



REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

**MINISTRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR
ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE**

UNIVERSITE ABOU BEKR BELKAID - TLEMCEM
FACULTE DE TECHNOLOGIE
DEPARTEMENT DU GENIE ELECTRIQUE ET ELECTRONIQUE
LABORATOIRE DE TELECOMMUNICATIONS DE TLEMCEM LTT

THESE

Pour l'obtention du

DIPLOME DE DOCTORAT EN SCIENCES

Spécialité : Télécommunications

Présentée par :

FEROUANI SOUHEYLA

**Traitement d'Antennes Adaptatives pour l'Optimisation
des Performances des Systèmes MIMO-OFDM
dans les Réseaux de Télécommunications Sans Fil**

Soutenue en 2014 devant le Jury composé de :

Président :

CHERMITTI Ali

Professeur à l'Université de Tlemcen

Examineurs :

DEBBAT Fatima

M. C. – A à l'Université de Mascara

AYACHE Choukria

M. C. – A à l'Université d'Aïn Témouchent

Directeur de thèse :

BENDIMERAD Fethi Tarik

Professeur à l'Université de Tlemcen

REMERCIEMENTS

Cette thèse ayant pour intitulé : « Traitement d'Antennes Adaptatives pour l'Optimisation des Performances des Systèmes MIMO-OFDM dans les Réseaux de Télécommunications Sans Fil » a été réalisée au sein du Laboratoire de Télécommunications de Tlemcen (LTT), de la Faculté de Technologie de l'Université Abou-Bekr BELKAÏD-Tlemcen, sous la direction de Monsieur **F. T. BENDIMERAD**, Professeur à l'Université de Tlemcen.

Je voudrais remercier les personnes qui ont contribué de près ou de loin à l'aboutissement de mes travaux de recherche..

Tout d'abord, cette thèse ne serait pas aussi riche et n'aurait pu voir le jour sans l'aide et l'encadrement de mon Directeur de Thèse : **Monsieur F.T. BENDIMERAD**, Professeur à l'Université de Tlemcen, pour la qualité de son encadrement, sa rigueur, son incroyable disponibilité, ses remarques fructueuses et ses directives précieuses.

Je tiens à remercier Monsieur **A. CHERMITTI**, Professeur à l'Université de Tlemcen, pour avoir accepté d'assurer la présidence de mon Jury de Thèse. J'aimerais lui manifester ma profonde gratitude pour sa disponibilité et son attention.

J'adresse aussi mes remerciements aux examinatrices de ma thèse :

Docteur C. AYACHE, Maître de Conférences Classe A à l'Université de Ain Témouchent, qui me fait l'honneur d'être membre du Jury.

Docteur F. DEBBAT, Maître de Conférences Classe A à l'Université de Mascara, pour ses précieux conseils, sa confiance dans ce que je fais. Je salue en elle sa capacité d'associer de façon exemplaire qualités scientifiques et humaines.

Merci à tous...

DEDICACES

Au nom de Dieu, le clément, le très miséricordieux,

Je dédie ce modeste travail particulièrement à :

Mon papa :

J'espère qu'il trouvera dans ce travail les valeurs qu'il m'a transmis, notamment : la rigueur, la méthode, la patience et la persévérance.

Ma maman :

J'espère qu'elle trouvera aussi tout ce qu'elle m'a transmis dans le résultat de ces travaux : la générosité, la créativité et le courage d'aller jusqu'au bout.

MON Mari B. Mohamed :

Je lui remercie énormément pour son soutien, et sa contribution pour la réalisation de ce travail.

Je n'oublie pas mes frères, ma grand- mère et toute ma Famille et ma belle famille;

J'adresse ma gratitude aussi à mes très chères sœurs Zineb, Sabria et Malika

A toutes mes amies chacune son nom pour leurs aides précieuses.

Je demande enfin à toutes les personnes sollicitées dans le cadre de ce travail de trouver ici l'expression de ma profonde gratitude.



FEROUANI SOUHILA.

Dans le cadre de ce travail de recherche, nous nous sommes intéressés à un système de télécommunications de type MIMO-OFDM à multiplexage spatial utilisant un récepteur non adaptatif MMSE-VBLAST et la technique de formation de faisceau FF avec des algorithmes adaptatifs LMS, RLS, SU RLS. Les applications de ces travaux de recherche sont diverses et peuvent être aussi bien fixes (WIFI, IEEE, ...) que mobiles (LTE, 3GPP, ...).

La première partie de ce travail est consacrée à une étude comparative des différents égaliseurs non adaptatifs. Nous avons constaté que le meilleur détecteur assurant une meilleure qualité de signaux en réception est le MMSE-VBLAST.

La seconde partie de la thèse se concentre sur notre système proposé. Nous avons combiné le détecteur MMSE-VBLAST avec les algorithmes adaptatifs de formation des faisceaux (LMS, RLS, SU-RLS) pour combattre l'effet de brouillage directionnel à l'intérieur d'un même canal et les interférences inter-canaux. Cette technologie hybride nous a permis d'améliorer les performances du système tout en minimisant le taux d'erreur binaire TEB pour des forts rapports signal sur bruit SNR.

Mots clés :

Réseaux de télécommunications sans fil, antennes intelligentes, technologie MIMO, OFDM, MIMO-OFDM, réseaux d'antennes adaptatives, formation de faisceaux.

As part of this research, we are interested to MIMO-OFDM telecommunications system using non-adaptive MMSE-VBLAST receive and beamforming technique with adaptive algorithms (FF): LMS, RLS, SU-RLS.

The scope of this research work can be both: stationary applications (exp: WIFI, IEEE) and mobile applications (exp: LTE, 3GPP).

The first part of this work is devoted to a comparative study of different non-adaptive equalizers. We found that the best detector ensuring better quality signal reception in the MMSE-VBLAST.

The second part of the thesis focuses on our proposed system. We combined the MMSE-VBLAST detector with adaptive beamforming algorithms (LMS, RLS, and SU-RLS) to combat the effects of directional interference within the same channel and inter-channel interference. This hybrid technology has allowed us to improve the performance of the whole system by minimizing the bit error rate BER high signal to noise ratios SNR.

Keywords:

Wireless networks, smart antennas, MIMO technology, OFDM, MIMO-OFDM, adaptive antenna arrays, beam forming.

ملخص

هذه الأطروحة تتضمن دراسة النظام MIMO-OFDM باستخدام جهاز استقبال غير متكيف، MMSE-VBLAST، و تقنية التكوين الإشعاعي المتكيف باستعمال الخوارزمية RLS، LMS، RLS، SU-RLS من المجالات التطبيقية لهذه التقنية الميدان الثابت IEEE، WIFI، وميدان الهواتف النقالة 3GPP، LTE. يحتوي الجزء الأول من هذه الأطروحة على مقارنة مختلف أجهزة الاستقبال الغير متكيفة. لقد وجدنا أن أفضل جهاز ذو إشارة ذات نوعية جيدة هو VBLAST - MMSE. يركز الجزء الثاني على نظامنا المقترح، لقد جمعنا MMSE-TVBLAS مع الخوارزمية المتكيفة SU-RLS، RLS، LMS، من اجل التقليل من التداخل الإيجابي داخل القناة و بين القنوات. لقد أمكننا هذه التكنولوجيا من تحسين الأنظمة بصفة معتبرة جدا و ذلك بالتقليل من نسب TEB، و بالتالي الحصول على نوعية جيدة جدا للإشارات عند الاستقبال.

كلمات المفاتيح:

شبكة الاتصالات السلكية واللاسلكي، الهوائيات الذكية، تكنولوجيا MIMO، DFOM، MIMO-DFOM، نظم الهوائي المتكيف التكوين الإشعاعي.

Remerciement et dédicaces	ii
Résumé.....	iv
Abstract.....	v
Table des matières.....	vi
Table des figures.....	xi
Acronymes et abréviations.....	xiii

Introduction général	1
----------------------------	---

Chapitre 1 : Environnement des systèmes de radiocommunications

1.1 Introduction	6
1.2 Chaîne de transmission numérique classique	6
1.3 Propagation	9
1.3.1 La propagation en espace libre	9
1.3.2 La propagation hors espace libre	10
1.3.2.1 Les phénomènes de base en propagation.....	11
1.3.2.2 La propagation par trajets multiples	12
1.3.3 Le bruit radioélectrique	13
1.4 Canal de propagation.....	13
1.4.1 Modélisation du canal de propagation	13
1.4.1.1 Canal avec bruit blanc gaussien aditif	13
1.4.1.2 Canal avec évanouissement	14
1.4.1.3 Canal avec évanouissement et bruit blanc Gaussien	14
1.4.2 Dispersion dans les canaux	15
1.4.2.1 La dispersion temporelle	15
1.4.2.2 La dispersion fréquentielle	16
1.4.3 Interférences des signaux	16
1.4.4 Sélectivité d'un canal de communication.....	17
1.4.4.1 Canal sélectif en fréquence	17
1.4.4.2 Canal non sélectif en fréquence	18
1.4.5 La diversité dans le canal	18
1.4.6 Capacité du canal	20
1.5 Techniques de modulations avancées	20
1.5.1 Accès multiple par répartition de code (CDMA)	21
1.5.2 La modulation OFDM (à porteuses multiples).....	21

1.5.3 La technique MC-CDMA	22
1.6 Les réseaux locaux sans-fil WLAN	22
1.7 Conclusion	23

Chapitre 2 : Systèmes multi-antennes et Techniques de formation de faisceaux

2.1 Introduction	26
2.2 Introductionaux systèmes MIMO.....	26
2.3 Architecture et caractérisation	27
2.3.1 Architecture MIMO	27
2.3.1.1 Système SISO	28
2.3.1.2 Système MISO.....	28
2.3.1.3 Système SIMO.....	29
2.3.1.4 Système MIMO	30
2.3.1.4.1 Systèmes multi-antennes avec connaissance du canal à la réception	31
2.3.1.4.2 Systèmes multi-antennes avec connaissance du canal à l'émission et à la réception	35
2.3.1.4.3 Systèmes multi-antennes sans connaissance du canal ni à l'émission ni à la réception	38
2.3.1.5 Comparaison de la capacité des différents systèmes	39
2.4 Applications des systèmes MIMO (Multiple Input Multiple Output).....	40
2.5 Techniques de formation de faisceaux	41
2.5.1 Les différents types de formateur de faisceaux	42
2.5.2 La formation de faisceaux au niveau de récepteur	42
2.5.2.1 La formation de faisceaux conventionnelle (FFC)	44
2.5.2.2 Les formations de faisceaux adaptatives (FFA)	47
2.6 Conclusion	51

Chapitre 3 : Système MIMO-OFDM

3.1 Introduction	53
3.2 La technique OFDM.....	53
3.2.1 Historique de l'OFDM	53
3.2.2 Problématique.....	55
3.2.3 Principe et fonctionnement de l'OFDM	57

3.2.3.1 Principe de la modulation	57
3.2.3.2 Principe de la démodulation	59
3.2.4 Implantation numérique	60
2.3.4.1 Implantation numérique du modulateur.....	60
2.3.4.2 Implantation numérique du démodulateur.....	61
3.2.5 Notion d'orthogonalité	62
3.2.6 Intervalle de garde	63
3.2.7 Description vectorielle de l'OFDM	64
3.2.7.1 Principe de l'émetteur	64
3.2.7.2 Description du récepteur.....	65
3.2.8 Avantages de l'OFDM	65
3.3 Système de transmission MIMO associé à une modulation OFDM	65
3.3.1 Introduction	66
3.3.2 Idée de base.....	66
3.3.3 Principe de l'approche proposée	67
3.3.4 Démonstration du modèle théorique équivalent	69
3.4 Capacité du système MIMO-OFDM	70
3.5 Conclusion	73

Chapitre 4 : Techniques non adaptatives appliquées aux systèmes MIMO-OFDM

4.1 Introduction	75
4.2 Techniques non adaptatives	75
4.2.1 Forçage à zéros (ZF)	76
4.2.2 Minimum Mean-Squared Error (MMSE).....	76
4.2.3 V-BLAST (<i>Vertical Bell Laboratories Layered Space-Time</i>).....	77
4.2.4 Maximum Likelihood (ML)	79
4.3 Simulation du système MIMO-OFDM avec les détecteurs non adaptatifs	80
4.3.1 Modélisation du système	80
4.3.2 Paramètres de simulation	81
4.3.3 Simulations	82
4.3.3.1 Performance du ZF pour le système MIMO-OFDM	82
4.3.3.2 Performance du MMSE pour le système MIMO-OFDM	83
4.3.3.3 Performance du ML pour le système MIMO-OFDM	84

4.3.3.4 Performance du VBLAST pour le système MIMO-OFDM	85
4.3.3.4.1 ZF combiné avec le VBLAST	85
4.3.3.4.2 MMSE combiné avec le VBLAST	86
4.3.3.5 Comparaison entre les différents détecteurs	87
4.4 Conclusion	88

Chapitre 5 : Techniques adaptatives appliquées aux systèmes MIMO-OFDM

5.1 Introduction	90
5.2 Récepteur numérique MIMO-OFDM à multiplexage spatiale.....	90
5.2.1 Introduction	90
5.2.2 Algorithme de formation de faisceaux numérique	91
5.3 Algorithmes adaptatifs	92
5.3.1 LMS (Least Mean Square).....	92
5.3.2 RLS (Recursive Least Square).....	93
5.3.3 SU-RLS (Sub sampled Updating Recursive Least Square)	95
5.4 Système proposé	97
5.5 Simulations et résultats.....	100
5.5.1 Paramètre de simulations	100
5.5.2 Performances du LMS	101
5.5.2.1 Sortie du filtre LMS	101
5.5.2.2 TEB en fonction du SNR	103
5.5.2.3 Influence du nombre de sous porteuses	105
5.5.3 Performances du RLS	105
5.5.3.1 Sortie du filtre RLS	105
5.5.3.2 TEB en fonction du SNR	107
5.5.3.3 Influence du nombre de sous porteuses	109
5.5.4 Performances du SU-RLS	109
5.5.4.1 Sortie du filtre SU-RLS	109
5.5.4.2 TEB en fonction du SNR	111
5.5.5 Temps de convergences des algorithmes adaptatives en fonction du nombre d'antennes.....	112
5.5.6 Comparaisons entre les techniques adaptatives et non adaptatives	112
5.5.7 Etude comparative	114

Table des Matières

5.6 Conclusion	115
Conclusion générale	117
Références Bibliographique	120
Annexe A.....	127
Publications et Communications	132

Fig 1.1 Chaîne de transmission numérique	7
Fig 1.2 Ellipse de Fresnel	9
Fig 1.3 Puissance reçue en fonction de la distance	10
Fig 1.4 Influence de la localisation spatiale des diffuseurs sur la réponse du canal de propagation.....	12
Fig 1.5 Modèle d'un canal avec bruit additif blanc gaussien.....	14
Fig 1.6 Modèle d'un canal avec évanouissement.....	14
Fig 1.7 Modèle d'un canal avec évanouissement et bruit additif blanc gaussien	15
Fig 1.8 Différentes sélectivités du canal	17
Fig 1.9 Comparaison montrant un canal sélectif en fréquence	18
Fig 1.10 Comparaison montrant un canal non sélectif en fréquence	18
Fig 1.11 Principe du CDMA	21
Fig 1.12 Principe de l'OFDM	22
Fig 2.1 Schéma d'un système de transmission sans fil MIMO	26
Fig 2.2 Dispositif MISO	29
Fig 2.3 Dispositif SIMO	30
Fig 2.4 Dispositif MIMO	32
Fig 2.5 Système de transmission MIMO à multiplexage spatial.....	33
Fig 2.6 Répartition spectrale et spatiale du signal RF dans un système MIMO à multiplexage spatial	34
Fig 2.7 Système MIMO à codage espace-temps	36
Fig 2.8 Systèmes MIMO utilisant des techniques de Water-Filling	36
Fig 2.9 Répartition spectrale et spatiale du signal RF dans un système MIMO utilisant la Technique Waterfilling	37
Fig 2.10 Systèmes utilisant des techniques de formation de faisceaux en émission.....	39
Fig 2.11 Capacité des systèmes multi antennes	41
Fig 2.12 Principe de la formation de faisceaux	44
Fig 2.13 Principe de la formation de faisceaux en réception : modèle bande étroite.....	45
Fig 2.14 Configuration de l'antenne pour la formation de voies	50
Fig 2.14 Configuration de l'antenne pour la formation de voies	56
Fig 2.15 Schéma de principe d'un formateur de faisceaux par séquence de référence.....	57
Fig 3.1 Influence du multi trajet sur le brouillage inter symboles	58
Fig 3.2 Principe de l'OFDM	58
Fig 3.3 Schéma de modulation	59

Fig 3.4 Spectre en sortie du modulateur OFDM	60
Fig 3.5 Schéma du principe du démodulateur OFDM	61
Fig 3.6 Schéma du principe du modulateur.....	62
Fig 3.7 Modulateurs OFDM numérique.....	63
Fig 3.8 Démodulateurs OFDM numérique	64
Fig 3.9 Représentation dans le domaine fréquentiel	65
Fig 3.10 Principe de l'émetteur OFDM	68
Fig 3.11 Principe du récepteur OFDM.....	70
Fig 3.12 Principe du système BLAST-OFDM.....	71
Fig 3.13 Système équivalent de l'association MIMO-OFDM	72
Fig 3.14 L'OFDM appliqué aux MIMO	80
Fig 3.15 Capacité du système MIMO-OFDM en fonction du SNR.....	82
Fig 4.1 Transmetteur/ récepteur MIMO OFDM	82
Fig 4.2 Performance du ZF pour MIMO OFDM	83
Fig 4.3 Performance du MMSE pour MIMO OFDM	84
Fig 4.4 Performance du ML pour MIMO OFDM.....	85
Fig 4.5 (a)et (b) Performance du ZF-VBLAST pour MIMO OFDM	86
Fig 4.6 (a)et (b) Performance du MMSE-VBLAST.....	87
Fig 4.7 Comparaison des différents algorithmes non adaptative	94
Fig 5.1 Système de filtrage adaptatif.....	98
Fig 5.2 Schéma du système MIMO-OFDM proposé	101
Fig 5.3 Signal estimé en sortie du filtre LMS	102
Fig 5.4 Courbe d'erreur.....	102
Fig 5.5 Coefficients du filtre LMS	103
Fig 5.6 Performance du LMS	104
Fig 5.7 Performance du LMS avec la variation du nombre de données d'adaptation	105
Fig 5.8 Influence du nombre de SP sur le LMS	105
Fig 5.9 Signal estimé en sortie du filtre RLS	106
Fig 5.10 Courbe d'erreur.....	106
Fig 5.11 Coefficients du filtre RLS	107
Fig 5.12 Performance du RLS.....	108
Fig 5.13 Performance du RLS avec la variation du nombre de données d'adaptation	109
Fig 5.14 Influence du nombre de SP sur le RLS	109

Table des figures

Fig 5.15 Signal estimé en sortie du filtre SU-RLS.....	110
Fig 5.16 Courbe d'erreur.....	110
Fig 5.17 Coefficients du filtre SU-RLS	111
Fig 5.18 Performance du SU-RLS	112
Fig 5.19 Convergence des filtres adaptatifs	112
Fig 5.20 BER des techniques adaptatives	113
Fig 5.21 BER des techniques non adaptatives	114
Fig 5.22 Techniques adaptative de [83] Appliqué au système MIMO	114
Fig 5.23 Simulation des techniques adaptatives du système proposé appliquées au système MIMO-OFDM.....	121
Fig A.1 Modulation à d calage d'amplitude (ASK)	121
Fig A.2 Modulation à décalage de fréquence (FSK).....	122
Fig A. 3 Modulation à décalage de phase (PSK)	122
Fig A.4 Modulation à décalage de phase en quadrature (QPSK).....	123
Fig A.6 Modulation d'amplitude en Quadrature 16-QAM	123

Liste des tables

Table 1.1	Évolution du standard 802.11	23
Table 4.1	Synthèse.....	75
Table 5.1	Paramètres de simulation	101
Tableau A.1	Modulation QPSK.....	122

Acronymes et Abréviations

ADSL	: Asymmetric Digital Subscriber Line
ASI	: Annulation Successive d'Interférences
BBGA	: Bruit Blanc Gaussien Aditif.
BER	: Bit Error Rate.
BLAST	: Bell Labs Layered Space Time.
BP	: Bande Passante.
BPSK	: Binary phase shift keying
CCETT	: Centre Commun d'Etude de Télédiffusion et de Télédétection
CDMA	: Code Division Multiple Access
COFDM	: Coded orthogonal frerequency division multiplexing
CSI	: Channel State Information
CBS	: Canal Binaire Symétrique
CP	: Cyclic Prefix
DAA	: Direction d'Angle d'Arrivée
DAB	: Digital Audio Broadcasting
DFT	: Discret Fourier Transform
D-BLAST	: Labs Layered Space Time
DFE	: Decision Feedback Egalizer
DMT	: Discrete Multi Tone
DSS	: Digital Spread Spectrum
DVB-T	: Digital Video Broadcasting-Terrestrial
EQMM	: Erreur Quadratique Moyenne Minimale
FDD	: Frequency Division Duplex
FFA	: Formation de Faisceau Adaptatif
FFC	: Formation de Faisceau Conventiionnelle
FFT	: Fast Fourier Transform
FHSS	: Frequency Hopping Spread Spectrum
GSM	: Global System for Mobile communications
HF	: High Frequency
HIPERLAN	: High PERFORMANCE Local Area Network
ICI	: Inter-Channel Interference

IES	: Interférence Entre Symboles
IEEE	: Institute of Electrical and Electronic Engineers
IFFT	: Inverse Fast Fourier Transform
ISI	: Inter Symbole Interférence
ISM	: Industrial Scientific et Médical
LMS	: Least Mean Square
LOS	: Line Of Site
LST	: Layered Space Time
LTE	: Long Term Evolution
MC-CDMA	: Multi Carrier-Code Division Multiple Access
MIMO	: Multiple Input Multiple Output
MISO	: Multiple Input Single Outputs
MMSE	: Minimum Mean Squared Error
MMSE-SQRD	: Minimum Mean Squared Error Sorted QR Decomposition
MPDR	: Minimum Power Distortionless Response
MSE	: Mean Square Error
MVDR	: Maximum Power Distortionless Response
MV	: Maximum de Vraisemblance
MRC	: Maximum Ratio Combiner
MMSE	: Minimum Mean Square Error
ML	: Maximum Likelihood
NLOS	: Non Line Of Site
OFDM	: Orthogonal frequency division multiplexing
PEB	: Probabilité d'Erreur Binaire
PSK	: Phase shift keying
QPSK	: Quadrature phase shift keying
QAM	: Quadrature Amplitude Modulation
RF	: Radio Fréquence
RIF	: Réponse Impulsionnelle Finie
RLS	: Recursive Least Square
RSB	: Rapport Signal sur Bruit
RSBI	: Rapport Signal sur Bruit plus Interférence
SIMO	: Single Input Multiple Output
SISO	: Single Input Single Output

SIC	: Successive Interference Cancellation
SMI	: Simple Matrice Inversion
SNR	: Signal to Noise Ratio
SST	: Spread Spectrum Technology
SU-RLS	: Subsampled Updating Least Square
TDD	: Time Division Duplex
TEB	: Taux D'erreur Binaire
TFR	: Transformer de Fourier Rapide
ULA	: Uniform Linear Array
UMTS	: Universal Mobile Telecommunications System
V-BLAST	: Vertical Labs Layered Space Time
WLAN	: Wireless Local Area Network
WMAN	: Wireless Metropolitan Area Network
WIFI	: Wireless Fidelity
WIMAX	: World Interoperability for Microwave Access
ZF	: Zéro Forcing
ZF-SQRD	: Zéro Forcing Sorted QR Décomposition
3G	: 3ème Génération

1- Contexte général

Le terme Wireless ou sans fil est devenu très attractif aussi bien dans le domaine du grand public que dans le domaine industriel. Ces systèmes évoluent au rythme des avancées technologiques atteintes dans toutes les disciplines scientifiques : traitement du signal, micro-électronique, nanoélectronique, logiciels, mathématique. De plus, grâce à la miniaturisation des technologies, leur performance a augmenté, et continuera d'augmenter à un rythme effréné. Les secteurs de la communication sans fil et de la communication mobile constituent en ce sens des défis importants. Au fil du temps, plusieurs générations se sont succédés afin d'améliorer le débit et la capacité tout en maintenant une qualité de service appréciable. Le monde sans fil est ainsi passé par la modulation analogique avant d'adopter définitivement la modulation numérique.

L'évolution dans ce domaine se fait très rapidement: une nouvelle génération voit à peine le jour que des recherches sont faites sur la prochaine. La raison en est fort simple: L'augmentation du nombre d'utilisateurs de services sans-fil est presque exponentielle, et chacun de ces utilisateurs demande toujours plus de bande passante. En effet, à l'origine, on se contentait de transmettre le strict nécessaire pour qu'il y ait communication, c'est-à dire la voix. Toutefois maintenant, on transmet maintenant des données réseau, de la voix, l'internet, des fichiers audio, vidéo... Nous voyons donc que l'évolution de ce domaine n'est pas prête de s'arrêter, ni même de ralentir. Durant toute cette évolution, la base reste la même telle qu'elle a toujours été dans les systèmes de télécommunications: nous désirons émettre et recevoir, tout en limitant les interférences et les effets perturbateurs du canal de transmission.

2- Problématique

Les problèmes dans les systèmes de communications sans fils restent en bonne partie les mêmes: le bruit gaussien, les interférences (inter symbole, les délais ...) Toutefois, selon les méthodes utilisées pour la communication, la façon de résoudre les différents problèmes varie grandement, car les techniques ne sont souvent applicables que pour un mode d'envoi précis, ou bien elles s'appliquent différemment selon le mode.

Les systèmes multi-antennaires à porteuses multiples (MIMO-OFDM) sont au cœur de nombreuses recherches en télécommunications. Comme tous les autres systèmes de communication, ils sont affectés par des interférences, que nous désirons éliminer. Évidemment, en pratique, aucun système ne peut complètement les éliminer; l'objectif est donc de les minimiser. Ces interférences sont de plusieurs types. Plusieurs solutions sont

possibles pour éliminer, ou plutôt minimiser l'effet de ces interférences. La première est un choix judicieux du type de système de télécommunications : nous allons étudier des égaliseurs pour le système MIMO-OFDM. La modulation à porteuses multiples OFDM est reconnue pour sa grande résistance à l'interférence inter symboles (ISI), grâce à l'utilisation de fréquences orthogonales pour envoyer les différents symboles. De plus, l'utilisation du MIMO (Multiple Input Multiple Output) vient accroître l'efficacité en offrant plusieurs autres chemins possibles pour le signal, augmentant la fiabilité des transmissions. Le MIMO-OFDM coexistera donc avec le MIMO-CDMA dans la quatrième génération, car avec autant d'utilisateurs, le CDMA ne peut disparaître rapidement. Toutefois, peu importe l'efficacité reconnue de la méthode utilisée, il est important d'avoir un bon égaliseur pour profiter pleinement des avantages d'une technique. Comme les systèmes MIMO-OFDM sont à l'étude, et que peu de prototypes existent présentement, nous en sommes toujours à vouloir déterminer quel algorithme d'égalisation utiliser.

3- Objectifs et contributions

Dans le cadre de cette thèse, nous nous concentrerons sur l'étude et le développement par simulation des algorithmes adaptatifs et non adaptatifs. C'est la partie du récepteur qui est mis en jeu, elle doit éliminer le bruit du signal, afin de le reconstitué plus fidèlement possible, pour ce faire nous allons décrire plusieurs méthodes permettant de résoudre ces problèmes de transmission. Au cours des dernières années, des systèmes utilisant la modulation OFDM (orthogonal frequency division multiplexing) ont été développés et perfectionnés; ils sont présentement utilisés dans les normes 802.11 a, g et 802.16. Les systèmes OFDM sont particulièrement appréciés parce qu'ils résistent bien aux déformations causées par le canal. À l'OFDM, nous désirons combiner les avantages des systèmes à plusieurs antennes. Nous appelons ces systèmes MIMO (multi-input multi-output), et ils sont étudiés de plus en plus. Il s'agit d'utiliser plusieurs antennes à l'émission et à la réception, afin de maximiser le nombre de canaux différents, ce qui permettrait de diminuer le taux d'erreurs ou d'augmenter le débit du transfert de données, selon la configuration choisie. Toutefois, la majorité des travaux concernant le MIMO est de nature théorique, et le MIMO a comme principal défaut de requérir une grande puissance de calcul au niveau du détecteur. On en arrive donc aux systèmes de télécommunications MIMO-OFDM, qui devraient composer, en parallèle avec le CDMA (code division multiple Access; accès multiple par répartition en code), la 4e génération de systèmes de communication sans-fil (4G). La raison de la dualité, c'est que les systèmes CDMA de la 3e génération (3G) ne pourront pas être remplacés rapidement, car des

millions d'utilisateurs l'utilisent encore aujourd'hui. Les deux technologies devront donc coexister pendant plusieurs années.

Pour cela nous avons proposé un système combinant les techniques adaptatifs et non adaptatifs afin d'améliorer les performances du système de transmission.

Les techniques d'égalisation MIMO-OFDM sont nombreuses et se présentent sous la forme de différents types :

- Linéaires non adaptatives
- Non linéaires non adaptatives
- Linéaires adaptatives
- Non linéaires adaptatives

Dans les techniques linéaires non adaptatives, nous retrouvons la technique la plus simple, soit celle du Zero-Forcing (ZF). Elle consiste à éliminer l'interférence due au canal seulement (note: nous assumons les canaux comme étant connus, ou parfaitement estimés). Toutefois, ce faisant, elle ne considère pas le bruit, et tend à en amplifier l'effet. Cette technique ne semble donc pas très efficace, mais comme l'algorithme est de loin le plus simple, ce n'est pas une surprise. Pour remédier à son problème, la méthode Minimum Mean-Squared Error (MMSE) a été développée, basée sur le ZF. Elle a pour but de minimiser l'erreur quadratique moyenne, afin de reconstituer le signal. Nous augmentons alors d'un cran la complexité.

Pour ce qui est des techniques non linéaires, nous notons le V-BLAST, qui consiste à trouver le récepteur dont le signal a le plus de chances d'avoir la bonne information. Ensuite, l'effet de cette antenne est annulé pour calculer, de la même manière, la prochaine antenne avec le meilleur signal, et ainsi de suite. Des techniques de forçage à zéros ZF et de minimisation de l'erreur quadratique moyenne MMSE peuvent être utilisées pour déterminer quelles antennes considérer, résultant en ZF-YBLAST et MMSE-BLAST. Une autre méthode non linéaire est celle du Maximum Likelihood (ML), qui offre d'excellentes performances, au prix d'une très grande complexité au niveau des calculs. Dans les techniques adaptatives, nous pouvons retrouver l'algorithme du gradient stochastique (Least Mean Square; LMS) et celui des moindres carrés récursifs (Recursive least square; RLS), ainsi que plusieurs autres. Nous devons toutefois calibrer ces algorithmes avec une séquence d'apprentissage, et bien que leurs performances soient très bonnes, leur complexité n'est pas négligeable, surtout dans des techniques telles que le RLS (Recursive least square; RLS).

4- Plan de la thèse

Ce manuscrit est décomposé en cinq chapitres. Dans le premier chapitre de cette thèse, nous présenterons des généralités sur l'environnement des systèmes de radiocommunications, pour se familiariser avec les phénomènes de propagation.

Le second chapitre repose sur les systèmes multi antennes et les différentes techniques de formation de faisceaux. La technique utilisée sera détaillée dans le chapitre cinq.

Ensuite, une étude est réalisée sur le système MIMO-OFDM en chapitre trois pour clarifier l'usage des deux techniques dans notre analyse.

Dans l'avant dernier chapitre, nous allons détailler les techniques non adaptatives utilisées dans la cette thèse. De nombreuses simulations seront réalisées et présentées.

Enfin, en chapitre cinq, nous allons décrire les algorithmes adaptatifs et le système proposé combinant les deux techniques cités auparavant. Un ensemble de courbes de simulations va être présenté avec une analyse des résultats trouvés, pour voir l'amélioration apportée par l'usage de cette technologie hybride.

La conclusion générale regroupe les différentes conclusions sur les études menées et indique quelques perspectives pour poursuivre les travaux et parfaire les résultats.

1.1 Introduction

Transmettre de l'information d'un point à un autre sans-fil nécessite un système de radio communication. Ce système utilise le canal hertzien comme support physique. Au cours de sa propagation, l'onde transmise traverse différents types de canaux jusqu'à atteindre sa cible. Ces canaux affectent l'onde émise. Cela rend nécessaire l'étude des canaux de propagation. Les performances de transmission, comme on le montrera par la suite, dépendent considérablement des caractéristiques du canal. Selon les conditions d'observation, ces canaux peuvent être considérés comme statiques ou dynamiques.

Nous présenterons dans ce chapitre la description d'une chaîne numérique classique, la propagation, la modélisation des canaux, la sélectivité et le phénomène de diversité, ce qui permettra dans la suite de nos travaux d'appréhender le dimensionnement et la conception logicielle de notre système de communication.

1.2 Chaîne de transmission numérique classique

Les systèmes de transmission numérique véhiculent de l'information sous forme numérique entre une source et un ou plusieurs destinataires (Fig1.1) en utilisant un support physique comme le câble, la fibre optique ou encore la propagation sur un canal radioélectrique. 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. 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. Nous ne nous intéresserons pas dans cette thèse au codage de source, et considérerons que la source d'information est idéale, i.e. délivre des éléments binaires indépendants et identiquement distribués (i. i. d.).

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 de 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 [1], le codage de 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 voire 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 [2].

À 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 ou sur fréquence porteuse.

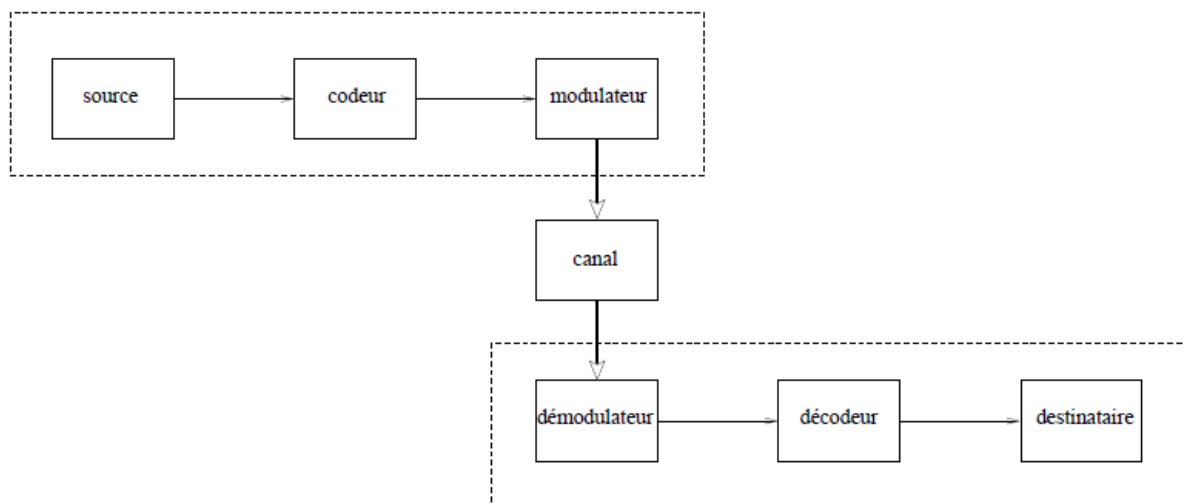


Fig 1.1 Chaîne de transmission numérique

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. Ainsi, si le téléphone utilise le câble bifilaire, des applications plus gourmandes en débit privilégieront le câble coaxial, autorisant des débits de l'ordre du Mbit/s, ou mieux la fibre optique qui peut supporter des débits de plusieurs Gbit/s. Dans le cadre de notre travail, 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...

À 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.

Un autre aspect primordial pour juger des performances d'un système de communication réside dans la complexité de l'algorithme de démodulation employé par le récepteur. Enfin l'occupation spectrale du signal émis doit être connue pour utiliser efficacement la bande passante du canal de transmission, et les besoins en débit des applications nouvelles conduisent de plus en plus à des modulations à grande efficacité spectrale. La modulation (PSK), que nous utiliserons tout au long de cette thèse, en fait partie et est détaillée dans l'annexe A.

1.3 Propagation

1.3.1 La propagation en espace libre

Selon l'environnement de propagation, les influences du canal diffèrent. Le modèle d'espace libre permet d'avoir une première approche. L'espace libre peut être modélisé comme l'illustre la fig 1.2. Dans le cas d'une liaison en vue directe, connue aussi sous le terme LOS (Line Of Sight) entre l'émetteur et le récepteur, une ellipse appelée zone de Fresnel permet de cerner la validité du modèle espace libre dans un canal réel. Effectivement, si cette zone n'est pas dégagée, le modèle n'est plus valable.

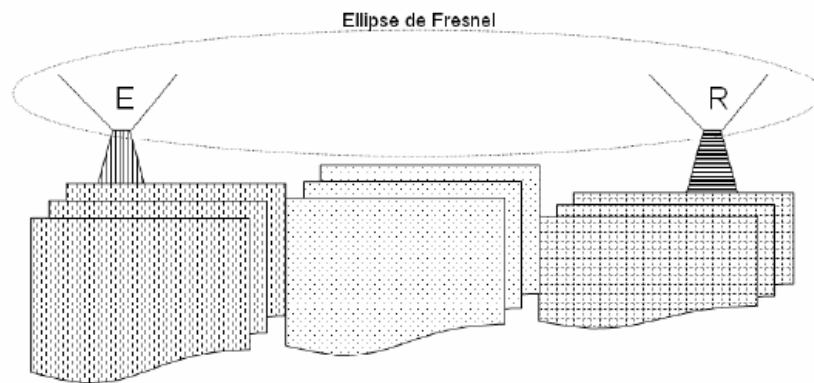


Fig1.2 Ellipse de Fresnel

En espace libre, l'onde se propage depuis l'émetteur jusqu'à ce qu'une partie de la puissance transmise P_e excite l'antenne réceptrice. Cette puissance reçue P_r s'exprime en fonction du gain des deux antennes G_e et G_r , de la distance de propagation d et de la longueur d'onde λ comme suit :

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

C'est une puissance de réception maximale. Cette valeur ne prend pas en compte la dépolarisation, la désadaptation et les variations spatiales du gain des antennes.

On en déduit l'affaiblissement de la liaison :

$$L = \frac{P_r}{P_e} = G_e G_r \left(\frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2 \quad (1.2)$$

En considérant des antennes omnidirectionnelles ($G_e = G_r = 1$), on en déduit de l'équation précédente que les pertes de propagation, à fréquence constante, sont inversement proportionnelles à d^2 .

1.3.2 La propagation hors espace libre

Les situations les plus courantes de propagation des systèmes de radio communication sont loin d'être en espace libre. Les obstacles de différentes formes géométriques et de diverses caractéristiques physiques perturbent la propagation. Ces perturbations se traduisent par des fluctuations de la puissance du signal reçu en fonction de la distance comme l'illustre la fig 1.3. Les pertes en fonction de la distance et les effets de masquage [3] sont les phénomènes à l'origine de ces variations. La décroissance en $1/d$ est la principale perte de puissance. La densité de puissance se réduit au fur à mesure que l'onde s'éloigne de sa source jusqu'à atteindre l'antenne réceptrice. L'influence des obstacles rencontrés par l'onde varie selon leurs configurations.

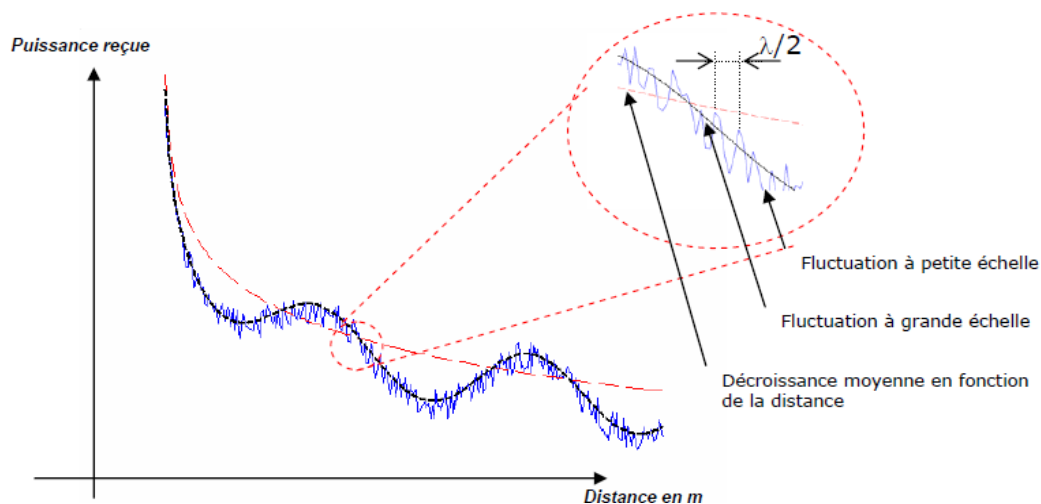


Fig1.3 Puissance reçue en fonction de la distance

En plus de la décroissance de la densité de puissance en fonction de la distance, entre l'antenne d'émission et l'antenne de réception, le signal subit deux types de pertes : pertes à petite et grande échelle. Comme le décrit la figure 1.3, les pertes à grande échelle définissent les fluctuations de la puissance moyenne mesurées sur un déplacement de plusieurs dizaines de longueurs d'onde. Les fluctuations à petite échelle sont observées sur un déplacement suffisamment petit (quelques longueurs d'onde). La présence d'obstacles dans l'environnement de propagation causant l'apparition de différentes répliques du signal émis au niveau du récepteur est la cause principale de ces variations. Selon leurs phases d'arrivée au niveau de l'antenne, la somme de ces répliques peut être constructive ou destructive. C'est la source du phénomène d'évanouissement. Ces obstacles naturels (sol, arbres, bâtiments, etc.) se trouvent sur le trajet de l'onde. Il en résulte une multitude de trajets et donc, une

multitude d'ondes retardées, atténuées et déphasées au niveau du récepteur. Ces phénomènes sont détaillés dans la section suivante.

1.3.2.1 Les phénomènes de base en propagation

Les obstacles rencontrés par le signal lors de son trajet de l'antenne d'émission à l'antenne de réception agissent différemment sur le signal. En effet, différents phénomènes apparaissent selon la taille vis à vis de la longueur d'onde λ , de la nature et de la forme de ces obstacles [4]. La réflexion, la diffraction et la diffusion sont les trois principaux mécanismes qui perturbent le signal [5,6]. Ces phénomènes sont illustrés sur la fig 1.4, leur description est la suivante:

Réflexion/Réfraction: Les phénomènes de réflexion et de réfraction apparaissent lorsque l'obstacle rencontré par l'onde a une taille très supérieure et de très petites irrégularités devant la longueur d'onde du signal.

Diffraction: Des phénomènes de diffraction apparaissent lorsque le chemin de propagation est obstrué par un obstacle imperméable aux ondes électromagnétiques.

Les dimensions de cet obstacle doivent être faibles devant la longueur d'onde du signal ou l'obstacle possède des arêtes vives. L'énergie transmise par ces sources permet au signal de se propager dans les zones d'ombre, ce qui explique l'arrivée d'ondes radio au niveau du récepteur en l'absence de visibilité directe et d'interventions des autres types d'interactions. C'est une grande source de multi trajets.

