



REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

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

UNIVERSITE ABOU BAKR BELKAID - TLEMCEM

**FACULTE DE TECHNOLOGIE
DEPARTEMENT DU GENIE ELECTRIQUE ET ELECTRONIQUE
LABORATOIRE DE TELECOMMUNICATIONS**



MEMOIRE
Pour l'obtention du

DIPLOME DE MAGISTER

**DE L'ECOLE DOCTORALE DES TECHNOLOGIES
ET APPLICATIONS SPATIALES**

Spécialité : Télécommunications et Informatique Spatiales

FEROUANI SOUHILA

**Etude et Implémentation d'un Système MIMO dans
un Contexte OFDM**

Soutenu en 2010 devant le jury composé de :

Mr. SEDDIKI Omar

Mr. MERIAH Sidi Mohamed

Mr. BAHRI Sidi Mohamed

Mr. BENDIMERAD Fethi Tarik

Mlle. DEBBAT Fatima

Prof, à l'Université de Tlemcen

MC, à l'Université de Tlemcen

CC, à l'Université de Tlemcen

Prof, à l'Université de Tlemcen

MC, à l'Université de Mascara

Président

Examineur

Examineur

Encadreur

Co-Encadreur

REMERCIEMENTS

Ce travail s'inscrit dans le cadre d'un projet de recherche mené au niveau du Laboratoire de Télécommunications (LTT), Département de Génie Electrique et Electronique de la Faculté de Technologie de l'Université Abou-Bekr Belkaïd de Tlemcen, intitulé : «*Etude et Implémentation d'un Système MIMO dans un Contexte OFDM*» 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 ce travail. Tout d'abord, ce mémoire ne serait pas aussi riche et n'aurait pu voir le jour sans l'aide et l'encadrement de mes deux directeurs de mémoire :

Mr 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.

Mlle F. DEBBAT, Maitre de conférences 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.

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

J'adresse aussi mes remerciements aux examinateurs de ce mémoire :

Mr S.M. MERIAH, Maitre de conférences à l'Université de Tlemcen, qui a accepté de juger ce travail.

Mr S.M. BAHRI, Chargé de cours à l'Université de Tlemcen, qui me fait l'honneur d'être membre du Jury.

Merci à tous...

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.

Je n'oublie pas mes frères, ma grande mère, mes tantes et mon oncle Kader et sa femme.

J'adresse ma gratitude aussi à mes très chères sœurs, en particulier ZINEB, sans oublier aussi ma chère ZAHRA et mes chères voisines L.Nacera, Nadera et la petite Ilef.

À mes amies chacune son nom pour leurs aides précieuses Surtout à mes copines : Asma, Mimi, Meryem, Wahiba, Douja, S.Wassila, M.Wassila, Zhor, Amina, Selma, Fadela, Yamina, Fatima, Samira.

À ma promotion de Magister Télécommunications 2008/2010.

À tout ceux que je n'ai pas cité leurs noms mais je n'oublie jamais leurs aides.



FEROUANI SOUHILA.

Dans le cadre de ce travail de recherche, nous nous sommes intéressés à un système de télécommunications MIMO (multiples input multiple output) à multiplexage spatial dans un contexte OFDM. Le domaine d'application de ces travaux de recherches peuvent être aussi les applications fixes (ex: WIFI, IEEE) que les applications mobiles (ex : LTE, 3GPP).

L'objectif de ce mémoire est d'étudier et d'améliorer les techniques d'émission et de réception de ces systèmes MIMO (Multiple Input Multiple Output) dans un contexte multi porteuses OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplex), qui permet de transformer un canal sélectif en fréquence en de multiples canaux non sélectifs.

La combinaison du MIMO et de l'OFDM permet d'exploiter les avantages des deux méthodes : la robustesse de la liaison sur des canaux sélectifs en fréquence pour l'OFDM et la robustesse sur des canaux non corrélés en espace pour les MIMO avec codage.

Pour différentes configurations des systèmes multi-antennaires SISO, SIMO et MIMO, une étude comparative est réalisée entre ces dernières.

Cette étude montre que la configuration MIMO associée à la technique OFDM apporte une amélioration significative des performances par rapport aux autres cas d'étude.

Mots clés : Système multi antennes, Diversité spatiale, MIMO, OFDM, Capacité du canal, Canal SISO, SIMO.

Abstract

Through this research, we are interested by MIMO (multiple input multiple output) telecommunications systems in spatial multiplexing combined with the context OFDM. The scope of this research work can also be the stationary applications (ex: WiFi, IEEE) as mobile applications (ex: LTE, 3GPP).

The aim of this thesis is to study and to improve the transmitter and receiver's techniques of these MIMO (Multiple Input Multiple Output) systems in the context of a multi-carrier transmission OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplex) modulation, which transform a frequency selective channel into multiple non frequency selective channels.

The combination of MIMO and OFDM can exploit the advantages of both methods: the strength of binding of selective frequency channels for OFDM robustness to uncorrelated channels in space for Coded MIMO.

For various configurations of multi-antennary SISO, SIMO and MIMO, a comparison is made between these last one.

This study shows that the configuration MIMO associated with OFDM provides a significant improvement in performance compared to other case studies.

Key words: Multiple antennas systems channel capacity, spatial diversity, MIMO, OFDM, SISO and SIMO channels.

Table des Matières

Remerciements et dédicaces.....	ii
Résumé.....	iv
Abstract.....	v
Table des matières.....	vi
Table des figures.....	x
Acronymes et abréviations.....	xiii
Introduction générale.....	1

Chapitre I: Le canal radio

I.1- Introduction	3
I.2- Système de communication	3
I.3- Définition du canal	3
I.4- Propriété d'un canal radio.....	4
I.4.1- Bruit additif.....	4
I.4.2- Évanouissement et trajets multiples	4
I.4.3- Les types d'évanouissement	5
I.4.3.1- Les évanouissements à grande échelle	5
I.4.3.2- Les évanouissements à petite échelle	5
I.4.4- Les trajets multiples.....	7
I.5- Sélectivité d'un canal de communication	8
I.5.1- Canal sélectif en fréquence.....	8
I.5.2- Canal non sélectif en fréquence.....	9
I.6- Type et modèle de canaux	9
I.6.1- Canal avec bruit blanc gaussien aditif	10
I.6.2- Canal avec évanouissement.....	10
I.6.3- Canal avec évanouissement et bruit blanc Gaussien aditif (canal de Rayleigh)	10
I.7- Ligne de vue	11
I.8- Types de dispersion	12
I.9- Modèles de canal multi parcours	14
I.9. 1- Gain matriciel	14
I.9. 2- Gain en diversité.....	14
I.9. 3- Réduction d'interférences.....	14
I.10- Quelques rappels sur la théorie de l'information.....	15
I.11- La diversité	17
I.11. 1- Généralité.....	17
I.11.2- Types de diversité.....	17
I.11.2-1- Diversité spatiale	17
I.11.2-2- Diversité de polarisation.....	18
I.11.2-3- Diversité angulaire	18
I.11.2-4- Diversité fréquentielle	19
I.11.2-5- Diversité de parcours.....	19
I.11.2-6- diversité temporelle	19

I.11.2-7- Diversité spatio-temporelle	20
I.11.2-8- Diversité transformée	20
I.11.3- Type de combinaisons	20
I.11.3-1- Combinaison par sélection	20
I.11.3-2- Combinaison par rapport maximal	21
I.11.3-3- Combinaison par gain égal	21
I.12- Techniques de modulations avancées	22
I.12.1- Accès multiple par répartition de code (CDMA)	22
I.12.2- La modulation OFDM	23
I.12.3- La technique MC-CDMA	23
I.13- Conclusion	24

Chapitre II: La technologie MIMO

II.1- Introduction	25
II.2- Introduction aux systèmes MIMO	26
II.3- Architecture et caractérisation	27
II.3.1- Architecture MIMO	27
II.3.1.1- Système SISO	27
II.3.1.2- Système MISO	28
II.3.1.3- Système SIMO	29
II.3.1.4- Système MIMO	30
II.3.2- Caractérisation des dispositifs MIMO	31
III.3.2.1- Expression de la capacité	31
II.4- Le codage spatio-temporel	33
II.4.1- Introduction	33
II.4.2- Construction des codes	34
II.4.2.1- Hypothèses	35
II.4.2.2- Critères de construction	35
II.4.2.3- Architecture générale d'un système de codage spatio-temporel	37
II.4.2.4- Les différents types de codes	37
II.5- Conclusion	44

Chapitre III: Multiplexage spatial

III.1- Le multiplexage spatial	45
III.1.1- Introduction et principe	45
III.1.2- Le multiplexage spatial et son compromis avec la diversité	45
III.2- Techniques de réception	48
III.2.1- Le décodage au maximum de vraisemblance	48
III.2.2- Le décodage par sphère	49
III.2.3- Utilisation des techniques d'égalisation dans la conception du récepteur	50
III.2.3.1- Egaliseur par forçage à zéro (ZF)	50
III.2.3.2- Égaliseur à erreur quadratique minimale (MMSE)	51
III.2.4- V-BLAST	53
III.2.5- D-BLAST	55
III.2.6- Turbo BLAST	54
III.3- Les applications MIMO-OFDM actuelles	56
III.4- Conclusion	57

