms for Communications Systems and their Applications" 2002 John Wiley & Sons Ltd.

RESUME

Aujourd'hui les systèmes MIMO sont devenus un des sujets les plus étudiés en recherche, car ils sont capables d'augmenter l'efficacité spectrale (capacité) sur une largeur de bande limitée. L'aptitude des systèmes multi-antennes à résister aux évanouissements et aux interférences constitue par ailleurs un avantage supplémentaire indéniable. Les avantages des systèmes MIMO vont cependant bien au-delà de ceux des antennes intelligentes. Le fait de placer des antennes des deux côtés de la liaison crée une matrice de canal et donne la possibilité de transmettre de l'information par plusieurs modes spatiaux égaux au nombre minimal des antennes d'émission et de réception de cette matrice sur le même créneau spatiotemporel et sans puissance supplémentaire. Par l'association du système de transmission MIMO à Formation de Faisceaux Multiples (multi-beam) à la réception se basant sur le multiplexage spatial ou la diversité spatiale à l'émission et du système MC-CDMA, nous créons un nouveau schéma de transmission à grande efficacité spectrale ou à grande diversité selon le compromis à faire. Nous générons ainsi plusieurs faisceaux indépendants du fait de la décorrélation spatiale entre les antennes, chaque faisceau se dirige uniquement vers l'antenne du réseau d'émission correspondante suivant un signal de référence qui est inséré dans la trame des données émises.

Mots clés : Antennes adaptatives, Système MIMO, Formation de Faisceaux Multiples, MMSE, CDMA, OFDM, MC-CDMA, MIMO-MC-CDMA, V-BLAST, STBC, détection Multiutilisateurs.

ABSTRACT

Today MIMO systems have become one of the subjects most studied in research because they are able to increase the spectral efficiency (capacity) on a limited bandwidth. The ability of multi-antenna systems to resist in fading and interference is also a definite plus. The benefits of MIMO systems are however far beyond those of smart antennas. Placing the antennas on both sides of the connection creates a channel matrix and the possibility to transmit a number of information equal to the minimum number of transmit and receive antennas of this matrix in the same modes spatiotemporal segment and without additional power. By the association of MIMO transmission system with multi-beamformer (multi-beam) at the reception based on the spatial multiplexing or spatial diversity and MC-CDMA system, we create a new transmission scheme with high spectral efficiency or large diversity. Therefore, we generate multiple independent beams because its space décorrélation between the antennas, each beam is directed only to the antenna of array transmission along a corresponding reference signal which is inserted into the transmitted frame data.

Keywords: Adaptive antennas, MIMO System, Multi-Beam, MMSE, CDMA, OFDM, MC-CDMA, MIMO-MC-CDMA, V-BLAST, STBC, Multiuser detection.

ملخص

أصبحت أنظمة MIMO اليوم من المواضيع الأكثر بحثًا ودراسة لأنها قادرة على زيادة كفاءة استخدام الطيف (القدرة) على عرض نطاق ترددي محدود. قدرة الأنظمة متعددة الهوائيات على مقاومة التلاشي والتداخل هو أيضا من الإيجابيات الواضحة. إيجابيات أنظمة MIMO تذهب إلى أبعد من مجرد الهوائيات الذكية. تركيبات هوائيات على كلا جانبي الصلة يخلق مصفوفة قناة ويمكن من إيصال المعلومة بطرق فضائية متعددة تساوي العدد الأدنى لهوائيات الإرسال والاستقبال لهذه المصفوفة على نفس مجال المكان والزمان وبدون استطاعة إضافية. بالتجميع بين نظام MC-CDMA ونظام MIMO لتكوين متعدد الحزم الكهرومغناطيسية لاستقبال معتمد على مزج الإشارات الفضائية أو تنوعها عند الإرسال، تخلق تمثيلا جديدا ذا فعالية طيفية كبيرة في الإرسال أو بتنوع كبير حسب ما تريد فعله. وبهذا ننشئ عدة أشعة مستقلة بفضل تباعد الفضاء بين الهوائيات، كل شعاع يتجه فقط نحو الشبكة الهوائية للإرسال الموافقة لها حسب الإشارة المرجعية التي يتم إدراجها ضمن بيانات الإطار المنقولة.

الكلمات الرئيسية: شبكة الهوائيات، أنظمة MIMO، تشكيل متعددة الحزمة، MMSE، CDMA، OFDM، MC-CDMA، MIMO-MC-CDMA، هندسة-V BLAST، STBC، الكشف المتعدد المستخدمين.