Diffusion: La diffusion apparaît s'il existe sur le trajet de l'onde une zone très dense d'objets de dimensions du même ordre de grandeur ou inférieures à la longueur d'onde. Le même phénomène est observé avec une surface rugueuse présentant des irrégularités suffisamment petites. L'influence de la position spatiale de l'obstacle est illustrée sur la fig 1.4. On distingue deux principaux types de réflecteurs :

Diffuseurs locaux: Les diffuseurs locaux sont les obstacles proches de l'émetteur ou du récepteur. Au niveau du récepteur, les diffuseurs placés dans son voisinage occasionnent un grand étalement angulaire des échos et un étalement temporel faible.

Les diffuseurs proches de l'émetteur introduisent de faibles étalements, temporel et angulaire.

Diffuseurs lointains: Les diffuseurs lointains désignent les obstacles éloignés simultanément de l'émetteur et du récepteur. Ils donnent lieu à des trajets multiples généralement caractérisés par un fort étalement temporel.

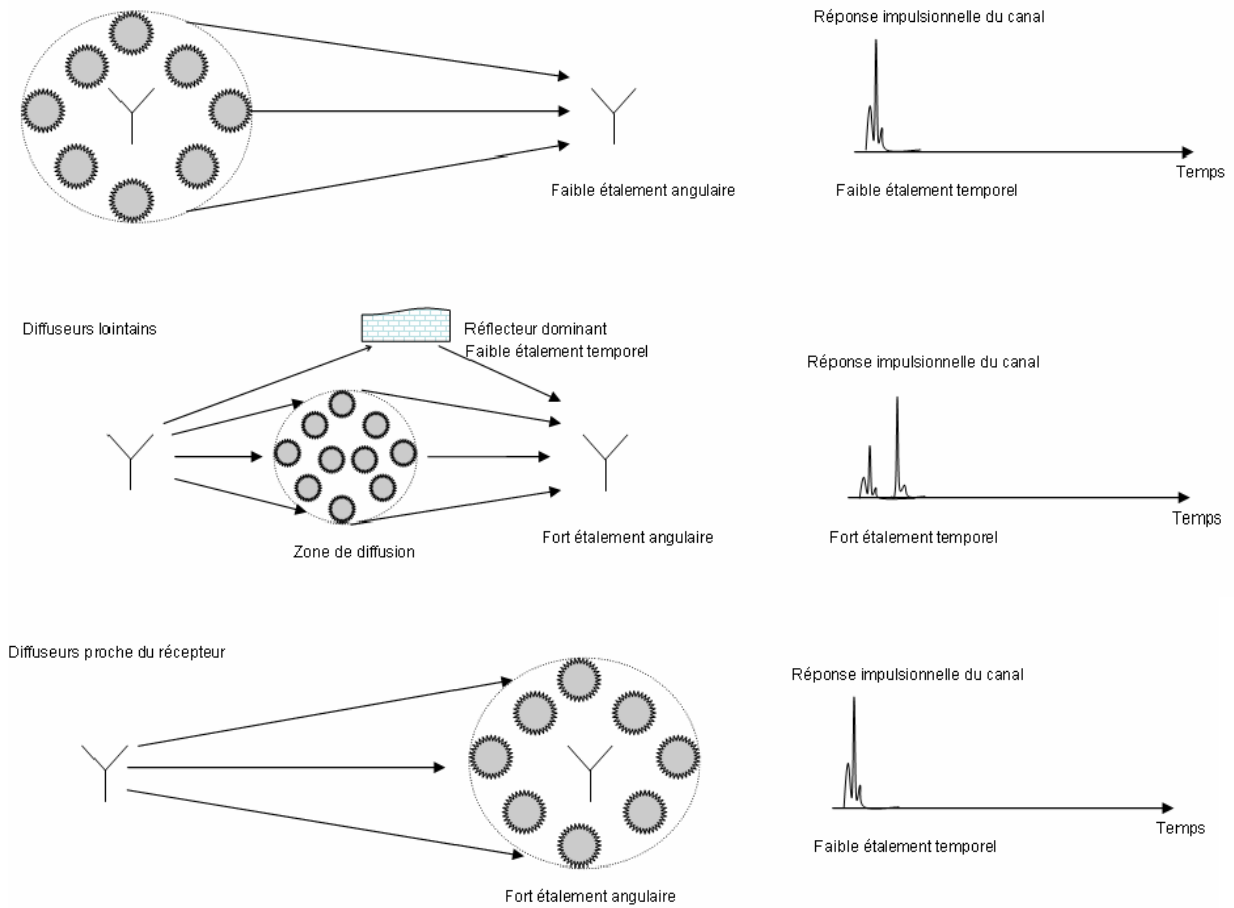


Fig1.4 Influence de la localisation spatiale des diffuseurs sur la réponse du canal de propagation.

Selon l'application envisagée, ces obstacles peuvent être considérés comme un avantage ou un inconvénient. Par exemple, lorsque l'émetteur et le récepteur sont en vue directe (LOS), la réflexion perturbe la liaison. Cependant, dans le cas du canal NLOS (*Non Line Of Sight*), la diffraction et la diffusion assurent la continuité de la liaison.

1.3.2.2 La propagation par trajets multiples

Les phénomènes précédemment présentés modifient le signal transmis. De nombreuses répliques de ce signal sont ainsi créées. Celles-ci sont plus ou moins retardées selon les longueurs des trajets effectués. Dès lors, elles sont plus ou moins atténuées selon la distance parcourue et selon les phénomènes de base rencontrés. A la réception, ces répliques se combinent de façon constructive ou destructive donnant naissance à des évanouissements, représentés sur la fig 1.3. Dans le cas du canal radio mobile, en supposant que les diffuseurs sont uniformément répartis sur $[0 ; 2\pi[$, ces évanouissements apparaissent statistiquement en moyenne tous les $\lambda/2$.

Les systèmes de radiocommunications mobiles, que ce soit à l'intérieur ou l'extérieur des bâtiments, sont ainsi soumis aux distorsions induites par les trajets multiples. Cependant dans le cas NLOS, les trajets multiples évitent l'interruption de la liaison entre l'émetteur et le récepteur.

1.3.3 Le bruit radioélectrique

Un signal radioélectrique est dit bruit s'il ne transporte pas l'information utile et perturbe la liaison. Il est considéré comme aléatoire. Le milieu de propagation ainsi que les dispositifs électroniques de l'émetteur et du récepteur sont respectivement ces origines externes et internes [4,7]. Les sources de bruits externes peuvent être de nature extra-terrestre ou terrestre. Elles regroupent les bruits et les parasites atmosphériques, les rayonnements divers captés par l'antenne, les interférences éventuelles entre les utilisateurs du milieu de transmission ou encore les bruits d'origine industrielle. Le bruit interne a pour origine le mouvement brownien des électrons présents dans les composants électroniques du récepteur. Ces électrons évoluent indépendamment les uns des autres, tout en suivant une même loi. Le bruit interne peut alors être modélisé, d'après le théorème de la limite centrale [8], par un processus gaussien. Le bruit interne est considéré comme blanc, ce qui veut dire que sa densité de puissance est la même quel que soit la fréquence.

1.4 Canal de propagation

1.4.1 Modélisation du canal de propagation

Il existe une multitude de modèles des canaux de propagations. Dans cette étude nous nous intéressons aux types de canaux suivants [9] :

1.4.1.1 Canal avec bruit blanc gaussien aditif

Le modèle du canal avec bruit blanc gaussien aditif (BBGA) est le plus simple des modèles. Le signal reçu $r(t)$ est la résultante du signal $s(t)$ avec l'ajout du bruit $n(t)$ modélisé par une fonction de densité de probabilité gaussienne définie comme suit :

$$f_x(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} e^{-(x-\mu)^2/2\sigma^2} \quad (1.3)$$

Avec x : variable aléatoire ; μ : moyenne ; σ : variance.

Ce canal est décrit par l'équation :

$$r(t) = s(t) + n(t) \tag{1.4}$$

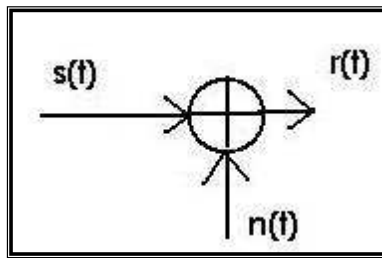


Fig 1.5 Modèle d'un canal avec bruit additif blanc gaussien

1.4.1.2 Canal avec évanouissement

Dans ce type de canal, seuls les évanouissements qui affectent les signaux sont pris en compte. Il est décrit par l'équation :

$$r(t) = h(t; t_d) * s(t) \tag{1.5}$$

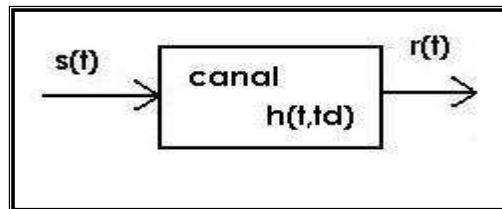


Fig 1.6 Modèle d'un canal avec évanouissement

1.4.1.3 Canal avec évanouissement et bruit blanc Gaussien aditif (canal de Rayleigh)

C'est un canal qui modélise à la fois un évanouissement et un BBGA, c'est-à-dire il regroupe les deux canaux décrits précédemment. Ce canal théorique peut également modéliser un canal sélectif en fréquence (et éventuellement en temps) pour lequel nous avons procédé à une modulation/démodulation OFDM. Ce modèle est décrit par l'équation :

$$r(t) = h(t; t_d) * s(t) + n(t) \tag{1.6}$$

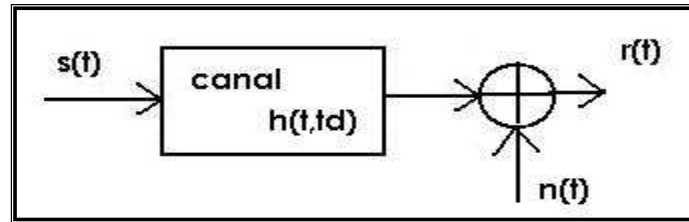


Fig 1.7 Modèle d'un canal avec évanouissement et bruit additif blanc gaussien

1.4.2 Dispersion dans les canaux

La configuration spatiale du récepteur et de l'émetteur engendre des dispersions temporelles et fréquentielles. Ces dispersions sont déterminantes pour le canal de propagation. Elles définissent des paramètres d'exploitation du canal tel que la bande et le temps de cohérence. Ces paramètres sont essentiels au dimensionnement d'un système de radiocommunication.

1.4.2.1 La dispersion temporelle

La caractérisation impulsionnelle du canal consiste à observer en réception l'arrivée de l'impulsion émise. En présence de multi trajet, après l'arrivée de la réponse du trajet le plus court, arrivent les réponses des échos. Le temps écoulé entre l'impulsion reçue du premier trajet et celui du dernier écho est l'étalement des retards maximal noté τ_{\max} . Ainsi, l'étude statistique de la variable aléatoire τ $[0; \tau_{\max}]$ déterminera la dispersion moyenne des retards, notée σ_τ . Cette dispersion temporelle des retards se caractérise dans le domaine fréquentiel par une corrélation sur une bande de fréquence. La bande de cohérence B_c permet de quantifier le degré de corrélation entre deux fréquences distinctes. Ainsi, si l'écart fréquentiel entre deux signaux émis est supérieur à la bande de cohérence, alors les signaux reçus seront considérés comme décorrélés. La dispersion des retards et la bande de cohérence sont inversement proportionnelles. En effet, une dispersion élevée des retards provoque une bande de cohérence faible. De nombreuses relations empiriques [3,10] dépendantes du type du canal, permettent alors d'exprimer B_c en fonction de σ_τ . Voici quelques expressions empiriques [3] :

$$B_c \approx 1/\sigma_\tau \rho_f = 0.5 \quad (1.6)$$

$$B_c \approx 1/50\sigma_\tau \rho_f = 0.9 \quad (1.7)$$

Où ρ_f est le coefficient de corrélation.

1.4.2.2 La dispersion fréquentielle

Les dispersions fréquentielles sont liées au mouvement de l'émetteur et/ou du récepteur. Ces mouvements provoquent un décalage fréquentiel du spectre des signaux émis, appelé effet Doppler. Ce décalage dépend de la vitesse relative de déplacement. Ainsi pour un signal émis à la fréquence f_c le récepteur aura une fréquence de réception f_r qui sera la somme de la fréquence émise f_c et le décalage Doppler f_d :

$$f_r = f_c + f_d \quad (1.8)$$

f_d est fonction de l'angle θ d'incidence de l'onde reçue et de la vitesse v de déplacement relatif entre l'émetteur et le récepteur :

$$f_d = \frac{v}{c} \cos\theta \quad (1.9)$$

Où c désigne la célérité de la lumière. Selon cette expression, la bande fréquentielle sur laquelle évolue la fréquence de décalage Doppler appelée étalement Doppler ou bande Doppler est égale à :

$$B_d = 2f_{d_{\max}} \quad \text{avec} \quad f_{d_{\max}} = \frac{vf_c}{c} \quad (1.10)$$

Où $f_{d_{\max}}$ désigne la fréquence Doppler maximale.

1.4.3 Interférences des signaux

Les systèmes MIMO présentent un axe de recherche très vaste en télécommunications, et comme tous les autres systèmes de communications, ils sont affectés par des interférences que nous désirons les minimiser dans notre système de transmission. Il existe plusieurs types d'interférences, nous retrouvons :

- *Le simple bruit blanc* : retrouvé dans tous les systèmes, il est causé par la chaleur, les composants électriques environnante, etc ;
- *Interférence inter-symboles* : comme de nombreux symboles sont transmis les uns après les autres, et que les différents chemins (effet de chemins multiples; multi-path) qu'ils empruntent causent des délais différents, les échos de symboles déjà envoyés viennent interférer sur les symboles présents. C'est ce que nous appelons l'interférence inter-symbole (inter-symbole interférence; ISI). Son principal effet est un évanouissement (fading) du signal.
- *Interférence inter-bloc* : si les délais entre la réception des différentes versions du signal sont très longs, nous retrouvons le phénomène d'interférences inter-bloc.

- *Interférence inter-canal* : Enfin, comme nous traitons dans cette thèse, un système utilisant plusieurs porteuses, l'interférence inter-canal (inter-channel interference; ICI) peut apparaître si le système n'est pas parfaitement configuré.

1.4.4 Sélectivité d'un canal de communication

La notion de la sélectivité du canal est relative et elle dépend de la largeur de bande du signal et de l'étalement du délai du canal. Il exprime le fait que le signal à transmettre a des composantes fréquentielles qui sont atténuées différemment par le canal de propagation [11]. Cependant en comparant le retard de propagation global des trajets multiples vu par le récepteur du signal émis avec la période symbole. Nous pouvons classer les canaux en deux types.

- Canal sélectif en fréquence
- Canal non sélectif en fréquence

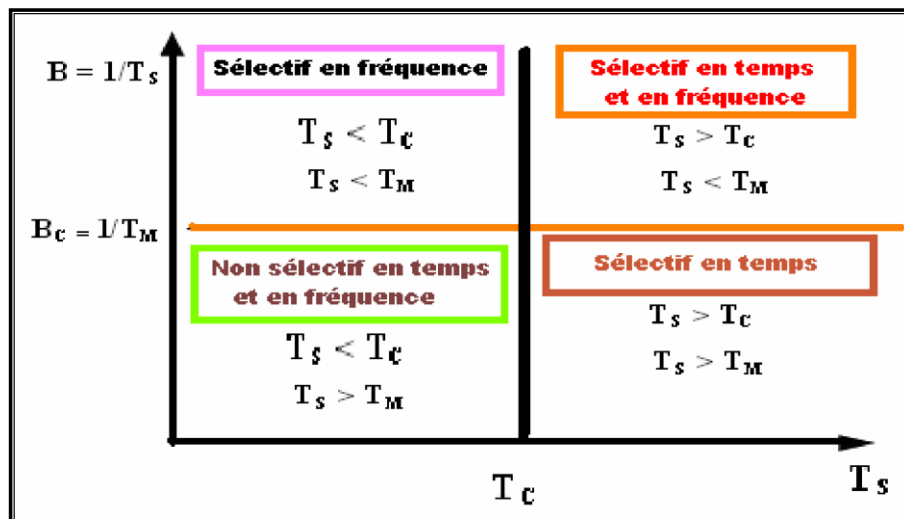


Fig 1.8 Différentes sélectivités du canal

I.4.4.1 Canal sélectif en fréquence

Nous parlons de canal sélectif en fréquence quand le signal transmis $x(t)$ occupe une bande de fréquence plus grande que la bande de cohérence du canal de propagation (définie

comme l'inverse du temps de retard maximum du canal de propagation, appelé encore delay spread). Dans ce cas, les composantes fréquentielles de $x(t)$ séparées de la bande de cohérence subissent des atténuations différentes et le récepteur distingue plusieurs trajets multiples.

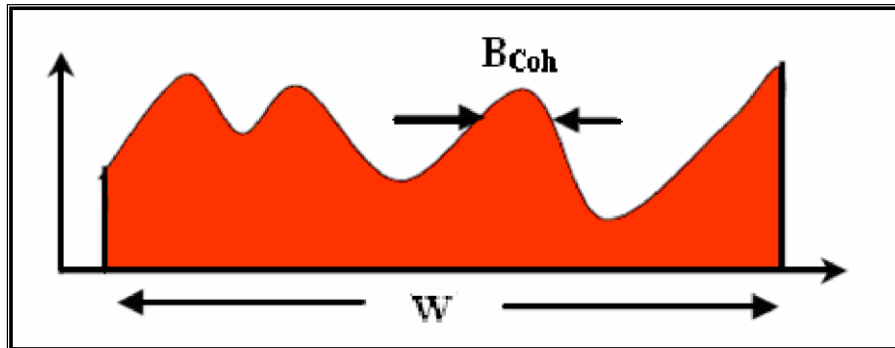


Fig 1.9 Comparaison montrant un canal sélectif en fréquence

1.4.4.2 Canal non sélectif en fréquence

Cette fois-ci, si la bande du signal est très petite par rapport à la bande cohérente, alors le canal est dit non sélectif en fréquence. D'une autre manière, nous pouvons aussi parler du cas où le retard de propagation des trajets multiples est inférieur à la période symbole. Dans ce cas le récepteur est capable de distinguer un seul trajet de propagation et ainsi le canal est dit aussi non-sélectif en fréquence, c'est-à-dire que toutes les composantes spectrales du signal émis sont affectées de la même façon par le canal. Puis la nature des atténuations vues des différentes antennes de réception sont supposées indépendantes et suivent une loi de Rayleigh.

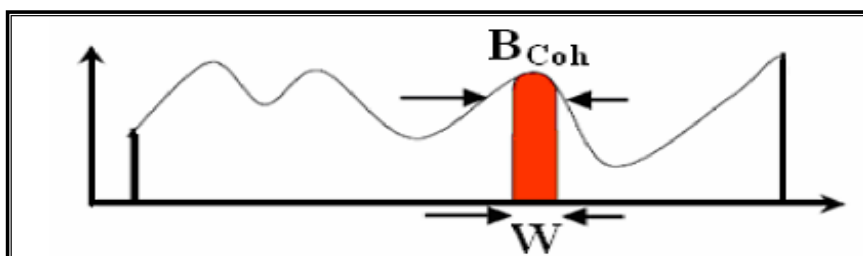


Fig 1.10 Comparaison montrant un canal non sélectif en fréquence

1.4.5 La diversité dans le canal

La diversité se définit par la présence en réception de plusieurs répliques indépendantes d'une même information. On distingue plusieurs formes de diversité, par exemple, les

diversités spatiales, temporelles, fréquentielles, etc ... La notion de diversité est utile afin d'évaluer la robustesse d'un système de radiocommunications vis à vis d'un canal donné. Les grandeurs D_t et D_f représentent respectivement l'ordre de diversité temporelle et fréquentielle. Ces grandeurs correspondent à l'ordre de diversité utilisé lors de la transmission d'un signal d'une trame de durée T_{trame} de signaux de durée T_s , leur expression est la suivante:

$$D_t = T_{trame}/T_c \quad (1.11)$$

$$D_f = B_s/B_c \quad (1.12)$$

Recevoir plusieurs répliques décorrélés du même signal apporte de la diversité. Cette diversité permet non seulement de contourner les obstacles physiques du canal (évanouissement) mais aussi de garantir une bonne transmission de l'information.

La dimension spatiale permet aussi d'obtenir une forme de diversité [12,13]. La diversité spatiale consiste à transmettre simultanément ou non, des informations sur plusieurs antennes. Ces dernières doivent être espacées d'au moins la distance minimale assurant l'indépendance des évanouissements qui est dite « distance de cohérence ». Alors que la cohérence fréquentielle est engendrée par les multi-trajets arrivant à des instants différents, la cohérence spatiale à l'émission/réception est engendrée par les multi-trajets partant/arrivant de différentes directions spatiales.

L'expression de la diversité spatiale dépend du schéma de modulation (SIMO : Single Input Multiple Output, MISO : Multiple Input Single Output ou MIMO : Multiple Input Multiple Output). Les travaux présentés dans [14] énumèrent les différentes expressions possibles de la diversité spatiale. Dans le cas d'un système MIMO comprenant N antennes à l'émission et M antennes à la réception, la diversité spatiale maximale sera égale à $N \times M$.

Profiter des diversités temporelles, fréquentielles et spatiales du canal revient à maximiser ces valeurs tout en garantissant une bonne efficacité spectrale. L'efficacité spectrale est une autre forme de caractérisation numérique du canal. Elle est estimée en déterminant la capacité de ce dernier.

1.4.6 Capacité du canal

En fonction du rapport signal sur bruit (SNR), il est possible d'estimer la vitesse maximale des bits à transmettre sur un support physique tout en garantissant un certain seuil d'erreur. Cette vitesse est connue par la capacité canal d'un système de communication. Elle permet d'exprimer le taux maximal de bit possible à transmettre tout en garantissant une faible perte de données. Elle est mesurée en bits par seconde par Hertz (bits/s/Hz). Elle permet de définir l'efficacité spectrale d'un canal.

En effet, un système mono-antenne (SISO) étant perturbé seulement par un bruit blanc additif gaussien peut atteindre une capacité maximale de [15] :

$$C_{\text{SISO}} = \log_2(1 + \rho) \text{ bits/s/Hz} \quad (1.13)$$

Où ρ est le SNR en réception.

Pour de hauts SNR, nous pouvons voir qu'il faut un gain de 3dB au niveau du SNR pour augmenter la capacité de 1 bit/s/Hz.

En prenant en compte un canal non idéal sujet à des évanouissements aléatoires, nous pouvons introduire un gain h d'amplitude complexe gaussienne de puissance unité et écrire la capacité ergodique (moyenne) :

$$C_{\text{SISO}} = E[\log_2(1 + \rho |h|^2)] \text{ bits/seconde/hertz} \quad (1.14)$$

Où $E[\]$ est l'opérateur espérance.

$$\rho' = P_0 / \sigma^2 \text{ Le rapport signal sur bruit} \quad (1.15)$$

$$\text{Avec } P_0 = |s|^2 \text{ la puissance émise ;} \quad (1.16)$$

$$\sigma^2 = E[n^2] \text{ La variance du bruit.} \quad (1.17)$$

1.5 Techniques de modulations avancées

La modulation a pour objectif d'adapter le signal à émettre au canal de transmission d'où son utilisation se diffère d'une application à une autre. Le but des télécommunications est d'augmenter le débit et d'assurer la qualité de transmission, pour cela la recherche sur ce domaine s'évolue de plus en plus. Nous donnons dans ce travail quelques techniques de modulations avancées très utilisées, elles sont combinées avec la technologie MIMO afin d'aboutir à de bonnes performances.

1.5.1 Accès multiple par répartition de code (CDMA)

La CDMA est une technologie à étalement de spectre (*SST: Spread Spectrum Technology*). Tous les utilisateurs ont accès simultanément à la totalité de la bande et ils sont distingués à la réception grâce à des codes associés à chacun d'entre eux [16]. Cette technique permet de multiplexer des informations sur un seul support de manière synchrone ou asynchrone.

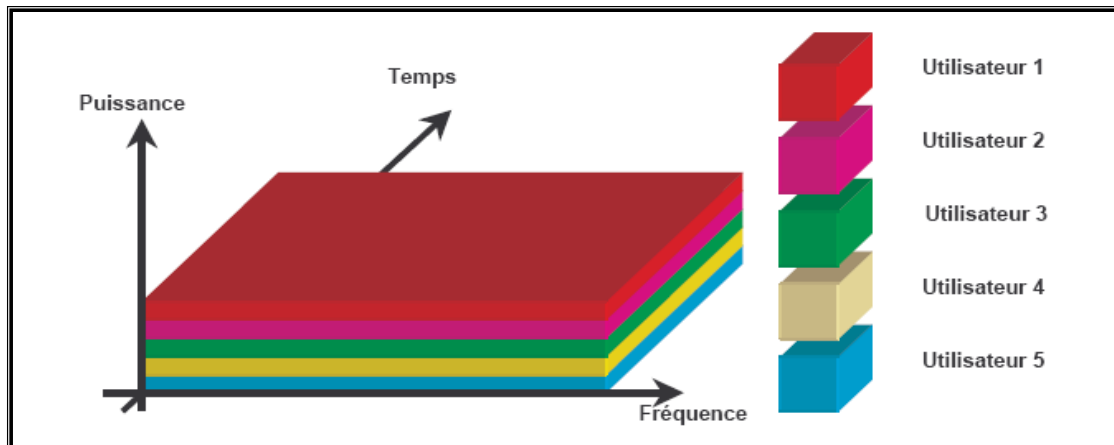


Fig1.11 Principe du CDMA

Le principe de l'étalement consiste à « étaler » l'information sur une bande de fréquences beaucoup plus large que la bande nécessaire, dans le but de combattre les signaux interférents et les distorsions liées à la propagation. Le signal est codé au départ, un code est assigné à chacun des usagers afin de permettre le décodage à l'arrivée. L'étalement est assuré par un signal pseudo aléatoire appelé code d'étalement. A la réception le signal est perçu comme du bruit si le récepteur n'a pas le code. Le signal étant émis à un niveau plus faible que celui du bruit, le débit reste faible. L'étalement de spectre est ainsi optimisé pour lutter contre le bruit, dont il limite mieux les effets.

1.5.2 La modulation OFDM

Les techniques que nous appelons multi porteuses, comme l'OFDM [17], consistent à transmettre des données numériques en les modulant sur un grand nombre de porteuses en même temps. Ce sont des techniques de multiplexage en fréquence qui existent depuis longtemps. Le regain d'intérêt actuel réside dans l'amélioration apportée par l'augmentation de l'efficacité spectrale basée sur l'orthogonalisation des porteuses ce qui permet d'implémenter la modulation et la démodulation à l'aide de circuits performants de transformée de Fourier

rapide. Le principe est de transmettre des données numériques en parallèle modulées sur un grand nombre de porteuses à bas débit.

Nous nous intéressons ici à cette technique qui sera plus détaillée dans le chapitre 3.

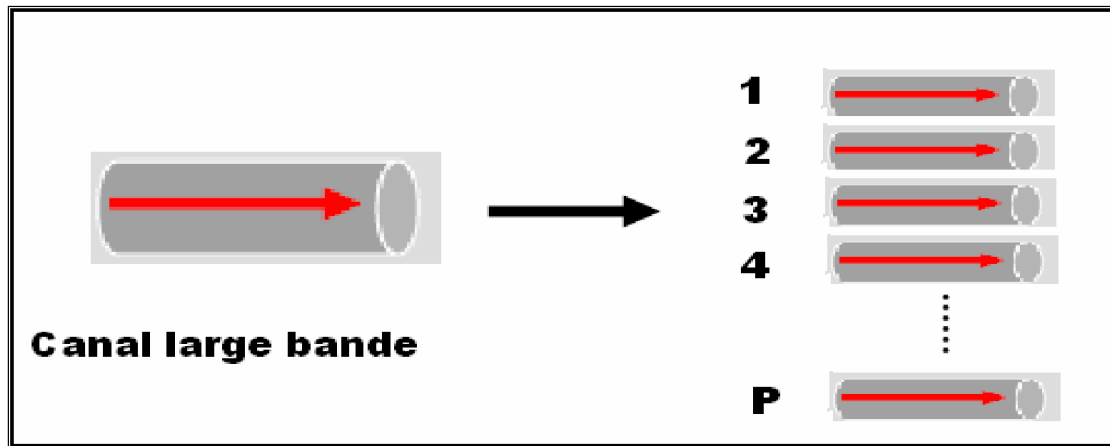


Fig 1.12 Principe de l'OFDM

1.5.3 La technique MC-CDMA

La technique associant les modulations multi porteuses de type OFDM et la technique d'accès à répartition de codes CDMA a été exposée pour la première fois par Yee, Linnartz et Fettweis en 1993 et par Fazel et Papke lors de la même conférence [18]. La technique MC-CDMA [19] réalise un étalement des données dans le domaine fréquentiel. Depuis son apparition en 1993, le MC-CDMA a fait l'objet de nombreuses analyses techniques notamment par Hara ou Kaiser [20, 21]. Sa supériorité par rapport aux autres techniques combinant la technique d'accès CDMA avec la modulation OFDM a été démontrée sur liaison descendante, où l'étalement des données se fait sur les différentes sous-porteuses grâce à une séquence d'étalement de type Walsh-Hadamard permettant de tirer parti de la diversité fréquentielle du canal.

1.6 Les réseaux locaux sans-fil WLAN

Ces réseaux sans-fil ont pour rôle de relier nos ordinateurs et appareils communiquant à un réseau local. Par exemple, un Intranet ou l'Internet. Il est souvent appelé l'Ethernet sans-fil. De portée limitée, les communications sont confinées à l'échelle d'une pièce, d'une maison, ou d'un immeuble. Ces réseaux sans-fil se développent également dans les lieux publics tels que les parcs, les gares ou les aéroports. Le plus célèbre de ces WLAN est certainement le WiFi, issu du standard 802.11.

Le standard IEEE 802.11 : Depuis 1980, 802.x fait référence au comité de standardisation IEEE chargé de spécifier les couches basses du modèle OSI, à savoir la couche liaison de données gérant la fiabilité de transmission de proche en proche et la couche physique qui s'occupe d'adapter l'information à transmettre au medium (paire torsadée, fibre optique, câble Ethernet, canal sans-fil, etc.) pour les réseaux (W)MAN et (W)LAN. A l'intérieur de 802, des groupes de travail élaborent des spécifications pour des projets particuliers. Le cas qui nous intéresse ici est le 802.11, c'est à dire le standard pour les WLAN que l'on retrouve commercialisé dans les équipements estampillés Wifi. Approuvé en 1997, le standard a connu plusieurs versions allant de pair avec les avancées technologiques, et la demande croissante en débits. La table 1.1 récapitule les avancées majeures que constituent 802.11a/b/g et 802.11n. On note que 802.11 a connu de multiples améliorations non répertoriées ici, dans le but soit de s'adapter aux bandes de fréquence utilisables dans certains pays, soit d'améliorer ses performances en terme de débits, de réseaux, d'énergie ou de maintenance. Deux bandes de fréquence sont utilisées : les bandes libres ISM autour de 2,45 GHz et de 5 GHz. 802.11n n'est pas encore ratifié, mais à l'état de "draft" (version 5.0), ce "brouillon" étant par ailleurs déjà utilisé par les constructeurs pour réaliser des modèles 802.11n. Ce 802.11n doit amener la technologie MIMO dans les liaisons sans-fil.

Standards	PHY	Fréquences (GHz)	Débits théoriques
802.11 (FH)	FHSS	2,448 - 2,482	1 Mbps
802.11 (DS)	DSSS	2,457 - 2,472	2 Mbps
802.11.a	OFDM (64 points)	5 GHz (20 MHz)	54 Mbps
802.11.b	High rate-DSSS	2,457 - 2,472	11 Mbps
802.11.g	OFDM (64 points)	2,448 - 2,482	54 Mbps
802.11.n	MIMO-OFDM	2,448 - 2,482 et 5 GHz	300 Mbps

Table 1.1 Évolution du standard 802.11

1.7 Conclusion

Nous avons décrit dans ce chapitre quelques aspects de l'environnement des systèmes de radiocommunication. Nous avons détaillé une chaîne classique numérique de transmission, de la source binaire jusqu'au destinataire. La notion de propagation et les modèles de canaux que nous utiliserons dans cette thèse ont été décrits, en particulier les canaux à évanouissement qui caractérisent les communications radio mobiles.

Pour pouvoir évaluer les performances de systèmes proposés dans la suite de cette thèse, il nous a paru intéressant de rappeler plusieurs notions de dispersion dans les canaux et le phénomène de sélectivité des signaux.

Afin de combattre les évanouissements, les solutions les plus efficaces restent les techniques de diversité, qu'elle soit temporelle, spatiale ou encore fréquentielle. Un paragraphe leur a donc été consacré.

Dans le chapitre II nous allons étudier les systèmes multi-antennes en se basant sur notre thème de recherche.

2.1 Introduction

Les réseaux locaux sans fils présentent certains avantages, comparés aux réseaux filaires, parmi lesquels nous citons : une grande flexibilité de configurabilité, la possibilité d'avoir des transmissions directes entre tous les terminaux, ce qui évite les problèmes de congestion ou de saturation des liaisons rencontrés dans les réseaux filaires. Dans les réseaux locaux sans fil, nous trouvons le problème d'interférence ainsi l'atténuation dus au support de transmission radio. Pour cette raison, l'utilisation des antennes MIMO est nécessaire d'où les ingénieurs de conception ont des défis, parmi lesquels nous citons : concevoir les solutions d'allocation de puissance et des algorithmes de routage afin d'avoir des transmissions radio plus robustes et à des débits plus élevés. Ainsi des techniques de diversités citées dans le chapitre précédent ont vu le jour afin d'atteindre ces objectifs. Deux parties distinctes sont présentées dans ce chapitre. Dans la première partie, nous présenterons l'état de l'art des différentes techniques MIMO, ainsi que l'intérêt de la diversité d'antennes en émission et en réception. La deuxième partie concerne les différentes techniques de formation de faisceaux associées.

2.2 Introduction aux systèmes MIMO

L'augmentation de la taille de modulation où de la bande de fréquence utilisée est la seule solution pour augmenter le débit de données dans un système mono antenne. Dans les systèmes multi antennes, la capacité augmente linéairement avec le nombre d'antenne émettrice, dépassant la limite théorique de Shannon. Ces systèmes possèdent un avantage en plus car ils résistent aux évanouissements et aux interférences. Les systèmes MIMO sont considérés comme une technologie capable de résoudre les problèmes d'encombrement et de limitation de capacité des réseaux sans fil large bande.

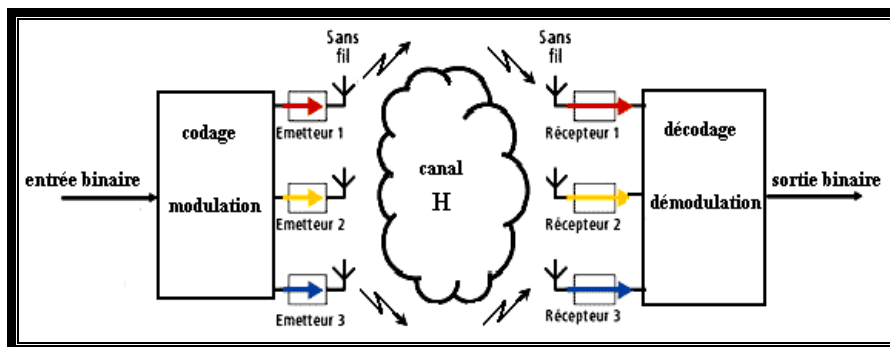


Fig 2.1 Schéma d'un système de transmission sans fil MIMO.

Nous distinguons principalement deux types d'architectures de systèmes multi antennes développées pour atteindre l'objectif de l'augmentation de l'efficacité spectrale de la transmission.

‣ L'architecture originale, connue sous le nom de BLAST visait à augmenter principalement la capacité des systèmes et a naturellement pris le nom de système spatio-temporel par couches, puisque la chaîne de symboles est directement démultiplexée sur les antennes émettrices.

‣ Afin d'améliorer la qualité de la transmission, TAROKH puis ALAMOUTI [22] ont conçu des systèmes basés essentiellement sur la diversité, proposant un codage et un étiquetage conjoints. La redondance ainsi introduite permet alors de réduire considérablement le Taux Erreur Bit, sacrifiant une partie du gain en débit dû à la multiplicité d'antennes.

‣ Limite de SHANNON

Lors de transmission, la quantité d'information transmise est limitée par la capacité du canal, ainsi cette limite est indépendante de l'utilisateur, et par conséquent, impose une limite aux transmissions, cette limite est appelée « capacité de Shannon » [23].

La limite physique imposée par le canal à la quantité d'information envoyer nous pousse à trouver une solution pour améliorer le débit, tout en gardant une complexité du matériel raisonnable. Certaines techniques ont été utilisées pour améliorer qualitativement ou quantitativement l'information transmise, comme la technique de diversité spatiale en émission (MISO) ou la technique de diversité spatiale en réception (SIMO).

2.3 Architecture et caractérisation

2.3.1 Architecture MIMO

De part le nombre d'antennes existant dans les différents dispositifs d'antennes, nous pouvons distinguer plusieurs configurations (systèmes). Cependant, ces architectures et particulièrement l'architecture MIMO, utilisent différentes fonctions de traitement du signal telles que la technique de combinaison, le codage spatio-temporel, le multiplexage spatial etc. Ceci afin de permettre une meilleure performance du dispositif antenne.

2.3.1.1 Système SISO

C'est l'architecture la plus simple qui utilise une seule antenne en émission et une autre en réception. La capacité du canal SISO est [24, 25]

$$C = W \cdot \log_2 \left(1 + \frac{P}{N_0 W} \right) \quad \text{bps} \quad (2.1)$$

Où :

P : la puissance du signal utile en Watt,

N_0 : la densité spectrale de puissance du bruit calculé en W/Hz,

W : la bande passante donnée en Hz.

En normalisant la capacité par la bande utile W , on obtient :

$$c = \log_2 (1 + \rho) \text{ bps} \quad (2.2)$$

Avec ρ est le rapport signal sur bruit (P/N_0).

2.3.1.2 Système MISO

C'est une technique de diversité spatiale en émission. C'est-à-dire Plusieurs antennes émettent des signaux qui sont interceptés par une seule antenne en réception [24, 25]. Dans ce mode de transmission, une superposition du signal transmis simultanément par les N_t antennes émettrices est reçue. Chaque antenne émet le même symbole d'énergie E_s/N_t . C'est-à-dire que la puissance émise est divisée sur le nombre d'antenne telle que :

$$P = \sum_{i=1}^{N_t} P_i \quad (2.3)$$

Avec P_i est la puissance émise sur chaque antenne. Si cette puissance est égale sur toutes les antennes, alors on dira que $P = N_t \cdot P_i$.

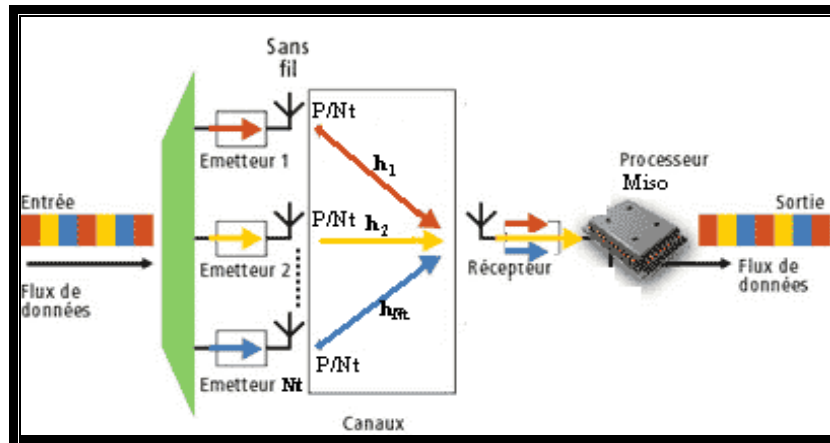


Fig 2.2 Dispositif MISO

La capacité du canal MISO :

$$C = W \cdot \log_2 \left(1 + N_t \frac{P_i}{N_0 W} \right) = W \cdot \log_2 \left(1 + \frac{P}{N_0 W} \right) \quad (2.4)$$

En normalisant la capacité par la bande utile W , nous obtenons :

$$c = \log_2 (1 + \rho) \quad (2.5)$$

L'équation 2.2 et 2.5 sont identiques, mais l'avantage de la technique MISO par rapport à la technique SISO est dans le fait que dans les multi trajets ; la probabilité d'évanouissement dans N_t antennes est inférieure à la probabilité d'évanouissement sur une seule antenne.

2.3.1.3 Système SIMO

C'est une technique qui utilise plusieurs antennes en réception pour lutter contre l'évanouissement dû au canal [24, 25].

Le signal reçu est additionné et le rapport signal sur bruit total est la somme des rapports signaux sur bruits de chacun des antennes de la réception.

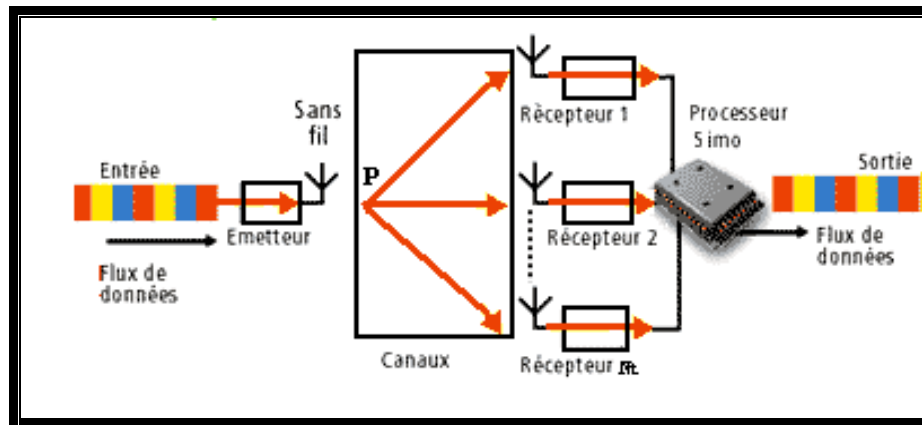


Fig 2.3 Dispositif SIMO

La capacité du canal SIMO :

$$C = W \cdot \log_2 \left(1 + N_r^2 \frac{P}{N_0 W} \right) \tag{2.6}$$

Nr : le nombre d'antenne réceptrice.

En normalisant la capacité en par la bande utile W, nous obtenons :

$$C = \log_2 \left(1 + N_r^2 \rho \right) \tag{2.7}$$

Avec ρ est le rapport signal sur bruit.

2.3.1.4 Système MIMO

La technologie MIMO repose sur Nt antennes de transmission et Nr antennes de réception. Cette technique permet de contrer les effets du canal toute en améliorant la qualité des signaux en réception.