Chapitre IV: MIMO/OFDM

IV.1- Introduction.....	58
IV.2- La technique OFDM.....	58
IV.2.1- Historique de l'OFDM.....	58
IV.2.2- Problématique.....	60
IV.2.3- Principe et fonctionnement de l'OFDM.....	62
IV.2.3.1- Principe de la modulation.....	62
IV.2.3.2- Principe de la démodulation.....	64
IV.2.4- Implantation numérique.....	64
IV.2.4.1-Implantation numérique du modulateur.....	65
IV.2.4.2-Implantation numérique du démodulateur.....	66
IV.2.5- Notion d'orthogonalité.....	67
IV.2.6- Intervalle de garde.....	68
IV.2.7-Description vectorielle de l'OFDM.....	68
IV.2.7.1 Principe de l'émetteur.....	69
IV.2.7.2- Description du récepteur.....	70
IV.2.8- Avantages de l'OFDM.....	70
IV.3 - Système de transmission MIMO associé à une modulation OFDM.....	70
IV.3.1-Introduction.....	71
IV.3.2- MIMO-OFDM.....	73
IV.3.3- Présentation détaillé du système MIMO-OFDM.....	75
IV.3.4- Détection V-BLAST : Ordre, Suppression et Annulation.....	77
IV.3.5- L'efficacité spectrale du V-BLAST.....	77
IV.3.6- Décodage V-BLAST-OFDM.....	78
IV.4- Capacité du système MIMO-OFDM.....	78
IV.5- Conclusion.....	80

Chapitre V: Conception des systèmes MIMO étudiés

V.1 - Introduction et objectifs.....	81
V.2 - Hypothèses générales.....	81
V.3- Capacité de transmission.....	83
V.3.1- Simulation d'un canal SISO-OFDM.....	83
V.3.2- Simulation d'un canal SIMO-OFDM.....	84
V.3.3- Simulation d'un canal MIMO-OFDM.....	84
V.3.3.1- matrice carrée.....	84
V.3.3.2- nombre de transmetteurs supérieur aux nombre de récepteurs.....	85
V.3.4- Comparaison entre SISO, SIMO et MIMO.....	86
V.4- Etude de performances.....	87
V.4.1- Taux d'erreur avec SISO-OFDM.....	87
V.4.2- Taux d'erreur avec SIMO-OFDM.....	88
V.4.3- Taux d'erreur avec MIMO-OFDM.....	89
V.4.4- Comparaison entre le BER du SISO-OFDM, SIMO-OFDM et MIMO-OFDM.....	90
V.4.5- Etude de l'influence du nombre de sous porteuses sur la qualité de signal.....	91
V.4.6- Etude de l'influence du canal de propagation sur la qualité de signal.....	92
V.4.7- Comparaison ente l'utilisation de la modulation OFDM et QAM.....	93
V.4.7.1- SISO.....	93
V.4.7.2- SIMO.....	93
V.4.7.3- MIMO.....	93

V.5- Conception d'un système MIMO-WiFi	94
V.5.1- Définition du WIFI 802.11.....	95
V.5.2- Principe du MIMO-WIFI	95
V.5.3- Etude du 802.11a associé avec le MIMO	96
V.6- Conclusion	97
Conclusion générale.....	98
Annexe A.....	100
Annexe B.....	104
Bibliographie.....	108

Table des Figures

Figure I-1: Modèle simple d'un système de communication.....	3
Figure I-2: P.D.F. d'une Rayleigh de variance égale à 2 et 6.....	6
Figure I-3: P.D.F. d'une Ricéenne de variance égale à 2 et 6.....	7
Figure I-4: Différentes sélectivités du canal.....	8
Figure I-5: Comparaison montrant un canal sélectif en fréquence.....	9
Figure I-6: Comparaison montrant un canal non sélectif en fréquence.....	9
Figure I-7: Modèle d'un canal avec bruit additif blanc gaussien.....	10
Figure I-8: Modèle d'un canal avec évanouissement.....	10
Figure I-9: Modèle d'un canal avec évanouissement et bruit additif blanc gaussien.....	9
Figure I-10: Exemple avec et sans ligne de vue.....	11
Figure I-11: Dispersion à la station mobile.....	12
Figure I-12: Dispersion à la station de base.....	12
Figure I-13: Dispersion aux deux bornes d'une communication.....	12
Figure I-14: Gain d'antennes (ou gain matriciel) avec deux Rx et un Tx.....	13
Figure I-15: Capacité d'un canal binaire symétrique.....	13
Figure I-16: Transmission sur plusieurs intervalles fréquentiels.....	16
Figure I-17: Transmission sur plusieurs intervalles temporels	19
Figure I-18: Schéma bloc de la combinaison par sélection.....	20
Figure I-19: Schéma bloc de la combinaison par ratio maximal.....	21
Figure I-20: Principe du CDMA.....	22
Figure I-21: Principe de l'OFDM.....	26
Figure II-1: Schéma un système de transmission sans fil MIMO.....	29
Figure II-2: Dispositif MISO.....	30
Figure II-3: Dispositif SIMO.....	30
Figure II-4: Dispositif MIMO.....	32
Figure II-5: Canal de transmission.....	32
Figure II-6: Introduction du mappeur/demappeur spatio-temporel à l'émission/réception...33	
Figure II-7: Schéma du codage spatio-temporel.....	37
Figure II-8: Diagramme de treillis pour un CSTT à 4 états utilisant $N_T = 2$ émetteurs et une modulation MDP-4.....	38

Figure II-9: Schéma bloc d'un émetteur à code d' Alamouti.....	40
Figure II-10: Performance du code d' Alamouti.....	41
Figure II-11: Schémas bloc d'un codeur spatio-fréquentiel.....	42
Figure II-12: Codage spatio-tempo fréquentiel dans l'OFDM.....	45
Figure III-1: Principe du multiplexage spatial.....	47
Figure III-2: Compromis optimal entre gain de multiplexage spatial et diversité.....	50
Figure III-3: décodages par sphère.....	50
Figure III-4: Un exemple simple de multiplexage spatial (V-BLAST).....	52
Figure III-5: Schéma bloc d'un décodeur V-BLAST.....	52
Figure III-6: Répartition des couches dans D-BLAST.....	54
Figure III-7: Codeur D-BLAST.....	54
Figure III-8: Codeur turbo BLAST.....	55
Figure III-9: Schémas bloc du décodeur turbo BLAST.....	56
Figure IV-1: Influence du multi trajet sur le brouillage inter symboles	61
Figure IV-2: Principe de l'OFDM.....	62
Figure IV-3: Schéma de modulation.....	63
Figure VI-4: Spectre en sortie du modulateur OFDM.....	63
Figure VI-5: Schéma du principe du modulateur OFDM.....	64
Figure VI-6: Schéma du principe du modulateur.....	65
Figure VI-7: Modulateurs OFDM numérique.....	66
Figure VI-8: Démodulateurs OFDM numérique.....	67
Figure VI-9: Représentation dans le domaine fréquentiel.....	69
Figure VI-10: Principe de l'émetteur OFDM.....	70
Figure VI-11: Principe du récepteur OFDM.....	72
Figure VI-12: Model du système MIMO-OFDM ($N_t \times N_r$).....	74
Figure VI-13: Le système de transmission MIMO/OFDM.....	74
Figure VI-14: Récepteur V-BLAST-OFDM.....	78
Figure VI-15: L'OFDM appliquée aux MIMO.....	79
Figure V-1: Interface graphique du simulateur MIMO-OFDM.....	82
Figure V-2: Capacité du système SISO-OFDM en fonction du SNR.....	83
Figure V-3: Capacité du système SIMO-OFDM en fonction du SNR.....	84
Figure V-4: Capacité du système MIMO-OFDM en fonction du SNR.....	84
Figure V-5: Capacité du système MIMO-OFDM en fonction du SNR ($N_T > N_R$).....	85
Figure V-6: Comparaison entre SISO-OFDM, SIMO-OFDM, MIMO OFDM.....	86

Figure V-7 : Taux d'erreur par symbole en fonction du SNR pour un canal SISO-OFDM....	87
Figure V-8 : Taux d'erreur par symbole en fonction du SNR pour un canal SIMO-OFDM...	88
Figure V-9 : Taux d'erreur par symbole en fonction du SNR pour un canal MIMO-OFDM.....	89
Figure V-10 : Comparaison entre SISO-OFDM, SIMO-OFDM, MIMO-OFDM.....	91
Figure V-11 : Influence du nombre de sous porteuses sur les performances du système	92
Figure V-12 : Influence du nombre de sous porteuses sur les performances du système.....	93
Figure V-13 : Comparaison entre SISO-QAM et SISO-OFDM.....	93
Figure V-14 : Comparaison entre SIMO-QAM et SIMO-OFDM.....	92
Figure V-15 : Comparaison entre MIMO-QAM et MIMO-OFDM.....	94
Figure V-16 : Conception d'un système MIMO-WIFI.....	96

Acronymes et Abréviations

ADSL	: Asymmetric Digital Subscriber Line
BBGA	: Bruit Blanc Gaussien Aditif.
BER	: Bit Error Rate.
BLAST	: Bell Labs Layered Space Time.
BP	: Bande Passante.
BER	: Bit Error Rate
BPSK	: Binary phase shift keying
CCETT	: Centre Commun d'Etudes de Télécommunications et Télédiffusion
CDMA	: Code Division Multiple Access
COFDM	: Coded orthogonal frerequency division multiplexing
CSI	: Channel State Information
CSTB	: Code Spatio Temporel en Bloc
CSTT	: Code Spatio Temporel en Treillis
CST	: Code Spatio Temporel
CBS	: canal binaire symétrique
CP	: Cyclic Prefix
DFT	: Discret Fourier Transform
D-BLAST	: Labs Layered Space Time
DFE	: Decision Feedback Egalizer
DAB	: Digital Audio Broadcasting
DMT	: Discrete Multi Tone
DVB-T	: Digital Video Broadcasting-Terrestrial
EQMM	: Erreur Quadratique Moyenne Minimale
F.D.P	: Fonction de Densité de Probabilité
FFT	: Fast Fourier Transform
GSM	: Global System for Mobile communications
HF	: High Frequency
HIPERLAN	: High PERFORMANCE Local Area Network
IFFT	: Inverse Fast Fourier Transform
IES	: Interférence Entre Symboles
IEEE	: Institute of Electrical and Electronic Engineers