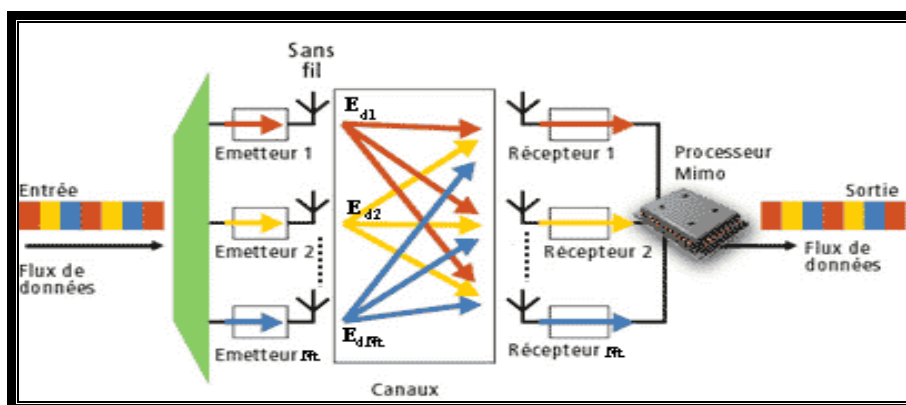


Fig 2.4 Dispositif MIMO

Dans le cas de la figure 2.4 où nous avons un système MIMO à M émetteurs et N récepteurs, le canal MIMO est traduit par une matrice H de taille N×M dite matrice de canal.

$$H = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} & \dots & h_{1M} \\ h_{21} & \cdot & & h_{2M} \\ \cdot & & \cdot & \cdot \\ \cdot & & & \cdot \\ h_{N1} & h_{N2} & \dots & h_{NM} \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

Où h_{ij} est le gain complexe du canal entre la j-ème antenne émettrice et la i-ème antenne réceptrice. En considérant l'émission d'une séquence $X = [X_1, X_2, \dots, X_M]^T$ (2.9)

avec réception de $Y = [Y_1, Y_2, \dots, Y_N]^T$. (2.10)

Nous pouvons écrire la relation suivante :

$$Y = HX + \eta \quad (2.11)$$

- Où η représente le bruit qui corrompt le signal lors de la traversée du canal.

Les systèmes MIMO nous permettent d'exploiter deux dimensions distinctes d'une liaison radio. La première étant la diversité et la seconde étant la capacité. Nous allons présenter les différentes techniques et conclure sur l'apport de chacune. Selon la connaissance ou non de l'état du canal (CSI : (Channel State Information)) en émission ou/et en réception, différentes solutions sont présentées pour exploiter au mieux le système MIMO. Ces solutions sont plus ou moins optimales du point de vue de la diversité ou de la capacité.

2.3.1.4.1 Systèmes multi-antennes avec CSI à la réception

Deux principales techniques multi-antennes avec CSI à la réception existent : la technique MIMO avec multiplexage spatial et la technique MIMO avec codage espace-temps. Ces deux techniques sont décrites.

Dans les deux paragraphes suivants, la technique du multiplexage spatial où des données sont dé-multiplexées avant d'être émises sur différentes antennes est détaillée. Ensuite la technique du codage espace-temps est décrite. La seule différence entre ces deux

techniques provient de la redondance introduite par l'utilisation ou non d'un code espace temps.

Les familles de codes espace-temps aboutissent à plusieurs rendements de code R , le rendement de code étant défini comme le rapport entre le nombre de symboles N_s et la durée T pendant lequel ces symboles ont été émis soit $R = N_s/T$. Les systèmes à multiplexage spatial exploitent la capacité optimale du système MIMO puisque $R = N$ alors que les codes espace-temps ne l'exploitent pas puisque $R \leq 1$. Dans les deux cas, l'expression de la capacité de chacune des techniques est donnée, cela permet d'identifier l'augmentation de l'efficacité spectrale, l'une des caractéristiques principales des systèmes MIMO.

✚ Systèmes MIMO à multiplexage spatial

Le système MIMO à multiplexage spatial exploite la diversité spatiale pour transmettre plusieurs flux d'information dans la même bande spectrale attribuée. L'information à transmettre est divisée selon le nombre d'antennes émettrices avec un codage canal. Ce codage permettra par la suite d'estimer la matrice H du canal en réception. Ici les antennes rayonnent d'une manière aveugle sans aucune préférence de direction particulière.

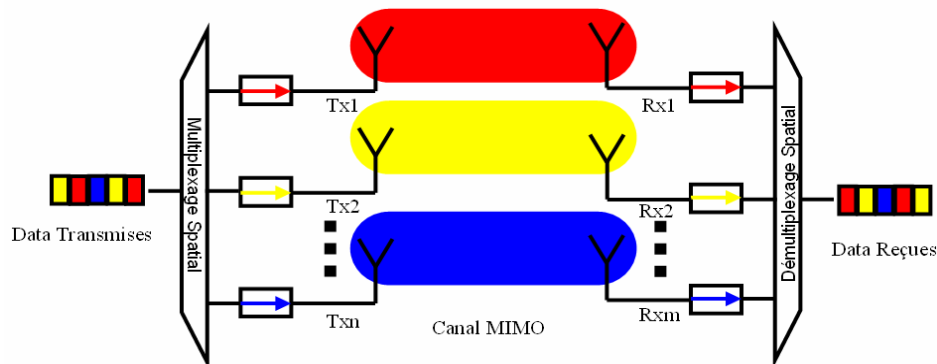


Fig 2.5 Système de transmission MIMO à multiplexage spatial

La puissance totale transmise est équi-répartie sur les différentes antennes (figure 2.5). Le nombre de chaînes radio est égal au nombre d'antennes. Ainsi, nous pouvons représenter au niveau de l'émission, la répartition du signal en fonction de l'antenne et du spectre fréquentiel comme le montre la figure 2.6.

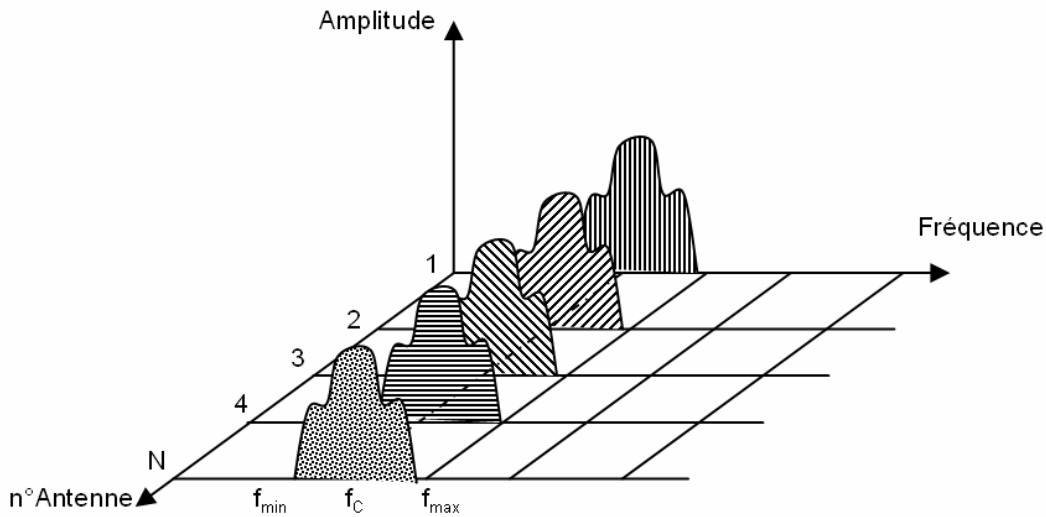


Fig 2.6 Répartition spectrale et spatiale du signal RF dans un système MIMO à multiplexage spatial

L'objectif de ce type de technique est de réaliser N liaisons SISO. Techniquement, dans un contexte SISO pour séparer les différents systèmes, on évite d'utiliser le même spectre fréquentiel pour ne pas créer de l'interférence co-canal. Grâce à la dé-corrélation des signaux apportés en réception par le canal à multi-trajets, les différentes sources pourront être séparées. On crée ainsi des sous canaux opérant en parallèle.

La capacité est un outil mathématique permettant de caractériser au mieux une liaison Radio. Elle permet aussi de modéliser la liaison. Les études concernant la capacité d'un canal MIMO de Rayleigh ont été menées par Telatar dans [26]. La capacité ergodique en bps/Hz d'un système MIMO à multiplexage spatial est:

$$C = E \left\{ n \log_2 \left[1 + \frac{\gamma}{N} \sum_{l=1}^m |h_l|^2 \right] \right\} \quad (2.12)$$

avec $n = \min(N, M)$ et $m = \max(N, M)$. Cette capacité représente n systèmes SISO indépendants exploitant une diversité de m canaux h_l de la Figure 2.5 et γ est le rapport signal à bruit au niveau d'une antenne élémentaire de réception. Plusieurs publications traitent la capacité des systèmes multi-antennes selon différents modèles de propagations [12, 27, 28].

✚ Systèmes MIMO à codage espace-temps

Le codage espace-temps peut être vu comme un code à répétition. Après avoir dérivé la capacité d'un code à répétition, nous donnons la capacité de n'importe quel code espace temps.

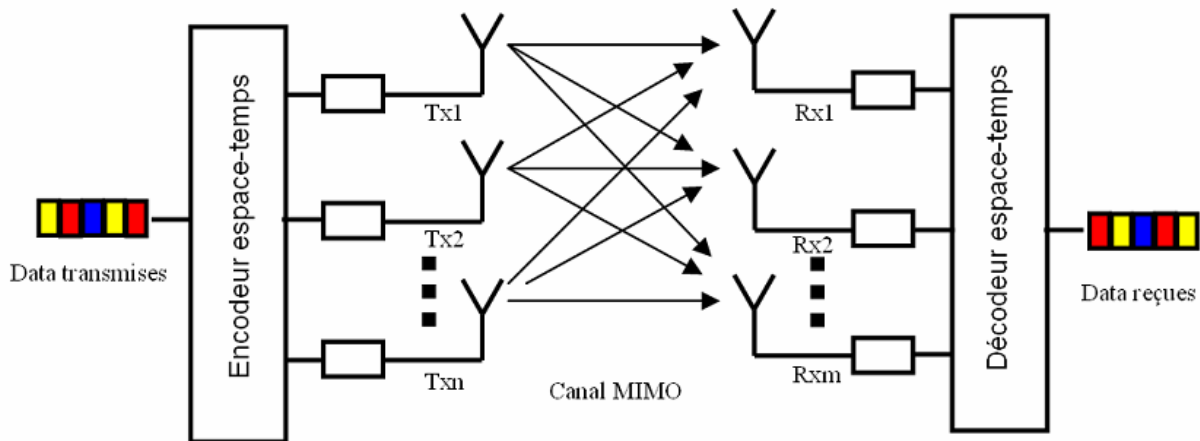


Fig 2.7 Système MIMO à codage espace-temps

Considérons une transmission de mêmes symboles de puissance P/N sur chaque antenne (figure 2.7). Cette capacité correspond à l'utilisation de codes espace-temps apportant la diversité totale en émission et en réception. La capacité en bps/Hz de ce système utilisant un code espace-temps de rendement $R = \min(N, M)/T$ à gain de diversité $N \times M$ est :

$$C = E \left\{ R \log_2 \left[1 + \frac{\gamma}{N} \sum_{l=1}^{N \times M} |h_l|^2 \right] \right\} \tag{2.13}$$

Comme la puissance est normalisée en émission, c-à-d. la même puissance P est émise quel que soit le nombre d'antennes d'émission, la capacité d'un code espace-temps de rendement 1 ne dépend que du nombre d'antennes de réception. S'il n'existe qu'une seule antenne de réception, la capacité moyenne de tout code espace-temps à rendement unitaire est identique à la capacité moyenne d'un système SISO. Par contre, si la puissance en émission n'est pas normalisée, c-à-d. $P \times N$ est émis sur le réseau d'antennes, la capacité d'un code espace-temps à rendement 1 est fonction à la fois du nombre d'antennes de réception et d'émission.

2.3.1.4.2 Systèmes multi-antennes avec CSI à l'émission et à la réception

Afin de reconstituer le signal émis et perturbé par le canal de transmission au niveau du récepteur, il est également possible de renvoyer la connaissance des perturbations du canal de transmission du récepteur vers l'émetteur. L'émetteur peut alors modifier le signal à émettre en fonction des caractéristiques du canal de transmission afin de traiter de façon optimale le signal reçu au niveau du récepteur. Dans cette partie, deux techniques multi-antennes avec CSI à l'émission et à la réception sont traitées, c-à-d. le water-filling ou la formation de faisceaux. Cependant, il est vrai que la formation de faisceaux peut être mise en œuvre séparément à l'émission ou à la réception. \mathbf{H} est un canal quelconque connu par le transmetteur et par le récepteur.

Dans les deux paragraphes suivants, la capacité de la technique du water-filling où des données différentes sont dé-multiplexées avant d'être émises sur différentes antennes est décrite. Ensuite la capacité de la technique de la formation de faisceaux est décrite.

Dans le cas du water-filling, l'émetteur va pouvoir sélectionner les valeurs propres du canal multi-antennes afin d'optimiser le lien et la capacité grâce à une allocation de puissance.

Avec la formation de faisceaux, l'émetteur optimise le lien avec le récepteur en dirigeant le faisceau du réseau d'antennes vers les directions d'arrivées des ondes émises. La seule différence entre ces deux techniques provient de la redondance introduite dans le cas de la formation de faisceaux puisque le même symbole est émis sur chaque antenne alors que des symboles différents sont émis sur les différentes antennes dans le cas du water-filling. Il est aussi possible d'associer des codes espace-temps aux deux techniques. Par conséquent, les systèmes utilisant des techniques de water-filling exploitent la capacité optimale du système MIMO puisque $R = N$ alors que les systèmes utilisant des techniques de formation de faisceaux ne l'exploitent pas car $R = 1$.

Systèmes MIMO utilisant des techniques de water-filling

Lorsque l'émetteur et le récepteur connaissent le canal, la solution optimale au sens de la capacité est une solution de water-filling [26]. Les puissances sont réparties de manière différente sur les antennes afin d'exploiter au maximum la capacité en revalorisant les faibles valeurs propres du canal (\mathbf{H}) multi-antennes.

Dans le cas du water-filling (allocation de puissance), on cherche à optimiser la liaison émission-réception en répartissant les puissances sur les antennes d'émission de manière à obtenir la capacité optimale. Pour cela, différents symboles sont émis sur les différentes

antennes d'émission. En pratique, la puissance d'émission est limitée donc on ne parvient pas à atteindre totalement la capacité optimale mais une bonne fraction de celle-ci.

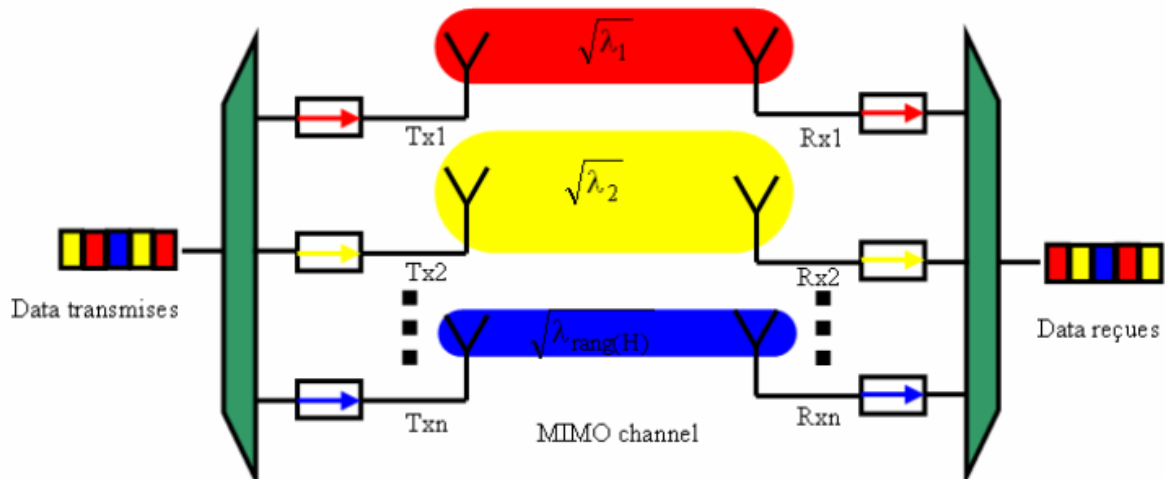


Fig 2.8 Systèmes MIMO utilisant des techniques de water-filling

Ce système à water-filling transmet les données sur les différentes antennes dont les puissances dépendent des différentes valeurs propres et permet d'obtenir de meilleurs résultats tels que le décrit la figure 2.8. Connaissant la matrice du canal H , une première étape consiste à déterminer les vecteurs propres de cette matrice [29]. Ces vecteurs propres sont directement liés à l'atténuation apportée par le canal à chaque onde émise. Cela permettra par la suite d'estimer la répartition de puissance adéquate pour atteindre la capacité optimale.

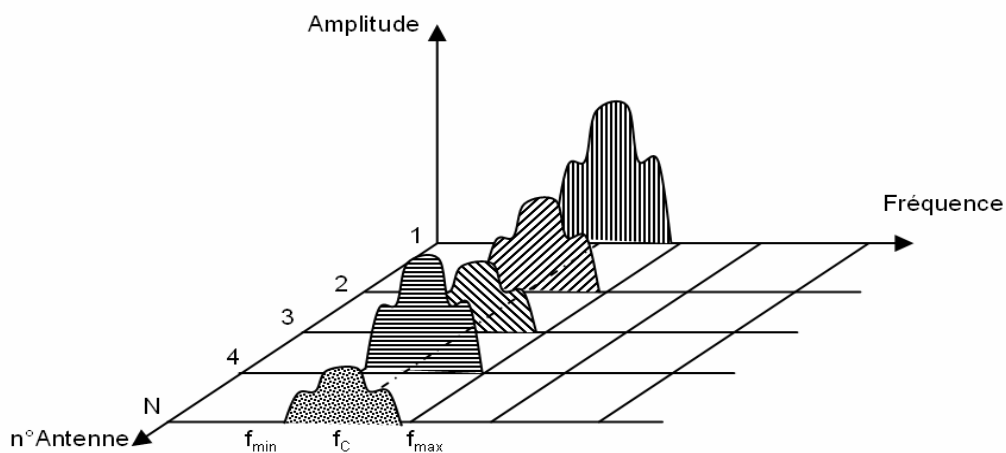


Fig 2.9 Répartition spectrale et spatiale du signal RF dans un système MIMO utilisant la technique du waterfiling.

La figure 2.9 représente le niveau de puissance transmis par chaque antenne centrée autour de la fréquence porteuse. La répartition de puissance diffère selon l'état du canal mais la puissance totale est toujours la même.

L'expression de la capacité d'un système utilisant l'allocation de puissance ou le water-filling:

$$C = E \left\{ \sum_{k=1}^n \log_2 \left[1 + \frac{\gamma}{N} \lambda_k \right] \right\} \tag{2.14}$$

Cette technique a l'avantage d'être optimale au niveau de la capacité. Cependant elle requiert la CSI au niveau du récepteur et de l'émetteur, ce qui peut paraître réaliste dans un environnement intérieur en mode TDD (Time Division Duplex) ou en mode FDD (Frequency Division Duplex) avec retour de voie, mais difficile dans un environnement à grande mobilité à cause de la nécessité d'un canal stationnaire pendant la durée de transmission pour la voie de retour.

✚ Systèmes utilisant des techniques de formation de faisceaux

Dans le cas de la formation de faisceaux, on cherche à optimiser la liaison émission réception en répartissant les puissances sur les antennes d'émission de manière à obtenir le maximum d'énergie par symbole émis dans une direction donnée. Pour cela, les mêmes symboles sont émis sur les différentes antennes d'émission comme l'illustre la figure 2.10.

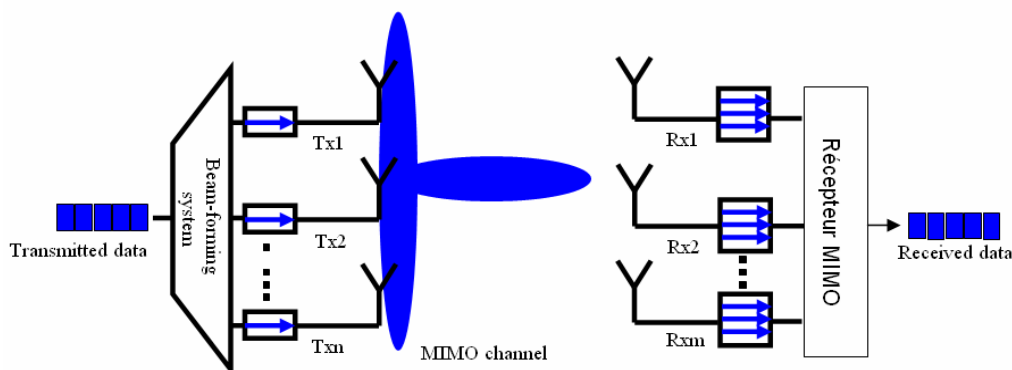


Fig 2.10 Systèmes utilisant des techniques de formation de faisceaux en émission

Considérons maintenant une transmission de mêmes symboles de puissance proportionnelle à P/N sur chaque antenne. On peut alors donner la formule de la capacité d'un système utilisant un formateur de faisceaux à l'émission. Dans le cas décorrélé on a :

$$C = E \left\{ \log_2 \left[1 + \frac{\gamma}{N} \sum_{l=1}^{N \times M} |h_l|^2 \right] \right\} \quad (2.15)$$

Dans le cas corrélé, on a :

$$C = E \left\{ \log_2 \left[1 + \gamma \sum_{l=1}^M |h_l|^2 \right] \right\} \quad (2.16)$$

Ce qui correspond au cas SIMO ;

On note qu'il est aussi possible d'associer une technique de formation de faisceaux avec un code espace-temps ou une technique de water-filling avec un code espace-temps.

2.3.1.4.3 Systèmes multi-antennes sans CSI ni à l'émission ni à la réception

Les techniques sans CSI ni à l'émission ni à la réception sont les techniques de codage espace-temps différentiel. Elles peuvent être une solution pour éviter les dégradations dues à l'estimation de canal MIMO mais provoquent une perte intrinsèque de 3 dB à cause de non cohérence [30]. En effet, dans des environnements typiques de communications sans fil, les coefficients du canal sont constants seulement pour des périodes de temps limitées. Pour un nombre important d'antennes d'émission, la quantité d'information introduite par une estimation de canal par des pilotes ou une égalisation par séquences d'apprentissage diminue le débit. Pour contourner ce problème, Marzetta et Hochwald ont étudié le scénario où le récepteur n'utilise pas la CSI [30,31]. Dans [32], Zheng et Tse ont trouvé la capacité de ce canal pour un rapport signal sur bruit très élevé :

$$C = n \left(1 - \frac{n}{T} \right) \log_2(\gamma) \quad (2.17)$$

Avec $n = \min(N, M, T/2)$ où T est le nombre de durées symboles du code durant lequel le canal est constant. Cette technique d'émission peut être adaptée lorsqu'il est difficile d'effectuer une estimation de canal précise, c-à-d. quand le canal varie temporellement. Cependant, à cause de la perte intrinsèque de 3 dB due à la non-cohérence, les codes espace-temps différentiels obtiennent de moins bonnes performances. Il est intéressant de noter que

lorsque le temps de cohérence du code espace-temps différentiel augmente, la capacité varie linéairement avec le minimum du nombre d'antennes d'émission et de réception $\min(N, M)$. La détermination de la capacité théorique d'un canal MIMO permet de formaliser ces performances attendues. Cependant en pratique il est important de trouver le récepteur numérique adéquat permettant d'atteindre l'optimalité en termes de capacité et/ou de diversité. Selon les conditions d'utilisations un récepteur peut être mieux adapté qu'un autre et aussi plus ou moins complexe que l'autre.

2.3.1.4 Comparaison de la capacité des différents systèmes

La figure 2.11 montre les capacités des systèmes SISO, SIMO et MIMO en fonction du nombre d'antennes émettrices et réceptrices :

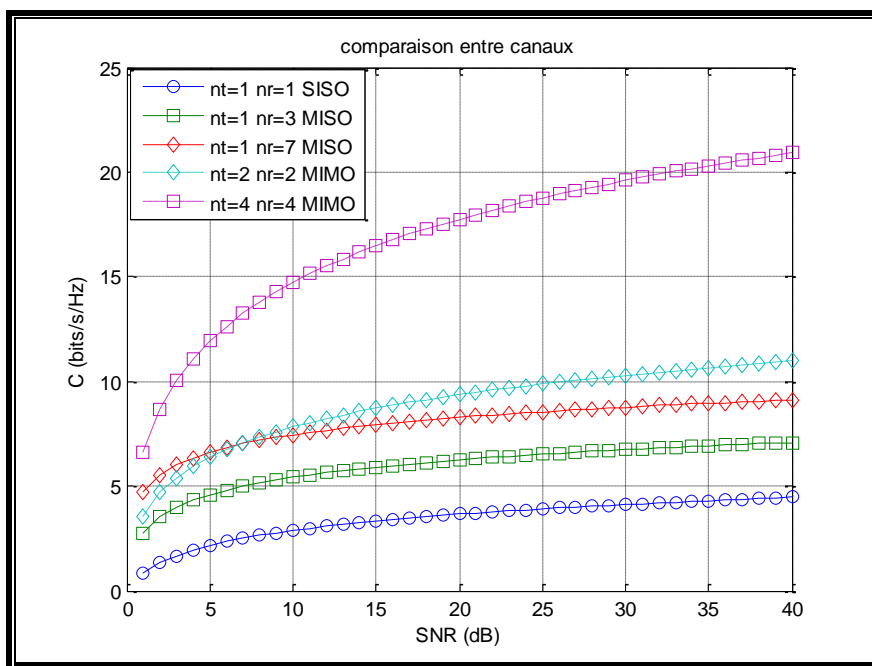


Fig 2.11 Capacité des systèmes multi antennes

- Dans le cas SISO ($N_t = 1$ et $N_r = 1$) la capacité varie de 1 à 4.5 bps/Hz environ. Elle reste faible et croît lentement avec le RSB, ce qui illustre bien les limitations des transmissions SISO. Malgré les techniques actuelles, qui permettent de tirer le maximum d'un canal SISO, sa capacité est une borne qui ne peut être dépassée et un système multi antennes, même sous exploité, obtiendra de meilleures performances.
- Les deux exemples SIMO ($N_t = 1$ et $N_r = 3$ et $N_r = 7$) montrent les bornes supérieures des traitements sans multiplexage spatial. Le passage à trois antennes en réception permet de

gagner 3 bps/Hz par rapport au SISO, ce qui n'est pas très important, en particulier à fort RSB.

Avec $N_r = 7$ le gain est d'environ 2 bps/Hz, ce qui est peu pour quatre antennes supplémentaires. Comme pour les systèmes SISO la capacité augmente lentement, ce qui reste la principale limitation des systèmes SIMO, à fort RSB notamment.

- Les deux exemples MIMO ont le même nombre total d'antennes que les systèmes SIMO, de façon à faciliter les comparaisons ($N_t + N_r = 4$ et 8). Pour un RSB de 0 dB, le système MIMO avec ($N_t = 2$ et $N_r = 2$ à une capacité presque équivalente à celle du système SIMO avec quatre antennes). La capacité MIMO augmente ensuite beaucoup plus rapidement, pour finir avec un gain de plus de 50 % à 21 dB de RSB. Exactement les mêmes commentaires sont valables pour les systèmes MIMO et SIMO à huit antennes.

2.4 Applications des systèmes MIMO

La première application connue des systèmes MIMO concerne les réseaux locaux sans fil, et l'architecture V-BLAST a d'ailleurs immédiatement engendré un démonstrateur au sein même des laboratoires Bell qui a permis de valider le procédé. L'environnement intramuros est particulièrement favorable aux systèmes de communication multi-antennes puisqu'il engendre de nombreux échos et que les canaux de transmission varient très lentement dans le temps. Les standards de réseaux locaux sans fil à haut débit, tel Hiperlan 2, vont donc très probablement adopter les systèmes MIMO dans leurs futures normes.

L'avènement des systèmes MIMO concerne aussi les réseaux fixes d'accès large bande. Il y a quelques années, prévoyant une explosion des communications larges bandes, les industriels nord-américains ont déployé une soixantaine de millions de kilomètres de fibre optique. Cependant, le coût d'exploitation faramineux, les opérateurs n'ont connecté que moins de la moitié du réseau, et encore aujourd'hui les données sont acheminées par seulement 20% de ce potentiel. Pourtant les utilisateurs n'étaient guère enchantés par le délai d'attente pour des applications comme la vidéo conférence, dû au goulot d'étranglement des premiers kilomètres. Des technologies parallèles se sont alors mise en place comme l'ADSL ou les transmissions hertziennes. Malheureusement la première génération des systèmes n'était pas franchement fiable, puisque les antennes assurant les liaisons nécessitaient « une ligne de vue » et la couverture n'était généralement pas bonne. L'arrivée des systèmes multi-

antennes dans la deuxième génération a révolutionné le marché en réduisant les coûts d'exploitation tout en augmentant les débits et la couverture des réseaux.

La prochaine application, la plus attendue sans aucun doute, des systèmes MIMO reste bien sur les réseaux mobiles de troisième génération (UMTS en Europe) et au-delà.

L'approche MIMO augmente bien sûr les coûts de fabrication puisqu'elle nécessite plus de chaînes d'amplification radiofréquences (RF), sans compter que la taille des émetteurs et des récepteurs devraient augmenter puisqu'il faut une certaine distance de cohérence entre les antennes. Néanmoins ces problèmes devraient être résolus par les progrès de l'intégration RF et les productions à grande échelle. Les industriels espèrent beaucoup de la technologie multi-antennes MIMO sont encore plus efficaces s'ils sont associés avec d'autres technologies, comme les multi-porteuses ou l'accès multiples.

2.5 Techniques de formation de faisceaux

Le beamforming ou formation de faisceaux est une technique de traitement des signaux utilisée pour les systèmes de transmission sans fil haut débit [33]. Il peut également être considéré comme un filtre spatial pour chaque direction d'intérêt. Ce filtre va permettre de récupérer 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 dans les directions non souhaitées (interférences). A la sortie de ce filtre, on n'aura que les signaux dans la direction d'intérêt (Fig 2.12). On montre que les systèmes d'antennes connues sous le vocable «d'antennes intelligentes» (Smart Antennas) utilisent la technique de formation de faisceaux (Beamforming) pour permettre de récupérer ou d'émettre des signaux dans des directions particulières avec un gain maximum.

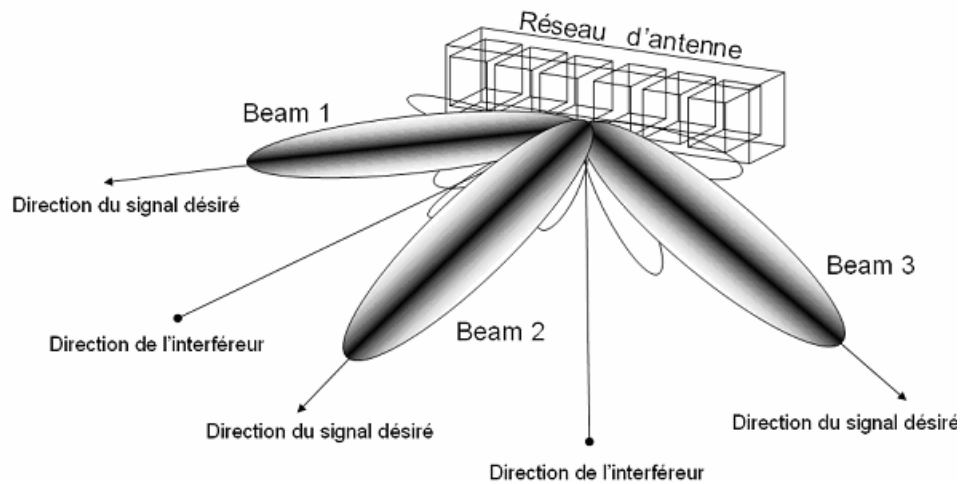


Fig 2.12 Principe de la formation de faisceaux

Le formateur de faisceaux étant un outil très important dans les réseaux d'antennes il est essentiel d'en connaître les différents types ainsi que les techniques mises en œuvre et leurs avantages respectifs.

2.5.1 Les différents types de formateur de faisceaux

Selon les types d'applications, on distingue deux types de réseau formateur de faisceaux : le réseau de formation de faisceaux analogique (Analog Beamforming) [34] et le réseau de formation de faisceaux par le calcul ou numérique (Digital Beamforming) [35]. 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 : 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, de plus, les calculs de pondération. 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. 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.

2.5.2 La formation de faisceaux au niveau de récepteur

Pour la réception d'un signal, la formation de faisceaux est utilisée pour augmenter le gain dans la direction des signaux voulus et diminuer le gain 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. Pour cela, nous allons détailler le fonctionnement de la formation de faisceaux au niveau de la réception [36].

Soit un signal $\hat{x}(t)$ émis dans la direction (θ_0, ϕ_0) (angles d'élévation et d'azimut respectivement désirés) d'un émetteur ayant une antenne réseau à K éléments rayonnants. 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 K composantes $\vec{a}(\theta_0, \phi_0)$. 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) suivant (θ_0, ϕ_0) ; ce vecteur est lié à l'antenne et en particulier à sa géométrie. Le vecteur des signaux reçus au niveau des différents capteurs des antennes s'écrit alors :

$$\vec{y}(t) = \vec{a}(\theta_0, \phi_0) \times \hat{x}(t) + \vec{b}(t) \quad (2.18)$$

Avec :

$$\vec{y}(t) = \begin{bmatrix} y_1(t) \\ y_2(t) \\ \vdots \\ y_n(t) \end{bmatrix} \quad (2.19)$$

Où $y_i(t)$ désigne le signal reçu par l' i ème antenne, $\hat{x}(t)$ le signal émis dans la direction (θ_0, ϕ_0) et $\vec{b}(t)$ désigne le vecteur bruit additif. La formation de faisceaux va consister à focaliser le faisceau de l'antenne (à la réception) dans des directions privilégiées prédéfinies (Figure 2.12). 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 est alors donné par :

$$\begin{aligned} \mathbf{x}(t) &= \mathbf{w}^H \times \mathbf{y}(t) \\ \mathbf{x}(t) &= \sum_{i=1}^M w_i^* y_i(t) \end{aligned} \quad (2.20)$$

Où le vecteur w_H représente l'Hermitien (transposé conjugué) du vecteur des poids complexes ou pondération, tel que :

$$\mathbf{w}^H = [w_1^*, w_2^*, w_3^*, \dots, w_M^*] \quad (2.21)$$

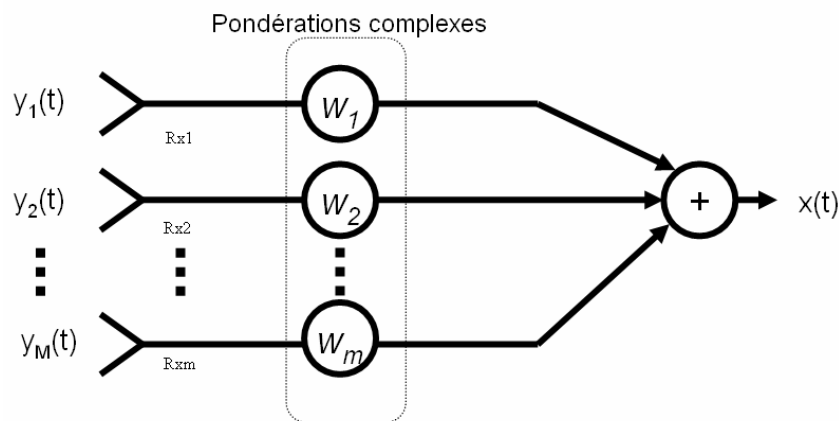


Fig 2.13 Principe de la formation de faisceaux en réception : modèle bande étroite

La figure 2.13 présente la structure d'un formateur de faisceaux bande étroite. En effet, comme le signal est en bande étroite, la formation de faisceaux consiste à appliquer un coefficient complexe par voie. Ceci consiste à choisir judicieusement les poids complexes de façon à satisfaire un critère (minimiser les interférences, maximiser le gain,...). Suivant le calcul de la matrice des poids ou de pondération, on distingue deux catégories d'algorithmes de formation de faisceaux.

2.5.2.1 La formation de faisceaux conventionnelle (FFC)

Le FFC est une méthode classique de formation de faisceaux basée sur la connaissance des directions d'incidence des différentes sources [36, 37]. Cette catégorie permet de pointer

le faisceau dans la direction du signal utile indépendamment du signal global reçu. Le mode de fonctionnement de ce type de formateur se résume de la manière suivante : Dans une première étape on estime les angles d'arrivée de toutes les sources. Il est possible alors de calculer les pondérations qui sont choisies de façon à sommer en phase les signaux provenant d'une direction (θ_0, ϕ_0) donnée, c'est la deuxième étape, et enfin de sommer de façon cohérente les signaux ainsi obtenus en dernière étape. La figure 2.14 donne une configuration possible de ce type de traitement et résume ce qui est décrit précédemment.

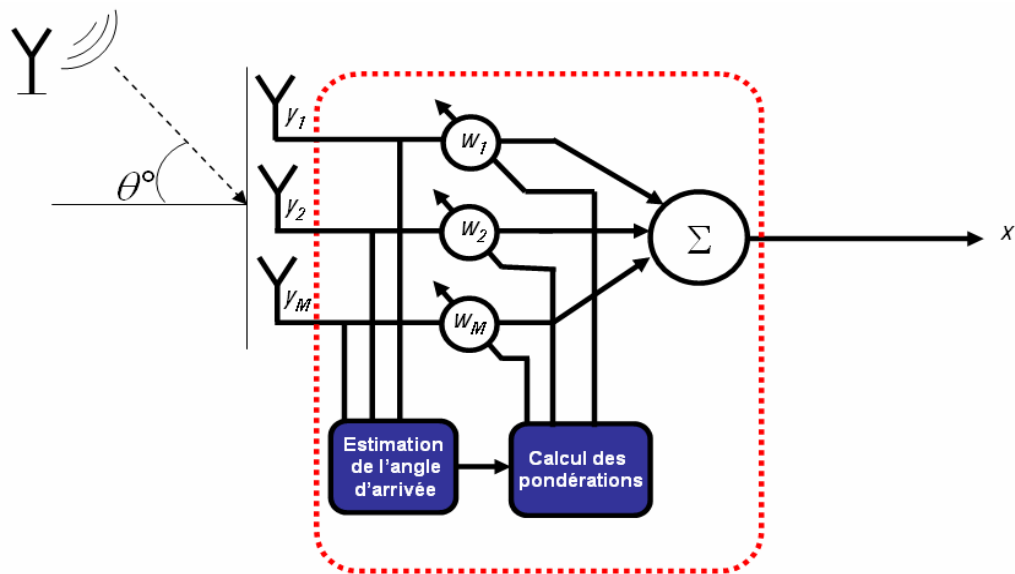


Fig.2.14 Configuration de l'antenne pour la formation de voies

En choisissant la pondération suivante :

$$\vec{W}_{FFconv} = \vec{a}(\theta_0, \phi_0) \tag{2.22}$$

Le réseau se focalise alors dans cette direction où une amplitude optimale est obtenue. Le signal à la sortie de FF s'écrit :

$$\vec{x}(t) = \vec{a}^H(\theta_0, \phi_0) \times \vec{y}(t) \tag{2.23}$$

Où $\vec{a}^H(\theta_0, \phi_0)$ représente l'Hermitien du vecteur directionnel de la direction visée et $\vec{y}(t)$ est le vecteur des signaux reçus au niveau du réseau d'antennes.

On a alors :

$$x(t) = \bar{a}^H(\theta_0, \phi_0) \bar{a}(\theta_0, \phi_0) \times \bar{x}(t) + \bar{a}^H(\theta_0, \phi_0) \times \bar{b}(t) \quad (2.24)$$

Etant le signal émis et $b(t)$ le vecteur des bruits.

Cela s'écrit encore :

$\hat{x}(t)$ Étant le signal émis et $\bar{b}(t)$ le vecteur des bruits.

Cela s'écrit encore :

$$x(t) = \|\bar{a}(\theta_0, \phi_0)\|^2 \times \bar{x}(t) + \bar{a}^H(\theta_0, \phi_0) \times \bar{b}(t) \quad (2.25)$$

Supposons que le vecteur directionnel $\bar{a}(\theta_0, \phi_0)$ dans la direction (θ_0, ϕ_0) , s'écrit :

$$\bar{a}(\theta_0, \phi_0) = \begin{bmatrix} a_1(\theta_0, \phi_0) \exp^{jv_1(\theta_0, \phi_0)} \\ \vdots \\ a_k(\theta_0, \phi_0) \exp^{jv_k(\theta_0, \phi_0)} \end{bmatrix} \quad (2.26)$$

Avec $v_k = 2\pi K \frac{\sin\theta_0}{\lambda}$ dans le cas ULA (Uniform Linear Array) dans le plan azimut.

Lorsqu'on applique la pondération à un signal $v(t)$ émis dans une direction (θ_1, ϕ_1) différente de (θ_0, ϕ_0) , tel que :

$$\bar{y}(t) = v(t) \bar{a}(\theta_1, \phi_1) + \bar{b}(t) \quad (2.27)$$

Le signal à la sortie du réseau peut s'écrire d'après les deux équations précédentes :

$$x(t) = v(t) \sum_{k=1}^K a_k(\theta_1, \phi_1) a_k(\theta_0, \phi_0) e^{j[v_k(\theta_1, \phi_1) - v_k(\theta_0, \phi_0)]} + \bar{a}^H(\theta_0, \phi_0) \times b(t) \quad (2.28)$$

Le signal $v(t)$ émis est alors multiplié par un facteur conduisant à une atténuation non maîtrisée en dehors du lobe principal (les positions des maxima locaux et les zéros du diagramme en dehors du lobe principal sont aléatoires). Ce dispositif réalise à la fois un pointage électronique de l'antenne dans la direction (θ_0, ϕ_0) et un filtrage spatial permettant d'atténuer les signaux arrivant de directions éloignées (lobes secondaires bas) de la direction principale et d'amplifier les signaux arrivant de directions voisines de celle-ci (lobe principal). En terme de complexité, ce formateur est simple à mettre en œuvre, seule la connaissance des vecteurs directionnels ainsi que la direction d'arrivée du signal émis est requise pour son implémentation et à part l'estimation des angles d'arrivée de la source utile et

des interférents, cette technique de calcul des pondérations est indépendante des données en entrée du réseau (data independent beamforming). Elle est dite sous-optimale car elle ne maximise pas le rapport signal à bruit mais possède l'avantage de ne pas distordre le signal utile [38]. Cette méthode de formation de faisceaux ne permet pas de contrôler le niveau d'atténuation du diagramme dans des directions particulières. Elle ne permet pas d'atténuer la contribution de brouilleurs éventuels qui peuvent perturber la communication. Cela nous conduit à l'étude du second type de formateur de faisceaux.

2.5.2.2 Les formations de faisceaux adaptatives (FFA) : la FF par séquence de référence

La méthode de formation de faisceaux vue précédemment ne tient pas compte de ce que contient vraiment le vecteur des signaux reçus $\vec{y}(t)$ et en particulier elle ne prend pas en compte la présence d'éventuels brouilleurs qui risquent de perturber le signal utile. Pour éviter cela, la formation de faisceaux adaptative [36], qui tient compte des données et s'adapte bien à l'environnement, pointe le faisceau dans la direction du signal utile indépendamment du signal global reçu et rejette les interférences éventuelles. Différentes méthodes se basant sur le calcul et la mise à jour du vecteur des poids complexes $\vec{w}(t)$ sont utilisées pour maximiser la qualité du canal de communication. Parmi ces nombreuses méthodes, les plus utilisées sont le formateur MPDR (Minimum Power Distortionless Response), le formateur MVDR (Maximum Variance Distortionless Response) et le formateur par séquence de référence. Les deux premiers seront brièvement présentés dans les deux sous paragraphes suivant et le dernier formateur de faisceau, qui fait partie des outils mis en œuvre dans cette thèse, sera présenté plus en détail.