LST	: Layered Space Time
MC-CDMA	: Multi Carrier-Code Division Multiple Access
MIMO	: Multiple Input Multiple Output
MISO	: Multiple Input Single Output
MMSE	: Minimum Mean Squared Error
MV	: Maximum de Vraisemblance
MRC	: Maximum Ratio Combiner
OFDM	: Orthogonal frequency division multiplexing
PSK	: Phase shift keying
QPSK	: Quadrature phase shift keying
QAM	: Quadrature Amplitude Modulation
RIF	: Réponse Impulsionnelle Finie
RSB	: Rapport Signal sur Bruit
SIMO	: Single Input Multiple Output
SISO	: Single Input Single Output
SNR	: Signal to Noise Ratio
STB	: Spatio Temporel en Bloc
STT	: Spatio Temporel en Treillis
STF	: Spatio Temporel en Frequence.
TCM	: Treillis Coded Modulation
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
WIFI	: Wireless Fidelity
WIMAX	: World Interoperability for Microwave Access
ZF	: Zéro Forcing

Introduction Générale

Durant les dernières décennies, les applications destinées aux réseaux locaux sans-fils dites WLAN (Wireless Local Area Networks) sont devenues de plus en plus nombreuses, d'où la nécessité d'avoir des débits de transmission plus importants. Cependant, les ingénieurs de conception des systèmes de communication radio sont généralement confrontés à de nombreux challenges. Parmi ceux-ci nous citons la limitation de la bande fréquentielle du canal, les variations complexes de l'environnement de propagation (évanouissements et trajets multiples), etc. Les techniques de diversité et plus particulièrement les techniques de diversité spatiale s'avèrent très efficaces pour réduire l'impact de ces problèmes sur les performances des systèmes. Ces techniques consistent à utiliser des antennes multiples à l'émission et/ou à la réception, permettant ainsi au récepteur de recevoir des copies différentes du même signal émis. Le fait que le signal reçu soit affecté par des canaux multiples, que nous supposons décorrélés, induit un gain de diversité, qui correctement exploité peut permettre d'améliorer les performances du système en termes de qualité de service (QoS : Quality of Service) et de débit de transmission. La mise en oeuvre d'antennes multiples à l'émission et à la réception est rendue possible grâce aux progrès des technologies radio récentes. Les circuits intégrés sont devenus à prix réduit et occupent un espace de plus en plus réduit aussi (grâce à l'évolution rapide des techniques d'intégration des composants électroniques).

En comparant la diversité spatiale aux autres types de diversité temporelle et fréquentielle, il est à noter que l'utilisation de l'une des deux dernières techniques de diversité est plus coûteuse en termes de ressources de traitement utilisées. En effet, la mise en oeuvre de la diversité temporelle et/ou de la diversité fréquentielle nécessite respectivement plus de temps de transmission et/ou de bande fréquentielle. Mais, l'utilisation de plus de temps de transmission et/ou de bande fréquentielle induit une réduction de l'efficacité spectrale du système. De plus, il n'est pas toujours possible d'augmenter la bande passante du moment où les bandes des fréquences utilisables sont presque toutes allouées à des services divers par les organismes de standardisation impliqués telles que la Commission Fédérale des Communications (Federal Communications Commission, FCC) aux États-Unis. Cependant, la diversité spatiale ne sacrifie ni les ressources temporelles ni les ressources fréquentielles et permet d'augmenter le débit et la robustesse de la transmission radio.

L'étude des systèmes à antennes multiples désignés en général par systèmes MIMO (Multiple-Input Multiple-Output) est devenue le centre d'intérêt de nombreux travaux de recherches. Dans la configuration classique des systèmes MIMO, les antennes sont co-localisées sur les deux terminaux, source et destination. Parmi les premiers à s'intéresser à l'étude des systèmes MIMO, Telatar et Foschini [G.J.Fos1998] ont revitalisé ce domaine de recherche en motivant un plus grand nombre de chercheurs.

L'observation principale est que, lorsque le nombre d'antennes émettrices et le nombre d'antennes réceptrices augmentent, la capacité du système augmente. Théoriquement, l'accroissement de la capacité est proportionnel au minimum entre le nombre d'antennes émettrices et le nombre d'antennes réceptrices. Ainsi, si nous augmentons en parallèle le nombre d'antennes émettrices et le nombre d'antennes réceptrices, l'efficacité spectrale du système croît alors linéairement.

Ce manuscrit est décomposé en cinq chapitres. Dans le premier chapitre nous allons introduire l'étude du canal radio pour représenter les défis que les MIMO doivent y relever, ainsi que quelques modèles de canaux envisageables et les différents types de diversité employés.

Dans le second chapitre, nous allons voir l'architecture des systèmes MIMO, en étudiant la capacité du canal, ainsi les différents types de codage, multiplexage et les techniques de réception employées pour traiter les signaux reçus.

Dans le chapitre III, nous allons résumer le multiplexage spatial et les différents types de combinaisons utilisées pour optimiser le signal à la réception.

Dans le chapitre IV, nous allons détailler la technique OFDM et son association avec la technologie MIMO afin de résoudre le problème de débit et d'interférences des signaux.

Le chapitre V présente une simulation de la capacité des différents canaux SISO-OFDM, SIMO-OFDM, MIMO-OFDM où nous allons voir l'influence du nombre d'antennes et la technique OFDM. Nous allons voir aussi l'importance de la diversité spatiale dans la minimisation du taux d'erreur afin d'obtenir des meilleures qualités du signal à la réception.

Enfin, nous concluons le manuscrit par une synthèse des résultats obtenus ainsi que par une revue des nombreuses perspectives du thème abordé.

I.1 – Introduction

Les systèmes radio mobiles se situent souvent dans un environnement géométrique compliqué, dû entre autres à la présence des bâtiments qui entraînent de multiples trajets possibles entre les antennes d'émission et de réception. Les déplacements du mobile ou des obstacles situés en son voisinage donneront de plus naissance à une non stationnarité du canal. Ces divers phénomènes provoqueront des évanouissements temporels, fréquentiels et spatiaux des signaux reçus. Notre objectif donc est d'aborder les techniques de communication numérique optimisant l'exploitation de la ressource radioélectrique au regard du service offert par un système (Débit, nombre de communications simultanées et mobilité).

Dans ce chapitre, nous allons décrire un système de communication en premier point, puis nous allons voir les propriétés d'un canal radio et ces différents types, ensuite nous allons discuter les techniques de combinaisons appliquées pour le traitement des signaux à la réception. Dans la dernière partie du chapitre, nous aborderons les techniques de modulations avancées.

I.2 - Système de communication

Un système de communication (Figure I-1) comporte 3 éléments principaux [Jon2005]:

- 1- Un émetteur qui traite la grandeur d'entrée pour la convertir en signal électrique, optique ou radioélectrique.
- 2- Un récepteur qui reçoit le signal et le convertit en information utilisable.
- 3- Une voie de transmission (fibre optique, ligne de transmission ou l'espace radio électrique), qui relie l'émetteur et le récepteur.



Figure I -1 : Modèle simple d'un système de communication

I.3 - Définition du canal

En communication, un canal est un médium physique qui est utilisé pour la transmission d'un signal de la source vers la destination.

Quelque soit le mode de transmission, il y a toujours des perturbations aléatoires non prévisible, qui affectent le signal transmis avant d'atteindre la réception.

I.4 - Propriété d'un canal radio

Les systèmes de communication sans fil sont limités en performances et en capacité à cause de deux facteurs liés au canal de transmission [Oli2002] :

I.4.1- Bruit additif

Le bruit est un signal parasite, aléatoire et non désiré se superposant aux signaux utiles. C'est l'un des problèmes les plus rencontrés dans la transmission. Il est généré par les composantes internes du système de communication et principalement par le bloc radio fréquence du récepteur. Il est modélisé par un bruit blanc gaussien additif (BBGA) à puissance constante.

I.4.2- Évanouissement et trajets multiples

Un signal émis par une antenne radio se propage soit dans toutes les directions (si l'antenne est omnidirectionnelle), soit dans un ensemble de directions bien précis, si l'antenne est directive. Le signal émis subit des réflexions, des réfractions, des diffusions autour des obstacles se trouvant dans l'environnement de propagation entre la source et la destination. Comme exemples des obstacles, nous citons les bâtiments, les arbres, les voitures, pour l'environnement d'extérieur, sinon pour l'intérieur, nous citons les meubles, les murs etc. Ainsi, le récepteur voit des versions multiples du signal émis, de puissances atténuées et avec certains retards.

L'évanouissement que connaît une communication sans-fil est en fait une atténuation de la puissance du signal perceptible due à diverses causes selon le type d'évanouissement rencontré.

Nous pouvons les regrouper en trois catégories, la perte de puissance en propagation libre, l'ombrage, et l'évanouissement. La première consiste en fait, à la perte de puissance au fur et à mesure que le signal électromagnétique se propage dans l'espace. La seconde quant à elle, est due à la présence d'obstacles fixes dans le chemin de propagation d'un signal radio. Enfin, la troisième catégorie est l'évanouissement proprement dit, qui se compose d'effets combinés de multiples parcours de propagation, de mouvements rapides des unités émettrices et réceptrices, et enfin, des obstacles. La dernière catégorie énoncée est celle qui nous intéresse.

Cet évanouissement décrit les fluctuations rapides de l'amplitude du signal reçu sur une courte période de temps. Ce phénomène est causé par l'interférence d'au moins deux versions du signal transmis qui arrivent au récepteur avec un léger décalage temporel. La résultante peut grandement varier en amplitude et en phase tout dépendamment de multiples facteurs tels que l'intensité, le délai entre les ondes, etc. La performance du système peut donc être très dégradée par l'évanouissement, mais heureusement, plusieurs techniques peuvent aider à la contrer.

I.4.3- Les types d'évanouissement

Les multiples versions du signal dû aux interférences constructives et destructives causent des fluctuations rapides du signal sur des petites périodes.

Il existe plusieurs types d'évanouissement définis comme suit :

I.4.3.1- Les évanouissements à grande échelle

Les évanouissements à grande échelle représentent les atténuations de la puissance moyenne du signal résultant du mouvement sur des grandes espaces. Ce type sera nuancé par les contours proéminents et les éléments du relief en l'occurrence des montagnes, des pâtes de maisons etc.

I.4.3.2- Les évanouissements à petite échelle

Les évanouissements à petite échelle sont causés par la variation de l'amplitude et de la phase suite à des légers changements (de l'ordre de la demi-longueur d'onde) dans le positionnement des entités communicantes. Ils se manifestent principalement par une dispersion ou étalement du signal dans le temps et la variation du comportement du canal.

Ces évanouissements peuvent appartenir suivant les manifestations et les causes spécifique à l'une des sous classes suivantes :

► Evanouissement uniforme

L'évanouissement uniforme désigne un canal sans fil avec évanouissement dont lequel le gain et la phase sont constante sur une largeur de bande plus grande que la largeur de bande du signal transmis. Toutes les fréquences du signal qui subit de la dispersion sont affectés dans la même proportion : « la dégradation est non sélectif en fréquence ».

► **Évanouissement rapide**

Nous parlons d'évanouissement rapide lorsque la réponse du canal change rapidement durant la période d'un canal. Il est dû aux réflexions d'objets proches et au déplacement relatif de ces derniers.

► **Évanouissement lent**

Lorsque les signaux sont affaiblis à cause d'un ombrage entre l'émetteur et le récepteur, Nous parlons d'un évanouissement lent.

► **Évanouissement de Rayleigh :**

Si $\alpha_i(t)$ a une densité de probabilité de Rayleigh de type :

$$f_Z(Z) = (Z / \sigma^2) e^{-Z^2 / 2\sigma^2} U(Z) \quad \text{I.1}$$

Avec : $\alpha_i(t)$: facteur d'atténuation dans le temps.

Une courbe représentant l'évanouissement est obtenue :

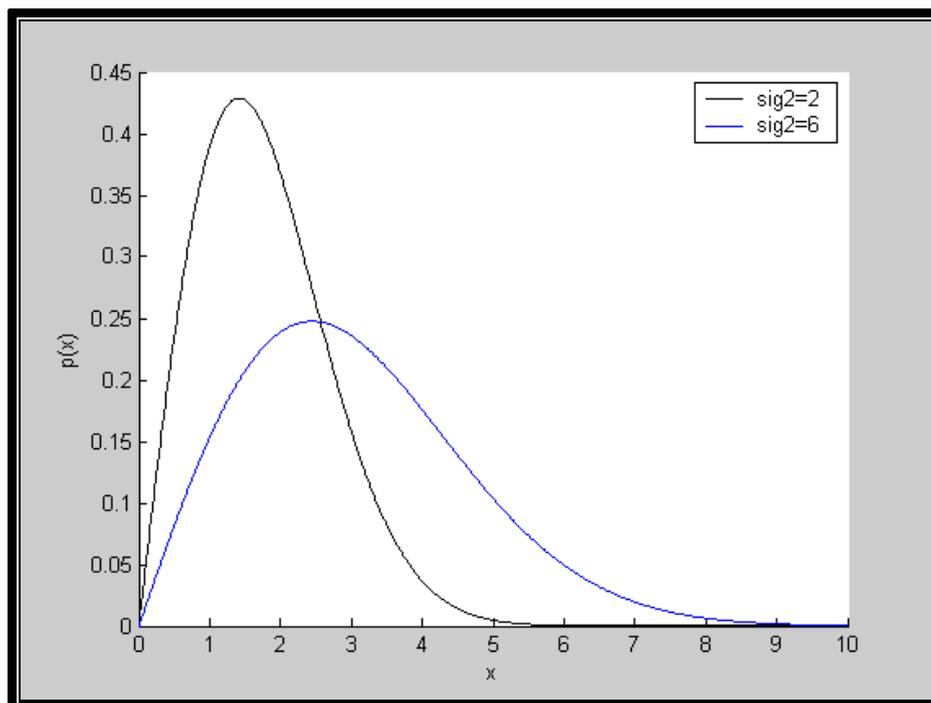


Figure I-2: F.D.P d'une Rayleigh de variance égale à 2 et 6.

Dans ce type d'évanouissement, il n'existe pas de visibilité directe entre l'émetteur et le récepteur. La puissance est une fonction exponentielle indépendante de la phase qui subit une distribution uniforme.

Remarque :

Si nous avons une visibilité entre l'émetteur et le récepteur, l'évanouissement de petite échelle est dit de RICE et nous utilisons une fonction de probabilité Ricéenne (Figure I.3).

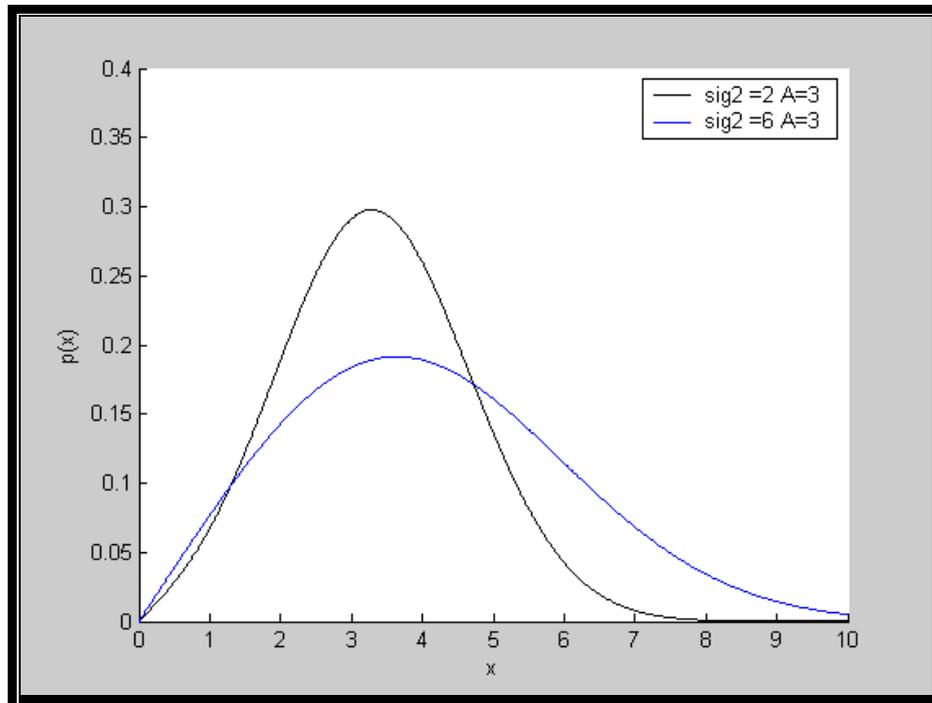


Figure I-3: F.D.P d'une Ricéenne de variance égale à 2 et 6.

I.4.4- Les trajets multiples

Dans n'importe quel canal de propagation, le signal suit des multiples trajets pour atteindre sa destination dépendant des types d'obstacles (bâtiment, relief, végétation,...). Ces signaux subissent des phénomènes de réflexion, réfraction, diffraction, diffusion [Lud2002].

Les trajets multiples causant les évanouissements, sont très utiles pour les cas des MIMO qui les exploitent pour une bonne performance en matière de capacité.

Nous décrivons en détail ces phénomènes liés à la propagation des ondes :

★Réflexion

Lorsqu'une onde électromagnétique frappe une surface lisse de très grandes dimensions par rapport à sa longueur d'onde telle que les murs, les bâtiments, le sol, nous avons donc un phénomène de réflexion.

★Diffraction

Lorsque le chemin de transmission entre l'émetteur et le récepteur est obstrué par un corps dense de dimension comparable avec la longueur d'onde ou par une surface possédant des irrégularités pointues (les sommets, les collines et les bâtiments), nous avons la présence du phénomène de diffraction qui implique une formation d'ondes secondaires derrière le corps obstruant.

★Diffusion

La diffusion intervient lorsqu'une onde radio rencontre de grandes surfaces ou de petits objets (les bâtiments, les fenêtres, le feuillage) ou par d'autre irrégularités dans le canal. Ce phénomène implique un étalement de l'énergie dans toutes les directions.

I.5- 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 [Kai2008].