- **Le formateur MPDR**

Le principe de ce formateur est de trouver le vecteur de pondération $\vec{w}(t)$ qui minimise la puissance globale en sortie de FF tout en maintenant un gain unité dans la direction souhaitée (θ_0, φ_0) [33]. Ceci devrait permettre de réduire la puissance des brouilleurs. Soit P_k la puissance d'un signal $k(t)$ quelconque, on a :

$$P_k = E[k(t)k^H(t)] \quad (2.29)$$

E étant l'espérance mathématique.

Soit $x(t) = \vec{w}^H \times \vec{y}_t$ le signal global (utile, interférences et bruit) en sortie de FF. La puissance à la sortie s'écrit :

$$P_{\text{sortie}} = E[\mathbf{x}(t)\mathbf{x}^H(t)] \quad (2.30)$$

La résolution de ce problème conduit à la pondération suivante [33,39] :

$$W_{\text{mpdr}} = \frac{\mathbf{R}^{-1}\vec{a}(\theta_0, \phi_0)}{\vec{a}^H(\theta_0, \phi_0)\mathbf{R}^{-1}\vec{a}(\theta_0, \phi_0)} \quad (2.31)$$

Où \mathbf{R}^{-1} est l'inverse de la matrice de covariance du signal reçu et $\vec{a}(\theta_0, \phi_0)$ est le vecteur directionnel dans la direction visée. Pour le calcul de cette pondération, on utilise des critères qui sont basés sur la connaissance de la (des) direction(s) d'incidence de la source utile. Contrairement à la méthode de formation de voies classiques, les DDAs (Direction d'angle d'arrivé) des interférents ne sont pas nécessaires. La complexité de ce formateur dépend alors d'une part du nombre d'échantillons requis pour l'estimation de la matrice de covariance mais aussi de la complexité associée à l'inversion de cette dernière.

• **Le formateur «Maximum Variance Distortionless Response» (MVDR)**

La méthode de FF suivante [33] consiste à choisir les poids minimisant le bruit et les interférences à la sortie du formateur de faisceaux. Cela est équivalent à la maximisation du rapport signal à bruit (RSB) ou signal à bruit plus interférences (RSBI) en sortie du formateur de faisceaux. Le récepteur estime les puissances des signaux utiles et interférents à travers l'estimation des matrices de corrélation des signaux. Les poids sont alors calculés pour maximiser le rapport de ces puissances et éventuellement annuler les interférences. En présence d'interférences, le signal reçu au niveau du réseau d'antennes s'écrit :

$$\vec{y}(t) = \vec{a}(\theta_0, \phi_0)\vec{x}(t) + \vec{y}_I(t) + \vec{b}(t) \quad (2.32)$$

$\vec{y}_I(t)$ Étant le vecteur des signaux interférents. En sortie du formateur de faisceaux, le signal s'écrit :

$$\mathbf{x}(t) = \vec{w}^H \times \vec{a}(\theta_0, \phi_0) \times \vec{x}(t) + \vec{w}^H \times \{ \vec{y}_I(t) + \vec{b}(t) \} \quad (2.33)$$

On a alors la puissance du signal en sortie de FF, P_{signal} qui s'écrit d'après l'équation (2.30) ;

$$P_{\text{signal}} = E\left[\left\{ \vec{w}^H \vec{a}(\theta_0, \phi_0) \vec{x}(t) \right\} \left\{ \vec{w}^H \vec{a}(\theta_0, \phi_0) \vec{x}(t) \right\}^H \right] \quad (2.34)$$

Soit :

$$P_{signal} = E[\|\bar{w}^H \times \bar{a}(\phi_0, \varphi_0) \bar{x}(t)\|^2] \quad (2.35)$$

La résolution de ce problème [33,40] conduit à la pondération suivante :

$$W_{mvdr} = \frac{C^{-1} \bar{a}(\theta_0, \varphi_0)}{\bar{a}^H(\theta_0, \varphi_0) C^{-1} \bar{a}(\theta_0, \varphi_0)} \quad (2.36)$$

Avec C la matrice de covariance des bruit plus interférences.

Cette méthode est robuste et donne de bons résultats. Elle reste cependant délicate à implémenter car elle nécessite la connaissance du bruit et des interférences indépendamment du signal utile. La complexité de ce formateur est la même que celle du formateur MPDR.

• **Le formateur par séquence de référence**

Dans ce type de formateur [33, 40, 41, 42], 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). 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 $x(t)$ et la forme d’onde du signal attendu $s(t)$ (figure 2.15). Où $\bar{y}(t)$ est le signal reçu au niveau du réseau d’antennes qui s’écrit :

$$\bar{y}(t) = \bar{a}(\theta_0, \phi_0) \times s(t) + \bar{b}(t) \quad (2.37)$$

L’erreur quadratique entre la sortie du formateur de faisceaux $x(t)$ et le signal de référence $s(t)$ s’écrit sous la forme :

$$\varepsilon^2(t) = [s(t) - x(t)]^2 = [s(t) - w^H \times y(t)]^2 \quad (2.38)$$

L’erreur quadratique moyenne (EQM) de cette fonction de coût conduit à :

$$E[\|\varepsilon(t)\|^2] = E[s(t)^2] - 2 \times E[s(t) \times y(t) w^H] + E[w^H y(t) y(t)^H w] \quad (2.39)$$

D’où on a :

$$E[\|\varepsilon(t)\|^2] = P_s - 2W^H R_{ys} + W^H R W \quad (2.40)$$

Où :

$E[\vec{y}(t)s^H(t)] = \vec{R}_{ys}$ Représente la matrice d'inter corrélation entre le vecteur signal reçu au niveau du réseau d'antennes $\vec{y}(t)$ et le signal de référence $s(t)$. R est la matrice de covariance du signal reçu $\vec{y}(t)$ et P_s la puissance du signal de référence $s(t)$.

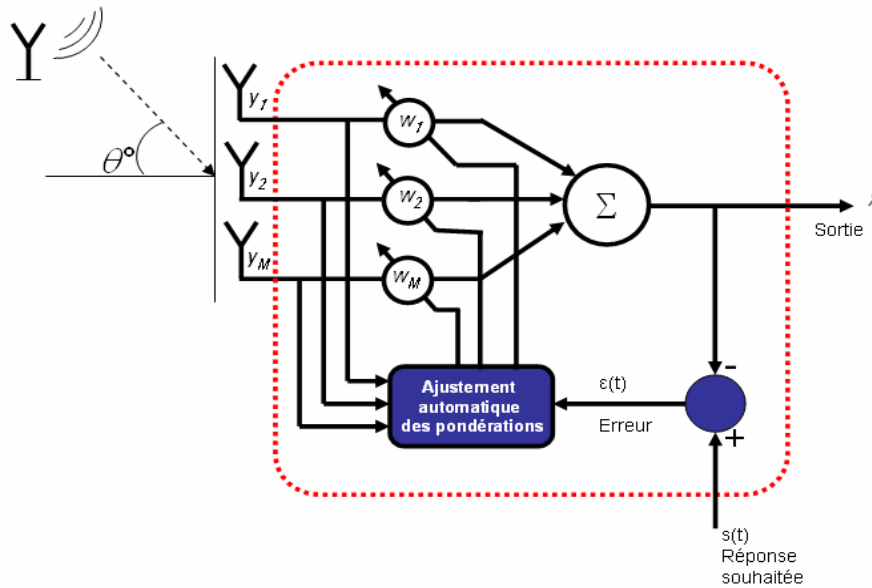


Fig2.15 Schéma de principe d'un formateur de faisceaux par séquence de référence

On cherche la pondération qui minimise l'erreur quadratique moyenne (EQM) $\epsilon^2(t)$ entre la sortie du formateur de faisceaux et le signal de référence $s(t)$. Le minimum de l'EQM est obtenu en posant que le vecteur gradient par rapport à w est nul :

$$\nabla_w E[\|\epsilon(t)\|^2] = \frac{\partial E[\|\epsilon(t)\|^2]}{\partial w} = 0 \tag{2.41}$$

C'est-à-dire :

$$\nabla_w E[\|\epsilon(t)\|^2] = -2\vec{R}_{ys} + 2RW = 0 \tag{2.42}$$

D'où les pondérations optimales (minimale) solution de minimisation de ϵ^2 est de la forme :

$$\vec{W}_{seq} = R^{-1}\vec{R}_{ys} = R^{-1}E[\vec{y}(t)s^H(t)] \tag{2.43}$$

L'avantage de cette méthode de FF est que l'on n'a pas besoin de connaître les directions d'arrivée du signal utile contrairement aux méthodes MPDR et MVDR. Par contre, la

connaissance d'une partie du signal utile est requise. La complexité de ce formateur est alors moindre que pour les deux autres formateurs adaptatifs.

2.6 Conclusion

Nous avons présenté dans ce chapitre les différentes architectures des systèmes multi-antennaires existantes, L'utilisation des antennes intelligentes dans les réseaux sans fil, peut conduire à des performances beaucoup plus importantes par rapport aux réseaux filaires. Cette utilisation a l'avantage d'augmenter la capacité en offrant un pouvoir d'éliminer l'interférence et donnant des meilleurs rapports signal sur bruit (SNR) ; mais elle possède quand même l'inconvénient de complexité d'émetteur /récepteur, ainsi le facteur de coût.

Nous avons exposé aussi sur les techniques de formation de faisceaux dont nous allons se baser dans notre simulation dans le chapitre cinq sur celle par séquences de référence. Cette dernière va nous permettre de minimiser les interférences tout en assurant une bonne qualité de signaux à la réception.

Dans le chapitre suivant, nous allons étudier en détails la technique MIMO-OFDM pour en tirer ses avantages pour les utiliser en simulation.

3.1 Introduction

Les systèmes à antennes multiples jouent un rôle important dans le développement des systèmes de communication futurs à large bande. Grâce aux trajets multiples entre l'émetteur et le récepteur, les effets d'atténuation du canal sont réduits d'une façon significative, de plus l'efficacité spectrale se trouve remarquablement augmentée. L'utilisation de la modulation OFDM dans les systèmes MIMO s'avère être une technique bien adéquate, de plus en plus utilisée. Dans ce chapitre, nous décrivons ce qu'est un système MIMO-OFDM, afin de voir les bases du système auquel cette recherche s'intéresse. Nous aborderons une étape à la fois, soit d'abord les systèmes OFDM, puis le MIMO, et enfin la combinaison de ces deux éléments.

3.2 La technique OFDM

3.2.1 Historique de l'OFDM

La technique de transmissions multiporteuses a été introduite dans les années soixante. A cette époque, l'idée de transmettre un débit important sur plusieurs porteuses modulées à des débits moindres est apparue pour des applications de type HF. Les premières réalisations remontent à Bello [44] et à Zimmermann [45], le débit total était alors de 4800 bits/s pour une bande passante de 3kHz. Ce débit était réparti sur 34 porteuses espacées de 82 Hz. Déjà l'idée d'insérer un intervalle de garde était présente afin de limiter les interférences causées en partie par l'ionosphère. Par ailleurs, en 1957, Dolez et al [46] et plus tard, en 1961, Franco et al [47] l'utilisèrent pour des transmissions entre terminaux. Cependant un des inconvénients majeurs était alors la complexité des équipements d'émission et de réception. Pour preuve, en 1970, Kaye et Georges [48] proposèrent une architecture optimale de récepteur en parallélisant les données à émettre. Une série d'égaliseurs, de lignes à retard et de filtres adaptés étaient alors nécessaires pour minimiser l'interférence entre symboles. A cette complexité du récepteur venait s'ajouter celle de l'émetteur. C'est en 1971 que Weinstein et Ebert [49] utilisèrent pour la première fois la DFT afin de générer autant de signaux orthogonaux qu'il y avait de porteuses, ce qui réduisait considérablement la complexité des systèmes. Des intervalles de garde étaient insérés entre les symboles afin de diminuer au mieux les interférences entre symboles. Ils ont par ailleurs montré qu'avec un codage différentiel des données, il était possible de s'affranchir d'une égalisation coûteuse en complexité au niveau de la partie réception. La modulation OFDM était née. En 1980, Hirosaki [50, 51] proposa, toujours en utilisant la DFT, un récepteur à maximum de vraisemblance pour des porteuses modulées en phase et en amplitude (modulation MAQ). Il montra que la complexité était moindre que celle

d'un système équivalent mono porteuse. Cette méthode fut appliquée en 1984 pour la réalisation d'un modem opérant à 256 kbits/s dans la bande 60-180 kHz [52]. En 1985, Cimini [53] eut l'idée d'insérer des porteuses dites " pilotes " afin d'estimer la réponse fréquentielle du canal. Ces porteuses étaient insérées et espacées régulièrement dans le spectre du signal OFDM. Deux ans plus tard, Ruiz et Cioffi [54] élargissent la notion de Weinstein et Ebert en proposant un schéma d'émission et de réception utilisant respectivement la IDFT et la DFT afin de moduler et de démoduler le signal. Ils jetèrent ainsi les bases de la notion de signal fréquentiel et temporel pour une modulation multiporteuse [55]. Vers la fin des années quatre vint, le CCETT (Centre Commun d'Etudes de Télécommunications et Télédiffusion) est créé à Rennes et propose un système de transmission de type OFDM dans lequel une technique de multiplexage à division de fréquences orthogonales était associée à un codage combinant un code convolutif et un entrelacement. Ainsi, les informations erronées véhiculées par les porteuses subissant des atténuations (dues aux échos destructifs du canal de transmission) seront corrigées grâce à celles transmises par les porteuses affectées par des échos constructifs. De ce fait, le système fut appelé COFDM, le "C" faisant référence au codage utilisé [56]. Cette technique novatrice a été validée pour la radiodiffusion numérique DAB. Elle permet la diffusion d'un débit de 1.5 Mbits/s dans une largeur de bande de 1.5 MHz vers des terminaux fixes ou mobiles [57, 58, 59]. Ainsi, dès Octobre 1988 au CCETT, les premières expériences concluantes de diffusion DAB faisant intervenir une telle technicité ont été menées. Ajoutons que ce procédé a été aussi adopté pour la diffusion terrestre de la télévision numérique (DVB-T) [60]. Parallèlement, dans les années quatre vingt dix, une technique mise au point par la société Bellcore en 1989 définit un système de transmission numérique permettant de fournir de nouveaux services interactifs à hauts débits sur le réseau téléphonique commuté classique (paire de cuivre torsadée), tout en autorisant le fonctionnement simultané du téléphone. C'est la technologie ADSL. Elle est basée sur une modulation multi porteuse appelée DMT, semblable à l'OFDM. Cette technique permet aujourd'hui de transmettre (en plus du signal téléphonique) un débit de plus de 100Mbits/s. Entre 1999 et 2001, on voit apparaître les standards pour les WLAN's, comme IEEE 802.11a/g nommé Wi-Fi et ETSI HiperLAN II, qui adoptaient la modulation multi porteuse OFDM comme spécification principale de leur couche physique. En 2005 une amélioration de la technologie Wi-Fi se présente d'abord sur le marché des États Unis et ensuite en Europe. Le standard, appartenant toujours à la famille du Wi-Fi est le IEEE 802.16 est plus connu sous le nom du Wi-Max. Ce système garantit un débit théorique jusqu'à 80 Mbps et une portée

maximale de 50 km. Un an plus tard, un autre standard se présente sur la scène du Wi-Fi : le 802.11n. Il permet à la technologie Wi-Fi d'atteindre des débits théoriques entre 100 et 540 Mbps, en ajoutant l'utilisation de la technique « MIMO », et d'améliorer aussi la portée des réseaux sans fil. Début 2006, le procédé de modulation OFDM a été adopté par l'alliance WiMedia pour les communications à très haut débit (480 Mbps) et à courte portée (10 m), basées sur la technologie « Ultra Wide Band ». Ces améliorations du système Wi-Fi représentent donc les nouvelles applications des réseaux « WLAN » pour tout ce qui est accès à Internet via « hot spots », par exemple.

3.2.2 Problématique

Un signal radiofréquences est émis sur un canal, qui constitue son support physique. Ainsi toute transmission numérique est limitée par les contraintes physiques de son support. Un canal est dit sélectif en fréquence lorsqu'il ne se comporte pas identiquement suivant la fréquence du signal. Certaines fréquences seront transmises plus rapidement que d'autres, ou encore seront atténuées plus que d'autres. Le signal sera alors déformé lors de la transmission : les données seront dispersées dans le temps, pouvant mener à des interférences entre symboles. Ce phénomène de sélectivité en fréquence est aggravé par la présence de trajets multiples pour un même signal transmis. Du fait des nombreuses réflexions que le signal peut subir en environnement urbain, le récepteur recevra une série d'échos d'amplitudes et de retards variables. Cette problématique du canal à trajets multiples est critique dans le cas d'un canal radio mobile, c'est-à-dire lorsque le récepteur et l'émetteur ne sont pas fixes relativement. Les différents échos et amplitudes varient dans l'espace, ils varieront dans le temps dans le cas d'un récepteur mobile.

Le canal de transmission à trajets multiples est caractérisé par [61] :

- _ T_m : Son retard maximum (ou étalement des retards). Si la durée d'un symbole est grande devant T_m , le canal est non sélectif en fréquence (ou dit plat dans le domaine fréquentiel) mais il peut être atténué ou amplifié.

- _ T_c : Le temps de cohérence ou B_d : spectre Doppler.

Si $B \ll B_d$ le signal ne subit pas de distorsion dans le temps.

- _ Sa fonction de transfert $h(t, \tau)$, $\alpha_n(t)$ et $\tau_n(t)$ représentent l'atténuation et le retard en fonction du temps du n-ième écho, et f_c la fréquence porteuse :

$$h(t, \tau) = \sum_n \alpha_n(t) \cdot e^{-2j\pi c \tau_n} \delta(\tau - \tau_n(t)) \tag{3.1}$$

Ces différents trajets pourront alors générer des interférences constructives ou destructives (figure 3.1), suivant la localisation du récepteur relativement à l'émetteur et suivant les caractéristiques des obstacles rencontrés. Des interférences destructives peuvent mener à la perte totale du signal.

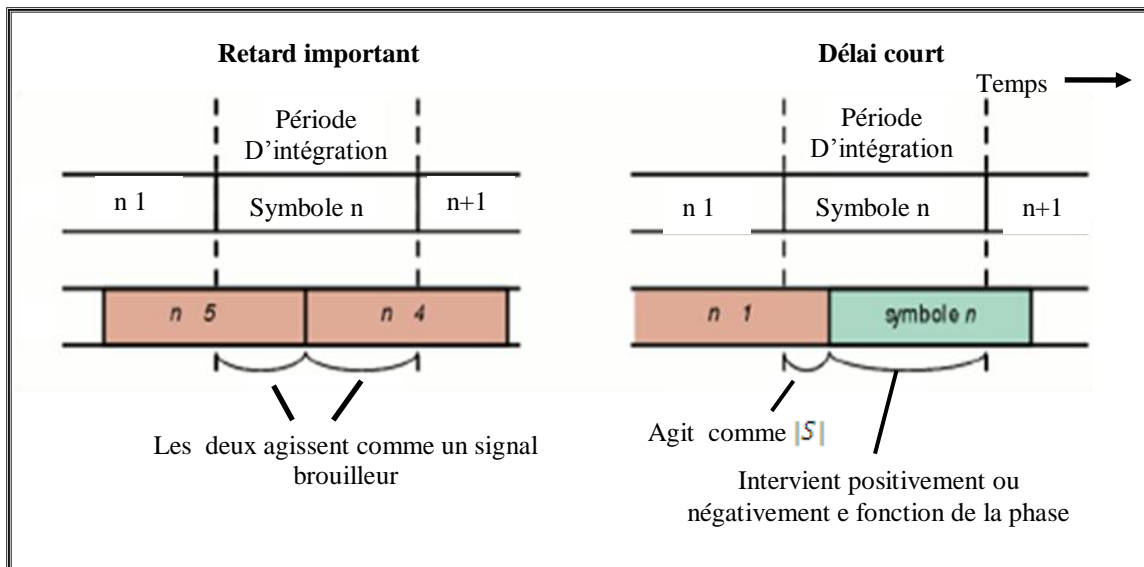


Fig 3.1 Influence du multitrajet sur le brouillage inter symboles

Ces problématiques sont d'autant plus d'actualité que les débits transmis augmentent exponentiellement, et donc la bande de fréquence nécessaire pour transporter ces informations à haut débit [24]. Or l'effet de la sélectivité en fréquence des canaux sur la dégradation des performances augmente avec la largeur de bande de fréquence du signal transmis. Les processus d'égalisation sensés compenser les effets des multi trajets et de la sélectivité en fréquence des canaux sont cependant d'une grande complexité lorsque le canal varie beaucoup dans le temps ou suivant la fréquence du signal. Ils nécessitent de plus la connaissance à tout instant de la fonction de transfert du canal de transmission. La famille des modulations multi porteuses dont fait partie l'OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) permet de répondre à cet enjeu en utilisant des sous porteuses peu sensibles aux multi trajets et à la sélectivité en fréquence, faciles à égaliser.

3.2.3 Principe et fonctionnement de l'OFDM

La modulation OFDM (multiplexage par répartition orthogonale de la fréquence) est une technique qui divise la bande de fréquence en N sous-canaux (ou sous-porteuses) orthogonaux et uniformes [61] c'est-à-dire elle répartie les symboles sur un grand nombre de porteuses à bas débit (figure 3.2), à l'opposé des systèmes conventionnels qui transmettent les symboles en série, chaque symbole occupant alors toute la bande passante disponible.

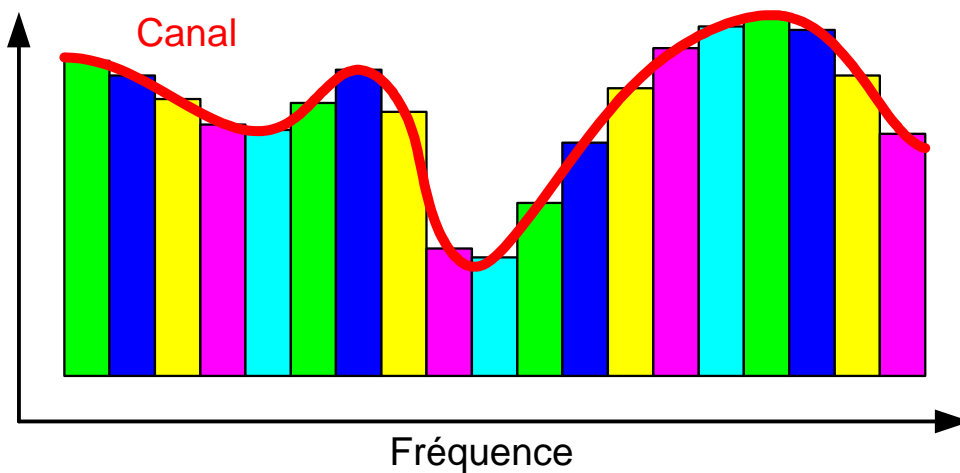


Fig 3.2 Principe de l'OFDM

3.2.3.1 Principe de la modulation

Pour répartir les données à transmettre sur les N porteuses, on groupe les symboles c_k par paquets de N [61]. Les c_k sont des nombres complexes définis à partir des éléments binaires par une constellation souvent de modulation MAQ et PSK (figure 3.3).

La séquence de N symboles c_0, \dots, c_{n-1} constitue un symbole OFDM. Le k -ième train de symboles parmi les N trains module un signal de fréquence f_k . Le signal modulé du train k s'écrit sous forme complexe:

$$c_k e^{j2\pi f_k t} \tag{3.2}$$

Le signal total $s(t)$ correspond à l'ensemble des N symboles ré assemblés en un symbole OFDM :

$$S(t) = \sum_{k=0}^{N-1} c_k e^{j2\pi f_k t} \tag{3.3}$$

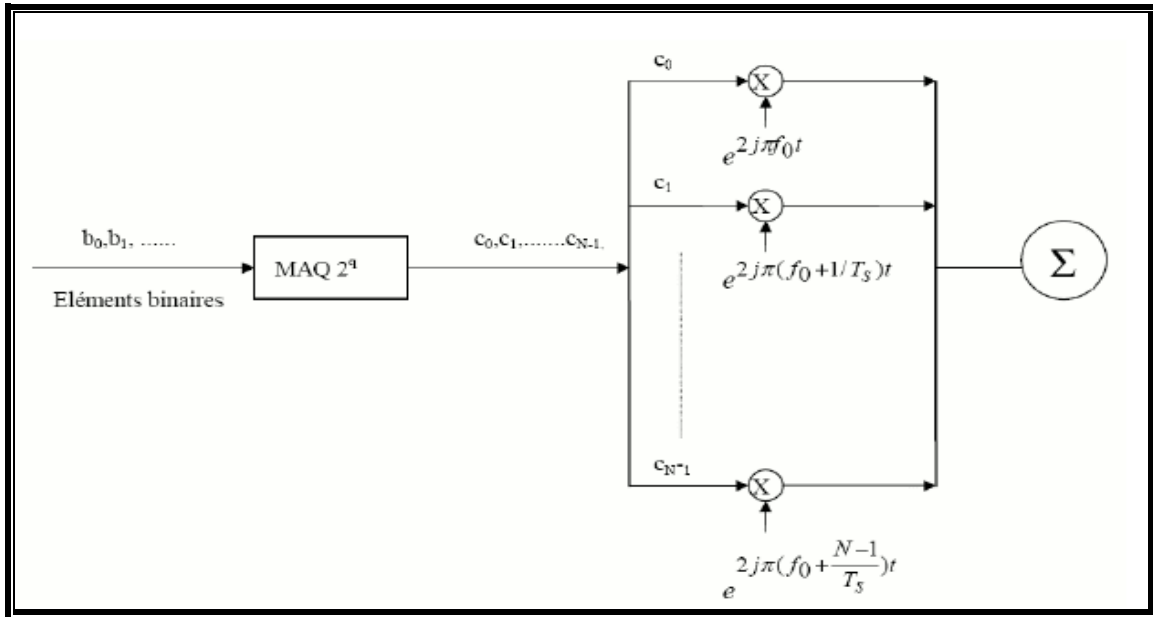


Fig 3.3 Schéma de modulation

Les fréquences sont orthogonales si l'espace entre deux fréquences adjacentes f_K et f_{K+1} est $1/T_s$ (figure 3.4). En effet chaque porteuse modulant un symbole pendant une fenêtre rectangulaire temporelle de durée T_s , son spectre en fréquence est un sinus cardinal, fonction qui s'annule tous les multiples $1/T_s$.

$$f_K = f_0 + \frac{K}{T_s} \tag{3.4}$$

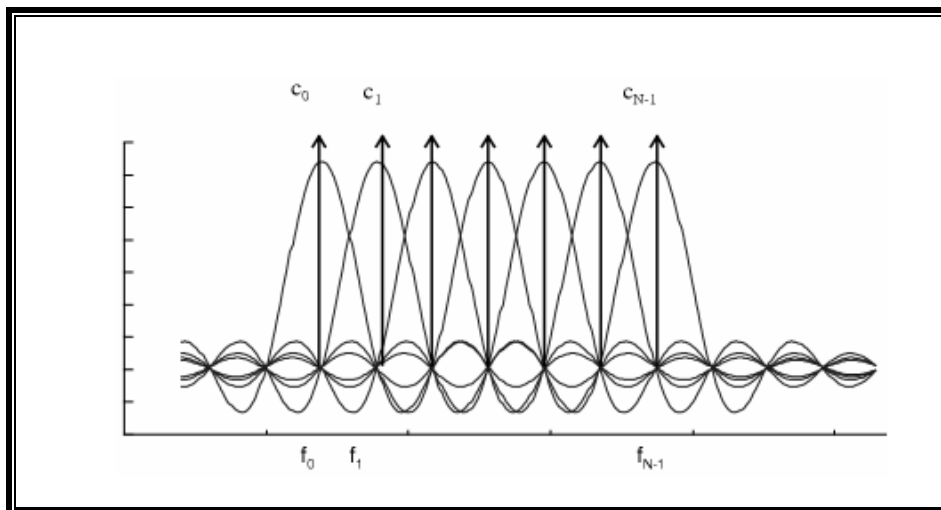


Fig 3.4 Spectre en sortie du modulateur OFDM.

Ainsi, lorsque l'échantillonnage est effectué précisément à la fréquence f_k d'une sous porteuse, il n'y a aucune interférence avec les autres sous porteuses. C'est ce qui permet de recouvrir les spectres des différentes porteuses et d'obtenir ainsi une occupation optimale du spectre. Le nombre de sous porteuses N est choisi de manière à remplir les deux conditions primordiales $T_s \gg T_m$ afin de pouvoir considérer le canal plat, et $T_s \ll 1/B_d$.

3.2.3.2 Principe de la démodulation

Le signal parvenu au récepteur s'écrit sur une durée symbole T_s :

$$y(t) = \sum_{k=0}^{N-1} c_k H_k(t) e^{2j\pi \left(f_0 + \frac{k}{T_s} \right) t} \tag{3.5}$$

$H_k(t)$ Est la fonction de transfert du canal autour de la fréquence f_k et à l'instant t . Cette fonction varie lentement et on peut la supposer constante sur la période T_s ($T_s \ll 1/B_d$). La démodulation classique consisterait à démoduler le signal suivant les N sous porteuses suivant la figure 3.5.

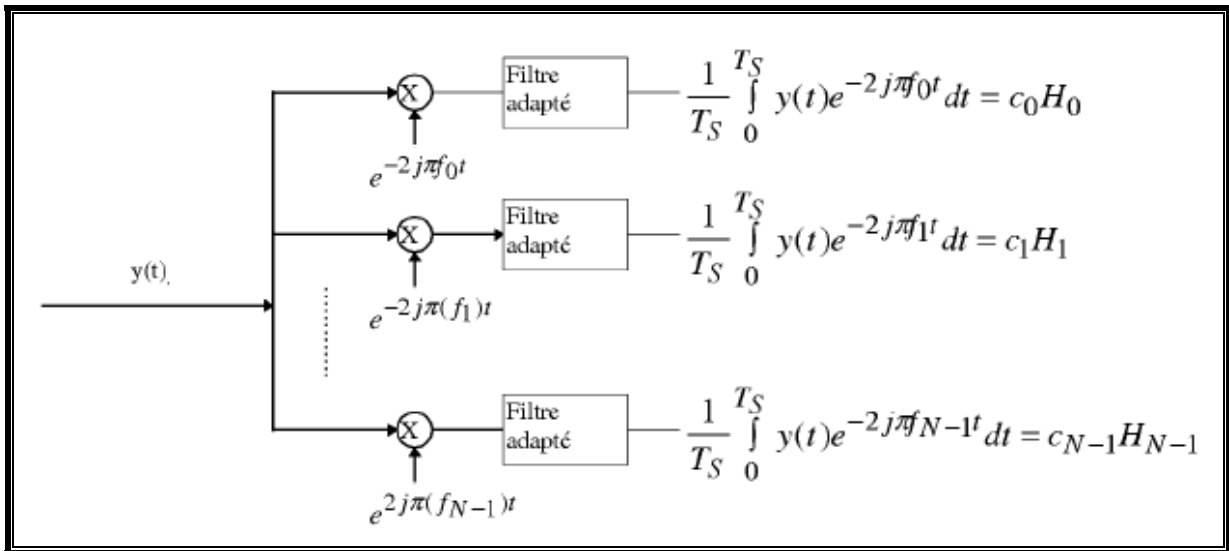


Fig 3.5 Schéma du principe du démodulateur OFDM.

3.2.4 Implantation numérique

Dans les communications à haut débit, les débits sont limités par des contraintes physiques : le bruit dû aux imperfections des systèmes et la nature physique des composants affectent la transmission du signal émis [62]. Nous réduisons dans ce cas les erreurs de transmission en numérisant les informations. De plus l'implantation numérique offre aussi l'opportunité d'ajouter des codes correcteurs d'erreurs afin de protéger notre signal des perturbations engendrées par le canal de transmission. D'après l'étude théorique précédente, le schéma de principe du modulateur est présenté dans la figure 3.6 :

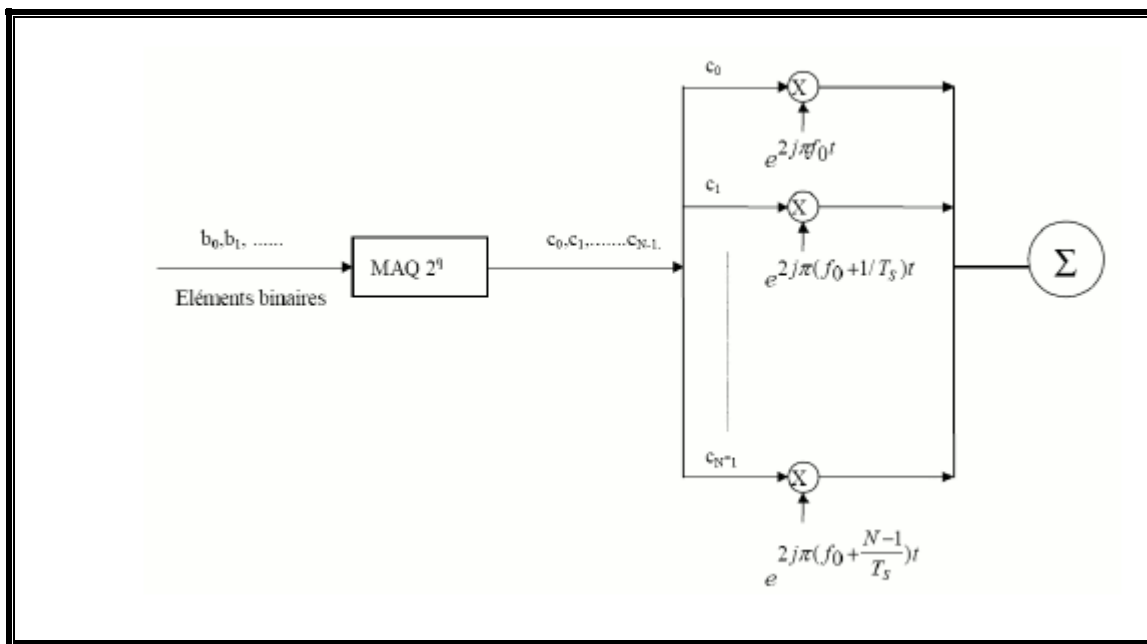


Fig 3.6 Schéma du principe du modulateur.

Une simple traduction numérique de ce schéma consiste à implémenter N modulateurs en parallèle, centrés sur les fréquences de chaque porteuse. Cette structure n'est bien sûr pas optimale du point de vue de sa complexité. Voyons maintenant à partir de l'étude théorique de l'OFDM effectuée précédemment comment générer une architecture numérique équivalente simple à mettre en œuvre.

3.2.4.1 Implantation numérique du modulateur

L'analyse algébrique indique que le signal de sortie $s(t)$ est sous la forme [62] :

$$s(t) = e^{2j\pi f_0 t} \cdot \sum_{k=0}^{N-1} c_k e^{2j\pi \frac{kt}{T_S}} \tag{3.6}$$

En discrétisant ce signal et en le ramenant en bande de base pour l'étude numérique on obtient une sortie $s(n)$ sous la forme :

$$s_n = \sum_{k=0}^{N-1} c_k e^{2j\pi \frac{kn}{N}} \tag{3.7}$$

Les $s(n)$ sont donc obtenus par une transformée de Fourier inverse discrète des $c(k)$. En choisissant le nombre de porteuses N tel que $N = 2n$, le calcul de la transformée de Fourier inverse se simplifie et peut se calculer par une simple IFFT nous conduisant ainsi au schéma numérique suivant :

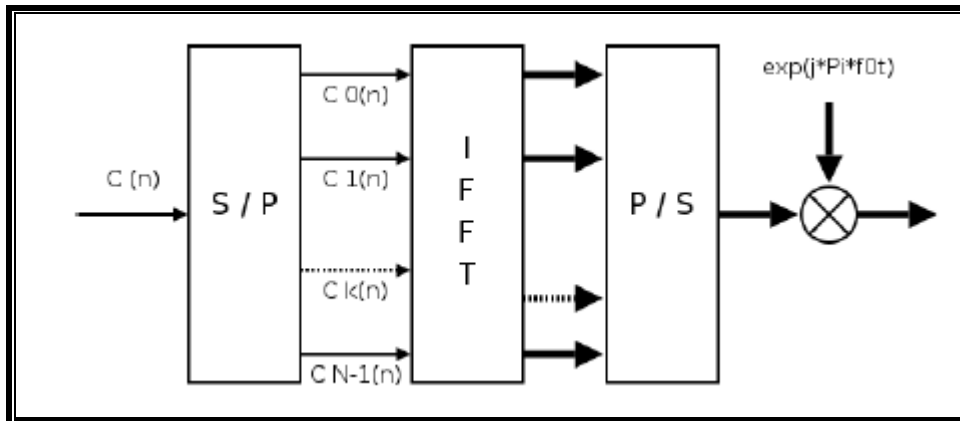


Fig 3.7 Modulateurs OFDM numérique.

3.2.4.2 Implantation numérique du démodulateur

L'analyse théorique définit le signal discrétisé reçu au niveau du démodulateur sous la forme [62] :

$$z_n = \sum_{k=0}^{N-1} c_k H_k e^{2j\pi \frac{kn}{N}} \tag{3.8}$$

Z_n est la transformée de Fourier discrète inverse de $c_k H_k$, la démodulation consiste donc à effectuer une transformée de Fourier directe discrète. Le nombre de porteuses ayant été choisi

tel que $N = 2n$, on peut réaliser ce calcul à l'aide d'une FFT. Nous obtenons alors le schéma de principe suivant :

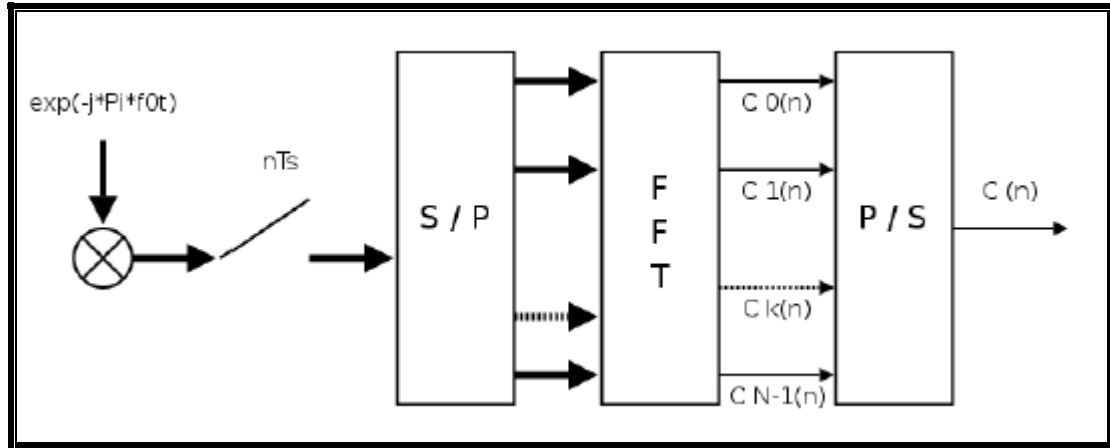


Fig 3.8 Démodulateurs OFDM numérique.

3.2.5 Notion d'orthogonalité

L'orthogonalité est la propriété fondamentale qui permet de transmettre des signaux d'informations multiples dans un même canal et de les détecter sans interférences. Mathématiquement, l'orthogonalité de deux fonctions f et g peut être définie dans un intervalle $[a, b]$ par la relation [59] :

$$\int_a^b f(t) \cdot g(t) \cdot dt = 0 \quad (3.9)$$

Cette relation s'explique par le fait que ces deux fonctions sont disjointes sur le segment $[a, b]$. Pour réaliser donc une base orthogonale à P dimensions, il suffit de trouver P fonctions orthogonales deux à deux. La modulation OFDM peut être vue comme une combinaison à coefficients complexes de signaux orthogonaux représentant les translatés temps fréquence d'une onde rectangulaire. La transformée de Fourier d'un signal rectangulaire étant un sinus cardinal, on note, comme le montre la figure 3.9, que les sous porteuses se recouvrent spectralement tout en restant orthogonales entre elles. En autorisant un fort recouvrement spectral entre les porteuses, l'OFDM permet d'augmenter sensiblement le nombre des porteuses ou d'amoinrir l'encombrement spectral. Pour garantir une utilisation efficace de la largeur de bande disponible, c'est-à-dire une excellente efficacité spectrale, il est nécessaire de faire chevaucher mutuellement les sinus cardinaux dans le domaine fréquentiel des différentes

sous porteuses, de telle sorte que la condition d'orthogonalité soit conservée. 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. Lors d'une transmission OFDM, les spectres des sous porteuses ne sont pas séparés mais sont bien superposés comme le montre la figure 3.9 :

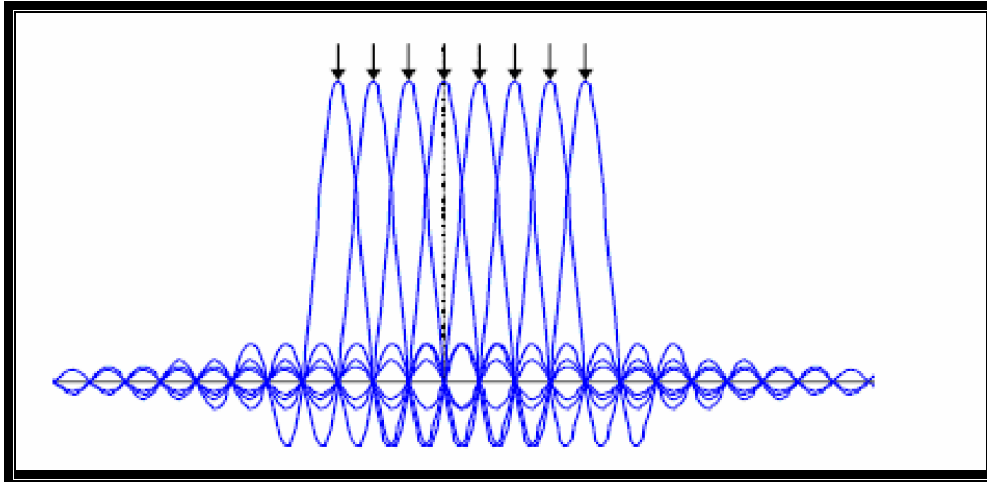


Fig 3.9 Représentation dans le domaine fréquentiel

Pour récupérer l'information utile transportée par l'ensemble des sous-porteuses, nous exploitons la relation d'orthogonalité, à savoir qu'au maximum d'une porteuse donnée les autres porteuses sont nulles. Nous évitons ainsi les pertes d'efficacité spectrale.

3.2.6 Intervalle de garde

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" Δ qui a pour but d'éliminer l'IES qui subsiste malgré l'orthogonalité des porteuses [63]. 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).

$$T_s = T_u + \Delta \quad (3.10)$$

3.2.7 Description vectorielle de l'OFDM

Afin de pouvoir utiliser efficacement l'OFDM avec les systemes MIMO que nous avons introduits dans le chapitre precedent, nous allons adopter une representation vectorielle puis matricielle de l'OFDM.