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

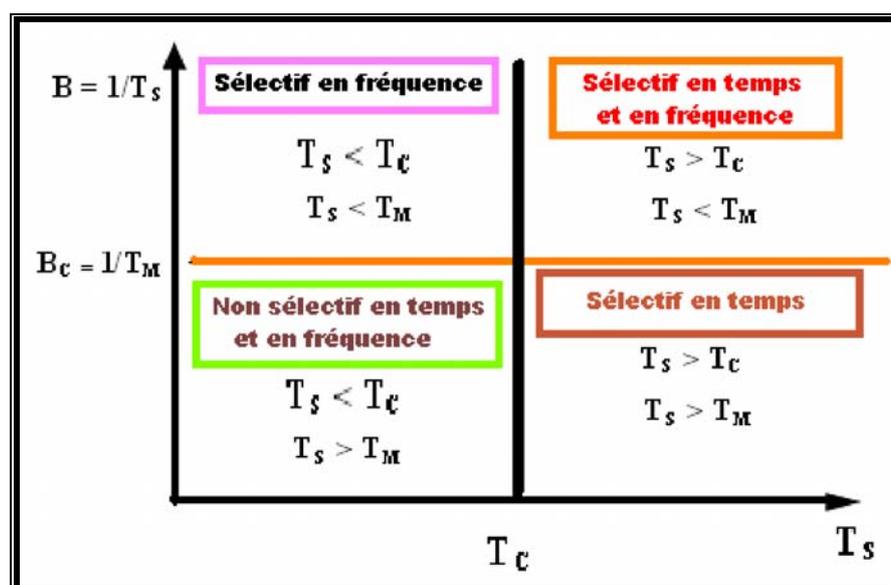


Figure I-4 : Différentes sélectivités du canal

I.5.1- 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.

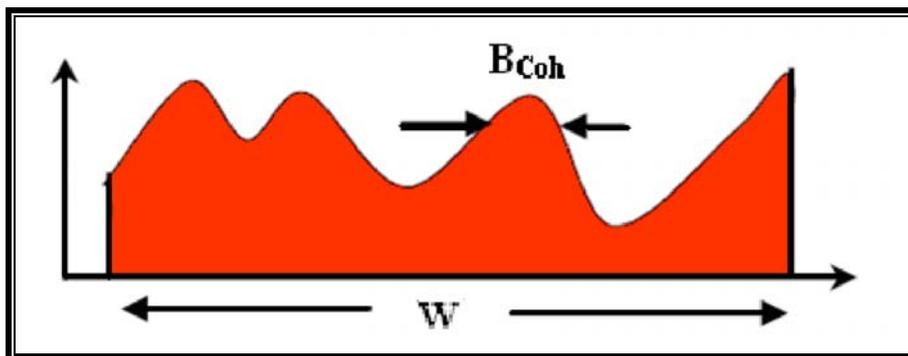


Figure I-5 : Comparaison montrant un canal sélectif en fréquence

I.5.2- 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.

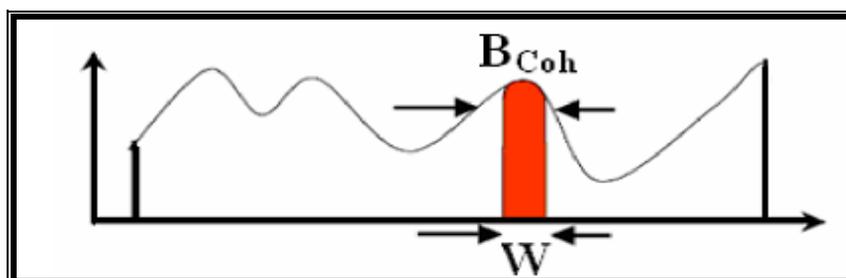


Figure I-6 : Comparaison montrant un canal non sélectif en fréquence

I.6- Types et modèles de canaux

Il existe une multitude de modèles des canaux de propagations. Dans cette étude nous nous intéressons aux types de canaux suivants [Kai2008] :

I.6.1- 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 défini comme suit :

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

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

Ce canal est décrit par l'équation :

$$r(t) = s(t) + n(t) \quad \text{I.3}$$

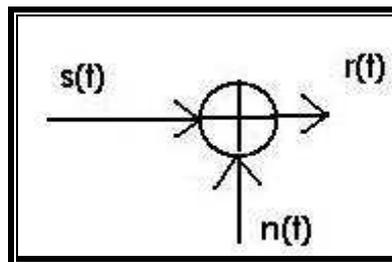


Figure I-7: Modèle d'un canal avec bruit additif blanc gaussien

I.6.2- 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 :

$$r(t) = h(t; t_d) * s(t) \quad \text{I.4}$$

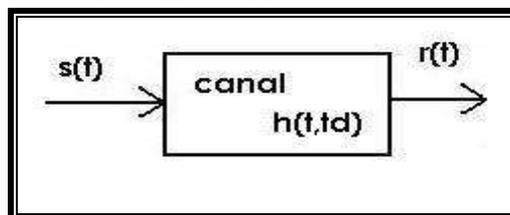


Figure I-8: Modèle d'un canal avec évanouissement

I.6.3- 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 :

$$r(t) = h(t; t_d) * s(t) + n(t) \quad \text{I.5}$$

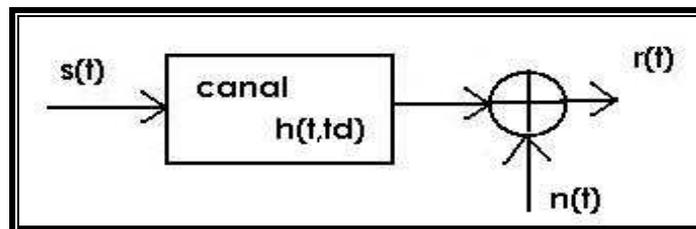


Figure I-9: Modèle d'un canal avec évanouissement et bruit additif blanc gaussien

I.7- Ligne de vue

S'il y a une visibilité entre l'émetteur et le récepteur, nous parlons de ligne de vue directe, et nous utilisons une fonction de probabilité de RICE pour modéliser l'évanouissement du canal. Si cette visibilité n'existe pas, nous utilisons une densité de probabilité de Rayleigh. Pour bien comprendre ces phénomènes [P.F.Dri1999], le schéma représenté par la figure (I.10) nous montre que le mobile (1) a accès à deux réflexions du signal d'origine en plus du signal de ligne de vue directe. Donc il lui sera possible d'atteindre des meilleures performances. Le mobile (2) n'a que des réflexions, donc il devra utiliser des techniques de diversités, afin de maintenir un bon niveau de qualité de signal reçu.

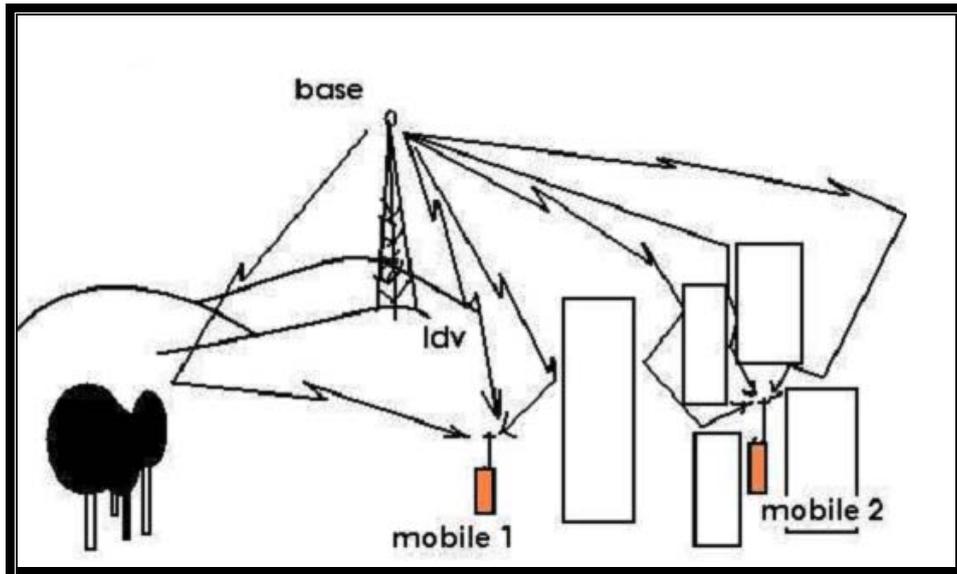


Figure I-10 : Exemple avec et sans ligne de vue

I.8 - Types de dispersion

Dans un canal de transmission, il y a plusieurs types de perturbations, que nous soyons en présence d'une ligne de vue directe ou pas. Il peut y avoir des diffusions à la station mobile comme la montre la figure I.11 :

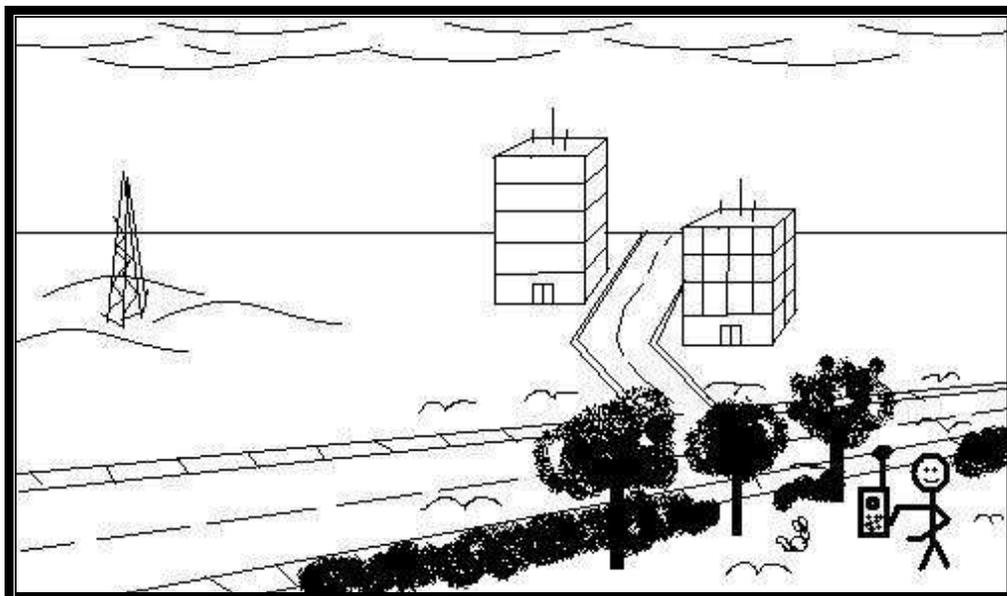


Figure I-11 : Dispersion à la station mobile

Ou à la station de base comme le montre la figure I.12 :

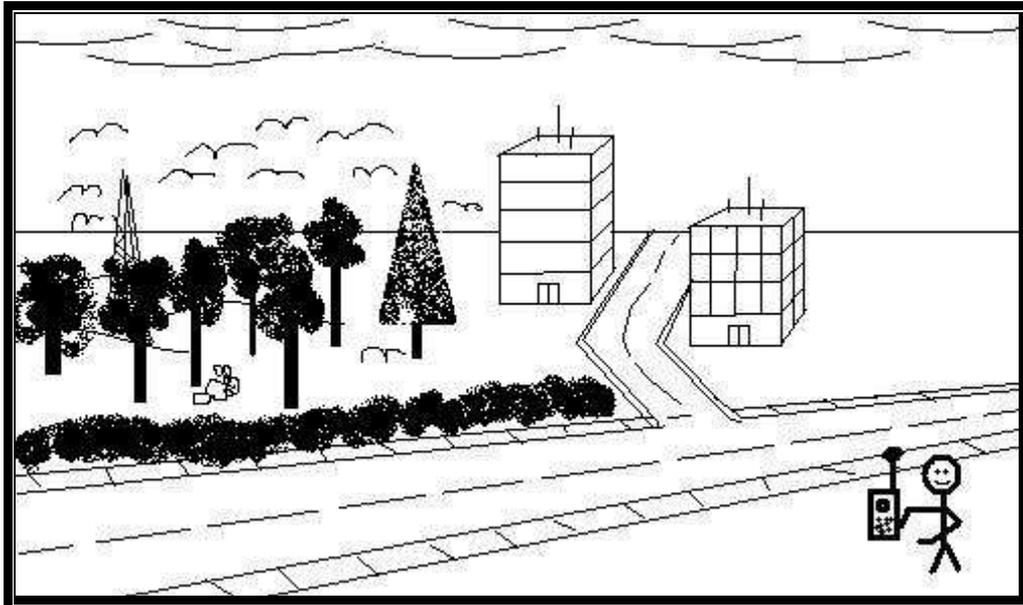


Figure I-12 : Dispersion à la station de base

Ou dans les deux cas comme le montre la figure I.13 :

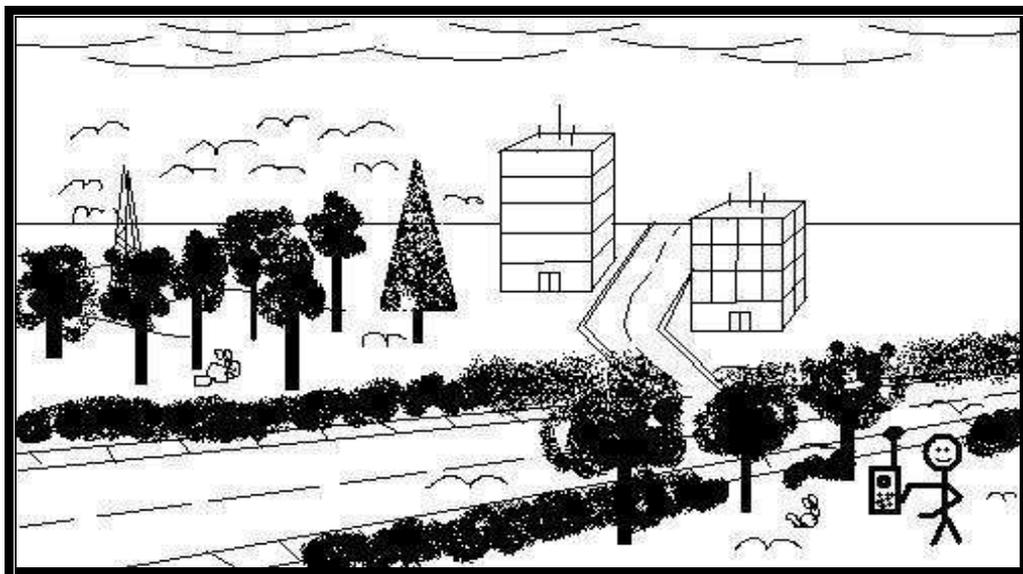


Figure I-13 : Dispersion aux deux bornes d'une communication

I.9- Modèles de canal multi parcours

Tel que nous avons pu le voir sur la figure I.10, avec ou sans ligne de vue, plusieurs parcours sont généralement disponibles pour la propagation du message entre un transmetteur et un récepteur. Nous le voyons également sur la figure I.12 où la propagation du signal peut passer par réflexion sur les immeubles par exemple. Malgré que ce soit des messages de moindre qualité qu'en présence d'une ligne de vue directe, il demeure préférable d'avoir de multiples parcours pour la transmission du message. Cela accroît la probabilité d'arriver d'un message en bonne condition.

I.9.1- Gain matriciel

Un gain matriciel permet d'avoir des meilleures qualités du signal reçu, il est possible par la diversité d'antenne par exemple, en présence de plusieurs antennes en émission et en réception. Nous aurons donc plusieurs versions du signal reçu, chacune avec son propre RSB et sa perception du signal envoyé.

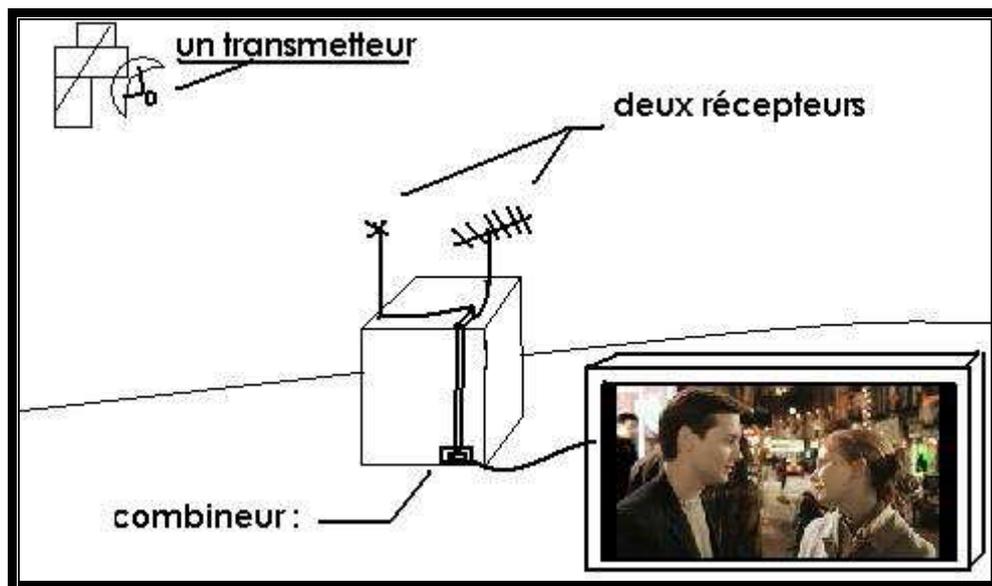


Figure I-14 : Gain d'antennes (ou gain matriciel) avec deux Rx et un Tx

I.9.2- Gain en diversité

Un gain en diversité sera également possible avec l'usage de multiples antennes. Cela permet de combattre l'atténuation, et ainsi, de fournir aux receveurs plusieurs versions du même signal par des transmetteurs indépendants, donc avec atténuations indépendantes. Plus

le nombre de transmetteurs sera élevé, plus la probabilité qu'à un instant donné qu'un signal reçu ne soit pas très atténué augmente.

I.9. 3- Réduction d'interférences

L'interférence entre les diverses versions du message, présente le problème des communications sans fil ; ainsi la réutilisation de même fréquence cause l'interférence destructive. Pour éviter ce phénomène, il y a des techniques de diversités utilisées pour la transmission des messages. Le but est d'amplifier le signal utile et d'atténuer le signal interférer afin d'avoir des meilleurs performances du signal reçu.