3.2.7.1 Principe de l'emetteur

La figure 3.10 montre le principe de l'emetteur. Avant d'effectuer la TFR inverse nous inserons des zeros au milieu du paquet [63], ce qui permet d'assurer l'allocation de la puissance aux basses frequences et de considerer les symboles comme la transformee de Fourier du signal en bande de base. Pour eviter les interferences entre symboles (IES), nous inserons alors au debut du paquet un intervalle de garde contenant P_g echantillons, correspondant generalement a une copie des P_g derniers echantillons du paquet, et dont la duree doit etre au moins egale au retard de l'echo le plus long. Le signal numerique en bande de base est alors converti en analogique, passe dans un filtre passe-bas, et est utilise pour moduler une porteuse. L'effet du canal multi-trajets est modelise par une convolution lineaire avec un filtre, dont la longueur maximale correspond a P_g . Nous appelons "paquet de donnees" les $2P$ points obtenus apres la TFR inverse. Grace au fait que l'intervalle de garde est une copie de la fin du paquet de donnees, la convolution lineaire peut etre remplacee par une convolution circulaire entre le filtre et le paquet de donnees. Cette propriete est tres interessante parce que les paquets sont independants. L'effet des echos sur un paquet donne ne depend pas du contenu du paquet precedent.

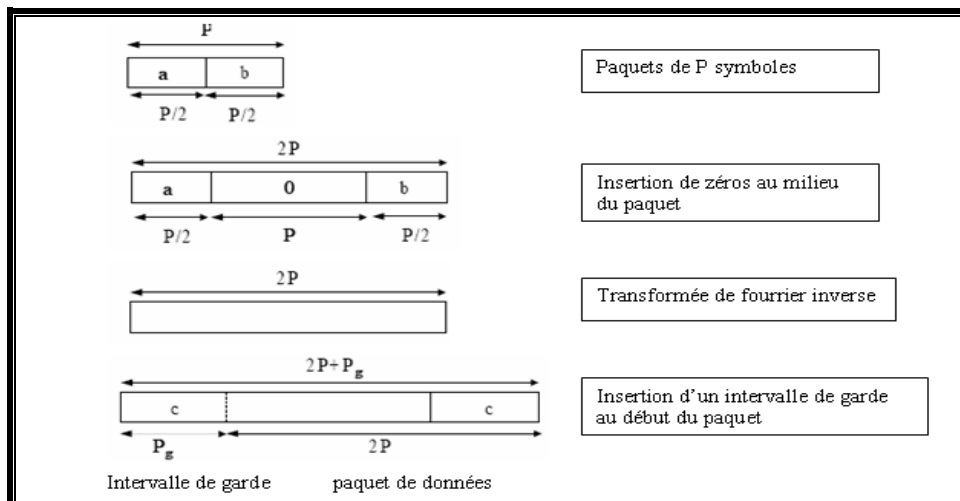


Fig 3.10 Principe de l'emetteur OFDM

3.2.7.2 Description du récepteur

La figure 3.11 montre le principe du récepteur après la conversion en bande de base et la conversion analogique numérique [63]. Nous supposons que le signal est synchronisé, ce qui implique que le début de chaque paquet et la fréquence d'échantillonnage sont corrects. Nous enlevons d'abord l'intervalle de garde. Nous effectuons ensuite une TFR, et nous supprimons le milieu du paquet (ce qui correspond à la suppression des hautes fréquences).

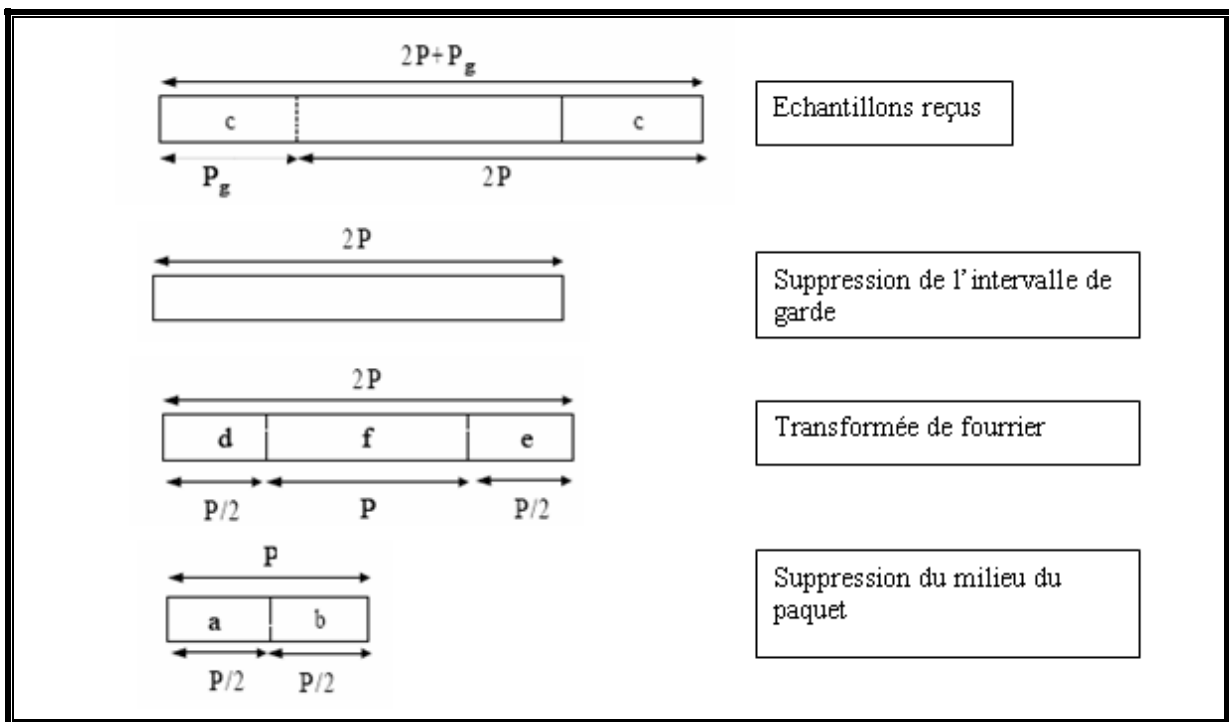


Fig 3.11 Principe du récepteur OFDM

3.2.8 Avantages de l'OFDM

- La diminution des taux de transmission et l'ajout de préfixes cycliques permettent d'éliminer ou de limiter l'interférence inter symboles et de simplifier l'égalisation au récepteur.
- Les effets des parcours multiples dû aux évanouissements sélectifs en fréquence sont réduits en divisant le spectre en N sous porteuses ayant des évanouissements plats.
- Le chevauchement en fréquence des sous porteuses permet de conserver une grande efficacité spectrale.

3.3 Système de transmission MIMO associé à une modulation OFDM

3.3.1 Introduction

Les systèmes à antennes multiples jouent un rôle important dans le développement des systèmes de communication futurs à large bande. Grâce aux trajets multiples entre l'émetteur et le récepteur, les effets d'atténuation du canal sont réduits d'une façon significative, de plus l'efficacité spectrale se trouve remarquablement augmentée. Donc la solution est d'associer la modulation OFDM ou bien la MC-CDMA au système MIMO, nous nous intéressons bien dans notre travail à cette association MIMO-OFDM qui sera décrite dans ce qui suit.

3.3.2 Idée de base

V-BLAST est une approche très efficace pour la transmission de données sur des canaux sans fils multi-trajets. La condition de bande étroite impose cependant la contrainte suivante:

$$T_s \gg T_d \quad (3.12)$$

Où T_s est la période symbole et T_d la durée de l'écho le plus grand. Si l'on considère par exemple une transmission hertzienne indoor, avec $T_d = 10^{-6}$ s, la période symbole doit être au moins égale à $T = 10^{-5}$ s, ce qui correspondrait à un débit maximal de 2 Mbit/s, en considérant une efficacité spectrale de 20 bits/s/Hz. La largeur de bande maximale utilisée serait approximativement $1/T = 100$ kHz, ce qui représente une bande vraiment étroite. Il serait donc intéressant d'utiliser une bande plus large pour augmenter le débit [64], mais c'est impossible, car dans ce cas le modèle BLAST de base ($y = H.s+b$) n'est plus valable. Dans ce travail nous proposons une approche qui utilise simultanément V-BLAST et l'OFDM. Une large bande est divisée en P bandes étroites par l'OFDM. Dans chacune de ces bandes, l'approche V-BLAST peut être utilisée pour tirer profit des multi-trajets et atteindre une grande efficacité spectrale. Ainsi, pour l'exemple précédent, si on utilise une OFDM avec $P = 128$ porteuses, on utilise une largeur de bande de 12,8 MHz pour atteindre un débit de 256 Mbit/s.

3.3.3 Principe de l'approche proposée

La chaîne de symboles est dé-multiplexée en N_t sous-chaînes qui correspondent aux N_t émetteurs. Chaque sous-chaîne passe dans un modulateur OFDM. Si on considère un paquet de $N_t * P$ symboles et que l'on note $\{s_k\}_{k=0}^{N_t * P - 1}$ ces symboles, ceux-ci peuvent être placés dans une matrice A de taille $N_t * P$.

$$A = \begin{pmatrix} s_0 & s_{n_T} & \cdots & s_{n_T(P-1)} \\ s_1 & s_{n_T+1} & \cdots & s_{n_T(P-1)+1} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ s_{n_T-1} & s_{2n_T-1} & \cdots & s_{n_T P - 1} \end{pmatrix} \quad (3.13)$$

Où chaque ligne correspond aux symboles émis par un émetteur et passe par un modulateur OFDM. On insère ensuite P colonnes ne contenant que des 0 au milieu de cette matrice A , entre la colonne $P/2$ et la colonne $P/2 + 1$. On note B cette nouvelle matrice, et on fait l'opération suivante:

$$C = B.W \quad (3.14)$$

Où

$$W = \frac{1}{\sqrt{2P}} \begin{pmatrix} 1 & 1 & 1 & \cdots & 1 \\ 1 & w & w^2 & \cdots & w^{2P-1} \\ 1 & w^2 & w^4 & \cdots & w^{2(2P-1)} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 1 & w^{2P-1} & w^{2(2P-1)} & \cdots & w^{(2P-1)^2} \end{pmatrix} \quad (3.15)$$

$$\text{Et } w = e^{j2\pi/2P} \quad (3.16)$$

L'équation (3.14) correspond à une transformée de Fourier discrète inverse. Enfin, une copie des P_g dernières colonnes de la matrice C est insérée au début de la matrice. La matrice résultante, de taille $N_t \cdot (2P + P_g)$ est appelée D et chacune de ses lignes i représente un signal numérique en bande de base qui est transmis par la i^{e} antenne émettrice. En réception, après retour en bande de base et échantillonnage, on obtient une matrice \tilde{D} de taille $N_r \cdot (2P + P_g)$. On obtient la matrice \tilde{B} en supprimant les P_g premières colonnes, et on opère une transformée de Fourier discrète: \tilde{C} en supprimant les P_g premières colonnes, et on opère une transformée de Fourier discrète :

$$\tilde{B} = \tilde{C} \cdot W^{-1} \tag{3.17}$$

On obtient finalement la matrice \check{A} de taille $N_r \cdot P$ en supprimant les n colonnes centrales de \tilde{B} . L'intérêt de cette approche [65], comme nous allons le montrer dans la prochaine section, est que ce système de transmission est équivalent à P systèmes BLAST en parallèle, chacun transmettant une colonne de la matrice A . Pour obtenir une estimation des symboles émis, il suffit donc d'appliquer l'algorithme BLAST à chacune des colonnes de \check{A} . Le principe de cette association MIMO-OFDM est représenté sur la figure 3.12.

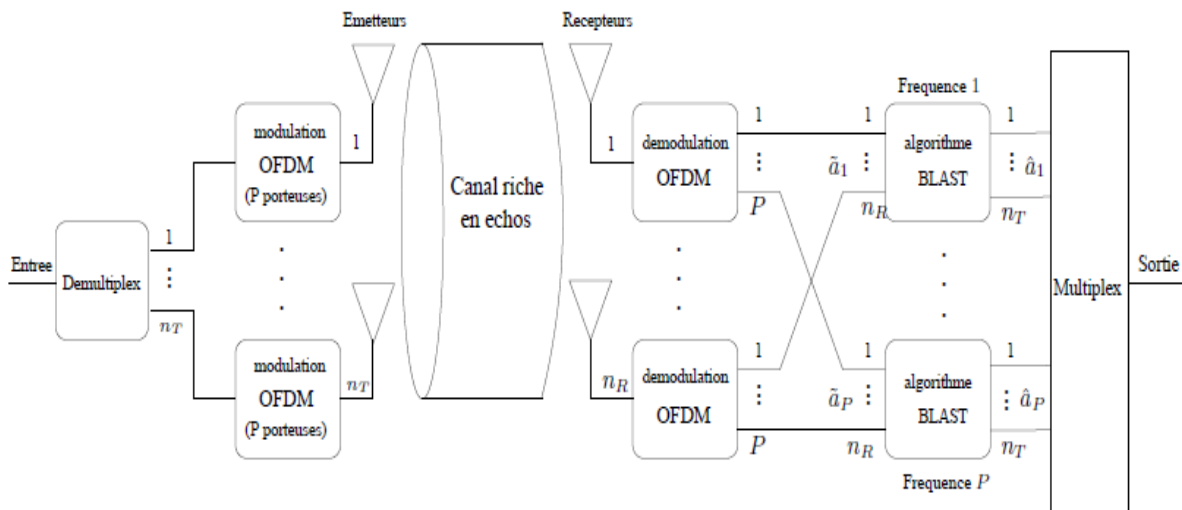


Fig 3.12 Principe du système BLAST-OFDM

3.3.4 Démonstration du model théorique équivalent

Par souci de simplicité, le bruit n'apparaît pas dans les équations ci-dessous. En utilisant la transformée en Z, le canal de transmission entre les antennes, c'est-à-dire entre les matrices D et \check{D} peut être représenté par une matrice F(z):

$$\mathbf{F}(z) = \mathbf{F}_0 + \mathbf{F}_1 z^{-1} + \dots + \mathbf{F}_{P_g-1} z^{-(P_g-1)} \quad (3.18)$$

Où chaque \mathbf{F}_i est une matrice de taille $N_r \times N_t$. Représentons la matrice C par le vecteur c(z):

$$\mathbf{c}(z) = \mathbf{c}_0 + \mathbf{c}_1 z^{-1} + \dots + \mathbf{c}_{2P-1} z^{-(2P-1)} \quad (3.19)$$

Où c_i représente la colonne $i + 1$ de la matrice C. En utilisant une représentation similaire pour la matrice \check{C} , on peut écrire:

$$\tilde{\mathbf{c}}(z) = \mathbf{F}(z)\mathbf{c}(z) \quad \text{mod} (z^{-2P} - 1) \quad (3.20)$$

A cause de la structure de la matrice D l'effet du canal peut en effet être vu comme une convolution circulaire multidimensionnelle sur les colonnes de C. De plus, comme $(w_k)^{-2P} = 1$ quel que soit l'entier k, l'équation (3.20) donne:

$$\tilde{\mathbf{c}}(w^k) = \mathbf{F}(w^k)\mathbf{c}(w^k) \quad (3.21)$$

Mais d'après (3.17) et (3.16):

$$\tilde{\mathbf{B}} = [\tilde{\mathbf{c}}(1), \tilde{\mathbf{c}}(w), \tilde{\mathbf{c}}(w^2), \dots, \tilde{\mathbf{c}}(w^{2P-1})] \quad (3.22)$$

Il existe une relation équivalente entre les matrices B et C, donc:

$$\tilde{\mathbf{b}}_k = \mathbf{F}(w^k) \cdot \mathbf{b}_k \quad (3.23)$$

Où $k=0, 1, 2, \dots, 2P-1$ et \mathbf{b}_k et $\tilde{\mathbf{b}}_k$ représentent respectivement les colonnes de B et $\tilde{\mathbf{B}}$.

Finalement si on note \mathbf{a}_k et $\tilde{\mathbf{a}}_k$ les colonnes de A et $\tilde{\mathbf{A}}$. On a :

$$\tilde{\mathbf{a}}_k = \mathbf{H}_k \mathbf{a}_k \quad (3.24)$$

Où comme $w^P = -1$

$$\mathbf{H}_k = \begin{cases} \mathbf{F}(w^k) & \text{pour } k = 0, \dots, P/2 - 1, \\ \mathbf{F}(-w^k) & \text{pour } k = P/2, \dots, P - 1 \end{cases} \quad (3.25)$$

Le système de transmission est donc équivalent à P systèmes VBLAST parallèles et indépendants [65], chacun étant caractérisé par une matrice \mathbf{H}_k de taille $n_R \times n_T$. Il n'y a donc qu'à utiliser l'algorithme VBLAST pour chaque vecteur $\tilde{\mathbf{a}}_k$ pour estimer le vecteur de \mathbf{a}_k . ce système globale équivalent VBLAST/OFDM est représenté sur la figure 3.13.

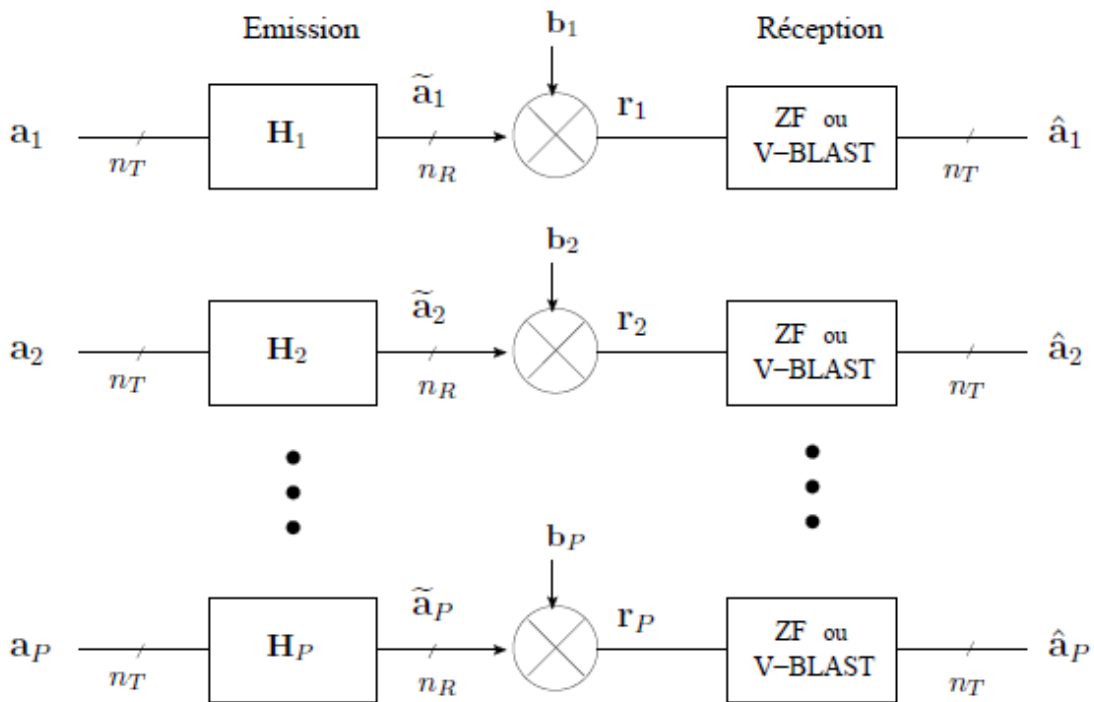


Fig 3.13 Système équivalent de l'association MIMO-OFDM

3.4 Capacité du système MIMO-OFDM

Les systèmes de transmission de type MIMO permettent d'atteindre des capacités très importantes grâce à l'exploitation de la diversité spatiale du canal [65]. Mais la transmission est limitée par la durée symbole qui doit être grande devant la durée de la réponse impulsionnelle du canal, ce qui limite le débit dans le cas d'un canal avec de longs échos. L'utilisation d'une modulation OFDM classique dans un système MIMO permet de

s'affranchir de cette contrainte simplement en assurant un temps de garde supérieur au dernier écho du canal. Nous supposons que l'émetteur (avec M antennes) et le récepteur (avec N antennes) sont parfaitement synchronisés et que l'instant de décision est optimal. De même le canal est supposé avoir été estimé par le récepteur et la puissance totale émise est équirépartie entre les M émetteurs. Nous montrons que le système MIMO/OFDM équivalent en bande de base peut être vu comme P branches parallèles et indépendantes d'un système MIMO mono porteuse. Le principe d'un système MIMO-OFDM est présenté à la figure 3-14. Les données à émettre sont démultiplexées en M voies indépendantes, pour être émises sur chaque antenne via un modulateur OFDM. En réception, le signal de chaque sous porteuse est séparé, antenne par antenne, à l'aide de N démodulateurs OFDM. Pour chaque sous porteuse, le signal des différentes antennes est démodulé avec un récepteur MIMO classique. Au final les données des P récepteurs MIMO sont multiplexées dans l'ordre initial. Le canal MIMO large bande est modélisé par P matrices H_p ($N \times M$), chaque matrice correspondant à la réponse du canal pour la fréquence de la p^e sous porteuse. Si S_p est le vecteur symbole émis par la p^e sous porteuse, alors le vecteur reçu correspondant par la suite de l'application des codes espace-temps sur chaque sous canal.

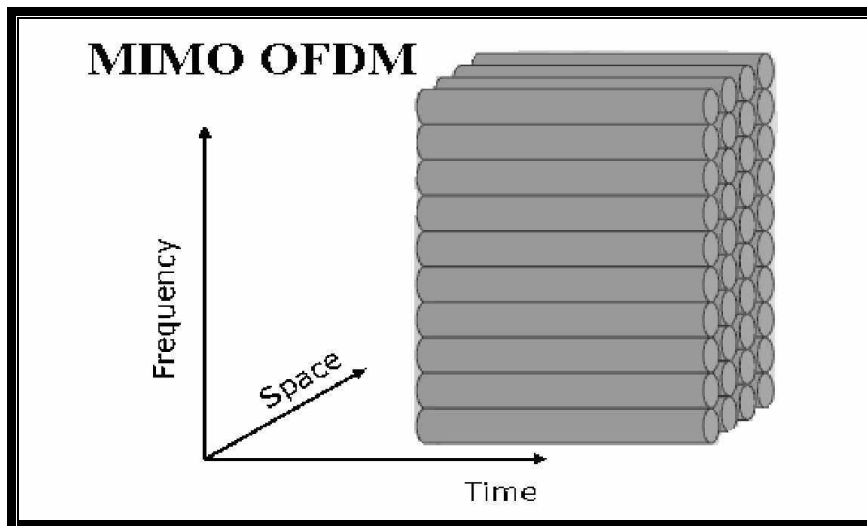


Fig 3.14 L'OFDM appliquée aux MIMO

Le modèle du signal pour la p^e sous porteuse s'écrit de la façon suivante :

$$r_p = H_p + s_p + n_p \tag{3.15}$$

La capacité théorique représente la capacité du canal, calculée

$$C = 1/p \sum_{p=1}^P C_p \tag{3.16}$$

C_p représentant la capacité du canal pour la sous porteuse p . Elle est obtenue de la façon

suivante :

$$C_p = \xi \log_2(1 + \rho_p) \tag{3.17}$$

Où ρ_p le RSB de la sous-porteuse p et $\xi = T_U / (T_U + \Delta)$ qui tient compte de la perte d'efficacité spectrale dans le temps de garde.

La capacité C_p étendue au canal MIMO-OFDM est donnée

$$C_p = \xi \log_2(\det[I_N + \rho_p H_P H_P^*]) \tag{3.18}$$

D'un point de vue théorie de l'information, la capacité d'un système MIMO-OFDM est égale à la capacité du canal MIMO sélectif en fréquence (en faisant abstraction de la perte en efficacité spectrale due à l'insertion de l'intervalle de garde). L'intérêt de L'association MIMO-OFDM réside dans le fait que cette modulation élimine le phénomène de l'IES donc à la réception le signal sera optimiser et nous aurons une bonne qualité de signal, pour cela nous allons voir cette amélioration dans la partie de simulation en mesurant le taux d'erreur bit (TEB).

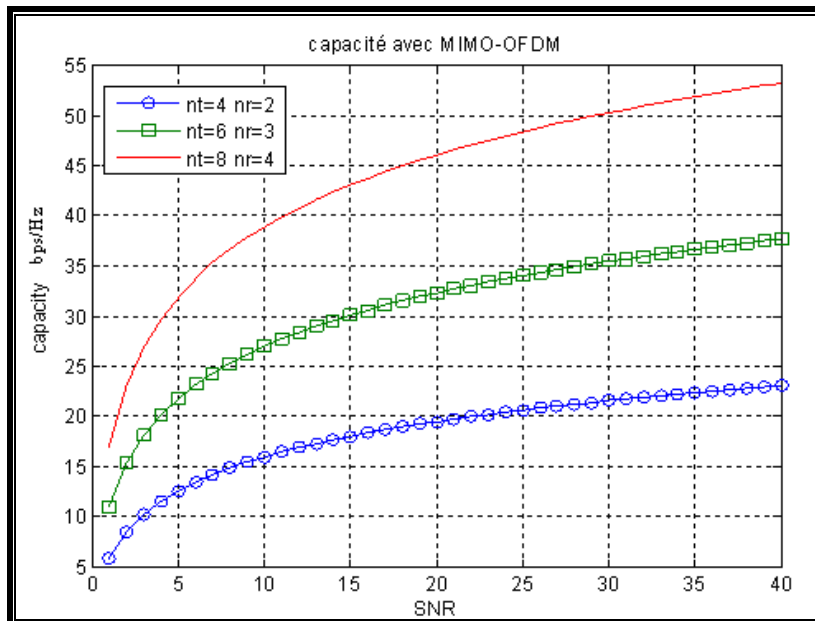


Fig 3.15 Capacité du système MIMO-OFDM en fonction du SNR ($NT > Nr$)
 $T_u = 4 \mu s$, $T_g = 0.8 \mu s$.

Dans la figure 3.15, nous remarquons une nette augmentation de la capacité pour la configuration MIMO. L'avantage en capacité des systèmes MIMO est principalement dû à l'exploitation des trajets multiples. Tout d'abord ils permettent au récepteur de différencier les différentes antennes d'émission, et donc d'émettre plusieurs symboles simultanément. Ensuite, chaque trajet est une réplique du signal émis, et est donc porteur d'information utile. Nous pouvons aussi dire que chaque trajet est l'équivalent du signal direct émis par une antenne virtuelle, ce qui augmente virtuellement le nombre d'antennes émettrices. Le prix à payer pour cette augmentation de la capacité est tout d'abord matériel, avec la multiplication des antennes et de leur électronique associée, mais aussi logiciel, avec des récepteur nettement plus complexes et demandant plus de puissance de calcul.

3.5 Conclusion

Les systèmes multi antennaires deviennent prépondérants dans les systèmes de télécommunications actuels. Dans ce chapitre nous avons vu les bénéfices et les avantages apportés par l'association de la technique OFDM avec les MIMO en termes de gain de diversité, de multiplexage spatial et de réduction des interférences. Nous avons d'abord étudié brièvement la technique OFDM ensuite nous avons discuté l'association MIMO-OFDM en introduisant la notion de la capacité. Nous avons vu que l'intérêt d'utiliser l'OFDM est de transformer un canal MIMO à évanouissement en un ensemble de canaux à bande étroite, caractérisés par une simple atténuation. L'utilisation optimale du spectre de fréquences consiste à répartir l'information à transmettre sur un grand nombre de sous porteuses orthogonales.

Dans le chapitre quatre nous allons étudier en détail les techniques d'égalisation non adaptatives et leurs performances apportées par leurs associations avec le MIMO-OFDM.

4.1 Introduction

Dans ce chapitre, nous allons étudier en détail les techniques d'égalisations non adaptatives associés au système de transmission MIMO-OFDM. L'objectif principal de cette étude est de s'affranchir des phénomènes d'interférences existant dans un canal de communication.

La modulation OFDM permet de remédier à ce problème en réduisant l'effet de sélectivité des canaux. Son association avec la technologie MIMO et les techniques d'égalisations en réception, apporte une amélioration significative de performances du système.

4.2 Techniques non adaptatives

Afin d'améliorer la qualité de transmission en réduisant autant que possible le Taux d'Erreur Binaire (TEB), des techniques d'égalisation des signaux doivent être employées en réception. Il existe plusieurs types de détections dont nous allons détailler dans la section suivante les plus faciles à implémenter dans notre système. Le ZF est une technique de base, facile à programmer, mais son inconvénient est qu'elle ne tient pas compte de l'effet du bruit. Elle sert de pilier sur lequel viennent s'appuyer d'autres technologies plus avancées ; citons par exemple le MMSE ; c'est une version améliorée de cette technique et présente de bonnes performances. Le détecteur ML demande une importante puissance de calcul, en particulier lorsque le nombre d'antennes et la taille de l'alphabet des symboles sont grands. Le dernier détecteur étudié est le VBLAST, il est facile à implémenter, et donne une très bonne amélioration en termes de qualité de signal en réception.

- **Synthèse de certaines techniques non adaptatives utilisées dans la littérature :**

La table 4.1 montre une petite synthèse sur les travaux réalisés sur la technologie multi-antennaires.

Auteurs	Technique	année
Kelsik Ha, Kwang Bok Lee	VBLAST	2002
Ludovic Collin	VBLAST, Turbo blast	2002
Olivier Berder	EQQM, ASI	2002
Zhen Lu, Jian-Huan GE	MMSE	2007
Maxime Boulay	ZF-SQRD MMSE-SQRD	2009

Table 4.1 synthèse

4.2.1 Forçage à zéros (ZF)

Le FZ est de loin la technique la plus simple et la plus instinctive. Il s'agit d'une technique d'égalisation linéaire non adaptative [67]. Elle est basée sur le raisonnement suivant : si le signal reçu est donné par la multiplication du signal par le canal, alors nous pouvons récupérer le signal d'origine en multipliant le signal reçu par la réciproque du canal. Pour ce faire, nous voulons déterminer la matrice de poids W qui permet de trouver l'estimation \hat{x} du signal transmis x .

$$\hat{x} = wy \quad (4.1)$$

$$\text{Où } w = H^+ = (H^*H)^{-1}H^* \quad (4.2)$$

L'opération que nous avons ici symbolisée par une croix (+) se nomme la pseudo-inverse de Moore-Penrose. L'astérisque est la conjuguée transposée de la matrice. Comme la matrice de canal est de dimensions $N_r \times N_t$ elle ne sera pas nécessairement carrée, d'où l'impossibilité de faire une inversion selon la définition de base. C'est pourquoi nous employons ici cette pseudo-inverse telle que définie par l'équation 4.2. Cette opération donne d'ailleurs le même résultat que l'inverse sur les matrices qui peuvent effectivement être inversées normalement. Dans notre contexte, nous pouvons considérer que la pseudo inverse n'est qu'une généralisation de l'inversion de matrice, plus largement applicable.

D'ailleurs, comme nous le verrons, cette opération est utilisée dans plusieurs autres techniques d'égalisation. Nous nous devons d'observer que pour cette technique d'égalisation, nous ne tenons pas compte du bruit B . C'est d'ailleurs en grande partie pour cette raison que l'algorithme est aussi simple. Toutefois, il n'est pas moins présent. C'est aussi le principal inconvénient de cette technique, qui, de par son ignorance du bruit, a parfois même tendance à en amplifier les effets. Dans la littérature, cette technique est souvent utilisée comme base de comparaison due à son extrême simplicité algorithmique. Par le fait même, ses performances sont généralement moins bonnes que les autres techniques auxquelles elle est comparée. Malgré tout, cette technique fait bel et bien une égalisation de base, et sert de pilier sur lequel viennent s'appuyer d'autres techniques plus avancées.

4.2.2 Minimum Mean-Squared Error (MMSE)

La technique MMSE est directement basée sur le ZF que nous venons de voir. Tout comme cette dernière, elle est linéaire et non adaptative. Suite à ce que nous venons de voir, nous pouvons conclure qu'une façon logique d'améliorer le ZF serait de lui faire prendre en compte l'effet du bruit. C'est exactement ce que fait la technique MMSE. Tout comme pour le ZF, nous voulons trouver un W qui permette une estimation correcte conforme à l'équation 4.1. Le MMSE vise à accomplir cela en minimisant l'erreur quadratique moyenne (*mean-Squared error* MSE), qui est donnée par l'expression suivante [68] :

$$\text{MSE} = E\{(x - \hat{x})^2\} \quad (4.3)$$

Pour minimiser cette erreur, nous tenons compte de l'importance du bruit en l'intégrant à l'équation du ZF de la façon suivante :

$$w = \left(H^*H + \frac{\sigma_v^2}{\sigma_x^2} I \right)^{-1} H^* \quad (4.4)$$

Au premier coup d'œil, nous reconnaissons effectivement l'expression du ZF. À celle-ci s'est greffé le rapport entre la puissance du bruit par rapport à celle du signal $\frac{\sigma_v^2}{\sigma_x^2}$. Nous pouvons donc observer que le ZF peut être considéré comme un cas particulier du MMSE, où le bruit aurait été nul. L'ajout de l'élément de bruit dans l'équation complexifie un peu l'algorithme, mais le garde tout de même plutôt simple, tout en améliorant les performances lorsque bien utilisé. Toutefois, pour qu'il fonctionne à son meilleur, nous devons être en mesure d'estimer correctement l'effet du bruit. Autant le ZF n'en tient pas compte (en le mettant à 0 dans l'équation), autant lui attribuer une valeur trop élevée par rapport à la réalité nuira aux performances. Il est malheureusement souvent assez difficile de connaître la puissance exacte du bruit s'ajoutant au signal transmis au cours de son trajet, surtout dans le cas d'appareils mobiles tels que les cellulaires.

4.2.3 V-BLAST (*Vertical Bell Laboratories Layered Space-Time*)

Le V-BLAST est une technique non linéaire non et adaptative qui a été développée en 1998, suite aux études faites sur la technique BLAST de Bell Laboratories [69]. À l'origine, la technique BLAST avait été développée pour exploiter au maximum la diversité des canaux inhérente à un système MIMO. Elle est aussi appelée *diagonal* BLAST (ou

DBLAST). Toutefois, bien que la technique ait donné de très bons résultats, il a été déterminé que sa complexité la rendait inappropriée à l'implantation. C'est après en être venu à cette conclusion que Bell Laboratories a développé le V-BLAST [70], qui est en fait une version simplifiée du D-BLAST. Nous allons commencer par résumer l'idée générale de l'algorithme V-BLAST. Ce dernier consiste à trouver un ordre optimal de fiabilité des informations récupérées par les antennes, et à faire une annulation successive des interférences (*successive interference cancellation; SIC*) selon l'ordre défini. Les données de l'antenne jugée comme ayant les meilleures chances d'avoir l'information correcte sont donc décodées en premier. Ensuite, l'effet causé par la série de données décodée est retiré des autres séries reçues, et ainsi de suite jusqu'à ce que l'information de la dernière antenne ait été récupérée. Nous pouvons constater que cette technique comporte tout de même un certain risque : une bonne partie des performances dépend de la série qui est analysée en premier, puis annulée. Un mauvais choix, ou bien des erreurs dans son décodage, peuvent grandement nuire aux performances lorsque nous tentons de déterminer les données reçues par les autres antennes. Nous pouvons trouver plusieurs techniques qui ont été proposées pour pallier à cet inconvénient du V-BLAST [71],[72], [73], mais celles-ci ont tendance à en augmenter la complexité de façon significative. La technique de [74] semble plus intéressante due à sa plus faible complexité. Toutefois, nous utiliserons ici l'algorithme de base du V-BLAST. La raison justifiant ce choix est que, malgré ses nombreuses variantes, la version originale reste plus utilisée. Nous la retrouvons donc très fréquemment dans la littérature et elle sert souvent de référence pour comparer différentes techniques.

L'algorithme de détection est le suivant :

$$\tilde{\mathbf{H}} = \mathbf{H} \quad (4.5)$$

$$\tilde{\mathbf{Z}} = \mathbf{r} \quad (4.6)$$

$$\text{For } i = 1 \text{ to } N_t \quad (4.7)$$

$$K_i = \operatorname{argmin} \left\| (\tilde{\mathbf{H}}^+)_j \right\|^2 \quad (4.8)$$

$$j \in (0 \dots m - 1 - i)$$

$$\tilde{\mathbf{r}}_{K_i} = (\tilde{\mathbf{H}}^+)_{K_i} \cdot \tilde{\mathbf{Z}} \quad (4.9)$$

$$\tilde{\mathbf{s}}_{K_i} = Q(\hat{\mathbf{r}}_{K_i}) \quad (4.10)$$

$$\tilde{\mathbf{Z}} = \tilde{\mathbf{Z}} - \mathbf{h}_{K_i} \cdot \tilde{\mathbf{s}}_{K_i} \quad (4.11)$$

$$\tilde{\mathbf{H}} = \tilde{\mathbf{H}}_{K_i} \quad (4.12)$$

End

(H_j) représente la ligne j de la matrice \mathbf{H} , tandis que h_j indique la colonne j de cette même matrice (on peut noter $\mathbf{H} = [h_1, \dots, h_m]$). Nous allons expliquer le déroulement des opérations plus en détail dans les lignes qui suivent. Tout d'abord, nous préservons le canal ainsi que données reçues en les plaçant dans des variables qui, elles, seront modifiées en cours de route. Ensuite nous arrivons à la boucle principale de l'algorithme. En (4.8), nous vérifions quelle ligne de la matrice du canal a la norme la moins élevée. En d'autres termes, nous trouvons celle qui est la moins affectée par les effets du canal. Le numéro de la ligne est stocké dans k_i ; Ensuite, dans (4.9), nous trouvons la valeur estimée pour cette antenne de transmission. Cette valeur est démodulée selon la constellation en (4.10) (la fonction de démodulation étant représentée par Q). L'étape qui suit est celle où se fait l'annulation de l'effet de l'antenne traitée. Nous soustrayons du signal reçu l'information maintenant connue de l'antenne qui a été estimée (incluant l'effet du canal) en (4.11). Enfin, la matrice de canal peut être réduite en enlevant la colonne correspondant à l'antenne de transmission annulée (4.12). La boucle se répète jusqu'à ce que toutes les valeurs aient été estimées. À chaque itération, une antenne est ainsi évaluée, puis son effet est enlevé du signal reçu pour faciliter les décodages subséquents, et ainsi améliorer leur performance. La technique que nous avons ici présentée est en fait celle du ZF-YBLAST. En effet, tout comme pour le ZF, nous pouvons observer qu'en aucun cas l'algorithme ne tient compte du bruit. C'est pourquoi nous pouvons l'améliorer en appliquant la technique MMSE, ce qui donne le MMSE-YBLAST. Le passage de ZF-VBLAST à MMSEYBLAST est fort simple au niveau algorithmique. En (4.5), il suffit de remplacer la pseudo inverse H^+ par l'expression suivante:

$$H^+_{\text{MMSE}} = \left(H^*H + \frac{\sigma_v^2}{\sigma_x^2} I \right)^{-1} H^* \quad (4.13)$$

Soit la définition même de la technique MMSE discutée à la section précédente.

Évidemment, l'augmentation au niveau des calculs est du même ordre que lorsque nous passons de ZF à MMSE.

4.2.4 Maximum Likelihood (ML)

Le récepteur qui apporte les meilleures performances en termes de taux d'erreur est le récepteur à maximum de vraisemblance. Cependant, ce récepteur possède aussi la plus grande complexité et celle-ci croît exponentiellement avec le nombre d'antennes émettrices [75]. En supposant un bruit gaussien et un état de canal parfaitement connu côté récepteur, le récepteur MV donne les symboles estimés \hat{s} grâce à la formule :

$$\hat{s} = \operatorname{argmin} \|r - Hs\|^2 \tag{4.14}$$

Où la recherche de la distance minimale s’effectue sur tous les mots de code s possibles. Il est important de noter que, si on note M la taille de la constellation, le récepteur doit calculer les distances pour un ensemble de vecteurs possibles de taille M^{n_T} , et le temps de calcul devient vite prohibitif pour les constellations de grande taille, même pour un faible nombre d’antennes émettrices (par exemple, pour une MAQ-64 et $n_T = 3$, le récepteur doit passer en revue 262 144 vecteurs différents).

4.3 Simulation du système MIMO–OFDM avec les détecteurs non adaptatifs

Les systèmes à antennes multiples jouent un rôle important dans le développement des systèmes de communications futurs à large bande. Grace aux trajets multiples entre l’émetteur et le récepteur, les effets d’atténuations du canal sont réduits d’une façon significative, de plus l’efficacité spectrale se trouve remarquablement augmentée. L’utilisation de la modulation OFDM dans les systèmes MIMO s’avère être une technique bien adéquate et de plus en plus utilisée. Dans cette partie nous proposons une configuration MIMO-OFDM basée sur des égaliseurs non adaptatifs afin de contrer les phénomènes de bruit et d’interférences entre les signaux.

4.3.1 Modélisation du système

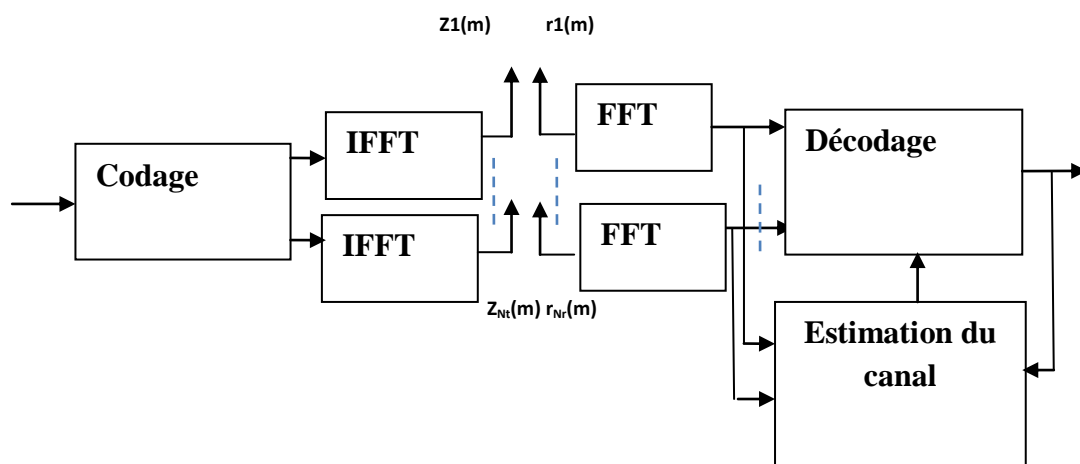


Fig 4.1 Transmetteur/ récepteur MIMO OFDM

Comme le montre la figure 4.1, notre système est basé sur :

N_t antennes de transmission, N_r antennes de réception, n symboles et K sous porteuses OFDM.

Le vecteur de transmission X est donné par :

$$X[n, k] = [X^1[n, k], \dots, X^{N_t}[n, k]]^T \quad (4.15)$$

$$N \in \mathbb{Z}, k = 0, \dots, K - 1$$

Où $X^1[n, k]$ est le symbole transmis de l'antenne i , par les k sous porteuses ;

Le N ième symbole OFDM $Z_n[m]$ peut être obtenu par l'IFFT de $X[n, k]$ en insérant aussi la longueur du préfixe cyclique L_{cp} ;

$$Z_n[m] = \begin{cases} 1/\sqrt{KN_t} \sum_{k=0}^{K-1} X[n, k] e^{j\frac{2\pi mk}{K}} \\ 0 \end{cases} \quad (4.16)$$

$$m = -L_{cp}, \dots, k - 1 \quad (4.17)$$

La durée de chaque symbole est : $N=K + L_{cp}$; le signal transmis est donné par :

$$Z[m] = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} Z_n[m - nN] \quad (4.18)$$

Le canal considéré est sans fil, le signal reçu est donné par :

$$r(m) = \sum_{l=0}^{L-1} H(m, l)Z(m - l) + B(m) \quad (4.19)$$

Où $r(m) = [r_1(m), r_2(m), \dots, r_{N_r}(m)]^T$ est le vecteur $N_r \times 1$ des symboles reçus.

$H(m, l)$ est la matrice $N_t \times N_r$ avec un retard L au temps m , du canal de Rayleigh,

$B(m)$ est le vecteur $N_r \times 1$ du bruit blanc aditif gaussien.

$(.)^T$ est la matrice transposée,

Le canal est indépendant de la dispersion, il est considéré le même dans tous les canaux associés.

4.3.2 Paramètres de simulation

La première partie de simulation concerne les méthodes non adaptatives qui ne demandent pas de séquences d'entraînement, nous avons simulés différentes techniques à savoir ZF, MMSE, ML, ZF-VBLAST et MMSE-VBLAST pour plusieurs nombre d'antennes, avec un canal de Rayleigh, afin de comparer leurs performances. Nous avons choisis un nombre fixe de sous porteuse OFDM (64sp) avec une modulation QPSK pour toutes les courbes de simulation (table 4.2).

Paramètres de Simulation	Valeurs des paramètres
Canal	Rayleigh
MIMO (Nt , Nr)	2*2; 2*4
Nombre de sous porteuses:	64
Nombre de pilotes	60 for M=64;480 for M=512 ; 120 for M= 128
Longueur du canal	5
Longueur du Cp	15
Modulation	QPSK

Table 4.2 paramètres de simulation du système MIMO-OFDM

4.3.3 Simulations

Nous allons présenter dans la suite, les courbes du taux d'erreur binaire en fonction du SNR pour les différentes techniques étudiés auparavant, nous allons garder les mêmes paramètres de simulations cités, en changeant le nombre d'antennes émettrices et réceptrices, le meilleur égaliseur qui sera obtenu va être réutiliser en chapitre cinq avec des algorithmes adaptatifs afin d'améliorer beaucoup plus les performances du système en éliminant l'IES et l'ICI.

4.3.3.1 Performance du ZF pour le système MIMO-OFDM

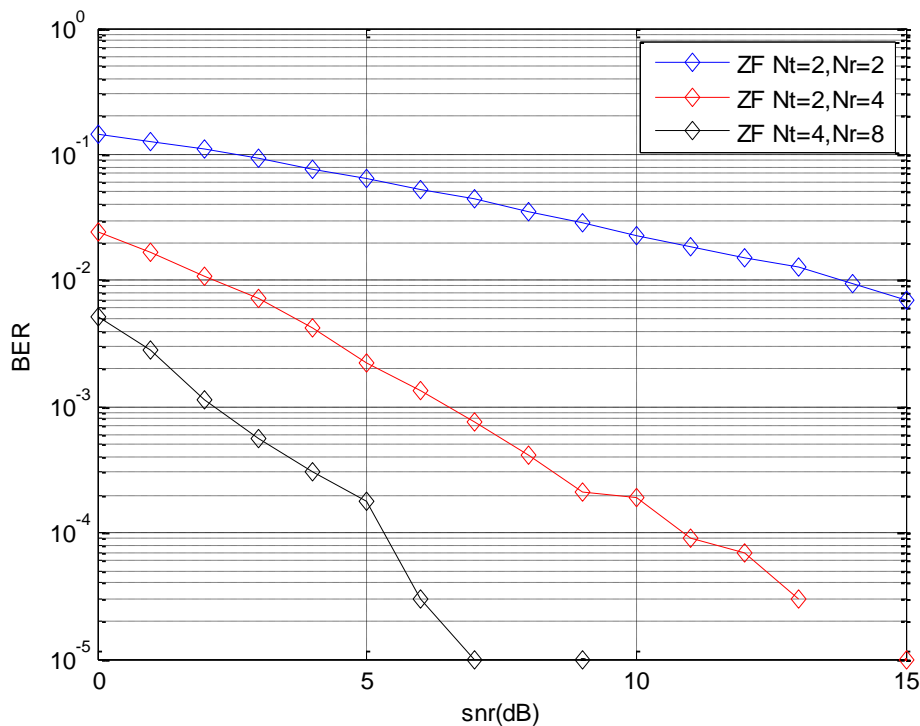


Fig4.2 Performance du ZF pour MIMO OFDM

L'égaliseur ZF supprime tous les ISI et il est idéal uniquement lorsque le canal est sans bruit ; et quand ce dernier est bruyant, l'égaliseur va amplifier le bruit grandement où la réponse du canal H dispose d'une faible amplitude dans la tentative d'inverser le canal complètement. La figure 4.2 montre bien que le TEB diminue pour des SNR croissant et aussi en fonction du nombre d'antennes.

Par exemple à 5dB le BER est de $10^{-1.2}$, $10^{-2.7}$, $10^{-3.7}$ pour un nombre d'antennes émettrices et réceptrices égale à (2,2) ; (2,4) ; (4,8) respectivement. Cette diminution du BER est beaucoup plus meilleure quand le nombre d'antennes réceptrices est plus grand que le nombre d'antennes émettrices.

4.3.3.2 Performance du MMSE pour le système MIMO-OFDM

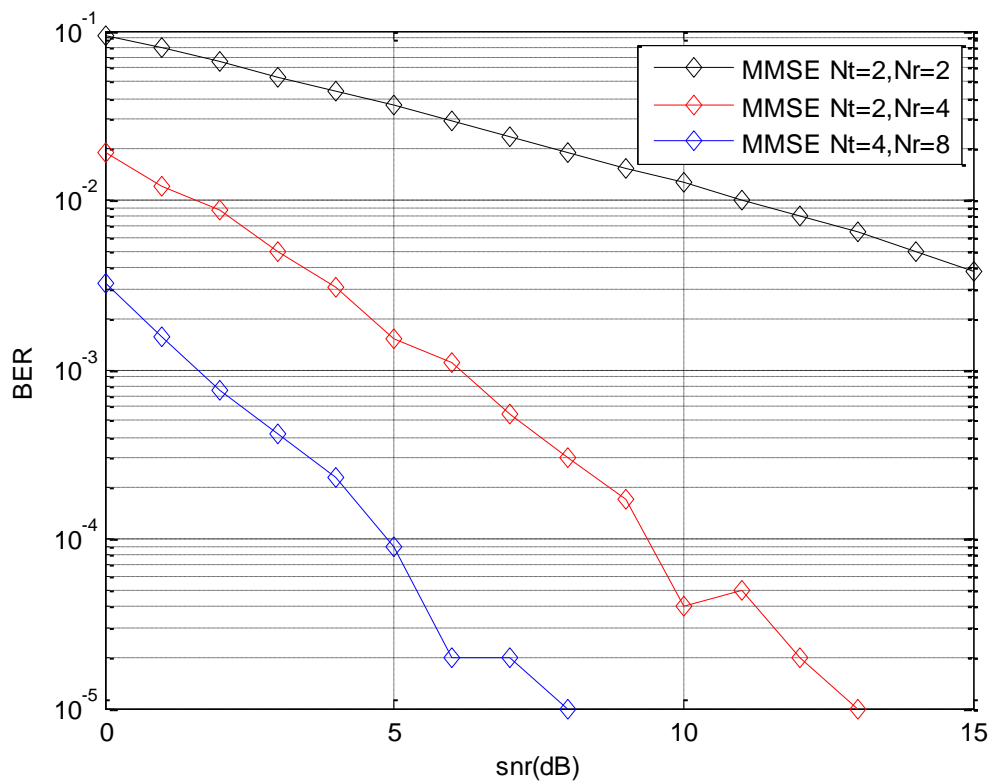
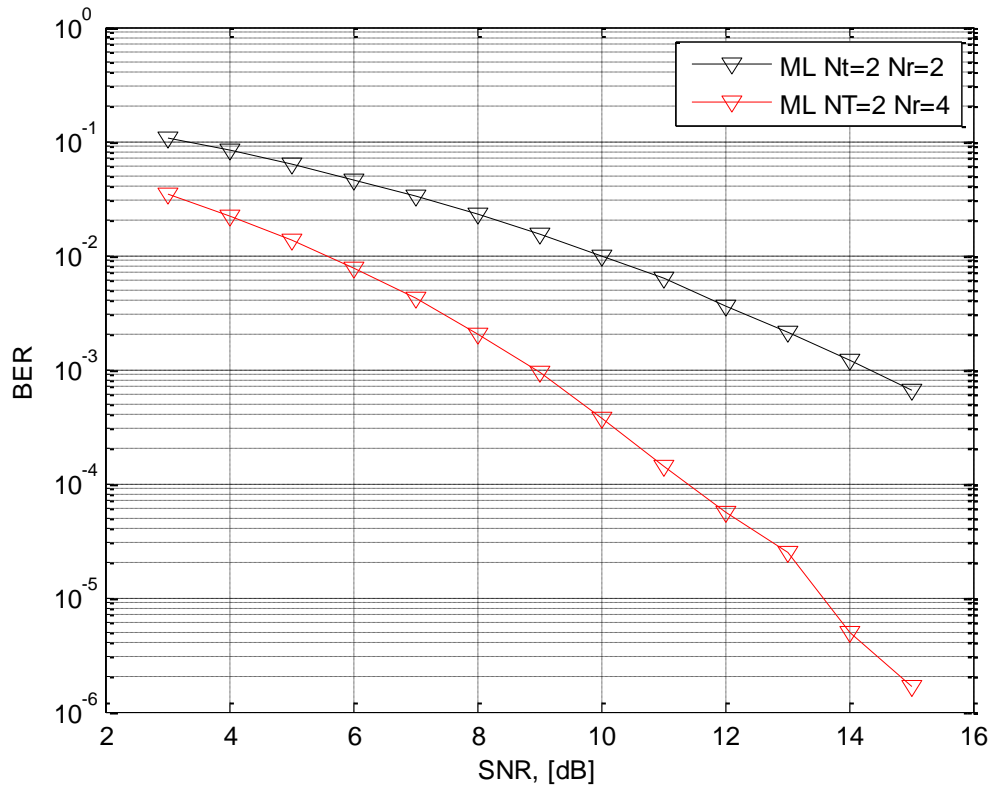


Fig4.3 Performance du MMSE pour MIMO OFDM

Le MMSE est un égaliseur plus équilibré, il n'élimine pas complètement l'ISI, mais plutôt minimise la puissance du bruit et des composant d'ISI dans la sortie. Dans la figure 4.3, le BER est minimisé à mesure que le nombre d'antennes réceptrices est plus que celui des émettrices ; il est de 10^{-5} à 13 dB pour (Nt=2, Nr=4), et à 8 dB seulement pour (Nt=4, Nr=8).

4.3.3.3 Performance du ML pour le système MIMO-OFDM

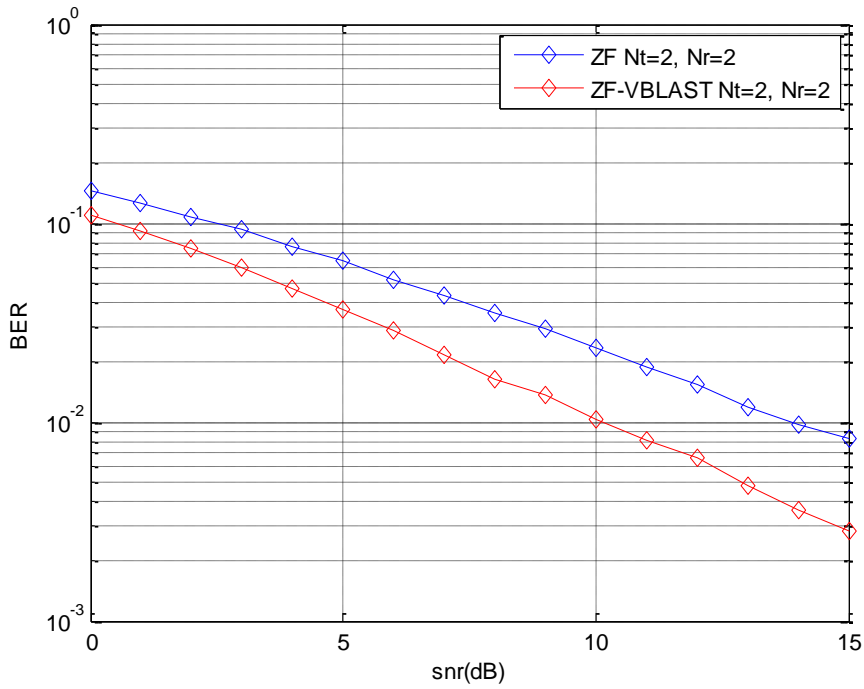
*Fig4.4 Performance du ML pour MIMO OFDM*

ML est le meilleur égaliseur donnant des BER minimales pour différentes valeurs du SNR avec N_t inférieur à N_r , mais il présente l'inconvénient en possédant de très lourds calculs et une complexité d'implémentation. La figure 4.4 montre bien le BER se minimisant en fonction du SNR et du nombre d'antennes, il est de $10^{-5.7}$ à 15dB pour $N_T=2$, $N_r=4$, et seulement de $10^{-3.2}$ pour la même valeur du SNR, d'où on remarque une nette amélioration des performances.

4.3.3.4 Performance du VBLAST pour le système MIMO-OFDM

4.3.3.4.1 ZF combiné avec le VBLAST

(a)



(b)

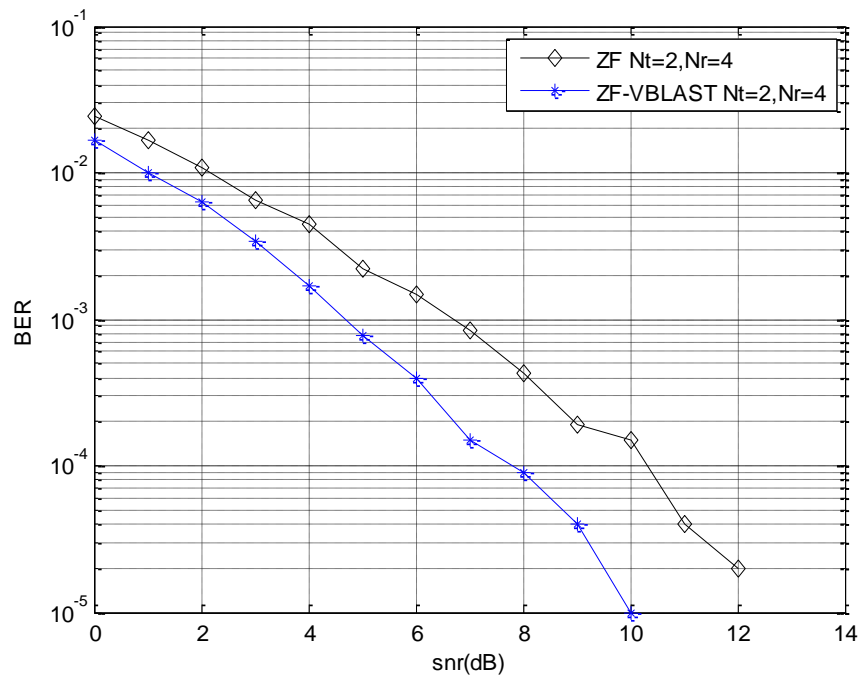
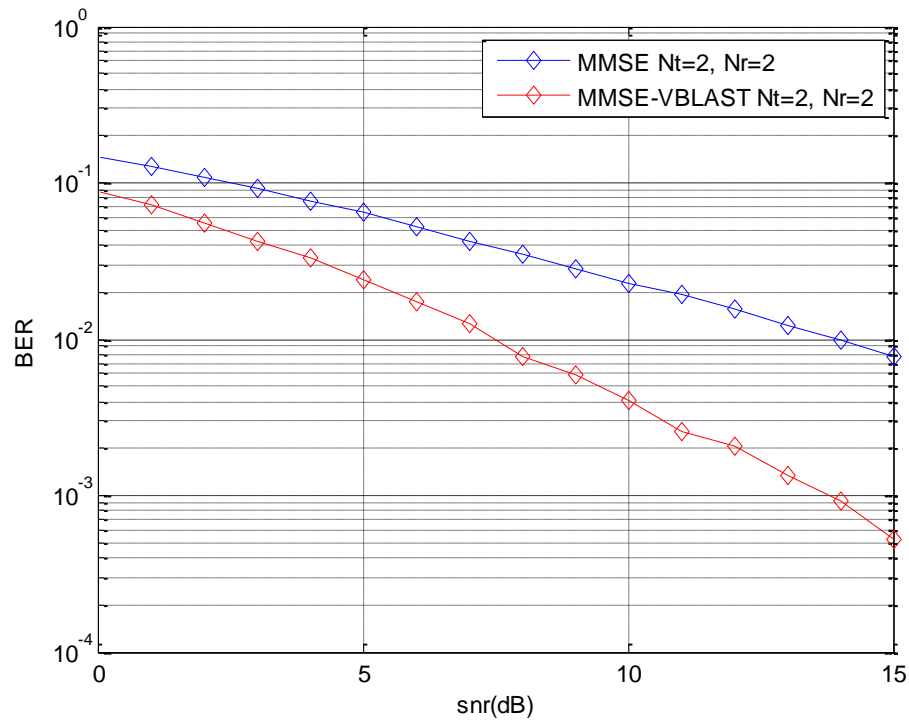


Fig4.5 (a)et (b) Performance du ZF-VBLAST pour MIMO OFDM

4.3.3.4.2 MMSE combiné avec le VBLAST

(a)



(b)

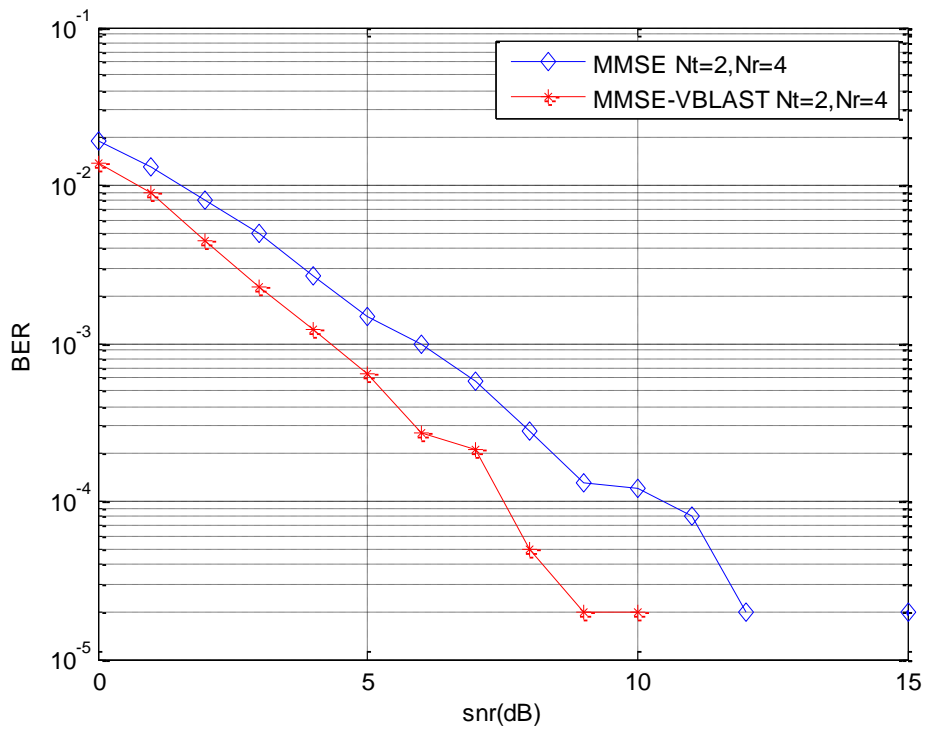


Fig4.6 (a)et (b) Performance du MMSE-VBLAST

Nous avons réalisé la simulation des figures 4.5 et 4.6 pour montrer l'apport de la méthode VBLAST dans la détection des systèmes en couche. Nous avons utilisé une modulation QPSK et 64 sous porteuses OFDM pour comparer la détection des symboles à la réception sur la base des méthodes ZF et MMSE puis leur combinaison avec le VBLAST.

À travers nos figures, nous voyons bien que le VBLAST permet d'améliorer d'une manière notable les performances du système. Par exemple, à un faible SNR de 5dB et ($N_t=2, N_r=2$), nous voyons bien que Le BER du ZF est égale à celui du MMSE ; et pour 15dB, le BER du MMSE et MMSE-VBLAST s'améliore par rapport à celui du ZF et ZF-VBLAST ; les mêmes remarques sont faites pour le cas du ($N_t=2, N_r=4$).

4.3.3.5 Comparaison entre les différents détecteurs

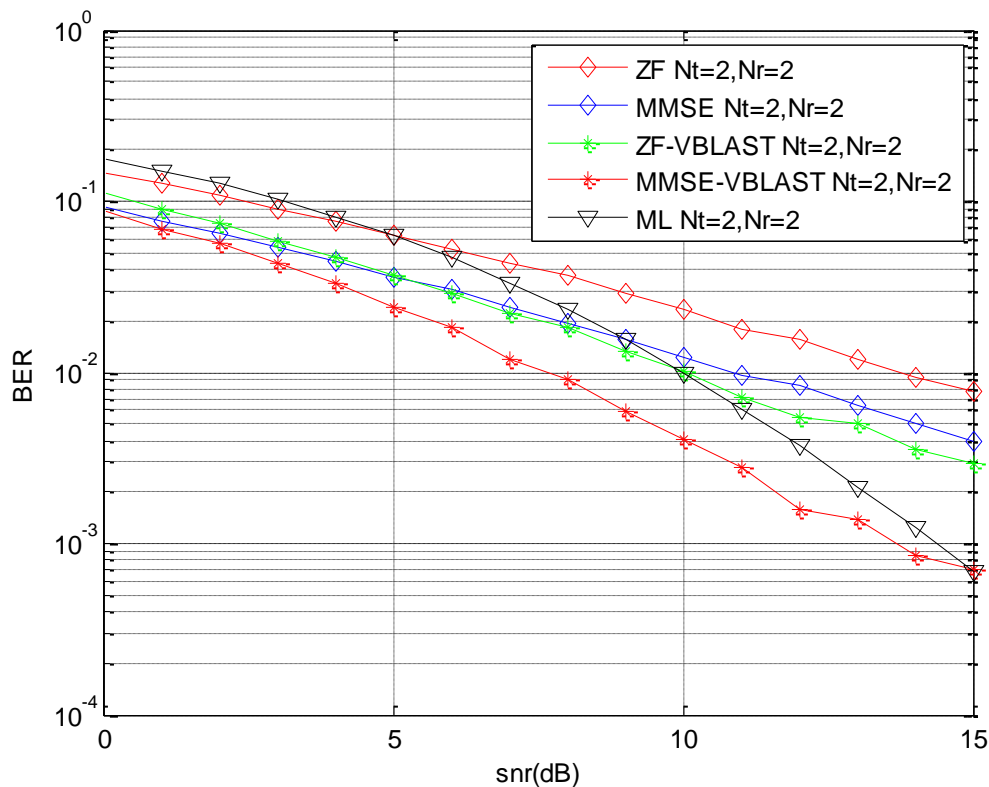


Fig4.7 Comparaison des différents algorithmes non adaptative

D'après la figure 4.7, nous pouvons en déduire que la différence entre le ZF, MMSE, ZF-VBLAST, MMSE-VBLAST respectivement est très mince ; elle réside dans l'ajout du facteur proportionnel au rapport de puissance du signal et du bruit de l'équation du MMSE ;

Par exemple , à un SNR de 15 dB, le BER est de $10^{-3.2}$, $10^{-3.5}$, $10^{-2.5}$, $10^{-2.4}$, $10^{-2.2}$ pour les détecteurs MMSE-VBLAST , ML,ZF-VBLAST, MMSE et ZF respectivement ; nous voyons une énorme amélioration dans l'outil de la détection MMSE VBLAST plus que les autres, cela nous permet de dire qu'elle permet de trouver un ordre optimal de fiabilité des informations récupérables par les antennes en plus de l'annulation successif des interférences selon l'ordre définit .

4.4 Conclusion

D'après nos analyses des différentes simulations effectuées, nous pouvons en déduire que le ZF et MMSE sont peut intéressants à utiliser en pratique ; le détecteur ZF néglige l'effet du bruit tout à fait, et n'est pas souvent utilisé pour les liaisons sans fil, cependant il fonctionne bien pour les chaines statiques avec des SNR élevés ; l'égaliseur MMSE permet de remédier à ce problème et considère l'effet du bruit et donne de meilleurs performance. La détection ML est nettement plus meilleure par rapport aux deux égaliseurs cités, elle est utilisée pour la liaison de communication mobile, mais présente l'inconvénient des calculs complexe et lourds.

Le meilleur détecteur obtenu dans nos simulations est le MMSE-VBLAST, cet égaliseur associé avec le MIMO-OFDM, va être combiné dans le chapitre suivant avec un algorithme adaptatif afin d'améliorer les performances de notre système final proposé.

5.1 Introduction

Dans ce chapitre, nous allons détailler les techniques de détection adaptatives utilisées dans notre simulation, soit le LMS, RLS, SU-RLS ; et leurs association avec le meilleur égaliseur non adaptatif MMSE-VBLAST trouvé dans le chapitre précédent pour des applications MIMO-OFDM. L'objectif principal de notre étude est d'améliorer les performances des signaux reçus en éliminant les interférences inter symboles et inter canaux respectivement.

5.2 Récepteur numérique MIMO-OFDM à multiplexage spatiale par la formation de faisceaux

5.2.1 Introduction

Les communications sur le canal radio mobile se sont fortement développées ces dernières années en termes de nombre d'utilisateurs et de débit par utilisateur. Ceci est assuré par l'utilisation d'un système de transmission sans-fil haut débit « MIMO » qui utilise un réseau d'antennes en émission et en réception pour introduire de la diversité spatiale. Cependant, l'exploitation au mieux de la diversité spatiale peut être compromise par différents facteurs. Par exemple le couplage peut modifier les caractéristiques de rayonnement d'une antenne et va créer une corrélation entre les signaux RF, en conséquence, cela réduit la diversité spatiale [33], [42]. Une des solutions à ce problème est d'utiliser une technique de traitement des signaux nommée le « beamforming » ou la formation de faisceaux. Cette technique permet de diminuer la corrélation entre les signaux RF. Pour cela, il existe des systèmes qui utilisent cette technique comme les systèmes d'antennes connues sous le vocable « d'antennes intelligentes » (Smart Antennas). Ces antennes sont à rayonnement reconfigurable (diagramme, polarisation, faisceaux) et aident à maîtriser la propagation multi-trajets et peuvent même l'utiliser à leur avantage. Beaucoup de travaux ont traité ce problème en manipulant la directivité des antennes par la formation de faisceaux analogique. Cependant, les solutions analogiques font face à beaucoup de restrictions techniques surtout aux hautes fréquences comme la difficulté de la conception des composants électroniques et une grande consommation d'énergie [36]. Pour les raisons de flexibilité et d'exécution [36], [76], la formation de faisceaux numérique a été adoptée dans notre travail.

5.2.2 Algorithme de formation de faisceaux numérique pour le récepteur MIMO-OFDM

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 [78]. 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 de signal sur chaque émetteur, on crée des interférences constructives et destructives dans le front d'ondes. Du côté de la réception, la formation de faisceau 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 [76], [78]. Ceci est équivalent à combiner d'une façon optimale les données reçues Y venant de différentes sources (antennes) avec les bons coefficients du filtre spatial [76]. Pointer vers une antenne préférentielle pendant un certain temps aurait fait perdre l'information transmise par les autres antennes dans le cas du multiplexage spatial de faisceaux analogiques. C'est pourquoi nous avons choisi une méthode numérique et parmi les méthodes de FF numériques nous avons opté pour celle qui utilise une séquence de référence. La séquence de référence 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 [79]; 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 $x(t)$ et le signal de référence $s(t)$ soit minimal.

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 récurrents (RLS), de type Newton.

- L'algorithme à gradient stochastique LMS (least Mean Square).

Ces algorithmes sont différents selon leurs principes de raisonnement et les types de signaux reçus (stationnaire, non stationnaire).

Dans ce qui suit, nous allons détailler les algorithmes simulés dans notre analyse, soit le LMS, RLS, SU-RLS :

5.3 Algorithmes adaptatifs

Les techniques d'égalisations adaptatives proposées dans notre système sont caractérisées par l'absence d'estimateur de canal dans le récepteur. Effectivement, avec ces techniques, nous n'avons pas besoin d'approximer la matrice du canal pour faire l'égalisation, contrairement aux techniques non adaptatives. Toutefois, une série de données connue à la fois du transmetteur et du récepteur doit être envoyée à intervalle régulier. Selon les altérations subies par cette série lors de son trajet, une technique adaptative se ré calibrera pour compenser l'effet de canal. Plutôt que de chercher à connaître le canal lui-même, ce sont les effets qu'il a sur le signal qui sont analysés et compensés. Nous allons commencer à décrire les égaliseurs choisis dans notre analyse :

5.3.1 LMS (Least Mean Square)

Le LMS est une technique adaptative linéaire, découvert en 1960, tire ses origines d'un algorithme appelé gradient descent (descente de gradient). C'est l'algorithme adaptatif le plus largement utilisé dans plusieurs domaines, tels que le filtrage, l'identification de systèmes et l'égalisation [9]. Nous ne référons toutefois pas le développement qui y a conduit, puisque cela a été fait à maintes reprises et que plusieurs sont déjà familiers avec. Voici donc le trio d'équations du LMS:

$$\tilde{d} = W_i r_i \quad (5.1)$$

$$e = d_{des} - \tilde{d} \quad (5.2)$$

$$W_{i+1} = W_i + \mu e r_i^* \quad (5.3)$$

W_j est une matrice de N_t lignes par N_r colonnes contenant les poids à l'itération i (i -ème groupe de données d'adaptation reçu); e est l'erreur calculée entre les données estimées et celles désirées; μ est le pas d'adaptation, que nous nous devons d'ajuster pour un bon fonctionnement (généralement une faible valeur positive près de zéro).

Les équations ayant été énoncées, nous pouvons expliquer quelques notions importantes relatives au fonctionnement du LMS. Tout d'abord, l'adaptation elle-même, soit la mise à jour des poids en 5.3, ne se fait que lors de l'envoi de données d'adaptation. Celles-ci sont connues à la fois du transmetteur et du récepteur, et ont une forme identique à ce à quoi pourrait ressembler une série de données normale. Elles consistent généralement en une série d'apparence aléatoire, de façon à couvrir un maximum de possibilités de données de transmission. Plus les données d'adaptation ne ressemblent à de « vraies » données, meilleure sera l'adaptation. Une fois l'adaptation faite, et ce, jusqu'à la prochaine série d'adaptation, seule l'équation 5.1 est utilisée pour estimer les données, avec les poids préalablement calculés. Aussi, nous devons observer que même si le canal n'intervient pas directement dans les équations, il est évidemment compensé. De la même façon, le bruit est aussi exclu des équations tout en étant compensé lors de l'égalisation, contrairement au ZF. Comme nous l'avons mentionné précédemment, l'un des intérêts d'utiliser une technique adaptative est qu'elle ne nécessite pas d'estimateur de canal. En fait, la technique ne fera jamais la distinction entre les interférences dues au canal par rapport à celles du bruit. Mais quelles que soient leurs sources, tant qu'elles restent à peu près semblables à ce qu'elles étaient au moment de l'adaptation, les interférences sont prises en compte et leur effet est limité par le LMS. Ce comportement est caractéristique des techniques adaptatives. Toutefois, le LMS a le défaut de prendre un certain temps à trouver les poids à utiliser. Cela force donc à utiliser une série d'adaptation plus longue au prix d'un peu de vitesse de transfert des données d'information. Un peu comme le ZF était la technique non adaptative d'égalisation la plus simple, le LMS est la plus simple des techniques adaptatives. Il est donc prévisible que sa simplicité limite ses performances générales. De plus, le pas d'adaptation joue un rôle important dans l'estimation. Un pas mal ajusté retardera la convergence des poids, et peut même l'empêcher complètement.

5.3.2 RLS (Recursive Least Square)

Le RLS est un autre algorithme linéaire adaptatif largement utilisé. D'une complexité plus grande, celui-ci offre en contrepartie une convergence beaucoup plus rapide. Nous retrouvons donc toujours cette dualité entre l'efficacité et la complexité. Le raisonnement qui conduit à cette technique a été présenté dans maints ouvrages de référence, dont [80]. Afin de fixer les notations, nous commençons par rappeler l'algorithme des moindres carrés récurrents (RLS) :

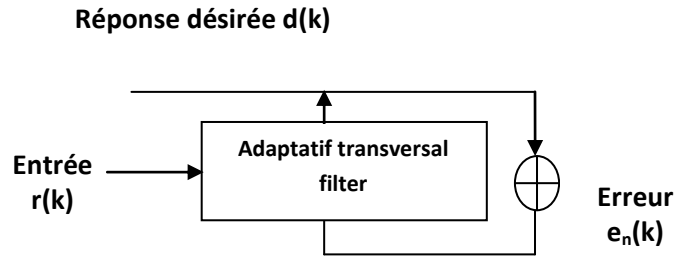


Fig 5.1 Système de filtrage adaptatif

Le filtre transverse adaptatif $W_{n,k}$ forme une combinaison linéaire des N échantillons consécutifs du signal d'entrée $\{x(i-n), n=0, \dots, N1-1\}$ pour approximer l'opposé du signal désiré $d(i)$. le signal d'erreur résultant est donnée par (voir figure 5.1) :

$$e_n(i/k) = d(i) + W_{n,k}r_n(i) \quad (5.4)$$

$$= d(i) + \sum_{n=0}^{N1} W_{n,k}^{n+1}r(i-n) \quad (5.5)$$

$$\text{Où } r_n(i) = [r^H(i)r^H(i-1) \dots r^H(i-N1+1)]^H \quad (5.6)$$

Est le vecteur régression, et H l'opérateur de transposition et conjugaison complexe. Dans l'algorithme RLS, les n coefficients du filtre $W_{n,k} = [W1_{n,k}^1 \dots W_{n,k}^n]$ sont adaptés de manière à minimiser récursivement le critère des moindres carrés suivant :

$$e_n(K) = \min\{\sum_{i=1}^K \lambda^{k-i} \|d(i) + W_n r_n(i)\|^2\} \quad (5.7)$$

Où $\lambda \in [0, 1]$ est le facteur d'oubli exponentiel.

La minimisation de ce critère donne :

$$W_{n,k} = -P_{n,k}^H R_{n,k}^{-1} \quad (5.8)$$

$$\text{Où } :R_{n,k} = \sum_{i=1}^k \lambda^{k-i} r_n(i)r_n^H(i) = \lambda R_{n,k-1} + r_n(K)r_n^H(K) \quad (5.9)$$

$$\begin{aligned} P_{n,k} &= \sum_{i=1}^K \lambda^{K-i} r_n(i)d^H(i) \\ &= \lambda P_{n,k-1} + r_n(K)d^H(K) \end{aligned} \quad (5.10)$$

Sont respectivement la matrice d'auto corrélation et le vecteur d'intecorrélation estimés.

En remplaçant les récurrences pour $R_{n,k}$ et $P_{n,k}$ (5.10) dans (5.9) et en utilisant le lemme d'inversion matriciel pour $R_{n,k}^{-1}$, on obtient l'algorithme des moindres carrés récursif :

$$\widetilde{C}_{n,k} = -r_{n,k}^H \lambda^{-1} R_{n,k-1}^{-1} \quad (5.11)$$

$$\gamma_n^{-1} = 1 - \widetilde{C}_{n,k} r_{n,k} \quad (5.12)$$

$$R_{n,k}^{-1} = \lambda^{-1} R_{n,k-1}^{-1} - \widetilde{C}_{n,k} \gamma_n \widetilde{C}_{n,k} \quad (5.13)$$

$$\begin{aligned} e_n^p(K) &= e_n(K/K - 1) \\ &= d(K) + W_{n,k}(K) r_n(K) \end{aligned} \tag{5.14}$$

$$e_k(K) = e_n(K/K) = e_n^p(K) \gamma_n(K) \tag{5.15}$$

$$W_{n,k} = W_{n,k} + e_n(K) \widetilde{C}_{n,k} \tag{5.16}$$

Où $e_n^p(K)$ et $e_n(K)$ sont les signaux d'erreurs à priori et à posteriori. Ces erreurs sont reliées par la variable de vraisemblance $\gamma_n(K)$ (5.15) et $\widetilde{C}_{n,k}$ est le gain de Kalman.

5.3.3 SU-RLS (Sub sampled Updating Recursive Least Square)

Il est possible d'obtenir un algorithme équivalent au RLS en mettant à jour le filtre, non pas à chaque échantillon du signal d'entrée mais à chaque L échantillon [81]. Dans ce qui suit, nous supposons pour des raisons de commodité que L est une puissance de 2 et que $M = (n + 1)/L$ est un entier.

Posons :

$$d_{L,k} = \begin{bmatrix} d^H(k - L + 1) \\ \vdots \\ d^H(k) \end{bmatrix} \tag{5.17}$$

$$r_{L,k} = \begin{bmatrix} r^H(k - L + 1) \\ \vdots \\ r^H(k) \end{bmatrix} \tag{5.18}$$

$$r_{n,L,k} = [r_{L,k} \dots r_{L,k-n+1}] \tag{5.19}$$

La matrice des données $r_{n,L,k}$ est construite de manière à ce qu'elle ait une structure de Toeplitz.

On peut alors écrire (5.9) sous la forme :

$$R_{n,k} = \lambda^L R_{n,k-L} + r_{n,L,k}^H \mathcal{A}_L r_{n,L,k} \tag{5.20}$$

$$P_{n,k} = \lambda^L P_{n,k-L} + r_{n,L,k}^H \mathcal{A}_L d_{L,k} \tag{5.21}$$

$$\mathbf{Avec} \mathcal{A}_n = \text{diag}\{\lambda^{n-1}, \dots, \lambda, 1\} \tag{5.22}$$

En remplaçant dans (5.8) $P_{n,k}$ et $R_{n,k}$ par leurs expressions données en (5.21), (5.22), on obtient l'algorithme SU RLS :

$$\hat{\underline{C}}_{n,k} = -r_{n,k}^H \lambda^{-L} R_{n,k-L}^{-1} \quad (5.23)$$

$$\underline{\gamma}_n^{-1} = \Lambda_L^{-1} - \hat{\underline{C}}_{n,k}^H r_{n,L,k} \quad (5.24)$$

$$R_{n,k}^{-1} = \lambda^{-L} R_{n,k-L}^{-1} - \hat{\underline{C}}_{n,k}^H \underline{\gamma}_N(k) \hat{\underline{C}}_{n,k} \quad (5.25)$$

$$e_{n,L,k}^p = d_{L,k} + r_{n,L,k} W_{n,k-L}^H \quad (5.26)$$

$$\underline{\gamma}_n^{-1}(K) e_{n,L,k} = e_{n,L,k}^p \quad (5.27)$$

$$W_{n,k} = W_{n,k-L} + e_{n,L,k}^H(K) \hat{\underline{C}}_{n,k} \quad (5.28)$$

Où $e_{n,L,k}^p$ est le vecteur des erreurs à priori.

$$e_{n,L,k}^p = \begin{bmatrix} e_n^H(k-L+1/k-L) \\ \vdots \\ e_n^H(K/k-L) \end{bmatrix} \quad (5.29)$$

Et $e_{n,L,k}$ est le vecteur des erreurs à postériori:

$$e_{n,L,k} = \begin{bmatrix} e_n^H(k-L+1/k) \\ \vdots \\ e_n^H(K/k) \end{bmatrix} \quad (5.30)$$

Cet algorithme est équivalent au RLS quand $L=1$. Il présente la même complexité par échantillon. Le gain de Kalman $\hat{\underline{C}}_{n,k}$ ainsi que la variable de vraisemblance $\underline{\gamma}_N(\mathbf{k})$ sont des matrices respectivement $L*n$ et $L*L$.

5.4 Système proposé

Nous avons étudiés dans le chapitre précédent des égaliseurs non adaptatifs appliqués au système MIMO-OFDM pour avoir une bonne qualité de signal en réception ; le meilleur détecteur trouvé est le MMSE-VBLAST. Afin d'améliorer les performances de notre système de transmission, en éliminant les interférences inter symboles (ISI) et les interférences inter canal (ICI) respectivement, nous avons proposé une association entre le meilleur égaliseur non adaptatif MMSE-VBLAST trouvé dans nos simulations et les algorithmes adaptatifs de formation de faisceaux cités ci-dessus et de les appliqués sur la technique MIMO-OFDM.

À comparer avec le système du [82] basant sur un nouveau égaliseur adaptatif **RLS-MIMO** couplé avec le détecteur **VBLAST** pour supprimer les IES et ICI respectivement, notre technique [83] est une amélioration du système cité, elle est basée sur la modulation **OFDM** associé avec le codage VBLAST afin d'éliminer le problème de sélectivité du canal.

Le schéma du système proposé est présenté sur la figure 5.2 :

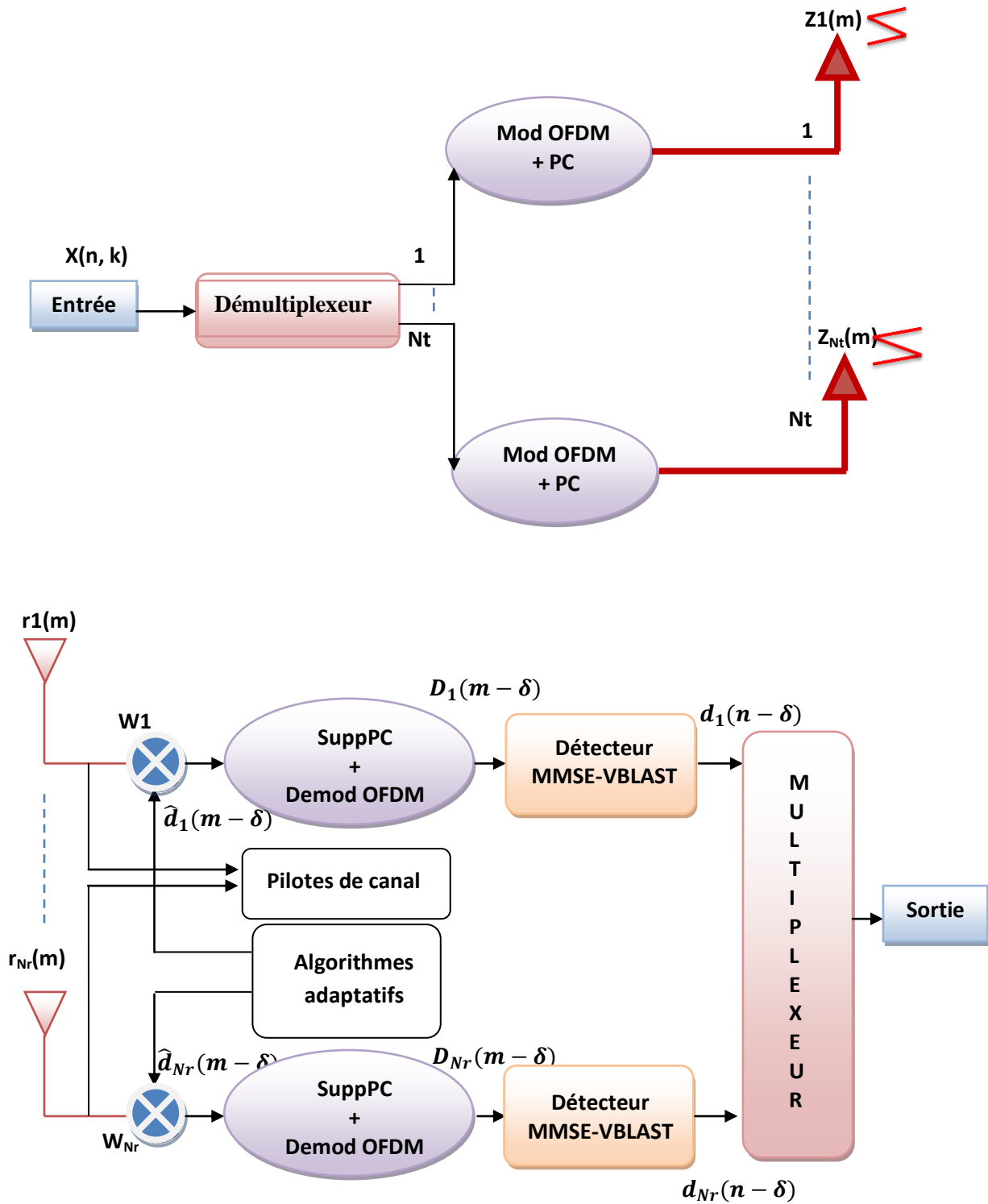


Fig 5.2 Schéma du système MIMO-OFDM proposé

Notre système proposé est montré dans la figure 5.2, il est composé par :

N_t antennes de transmission, N_r antennes de réception, n symboles et K sous porteuses OFDM. Les données à émettre sont codées par un codeur VBLAST. Son principe est de transmettre chaque symbole N_t fois (antennes de transmission), une fois par antennes et une fois par intervalle de temps. Les données sont ensuite dé-multiplexés en N_t voies indépendante, pour être émise sur chaque antenne via un modulateur OFDM. La combinaison de l'OFDM et le codage V-BLAST peut supprimer l'interférence inter-symbole dans des canaux sélectifs en fréquence.