I.10 - Quelques rappels sur la théorie de l'information

En pratique, pour s'assurer de l'efficacité et de la fiabilité d'un système les opérateurs s'attardent principalement sur deux paramètres [Oli2002]: la capacité du canal, qui doit être aussi élevée que possible, et le TEB que l'on cherche à minimiser. Mais avant de pouvoir appréhender ces deux paramètres, quelques rappels de la théorie de l'information, développée principalement par C. Shannon [Sha1948], sont nécessaires. Pour cela, introduisons une variable aléatoire X de densité de probabilité $p(x)$ où x est une réalisation de X appartenant à un ensemble X quelconque. On définit la *quantité d'information* liée à la réalisation de l'évènement x comme:

$$I(x) = -\log_2 p(x) \quad \text{I.6}$$

C'est une quantité positive ou nulle qui caractérise la diminution de l'incertitude apportée par la réalisation d'un évènement x . L'*entropie* est la moyenne de cette quantité d'information:

$$H(X) = E [-\log_2 p(x)] = - \sum_{x \in X} P(x) \log_2 p(x) \quad \text{I.7}$$

Considérons à présent une deuxième variable aléatoire discrète Y dont la densité de probabilité s'écrit $p(y)$, avec y un évènement appartenant à un ensemble quelconque Y . Nous appelons *entropie conjointe* de X et Y l'information moyenne apportée par leur connaissance simultanée, soit:

$$H(X, Y) = E [-\log_2 p(x, y)] = - \sum_{x \in X} \sum_{y \in Y} P(x, y) \log_2 p(x, y) \quad \text{I.8}$$

L'entropie conditionnelle $H(Y/X)$ se définit comme l'incertitude liée à la réalisation de Y , connaissant la réalisation de X , soit:

$$H(Y/X) = \sum_{x \in X} P(x) H(Y/X = x) = - \sum_{x \in X} \sum_{y \in Y} P(x, y) \log_2 p(y/x) = H(X, Y) - H(X) \quad \text{I.9}$$

Enfin, l'*information mutuelle* ou *transinformation* est la réduction d'incertitude qu'apporte en moyenne la réalisation de Y sur X et inversement:

$$I(\mathbf{X}, \mathbf{Y}) = \sum_{x \in X} \sum_{y \in Y} P(x, y) \log_2 p(x, y) / p(x) p(y) = H(\mathbf{X}) + H(\mathbf{Y}) - H(\mathbf{X}, \mathbf{Y}) = H(\mathbf{X}) - H(\mathbf{X}/\mathbf{Y}) \quad \mathbf{I.10}$$

Une fois posées les bases de la théorie de l'information, nous sommes en mesure de calculer la capacité d'un canal physique de transmission. La capacité d'un canal est une mesure de la quantité maximale d'information qui peut être transmise sur un canal puis reçue avec une probabilité d'erreur négligeable. Si l'on représente l'entrée et la sortie d'un canal sans mémoire par les variables aléatoires X et Y respectivement, la capacité d'un canal est définie comme le maximum de l'information mutuelle entre X et Y :

$$C = \max_{p(x)} I(\mathbf{X}, \mathbf{Y}) \quad \mathbf{I.11}$$

Un canal est dit sans mémoire si la distribution de probabilité de la sortie dépend seulement de l'entrée à ce moment précis et est indépendante conditionnellement des sorties et entrées précédentes. $p(x)$ est la fonction de densité de probabilité (ddp) des symboles à émettre X. Dans le cas d'un canal CBS, cette capacité s'exprime simplement:

$$C = 1 + p \log_2 p + (1 - p) \log_2 (1-p) \quad \mathbf{I.12}$$

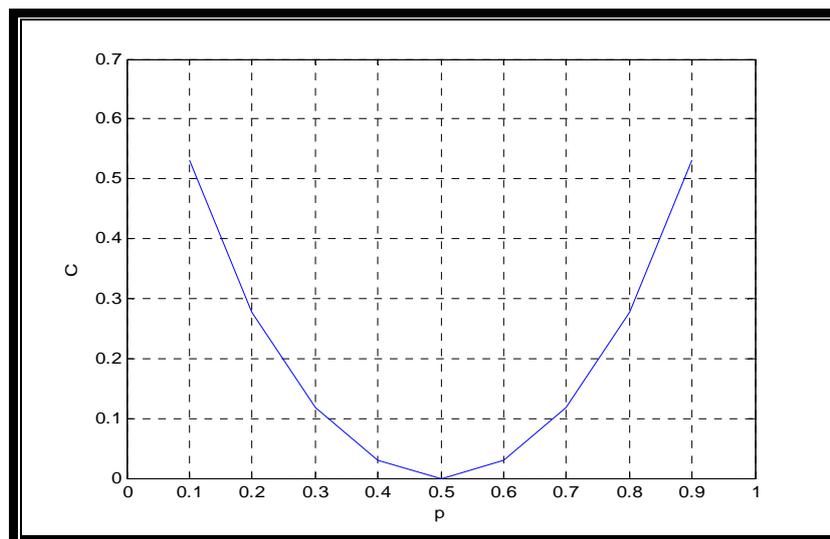


Figure 1-15 : Capacité d'un canal binaire symétrique

Nous remarquerons (Figure 1-15) que la capacité du canal est maximum lorsqu'il n'y a pas d'erreur de transmission ($p = 0$) mais aussi lorsque le canal remplace systématiquement la donnée par son complémentaire ($p = 1$). Il est alors possible de reconstituer le message simplement. La capacité est nulle lorsque $p = 0,5$, c'est-à-dire lorsque la donnée a une chance sur deux d'être erronées. Dans ce cas la donnée reçue est indépendante de la donnée émise.

I.11- La diversité

I.11. 1- Généralité

La diversité [RIH2008] est une technique utilisée pour éliminer l'évanouissement, son principe est de transmettre plusieurs copies de la même information sur plusieurs canaux avec puissance comparable et évanouissement indépendant, donc à la réception il y aurait au moins un ou plusieurs signaux non atténués, et bien sûr sans négliger la probabilité d'avoir une transmission de faible qualité. Il existe deux principales catégories de diversité : explicite et implicite. La première transmettant d'une manière ou une autre plusieurs répliques du même message, et la deuxième envoyant une copie, mais à compter sur des concepts tel que les multi parcours pour dupliquer le signal envoyé. Pour la diversité spatiale, il faut que la distance entre antennes soit plus grande que la distance cohérente. Pour la diversité fréquentielle, il faut une séparation fréquentielle supérieure à la cohérence de la bande passante (BP). A la réception, il y a plusieurs antennes, ce qui implique la nécessité d'avoir une combinaison des signaux reçus.

I.11.2- Types de diversité

Il existe plusieurs techniques de diversité, mais voici les principales techniques.

I.11.2.1- Diversité spatiale

Dans ce travail, nous nous intéressons plus particulièrement à la diversité spatiale, ou diversité d'antenne. Elle consiste à émettre ou recevoir l'information par plusieurs antennes, séparées dans l'espace d'au moins la distance de cohérence, qui correspond à la séparation minimale des antennes garantissant un évanouissement indépendant et dépend donc de l'angle de départ et/ou d'arrivée des multi trajets. Cette distance de cohérence peut varier très largement selon le type et l'emplacement de l'antenne considérée. Des mesures empiriques ont montré une forte corrélation entre la hauteur de l'antenne d'une station de base et la distance de cohérence [Gau2002]. De grandes antennes imposent ainsi une grande distance de cohérence. Du côté du mobile, en revanche, généralement plus bas en altitude et donc soumis

à de nombreux échos, la distance de cohérence reste raisonnable. D'une manière générale, une séparation de 0.4λ à 0.6λ semble adéquate pour le mobile, alors que pour une station de base, elle peut atteindre plus de 10λ .

La diversité spatiale en réception, *c-à-d* l'emploi d'antennes multiples du côté du récepteur uniquement est un sujet déjà bien présent dans la littérature [**Joh1995**], et est notamment à l'origine des techniques de combinaison des répliques abordées ci-dessous. L'observation issue de capteurs étant par ailleurs un mélange de signaux inconnus, la multiplicité des antennes réceptrices permet aussi la séparation de sources. En revanche, la diversité d'émission est un domaine de recherche en pleine évolution depuis quelques années. L'idée de base est ici d'envoyer l'information après un traitement spécifique à chaque antenne afin que le récepteur puisse combiner ces signaux pour obtenir de la diversité. La diversité d'émission est en fait une diversité de modulation, les symboles subissant un pré filtrage à réponse impulsionnelle finie (RIF) orthogonal introduisant de l'IES, avant leur émission sur les antennes. Le récepteur est alors confronté à un canal équivalent sélectif en fréquence avec des évanouissements indépendants. Cette idée fut reprise dans [**G. Bur2002**] sous le nom de diversité de retard, et est l'expression la plus simple des récents codes spatio-temporels en treillis. La tendance actuelle est d'associer plusieurs antennes à la fois à l'émission et la réception, formant ainsi des systèmes multi antennaires plus connus sous le nom de MIMO (pour Multi Input Multi Output), et qui permettent d'atteindre de hauts degrés de diversité. Ces systèmes, étudiés plus en détail dans le chapitre suivant, réduisent clairement les fluctuations du signal et éliminent les évanouissements trop profonds.

I.11.2.2- Diversité de polarisation

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

I.11.2.3- Diversité angulaire

C'est une technique reliée à la diversité spatiale, elle est utilisée par les réseaux Internet sans fil pour accroître la capacité en débit du réseau. Elle implique que lorsque les faisceaux émis par les antennes sont suffisamment séparés angulairement. Il est possible que le niveau de corrélation soit assez bas pour profiter de niveau de diversité.