Le vecteur de transmission \mathbf{X} est donné par :

$$\mathbf{X}[n, k] = [X^1[n, k], \dots, X^{N_t}[n, k]]^T \quad (5.31)$$

$$N \in \mathbb{Z}, k = 0, \dots, K - 1$$

Où $X^i[n, k]$ est le symbole transmis de l'antenne i , par les k sous porteuses ;

Le N ème symbole OFDM $Z_n[m]$ peut être obtenu par l'IFFT du $\mathbf{X}[n, k]$ en insérant aussi la longueur du préfixe cyclique L_{cp} ;

$$Z_n[m] = \begin{cases} \frac{1}{\sqrt{KN_t}} \sum_{k=0}^{K-1} X[n, k] e^{\frac{j2\pi mk}{K}} \\ 0 \end{cases} \quad (5.32)$$

$$m = -L_{cp}, \dots, k - 1 \quad (5.33)$$

La durée de chaque symbole est : $N=K+L_{cp}$; le signal transmis est donné par :

$$Z[m] = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} Z_n[m - nN] \quad (5.34)$$

Le canal considéré est sans fil et en réception les opérations inverses vont être effectuées, le signal reçu est donné par :

$$r(m) = \sum_{l=0}^{L-1} H(m, l)Z(m - l) + B(m) \quad (5.35)$$

Où $r(m) = [r_1(m), r_2(m), \dots, r_{N_r}(m)]^T$ est le vecteur $N_r \times 1$ des symboles reçus.

$H(m, l)$ est la matrice $N_t \times N_r$ avec un retard L au temps m , du canal de Rayleigh,

$B(m)$ est le vecteur $N_r \times 1$ du bruit blanc aditif gaussien.

$(.)^T$ est la matrice transpose,

Le canal est indépendant de la dispersion, il est considéré le même dans tous les canaux associés. Le signal reçu est multiplié par un facteur de pondération de l'algorithme d'adaptation choisit, puis démodulé par l'OFDM avec la suppression du préfix cyclique en

première position. Au final les données des récepteurs sont égalisées par le détecteur VBLAST puis sont Multiplexées dans l'ordre initial.

L'égalisation des signaux reçus et la détection des symboles transmis sont effectuées en deux étapes :

1) Annulation de L'ISI par les algorithmes adaptatifs

L'annulation de l'ISI est mise en œuvre via la relation suivante :

$$\hat{d}(m - \delta) = w^*(m) * r(m) \tag{5.36}$$

$$\text{Où } \hat{d}(m - \delta) = [\hat{d}_1(m - \delta), \hat{d}_2(m - \delta), \dots, \hat{d}_{N_t}(m - \delta)]^T \tag{5.37}$$

Est le vecteur $N_t \times 1$ des sorties à ISI supprimé avec un retard δ .

$W(m)$ est le coefficient du filtre.

$()^*$ Est la transposition complexe conjuguée.

$r(m)$ est le vecteur reçu.

2) Annulation d'ICI par le détecteur VBLAST

Les signaux à ISI annulé avec la détection adaptative (soit le LMS, RLS, SURLS) sont démodulés par le démodulateur OFDM : $D(m - \delta) = \frac{1}{\sqrt{K}} \sum_{m=0}^{K-1} \hat{d}(m - \delta) e^{-j2\pi km/K}$ **(5.38)**

Puis sont amenées à l'étape d'égalisation VBLAST pour faire l'annulation d'ICI et la détection des symboles transmis.

Le détecteur VBLAST est basée sur le MMSE (détaillé dans le chapitre précédent).

5.5 Simulations et résultats

5.5.1 Paramètre de simulations :

Cette partie concerne la simulation des algorithmes LMS, RLS, SU RLS associés à la technique MIMO VBLAST OFDM, avec un canal de Rayleigh, mettant en évidence l'importance des données d'adaptations et le nombre d'itérations pour la convergence des algorithmes afin d'améliorer les performances du signal reçu. La plage de SNR est définie. Comme les graphiques que nous obtiendrons illustreront le taux d'erreur sur les bits (bit error rate ;BER), cette plage dictera les SNR pour lesquels le BER sera calculé.

Paramètres de Simulation	Valeurs des paramètres
Canal	Rayleigh
MIMO (Nt , Nr)	2*2; 2*4
Nombre de sous porteuses:	64; 128, 256
Nombre de pilotes	60 for M=64;480 for M=512 ; 120 for M= 128
Longueur du canal	5
Longueur du Cp	15
Modulation	QPSK
Facteur d'oubli RLS	$\lambda = 0.95$
Longueur du filtre RLS	L=4
Pas d'adaptation LMS	$\mu = 0.03$
Longueur du filtre LMS	L=4

Table 5.1 paramètres de simulation

5.5.2 Performances du LMS

5.5.2.1 Sortie du filtre LMS

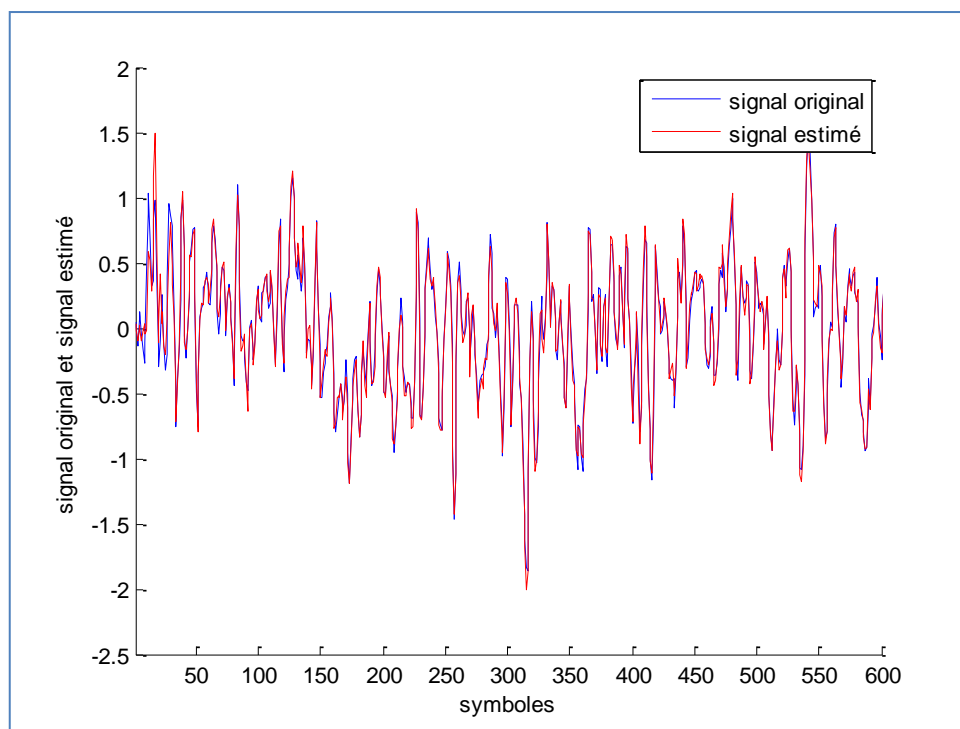


Fig 5.3 Signal estimé en sortie du filtre LMS

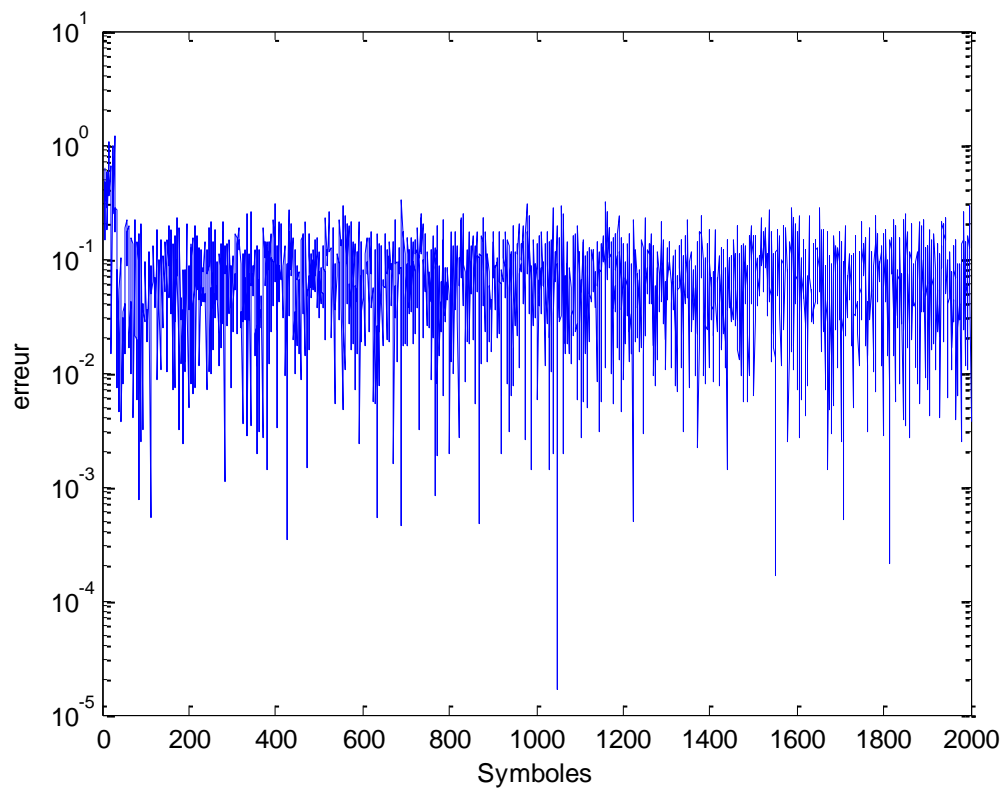


Fig 5.4 Courbe d'erreur

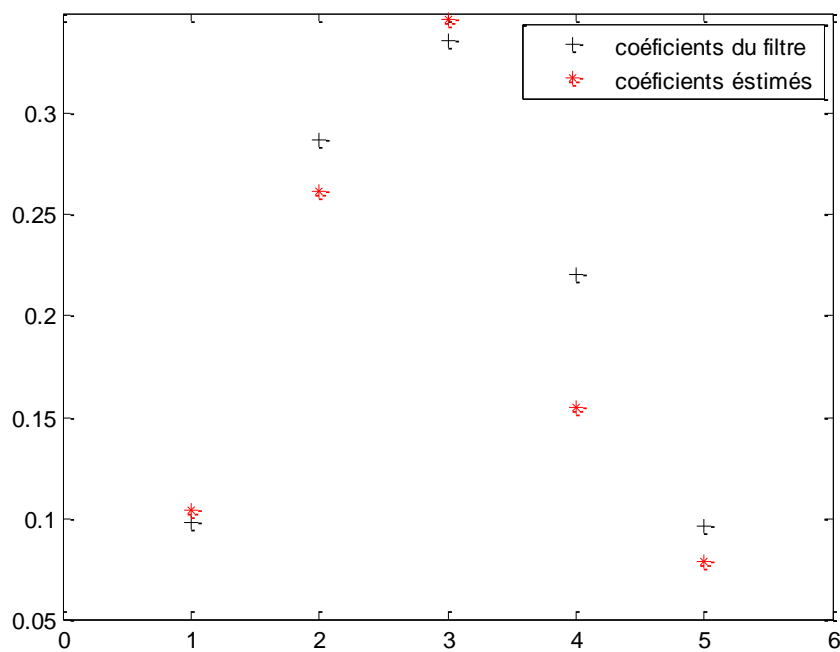


Fig 5.5 Coéfcients du filtre LMS

La figure 5.3 présente le signal estimé après filtrage LMS, l'annulation d'interférences entre les signaux est minimisée tel que montre la figure 5.4. Les facteurs de pondérations estimé sont presque les mêmes du filtre LMS.

5.5.2.2 TEB en fonction du SNR

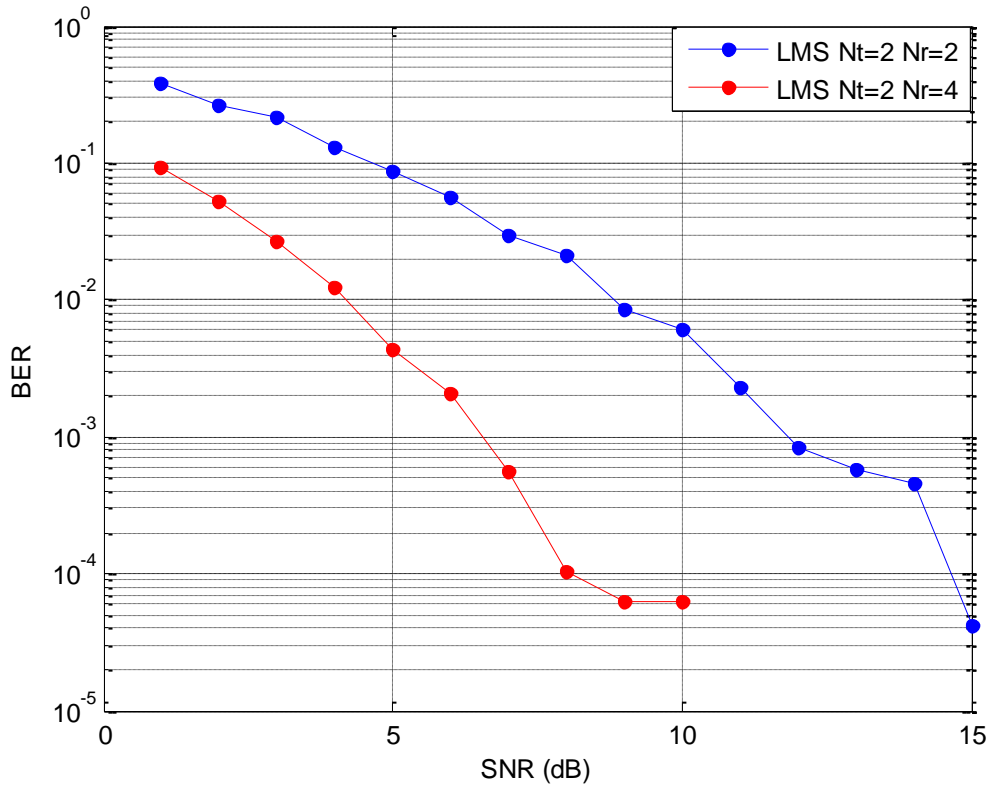


Fig5.6 Performance du LMS

La figure 5.6 a été réalisée avec un pas d'adaptation de 0.03 (qui a été déterminé comme optimal), elle montre bien que l'augmentation du nombre d'antennes améliore les performances d'une manière significative. Le nombre d'itération est de 150 dans notre programme pour atteindre les performances souhaités.

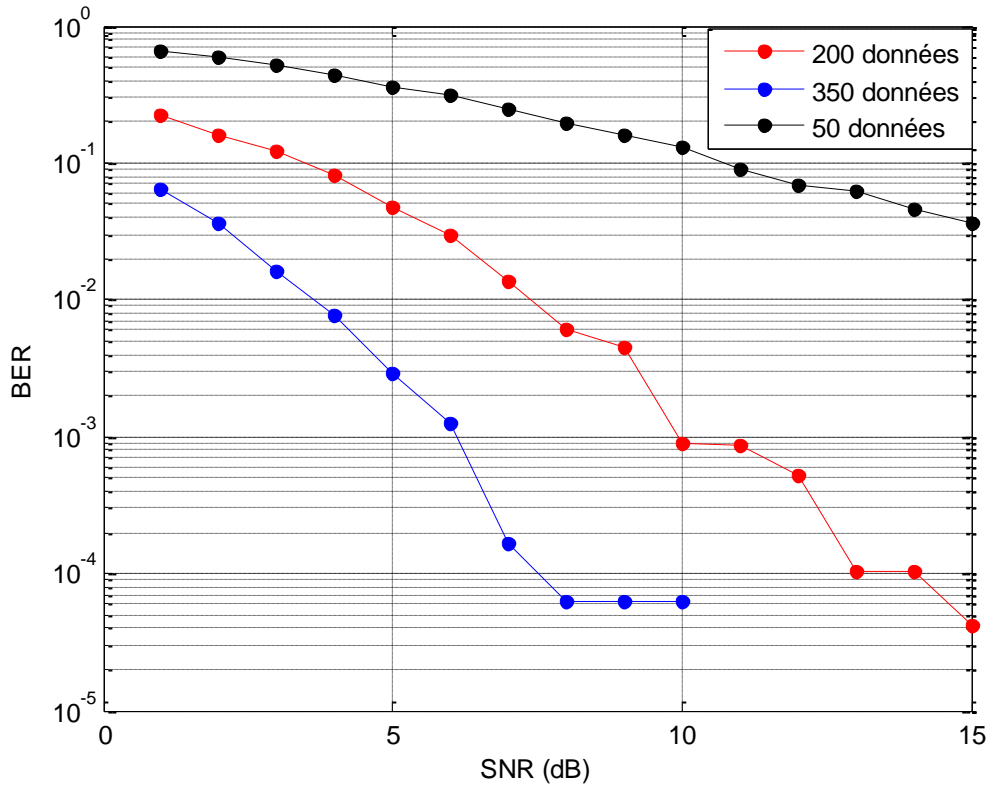


Fig 5.7 Performance du LMS avec la variation du nombre de données d'adaptation

La figure 5.7 montre bien l'impacte des données d'adaptations sur le BER, la simulation a été faite sur deux antennes émettrices et quatre antennes réceptrices, nous remarquons bien que plus le nombre augmente plus le BER est minimal, cette augmentation est limitée comme le montre la figure, pour 350 données d'adaptations, le BER est constant pour des SNR égal à 8, 9 et 10. Le nombre de données d'adaptation influence donc assez sur les performances avec des meilleurs SNR, car un nombre trop faible produira des erreurs, même si le bruit est presque inexistant.

5.5.2.3 Influence du nombre de sous porteuses

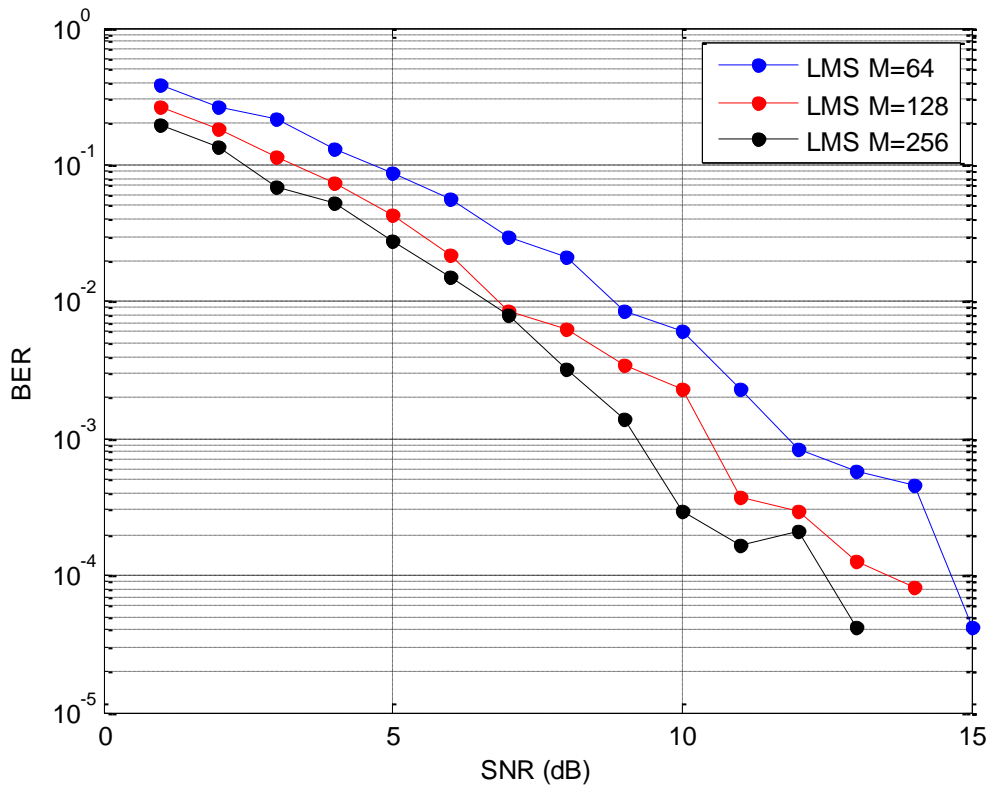


Fig 5.8 Influence du nombre de SP sur le LMS

La figure 5.8 montre bien que les performances s'améliorent quand le nombre de sous porteuses augmente, cette augmentation permet de combattre les interférences inter symboles.

5.5.3 Performances du RLS

5.5.3.1 Sortie du filtre RLS

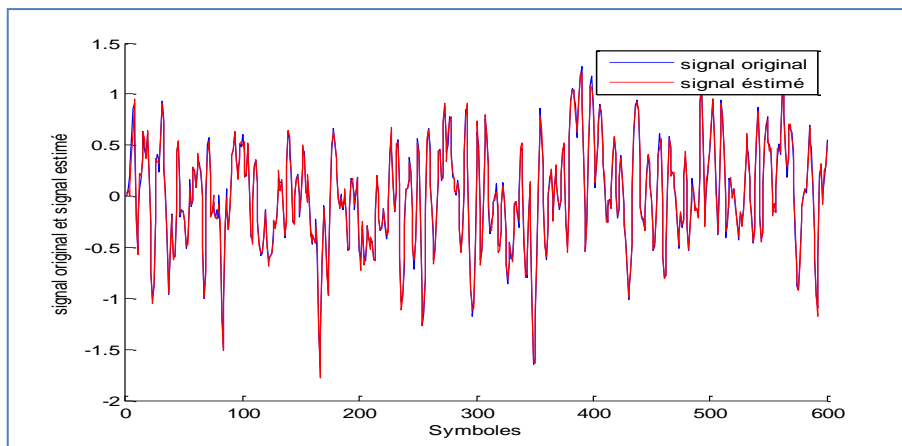


Fig 5.9 Signal estimé en sortie du filtre RLS

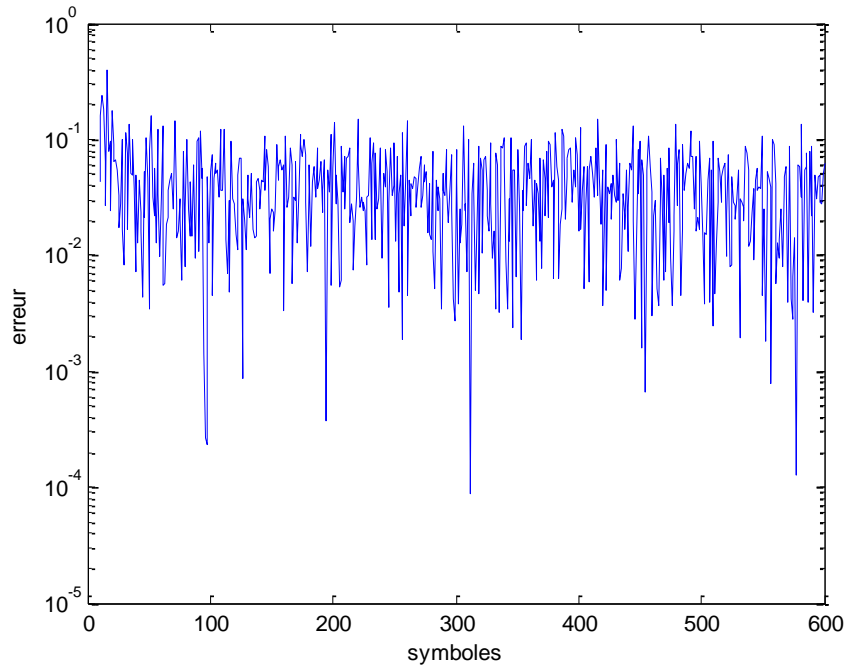


Fig 5.10 Courbe d'erreur

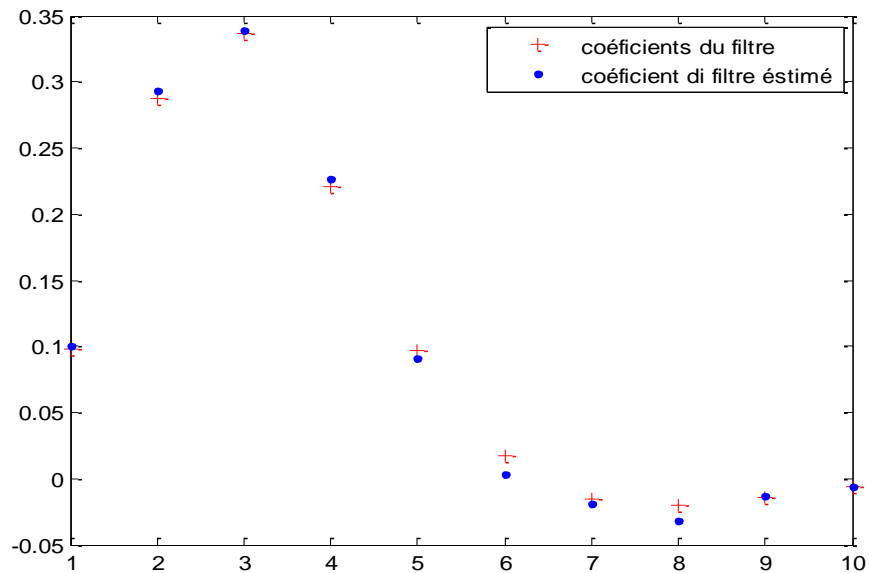


Fig 5.11 Coefficients du filtre RLS

À comparer avec les sortie du filtre LMS, le RLS est un algorithme plus puissant, il possède l'avantage de la convergence rapide vers la solution optimal ; le signal estimé est le même que celui d'émission avec de légères erreurs comme le

montre la figure 5.10, les coefficients estimés sont presque les mêmes du filtre RLS (figure 5.11). Les performances du système sont améliorées par rapport à l'usage de l'algorithme LMS.

5.5.3.2 TEB en fonction du SNR [84]

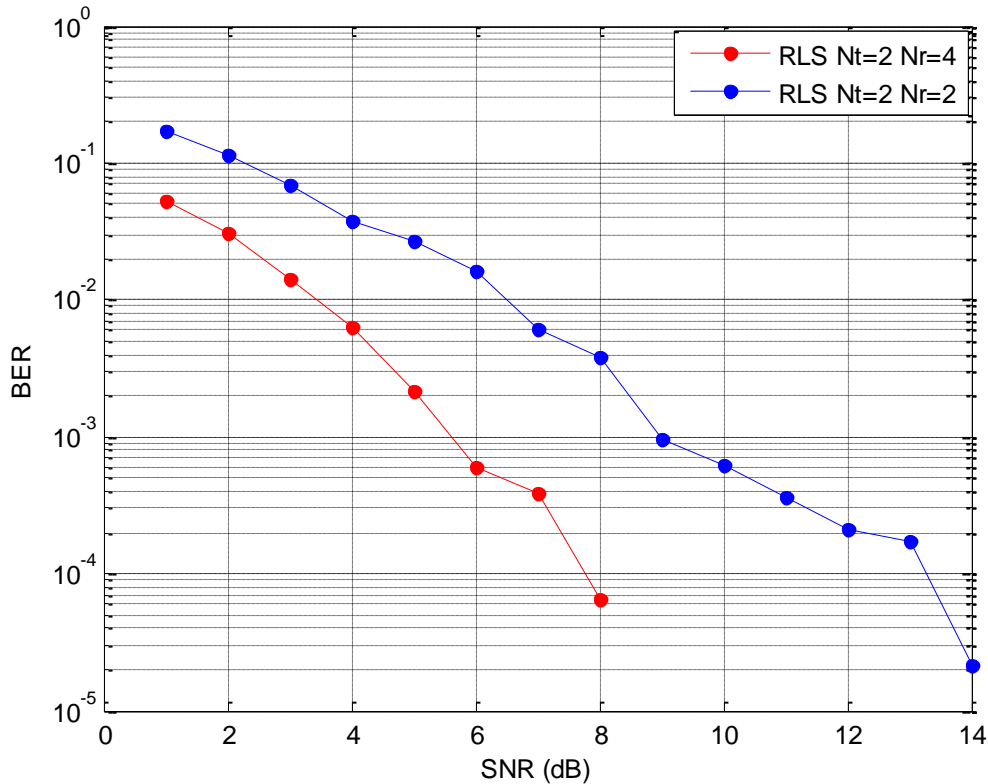


Fig 5.12 Performance du RLS

La simulation a été faite avec un facteur d'oubli de 0.95, la figure 5.12 montre bien la différence entre le LMS et le RLS, la vitesse de convergence du RLS est beaucoup plus rapide que celle du LMS, à 90 itérations, nous avons pu atteindre des taux d'erreurs binaire minimale par rapport à la figure 5.6, les performances sont très importantes avec un nombre d'antennes réceptrices supérieures aux antennes émettrices.

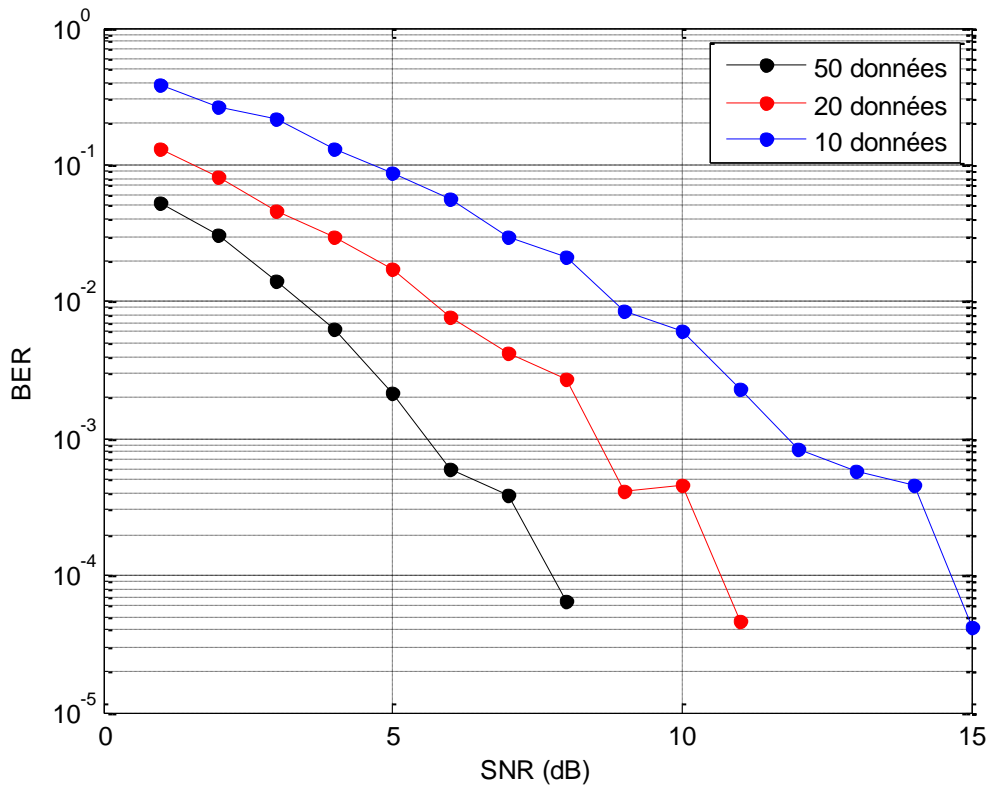


Fig 5.13 Performance du RLS avec la variation du nombre de données d'adaptation

La simulation à été faite sur deux antennes émettrices et quatre antennes réceptrices, la différence entre la figure 5.7 et la figure 5.13 est assez importante, pour 10 données d'adaptation, le RLS donne pratiquement la même courbe que le LMS avec 200 données d'adaptations. Cela signifie que la convergence du RLS est très rapide par rapport à celle du LMS.

5.5.3.3 Influence du nombre de sous porteuses

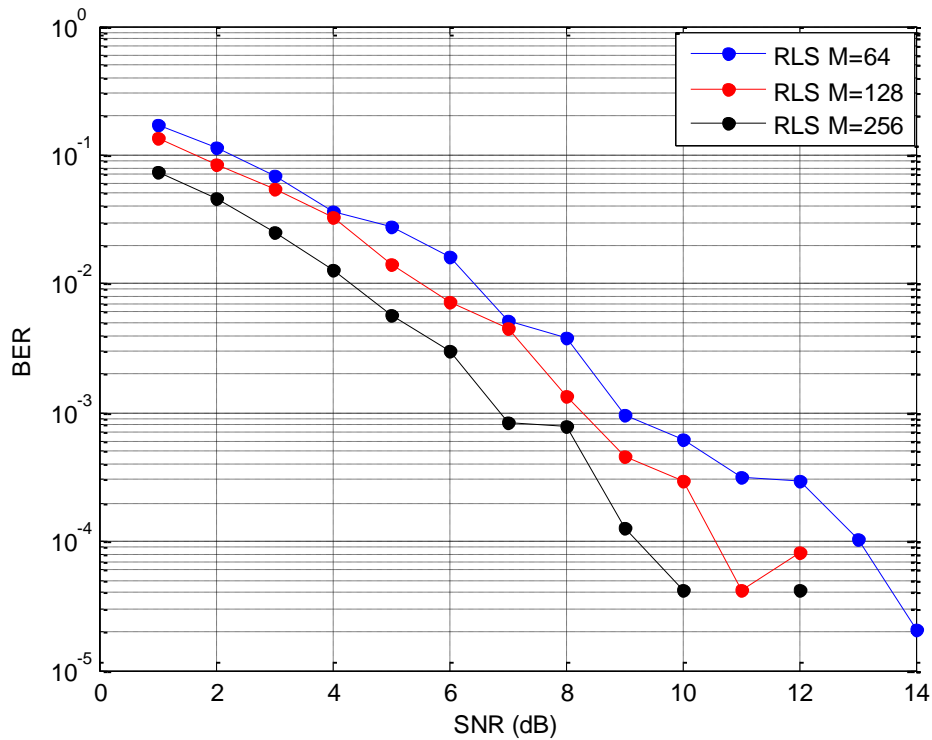


Fig 5.14 Influence du nombre de SP sur le RLS

Comme nous l'avons déjà dit dans la figure 5.8, les performances s'améliorent quand le nombre de sous porteuses augmente (figure 5.14), cette augmentation permet de combattre les interférences inter symboles.

5.5.4 Performances du SU-RLS

5.5.4.1 Sortie du filtre SU-RLS

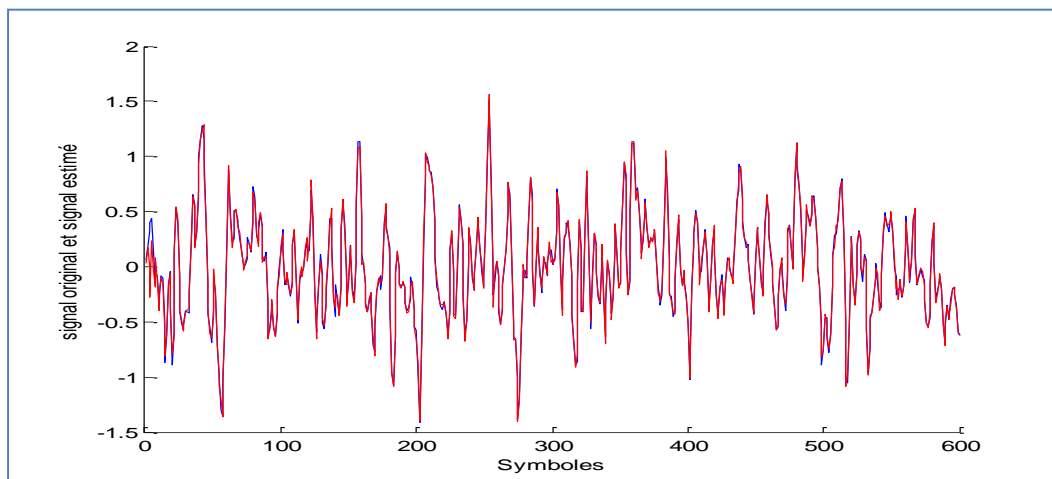


Fig 5.15 Signal estimé en sortie du filtre SU-RLS

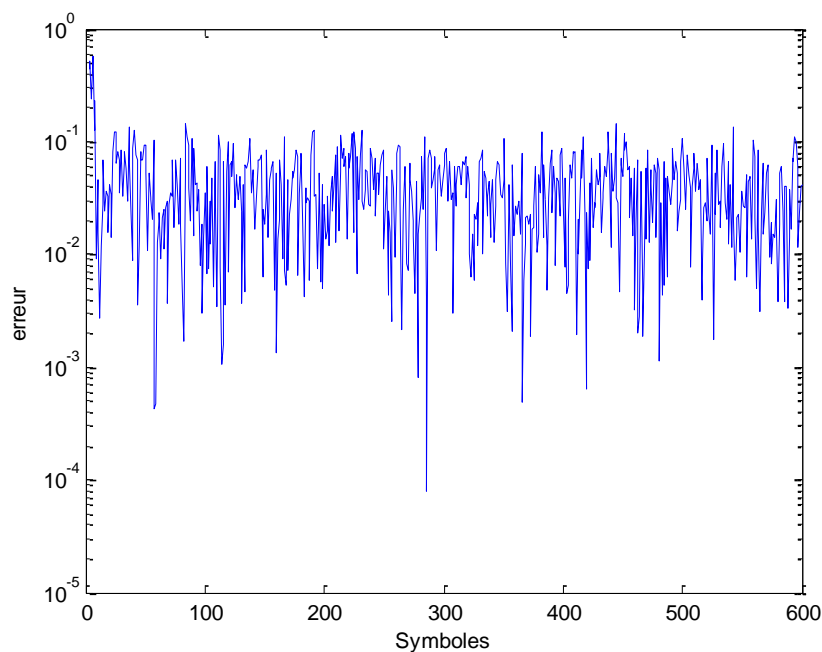


Fig 5.16 Courbe d'erreur

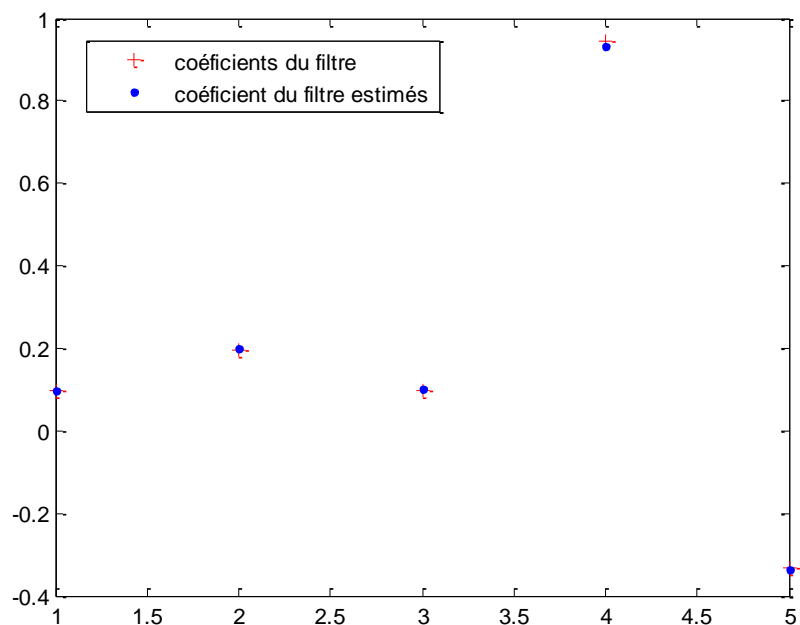


Fig 5.17 Coefficients du filtre SU-RLS

Le SU-RLS est un algorithme rapide par rapport au RLS, comme nous le voyons sur les figures 5.15, 5.16, 5.17, l'amélioration des performances est très significative en terme de qualité de signal.

5.5.4.2 TEB en fonction du SNR

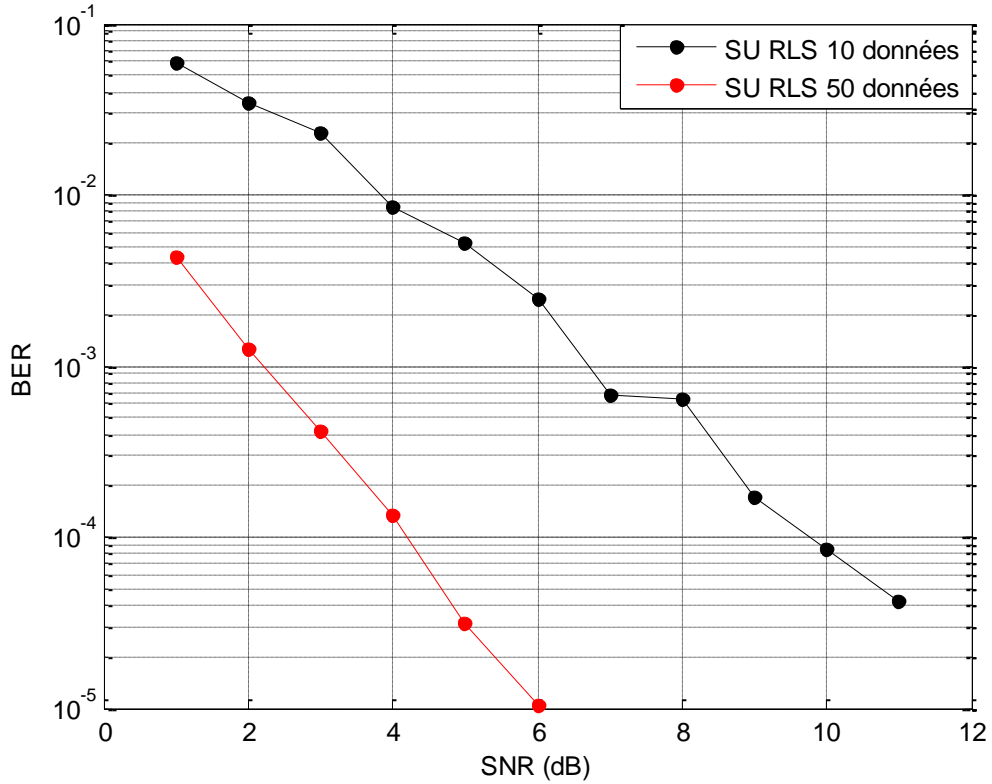


Fig 5.18 Performance du SU-RLS

La simulation a été réalisée sur deux antennes émettrices et quatre antennes réceptrices, les performances sont beaucoup plus améliorées en passant d'un échantillon du signal à L échantillons.

5.5.5 Temps de convergences des algorithmes adaptatives en fonction du nombre d'antennes

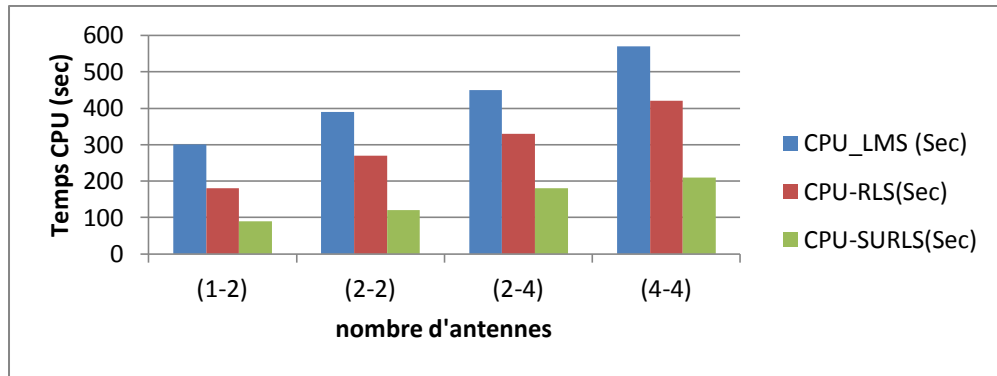


Fig 5.19 Convergence des filtres adaptatifs

La figure 5.19 montre bien le temps de convergence des algorithmes adaptatifs choisis dans notre étude, comme nous l'avons déjà dit auparavant, la convergence du SU-RLS et RLS est très rapide par rapport à celle de l'algorithme LMS mais possède l'inconvénient de la complexité des calculs. Cette convergence varie selon le nombre d'antennes d'émission et de réception.

5.5.6 Comparaisons entre les techniques adaptatives et non adaptatives

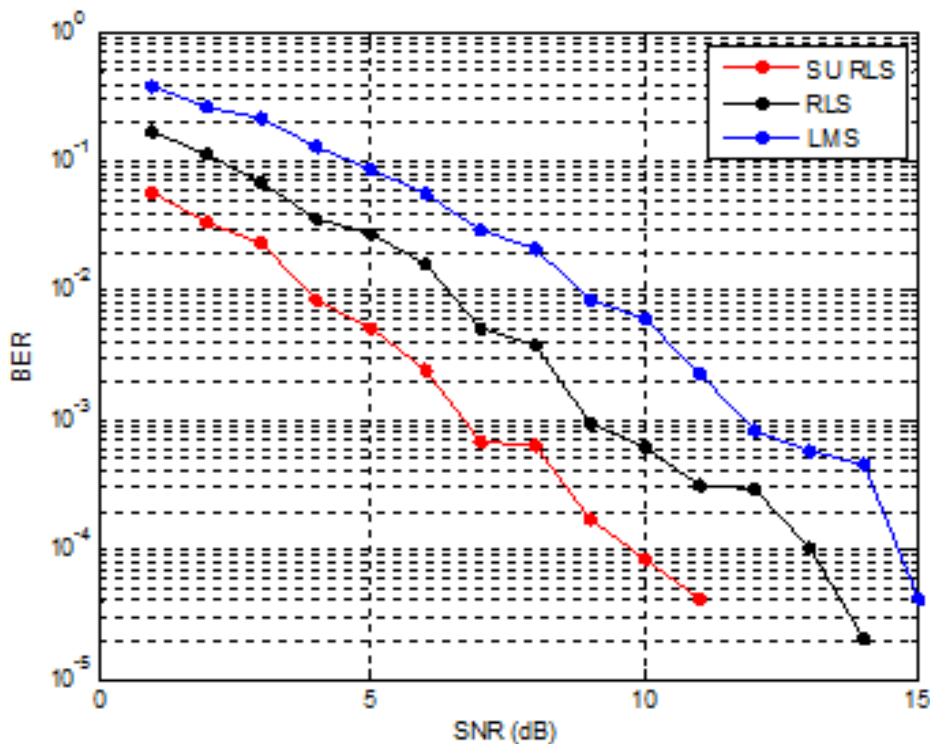


Fig 5.20 BER des techniques adaptatives

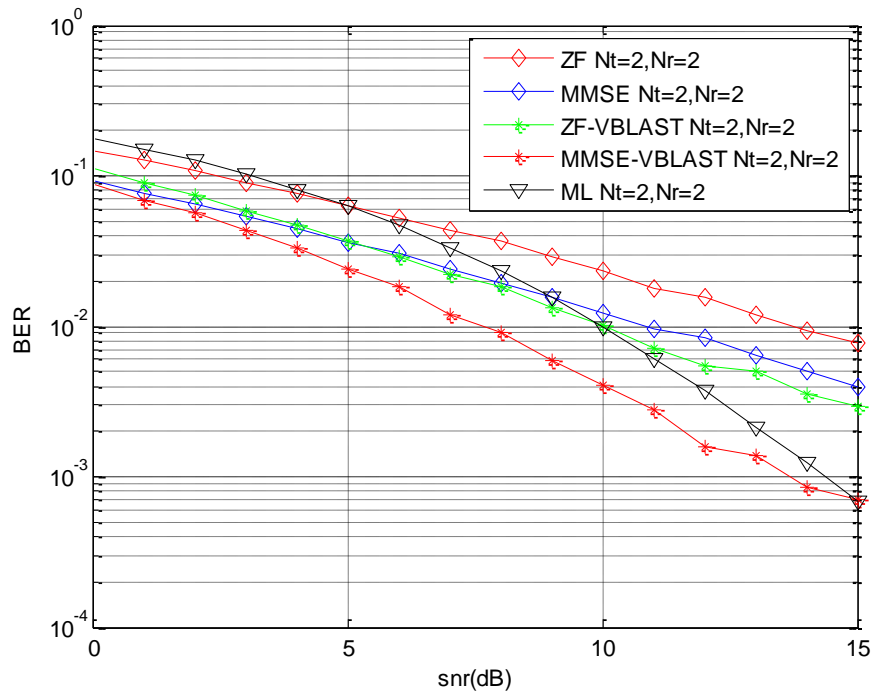


Fig 5.21 BER des techniques non adaptatives

Afin de comparer toutes les techniques simulés, nous avons choisi les mêmes paramètres de simulations, soit un nombre d'antennes émettrice et réceptrice égale à 2 ; 64 sous porteuses OFDM, une modulation QPSK et un canal de Rayleigh. Nous avons constaté que les performances apportés par l'usage de la combinaison entre les techniques adaptatives et non adaptatives sont beaucoup plus important à celles des techniques non adaptatives toutes seules; Le BER diminue en fonction du SNR et le nombre d'antennes émettrices et réceptrices.

Comme nous l'avons déjà dit, l'association du détecteur MMSE avec le VBLAST, donne de très bonnes performances, grâce à sa considération de l'effet du bruit et sa grande capacité d'annulation d'interférences. L'usage de l'algorithme LMS avec le système MIMO OFDM, nous a conduits à avoir un BER diminué, tout en envoyons des séquences d'adaptation sans avoir besoin d'estimer le canal ; mais il possède l'inconvénient d'être très long à converger vers la solution optimal, dans notre simulation, il nous a fallut 150 itération pour atteindre un taux d'erreur binaire vers 10^{-3} .

Pour remédier à ce problème, nous avons proposé une association des algorithmes RLS et SU RLS avec le système MIMO VBLAST OFDM, nous voyons bien sur la figure

5.11 que le BER atteint une valeur minimale à celle des techniques non adaptatives, cela peut être traduit par le fait que le RLS et SU-RLS permet de supprimer les interférences entre symboles, et le VBLAST permet de contrer les interférences inter canaux.

5.5.7 Etude comparative

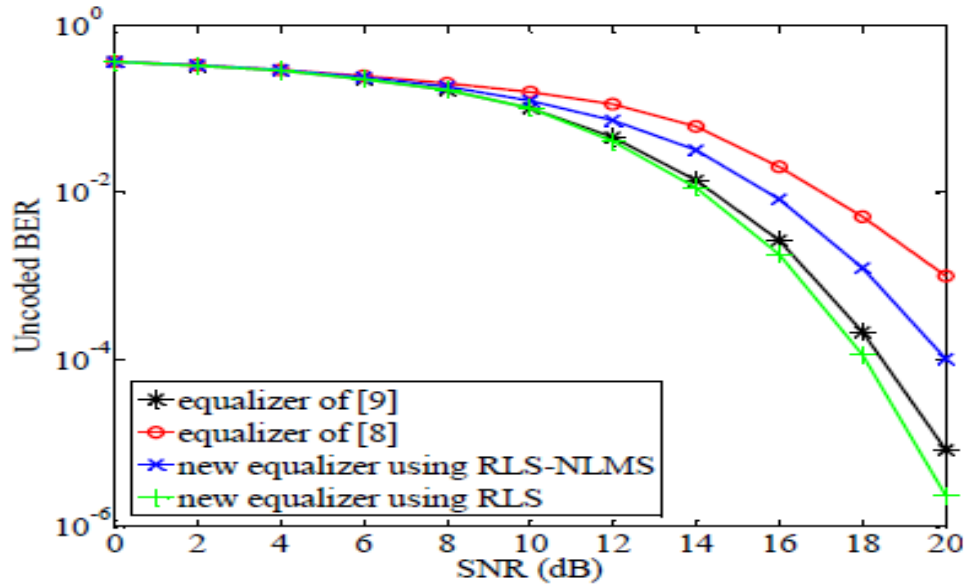


Fig 5.22 Techniques adaptative de [83] Appliqué au système MIMO

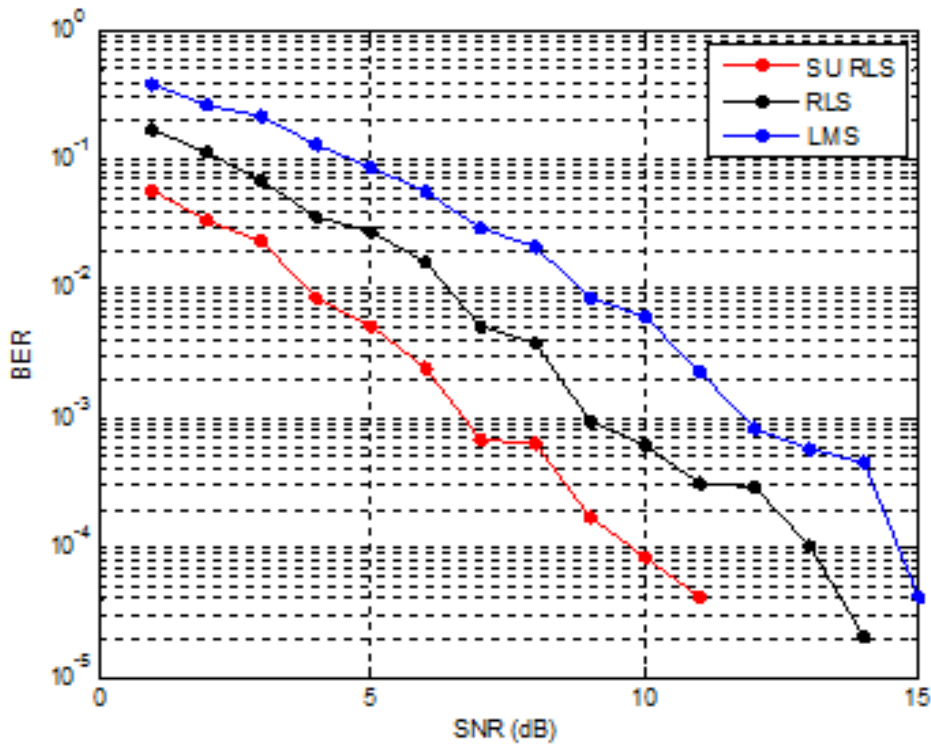


Fig 5.23 Simulation des techniques adaptatives du système proposé Appliquées au système MIMO-OFDM

Les résultats de la figure 5.23 ont été réalisés avec les mêmes paramètres de notre simulation. Nous pouvons en déduire que l'usage de la combinaison : MIMO-OFDM avec les techniques adaptatives et non adaptatives dans notre système proposé a mené à une amélioration très significative des performances.

5.6 Conclusion

D'après nos études et nos simulations effectuées dans ce chapitre, nous avons constaté que les performances du système proposé s'améliorent d'une façon significative, tout en minimisant l'ISI et l'ICI ; cela est dû à la combinaison entre les algorithmes adaptatifs (LMS, RLS, SU-RLS) et l'égaliseur non adaptatif MMSE-VBLAST choisit.

Le premier algorithme LMS est un algorithme simple à implémenter et facile à appliquer, mais sa vitesse de convergence est très longue. Le second algorithme RLS est un algorithme complexe, son traitement est augmenté car il calcule les valeurs d'une manière récursive, sa vitesse de convergence est très rapide à celle du LMS. Le dernier égaliseur adaptatif SU RLS est aussi très rapide à converger grâce à la réduction de calcul qui réduira la complexité arithmétique par rapport au RLS.

Ce travail de thèse a porté sur l'étude et l'optimisation des systèmes MIMO-OFDM associés aux techniques de formation de faisceaux et traitement d'antennes adaptatives dans les réseaux de communication sans fil, c'est pour cela que nous nous sommes intéressées à la partie récepteur. L'autonomie des systèmes de radiocommunication dépend fortement de la consommation de ces récepteurs. Le nombre de composants dans un système augmente non seulement ses consommations mais aussi ses dimensions. Les applications « grand public » actuelles telles que le WiMax ou le WiFi et aussi les futures générations de téléphonie mobile LTE (Long Term Evolution) et le DVB-SH (Digital Video Broadcast Satellite Handled) font appels à des techniques où le nombre d'émetteurs ou de récepteurs augmente dans le système. Pour des applications sur un dispositif portatif tel qu'un PC portable ou un téléphone mobile il est primordial de choisir la solution avec la plus faible dimension et la plus faible consommation. De plus dans les systèmes utilisant de multiples antennes en émission et/ou en réception, la consommation et la dimension augmentent linéairement en fonction du nombre d'antennes. Le choix des récepteurs est très important dans la mesure où le système répond aux exigences citées.

L'objectif principal de notre thèse était de trouver le meilleur égaliseur permettant de combattre l'effet de brouillage directionnel à l'intérieur d'un même canal et les interférences Co-canaux, assurant une très bonne qualité de signal en réception. Pour cela nous avons proposé une combinaison entre les techniques de réception adaptatives et non adaptatives.

Dans un premier temps, nous avons décrit brièvement le fonctionnement d'une chaîne de transmissions numériques, les différents phénomènes de l'environnement de radiocommunications ont été discutés.

Nous avons ensuite rappelé au deuxième chapitre les systèmes multi-antennaires et les différentes techniques de formation de faisceaux.

Dans le troisième chapitre, nous avons détaillé la technique de modulations multi-porteuses OFDM ainsi que la technologie MIMO. Leur association offre de bonnes performances.

Dans le quatrième chapitre, nous avons étudié puis simulé les techniques de détection non adaptatives, nous avons trouvé que le meilleur égaliseur offrant un taux d'erreur binaire minimal en fonction du rapport signal sur bruit est le MMSE-VBLAST ;

Dans le dernier chapitre, nous avons effectué une étude sur le système proposé, combinant le MMSE-VBLAST avec les algorithmes adaptatifs LMS, RLS, SU RLS. Nous

avons obtenu une très bonne amélioration des performances en termes du taux d'erreur binaire. Quelques remarques ont été tiré à propos les détecteurs adaptatifs. Nous avons remarqué que le LMS est le plus simple algorithme, mais son inconvénient revient au temps maximal de convergence vers la solution optimal, contrairement aux algorithmes RLS et SU-RLS. Leurs rapidité de convergence est très intéressante et améliore d'une façon significative les performances du système proposé.

Perspectives

À l'issu des travaux menés dans le cadre de cette thèse, les différents axes de recherches abordés conduisent à de nombreuses perspectives :

- Etude du même système proposé avec l'utilisation des algorithmes d'adaptation en émission et en réception au même temps ;
- La combinaison des techniques multi porteuses avec le MIMO ouvre la porte vers des communications très haut débits. Cependant, un système multi porteuses est très sensible à une erreur de fréquence porteuse qui détruit l'orthogonalité entre les porteuses. Dans ce contexte, nous pouvons améliorer les performances du système en utilisant d'autres techniques hybrides comme le MIMO-MCCDMA avec la formation de faisceaux.
- Les algorithmes de formation de faisceaux peuvent être modifiés par d'autres techniques plus améliorés tel que les algorithmes génétiques, le recuit simulé, les techniques aveugles...etc prenant en compte les variations du canal et l'adaptant d'avantage, ils pourraient être utilisé dans un environnement avec des mobiles. Cette étude serait très intéressante pour les futures générations de téléphonie mobile notamment le LTE et le WIMAX.

- [1] **C.E Shannon** « A mathematical theory of communication », Bell Systems Technical Journal, 27:379-423 and 623-656, July and October 1948.
- [2] **R.Gautier, G. Burel, J.Letessier, and O.berder**« Blind estimation of scrambler offset using encoder redundancy», In Proceeding of IEEE Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers, Vol. 1, pp. 626-630, Pacific Grove (CA), USA, 2002.
- [3] **T. S. Rappaport**, « Wireless communications ». Prentice Hall, 1996.
- [4] **L. Boithias**, « Propagation des ondes radio électriques dans l'environnement terrestre ». Dunod ,1984.
- [5] **M. Schwartz**, « Principles of electrodynamics ». McGraw-Hill, 1972.
- [6] **L. Boithias**, « Radio wave propagation » .Mc Graw-Hill, 1987.
- [7] **A. Glavieux et M. Joindot**, « Communications numériques »Introduction. Masson, 1996.
- [8] **J. G. Proakis**, « Digital communications ». Mc Graw-Hill, 1995.
- [9] **Kaïs Mabrouk**. « Conception et réalisation d'un système de Télécommunications MIMO avec formation numérique de Faisceaux en réception ; Calibrage aveugle du Démodulateur triphasé Zéro IF et comparaison au démodulateur classique à 2 voies I et Q », Ecole nationale supérieur des télécommunications, 12 Décembre 2008.
- [10] **W. C. Y. Lee**, « Mobile communications engineering». Mc Graw-Hill, 1982.
- [11] **S. Nobilet**, « Etude et optimization des techniques MC-CDMA pour les futures générations de systèmes de communication hertziennes », INSAR, France, 2003.
- [12] **G. J. Foschini et M. J. Gans**, « On limits of wireless communications in a fading environment when using multiple antennas ». Wireless personal communications, 1998.
- [13] **P. Guguen**, « Les Techniques Multi-Antennes pour les Réseaux sans Fil ». ISBN 2-7462-0883-0, Hermes, Décembre 2004.
- [14] **J. M. Auffray**, « Systèmes MIMO porteuses multiples » : Etude et optimisation de la combinaison de codes temps-espace et des techniques MC-CDMA. PhD thesis, INSA Rennes, Juin 2004.
- [15] **C. E. Shannon, Claude Elwood Shannon** : collected papers, N. J. A. Sloane and A. D. Wyner, Eds.IEEE Computer Society Press, 1993.
- [16] **Vincent Le Nir**. « Étude et optimisation des systèmes multi-antennes associés à des modulations multiporteuses », Institut National des Sciences Appliquées de Rennes, 16 NOVEMBRE 2004.
- [17] **Ilham OUACHANI**. « Analyse de performance de systèmes de communications sans fils exploitant micro et macro diversité », UNIVERSITÉ DE PARIS-SUD U. F. R. SCIENTIFIQUE D'ORSAY, 28 Juin 2005.
- [18] **N. Yee, J.P. Linnartz and G. Fettweis**« Multicarrier cdma in indoor wireless radio networks ». In IEEE International Symposium on Personal, Inddor and Mobile Radio Communications, PIMRC', pages 109–113, Yokohama, JAPAN, September 1993.
- [19] **S. Bahri**; «performance of adaptivebeamforming algorithm for LMS-MCCDMA MIMO smart antennas», the International Arab Journal of Information Technology, .
- [20] **S. Hara and R. Prasad**.« Ds-cdma, mc-cdma and mt-cdma for mobile multimedia communications ». In IEEE Vehicular Technology Conference, VTC', pages 1106–1110, Atalanta, USA, April 1996.

- [21] **S. Kaiser** «Multi-Carrier CDMA Mobile Radio Systems-Analysis and Optimization of Detection», Decoding, and Channel Estimation, PhD thesis, University of München, GERMANY, 1987.
- [22] **S. M. Alamouti**, «A simple diversity technique for wireless communications», IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 16(8):1451–1458, October 1998.
- [23] **B. Hirosaki, S. Hasegawa and A. Sabato**, «Advanced groupband data modem using orthogonally multiplexed QAM techniques», IEEE Trans. Commun., Vol. 34, pp. 587- 592, June 1986.
- [24] **Ludovic Collin** «Optimisation de systèmes multi antennes basée sur la distance minimale», Thèse de doctorat, Université de Bretagne Occidentale, 17 décembre 2002.
- [25] **Pierre GRUYER, Simon PAILLARD**, «Modélisation d'un modulateur et démodulateur OFDM », Université de Bretagne 12 décembre 2005.
- [26] **I. Telatar**. «Capacity Of Multi-Antenna Gaussian Channels». Technical Memorandum, Bell Laboratories, Lucent Technologies, October 1995. Published in European Transactions on Telecommunications, 10(6) :585–595, December 1999.
- [27] **Winters J.H.**, «On the Capacity of Radio Communication Systems with Diversity in a Rayleigh Fading Environment», IEEE Journal on selected areas in communications, Vol. SAC-5, No. 5, June 1987.
- [28] **S. Pan and S. Durrani and M E. Bialkowski**, «MIMO Capacity for Spatial Channel Model Scenarios», AusCTW'07, 2007 IEEE pp 25-29.
- [29] **H. Sampath and A. Paulraj**. «Linear Precoding For Space-Time Coded Systems With Known Fading Correlations». In Asilomar Conference on Signals, Systems, and Computers, Asilomar'01, volume 1, pages 246–251, November 2001.
- [30] **T. L. Marzetta and B. M. Hochwald**. «Capacity of a mobile multiple-antenna communication link in rayleigh .at fading. » IEEE Transactions on Information Theory, 45(1): 139–157, January 1999.
- [31] **B. M. Hochwald and T. L. Marzetta**. «Unitary space-time modulation for multiple antenna communications in rayleigh flat fading». IEEE Transactions on Information Theory, 46(2):543–564, March 2000.
- [32] **L. Zheng and D. Tse**. «Communication On The Grassmann Manifold: A Geometric Approach To The Noncoherent Multiple-Antenna Channel». IEEE Transactions on Information Theory, 48(2) :359–383, February 2002.
- [33] **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.
- [34] **Godard, D.** «Channel Equalization Using a Kalman Filter for Fast Data Transmission». IBM J. Res. and Dev. Vol. 18. 1974. pgs 167-273.
- [35] **Lotter, Michiel; Van Rooyen, Pieter & Van Wyk, Danie**. «Space – Time Processing For CDMA Mobile Communications». Kluwer Academic Publishers. Boston-London. 2000.
- [36] **Harry L. Van Trees**. «Optimum Array Processing» Part IV. Wiley and Sons, 2002.
- [37] **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

- [38] **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», UNIVERSITE DE LIMOGES, Thèse doctorat, 25 Mai 2005.
- [39] **H. Krim, M. Viberg**,«Two Decades of Array Signal Processing: The Parametric Approach». IEEE Signal Processing Mag., pp. 67-94, July 1996.
- [40] **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
- [41] **Kiran, K. Shetty**, «A Novel Algorithm for Uplink Interference Suppression Using Smart Antennas in Mobile Communications», The Florida State University, Thèse doctorat, October 2004.
- [42] **B. Widrow, P.E. Mantej, L. J. Griffiths, P. B. Goode**, «Adaptive Antennas Systems», Proc.IEEE, vol. 55, pp. 2143-2158, 1967.
- [43] **GarmySow**, «Méthodes d'Accès Multiple à Répartition Spatiale Pour Communications Par Satellite », Thèse doctorat, École Nationale Supérieure des télécommunications», novembre 2003.
- [44] **P.A. Bello**,«Selective fading limitations of the Kathryn modem and some system design considerations», IEEE Trans. Commun. Technol., Vol. 13, pp. 320-333, September 1965.
- [45] **M.S. Zimmerman and A.L. Kirsch**,« The AN/GSC-10 (KATTHRYN) variable rate data modem for HF radio», IEEE Trans. CommunTechnolVol 15, pp 197-205, April1967.
- [46] **M.L. Doelz, E.T. Heald and D.L. Martin**, « Binary data transmission techniques for linear systems», Proc. IRE, Vol. 45, pp. 656-661, May 1957.
- [47] **G.A. Franco and G. Lachs**,« An orthogonal coding technique for Communications», IRE Intern. Conv. Rec., Vol. 9, pp. 126-133, 1961.
- [48] **A.R. Kaye and D.R. George**,« Transmission of multiplexed PAM signals over multiple channels and diversity systems», IEEE Tans.CommunTechnolVol 18, pp 520-526, October 1970.
- [49] **S.B. Weinstein and P.M. Ebert**,« Data transmission by frequency division multiplexing using the Discrete Fourier Transform», IEEE Trans. Commun.TechnolVol 19, n.5, Oct. 1971.
- [50] **B. Hirosaki**, « An orthogonally multiplexed QAM system using the Discret Fourier Transform», IEEE Trans. CommunVol 29, pp 982-989, July 1981.
- [51] **B. Hirosaki, S. Hasegawa and A. Sabato**,« Advanced groupband data modem using orthogonally multiplexed QAM techniques», IEEE Trans. Commun., Vol. 34, pp. 587- 592, June 1986.
- [52] **B. Hirosaki**, « A maximum likelihood receiver for an orthogonal multiplexed QAM system», IEEE J. Select. Areas Commun Vol. 2, pp. 757-764, September 1984.
- [53] **A. Ruiz and J.M. Cioffi**,« A frequency domain approach to combined spectral shaping and coding», Proc. ICC, pp. 1711-1715, 1987.
- [54] **J.A.C. Bingham**, « Multicarrier modulation for data transmission : an idea whose time has come», IEEE Communications Magazine, Vol. 29, n. 5, pp. 5-14, May 1990.
- [55] **H. Sari, G. Karam and I. Jeanclaude**, « Transmission techniques for digital TV Broadcasting », IEEE Communications Magazine, pp. 100-109, February 1995.

- [56] **J.C. Rault, D. Castelain and B. LeFloch**, « The coded orthogonal frequency division multiplexing (COFDM) technique, and its applications to digital radio broadcasting towards mobile receivers », Proceedings of Globecom 89, December 1989.
- [57] **J. Wolf**, « Field Strength measurements in DAB networks with test receivers ESVB », News from Rodhe, Schwarz, n. 139, pp. 22-23, 1992.
- [58] **B. Ledoux**, « COFDM-6 Field tests », IEEE Transactions on Consumer Electronics, Vol. 42, n. 3, August 1993.
- [59] **P. Hayet and J.M. Guillaud**, « Modem OFDM pour la télévision numérique », Revue annuelle LEP, 1992.
- [60] **P. Combelles, J.L. Sicre, P. Penard and C. Joanblanq**, « Diffusion terrestre de télévision numérique », REE, n. 5, May 1996.
- [61] **HO Anh Tai** « Application des techniques multiporteuses de type OFDM pour les futurs systèmes de télécommunications par satellite », thèse doctorat, Université de Toulouse, Mars 2009.
- [62] **C. Alexandre, D. LE ruyet**, « modulations multi porteuses », ELE207.
- [63] **Olivier Berder**. « Optimisation et stratégies d'allocation de puissance des systèmes de transmission multi antennes », thèse doctorat, Université de Bretagne Occidentale, 20 décembre 2002.
- [64] **S. Ferouani**, « Etude et implémentation d'un système MIMO dans un contexte OFDM », Mémoire de magister, université de Technologie, Tlemcen, Algérie, 2010.
- [65] **I. Ouachani**, « Analyse de performance de systèmes de communication sans-fils exploitant Micro- et Macro-déversité », Thèse de doctorat, université de Paris XI Orsay, Discipline : Automatique et Traitement du Signal, 28 Juin 2005.
- [66] **Schafhuber, D., Rupp, M., Matz, G., Hlawatsch, F., 2003b**. « Adaptive Identification and Tracking of Doubly Selective Fading Channels for Wireless MIMO-OFDM Systems ». IEEE SPAWC-03, Rome, Italy.
- [67] **M.F.Siyau**, « Channel estimation for layered space-time systems ». 4th IEEE Workshop on SPAWC. 2003.
- [68] **K.Cavalec-amis**, « Optimisation des Turbo Codes pour les systèmes à grande efficacité spectrale ». Thèse, Université de Rennes 1, Département Signal et Communications, ENST Bretagne, Décembre 2001.
- [69] **G.J. Foschini**, « Layered Space-Time Architecture for Wireless Communication in a Fading Environment When Using Multiple Antennas », Bell Laboratories Technical Journal, Vol.1, #2, 1996, pp. 41-59.
- [70] **Wolniansky, P.W.; Foschini, G.J.; Golden, G.O.; Valenzuela, R.A.**, « 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), pp. 295-300, 29 Sept.-2 Oct. 1998.

- [71] **Baro, S.; Bauch, G.; Pavlic, A.; Semmler, A.**, «Improving BLAST performance using space-time block codes and turbo decoding», Proc. GLOBECOM'00, Vol. 2, pp.1067-1071, 2000.
- [72] **Choi W.-I; Negi, R.; Cioffi, IM.**, «Combined ML and DFE decoding for VBLAST system», Proc. ICC'00 Vol. 3, pp. 1243-1248, 2000.
- [73] **Shen, C.; Zhang, H.; Dai L.; Zhou, S.** «Detection algorithm improving V-BLAST performance over error propagation», Electronics Letters, Vol. 39 # 13, juin 2003.
- [74] **Li, O.; Cai, L.; Yang, H.**, «New iterative detection algorithm for V-BLAST» 2004 IEEE 60th Vehicular Technology Conference (VTC2004-Fall), Volume 4, 26-29, pp.2444-2448, Sept. 2004.
- [75] **N.S. Kumar**, «Bit Error Rate Performance Analysis of ZF, ML and MMSE Equalizers for MIMO Wireless Communication Receiver», European Journal of Scientific Research, Vol.59 No.4 (2011), pp. 522-532
- [76] **Barry D. Van Veen and Kevin M. Buckley.** «Beamforming: A Versatile Approach to Spatial Filtering», IEEE ASSP Magazine, April 1998.
- [77] **J. H. Winters, J. Salz, and R. D. Gitlin**, «The impact of antenna diversity on the capacity of wireless communication systems» IEEE Trans. Commun., vol. 42, nos. 2/3/4, pp. 1740–1751, Apr. 1994.
- [78] **A.ElZooghby**, «Smart Antenna Engineering» Artech House Edition 2005 pp 159-186.
- [79] **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.
- [80] **S. Haykin**, «Adaptive Filter Theory» 3rd ed., Prentice-Hall, 1996.
- [81] **Dirk T.M Slock, K.Maouche**, «un algorithme des moindres carrés récursif rapide : le FSU-RLS », quatorzième colloque GretsI- Juan- Les PINS- Du 13 au 16 septembre 1993.
- [82] **G. Stuber, J. Barry, S. Mclaughlin, Y. Li, M. Ingram, and T.Pratt**, « MIMO-DFE coupled with VBLAST for adaptive equalization of wideband MIMO channels», 19th European Signal Processing Conference (EUSIPCO 2011), Barcelona, Spain, August 29-September 2, 2011.
- [83] **Ferouani Souhila, Debbat Fatima, and Bendimerad Fethi Tarik**, «Channel estimation performance with adaptive and non adaptive algorithms for MIMO OFDM systems», The Mediterranean Journal of Electronics and Communication, vol 9, No 2, 2013.

- **[84] Ferouani Souhila, Debbat Fatima, and Bendimerad Fethi Tarik**, “Performance of RLS algorithm in MIMO VBLAST-OFDM system”, International Journal of Research and Reviews in Computer Science (IJRRCS), September 2012.

Modulation Numérique

Nous présentons dans ce paragraphe les concepts de la modulation numérique utilisés dans notre système et dans beaucoup de systèmes actuels de communication. Les techniques décrites incluent la modulation binaire à décalage d'amplitude dite (ASK), la modulation binaire à décalage de phase dite (BPSK), la modulation à décalage de phase en quadrature (QPSK) et la modulation d'amplitude en quadrature (QAM). Ces techniques de modulation sont la base des communications pour les systèmes comme les modems câblés, les modems de DSL, 3G, (IEEE 802.11x) et WiMAX.

A.1 Ondes porteuses

Les ondes radio sont des ondes électromagnétiques qui se déplacent à la vitesse de la lumière dans la forme d'une onde sinusoïdale et peuvent être employées pour moduler un message à grande distance. Elles peuvent avoir différentes fréquences qui décrivent rapidement comment elles se déplacent à travers ce qui est mesuré dans les cycles par seconde ou par hertz. Les ondes porteuses de différentes fréquences ont différentes propriétés. Par exemple, les ondes lumineuses sont visibles à l'oeil, mais ne peuvent pas traverser les murs. Les ondes radio (particulièrement ceux d'une plus basse fréquence) peuvent pénétrer des murs et des bâtiments aussi bien que le recourbement (diffraction) autour des coins.

A.2 Modulation

La modulation est le processus par lequel une onde porteuse peut porter le message ou le signal numérique (série de uns et de zéros). Il y a trois méthodes de base à ceci: décalage d'amplitude, de fréquence et de phase. Les ordres supérieurs de la modulation ne nous permettent pas de coder plus de bits par symbole ou par période (temps).

- Le décalage d'amplitude (ASK : Amplitude Shift Keying), implique d'augmenter l'amplitude (puissance) de l'onde avec le pas du signal numérique (en d'autres termes, bas = 0, haut = 1) et il est utilisée dans la radio AM.
 - ✚ Exemple de la modulation (MDA 4): 02 bits sont transmis simultanément à chaque période T

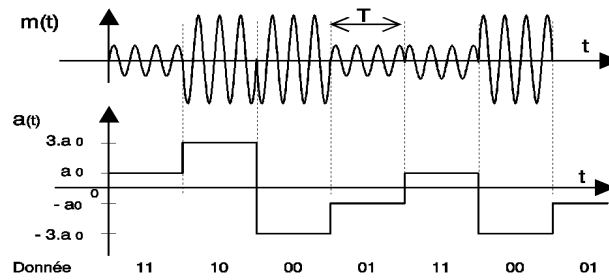


Fig A.1 Modulation à décalage d'amplitude (ASK)

- Le décalage de fréquence (FSK : Frequency Shift Keying), change la fréquence avec le pas du signal numérique. Les systèmes qui emploient cette modulation (radiodiffusion FM) tendent à être plus résilients pour le bruit, puisque le bruit change habituellement l'amplitude du signal. Sur la figure 1, les différents bits sont représentés par les différentes fréquences qui peuvent alors être détectées par un récepteur.

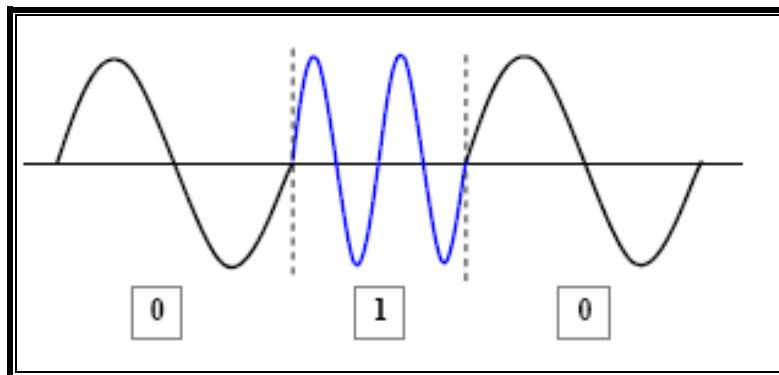


Fig A.2 Modulation à décalage de fréquence (FSK)

- La modulation par décalage (déplacement) de phase (PSK : Phase Shift Keying), change la phase de la porteuse avec le pas du message numérique. Pour une modulation binaire à décalage de phase (BPSK), chaque symbole pourrait indiquer deux états différents ou un bit par symbole (en d'autres termes, $0^\circ = 0$, $180^\circ = 1$). Sur la figure A.2, la deuxième onde est décalée par moitié de période ou 180 degrés. Le récepteur peut identifier ce décalage, indiquant en numérique un (1) ou zéro (0).

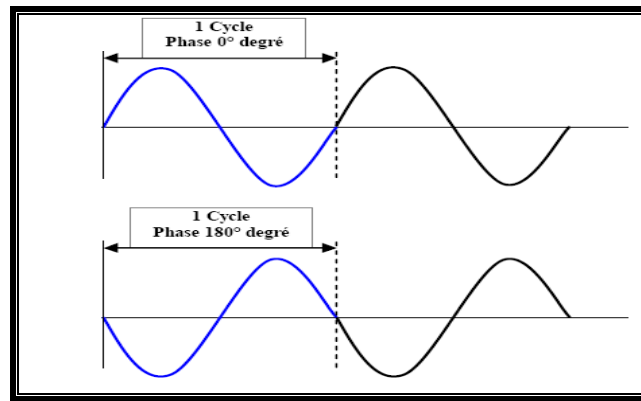


Fig A.3 Modulation à décalage de phase (PSK).

La modulation QPSK ajoute deux phases supplémentaires: 90° et 270° degrés. Maintenant deux symboles par bit peuvent être transmis. La phase de chaque symbole est comparée relativement au symbole précédent; ainsi, s'il n'y a aucun déphasage (0° degrés), les bits "00" sont représentés. S'il y a déphasage de 180° degré, les bits "11" sont représentés.

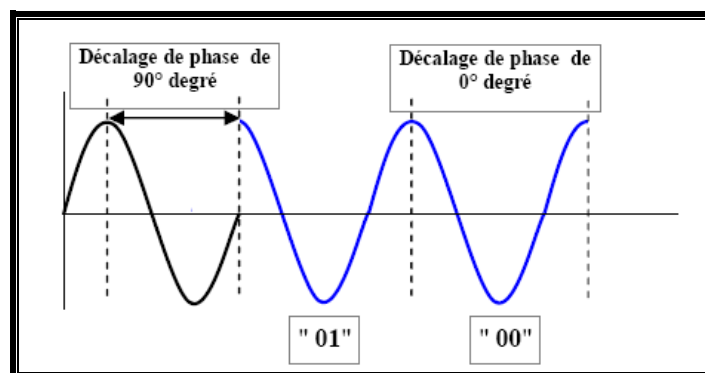


Fig A.4 Modulation à décalage de phase en quadrature (QPSK)

Symbole	Décalage de phase
00	0 degré
01	90 degrés
11	180 degrés
10	270 degrés

Tableau A.1 Modulation QPSK

- Les modulations ASK et PSK peuvent être combinées pour créer la modulation d'amplitude en quadrature (QAM : Quadrature Amplitude Modulation) où la phase

et l'amplitude sont changées. Le récepteur reçoit alors ce signal modulé, détecte les décalages (en Amplitude et en phase) et démodule le signal de nouveau dans le flux de données original.

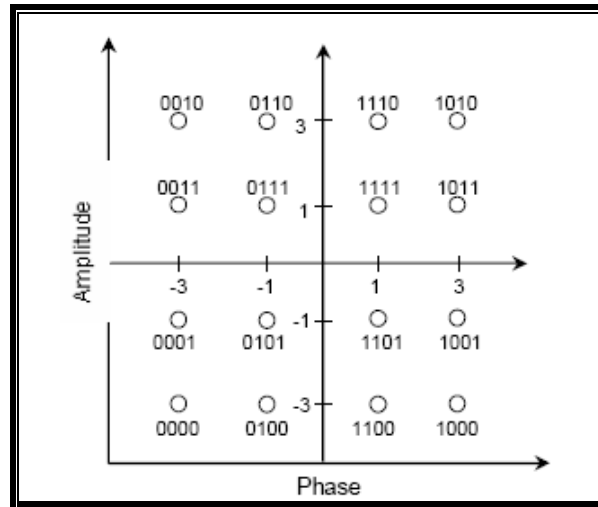


Fig A.5 Modulation d'amplitude en Quadrature 16-QAM

La figure A.5 montre la constellation d'une modulation 16-QAM, chaque symbole peut être maintenant représenté par quatre bits au lieu des deux bits par symbole avec QPSK. Chaque point indique une amplitude et une phase uniques de l'onde (par exemple, le point (1.1) indique une phase de 90 degrés et une amplitude de 1.

Publications Scientifiques Parues

- Ferouani Souhila, Abdellaoui Ghouti, Debbat Fatima, and Bendimerad Fethi Tarik, “Performance of MIMO VBLAST-OFDM in Ka-Band”, International Journal of computer science issue (IJCSI), Vol. 30, september, 2011.
- Ferouani Souhila, Abdellaoui Ghouti, Debbat Fatima, and Bendimerad Fethi Tarik, “Study of Performance of the combined MIMO MMSE VBLAST-OFDM for Wi-Fi (802.11n)”, International Journal of computer science issue (IJCSI) Vol. 30, september, 2011.
- Ferouani Souhila, Debbat Fatima, and Bendimerad Fethi Tarik, “Performance of RLS algorithm in MIMO VBLAST-OFDM system”, International Journal of Research and Reviews in Computer Science (IJRRCS), September 2012.
- Ferouani Souhila, Debbat Fatima, and Bendimerad Fethi Tarik, “Channel estimation performance with adaptive and non adaptive algorithms for MIMO OFDM systems”, The Mediterranean Journal of Electronics and Communication, vol 9, No 2, 2013.

Communications Internationales

- Ferouani Souhila, Debbat Fatima, et Bendimerad Fethi Tarik, « étude de la capacité d’un système de transmission à antenne multiples MIMO », 2eme journée scientifique de la faculté de Mostaganem, 25 et 26 MAI 2011.
- Ferouani Souhila, Debbat Fatima, et Bendimerad Fethi Tarik, « étude de performance des systèmes SIMO-OFDM et MIMO-OFDM pour les transmissions sans fil », colloque international d’Informatique, Automatique et Electronique CIAE2011, CASABLANCA, MAROC, 24 25 mars 2011.