I.11.2.4- Diversité fréquentielle

Elle est efficace lorsque les évanouissements du canal sont sélectifs en fréquence, la diversité fréquentielle revient à émettre le même signal (ou des versions redondantes) sur plusieurs fréquences porteuses, dont l'écartement fréquentiel est d'au moins la bande de cohérence du canal B_c (Fig. 1.16). La diversité fréquentielle peut être exploitée par l'utilisation d'une modulation multiporteuse conjointement avec un entrelaceur et un codage correcteur d'erreur [G. Bur2002]. Les techniques d'étalement de spectre sont parfois considérées comme une source potentielle de diversité fréquentielle. Ces techniques utilisent une séquence pseudo aléatoire pour élargir le spectre du signal, autorisant ainsi une bonne résistance aux perturbations et une grande discrétion de transmission. Elles ont d'ailleurs été initialement développées pour des applications militaires. L'étalement de spectre par séquence directe et l'étalement par sauts de fréquence sont les plus répandus.

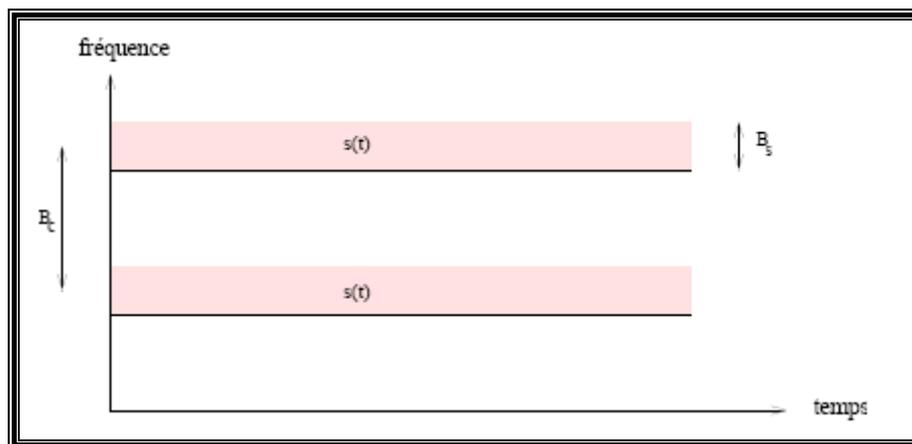


Figure 1-16 : Transmission sur plusieurs intervalles fréquentiels

I.11.2.5- Diversité de parcours

C'est une technique implicite, utilisée lorsque la largeur de bande du signal est plus grande que la largeur de bande cohérente du canal. Le récepteur profite de la présence de plusieurs versions du signal pour obtenir un gain en diversité.

I.11.2.6- diversité temporelle

Elle est utilisée pour combattre l'évanouissement sélectif en temps, la diversité temporelle consiste à émettre plusieurs répliques du signal (ou des versions redondantes) dans des intervalles temporels séparés d'au moins le temps de cohérence du canal T_c (Fig. 1.17). Ce type de diversité est obtenu par l'utilisation conjointe d'un entrelaceur et d'un code

correcteur d'erreur, ou encore par demande de répétition automatique. Le principal désavantage de ce procédé est bien sûr le retard induit par la diversité, et la baisse de débit correspondant.

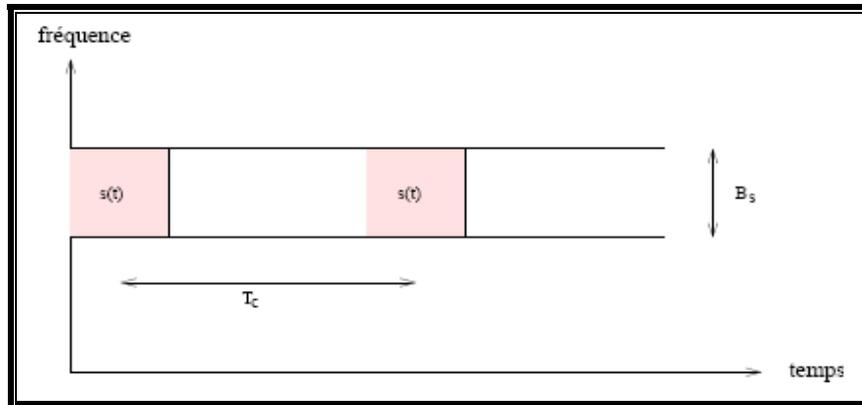


Figure 1-17 : Transmission sur plusieurs intervalles temporels

I.11.2.7- Diversité spatio-temporelle

C'est une combinaison de deux techniques de diversité, elle permet d'envoyer deux versions du signal différées dans le temps via deux antennes transmetteurs.

I.11.2.8- Diversité transformée

Cette technique est utilisée lorsque le canal n'est pas connu au transmetteur, le problème est alors renvoyé au processus de combinaison qui devrait avoir connaissance du canal. Dans ce type, la diversité spatiale est convertit en diversité temporelle ou fréquentielle avec un codage à l'émission.

I.11.3- Type de combinaisons

Nous avons dit précédemment qu'à la réception, une combinaison des signaux est nécessaire. Plusieurs techniques de combinaisons sont connues, mais on s'intéresse qu'aux méthodes les plus utilisées.

I.11.3.1- Combinaison par sélection

C'est la technique la plus utilisée probablement, à cause de sa simplicité. Elle consiste à choisir le rapport RSB le plus élevé, mais elle comporte le problème d'interférence, car nous pouvons obtenir un signal à la réception avec un RSB plus élevé mais ayant plus d'interférence.

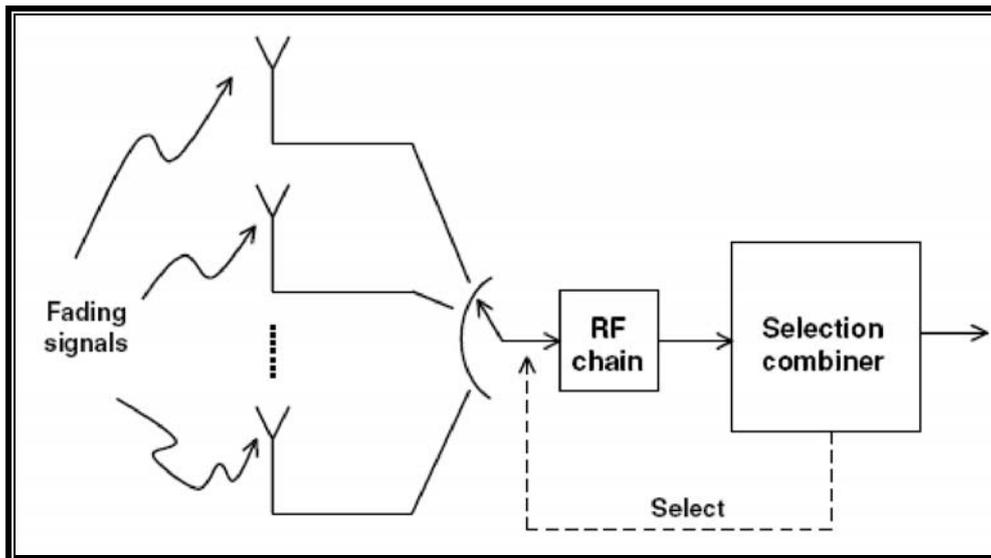


Figure I-18 : Schéma bloc de la combinaison par sélection

I.11.3.2- Combinaison par rapport maximal

Cette technique nécessite une synchronisation de toutes les M branches, et de les pondérer proportionnellement au niveau du signal avant leur sommation.

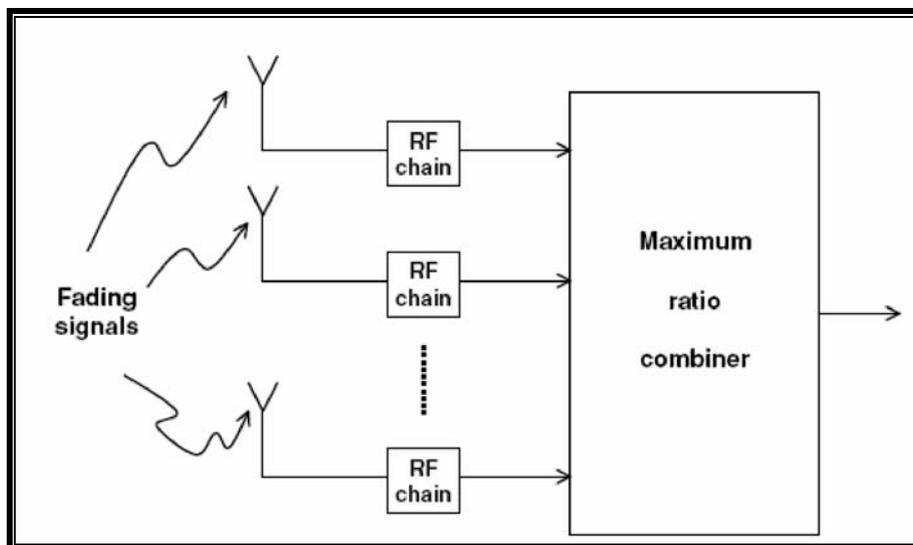


Figure I-19 : Schéma bloc de la combinaison par ratio maximal

I.11.3.3- Combinaison par gain égal

Cette méthode consiste simplement en une sommation après synchronisation. Elle correspondrait donc à sommer toutes les branches en calibrant les poids W_n à niveau égale,

ou à $1/N$, par exemple. Il s'agit d'un cas spécial de la combinaison par rapport maximal où tous les coefficients de pondération sont identiques.

I.12 - 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.

I.12.1 - 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 [Vin2004]. Cette technique permet de multiplexer des informations sur un seul support de manière synchrone ou asynchrone.

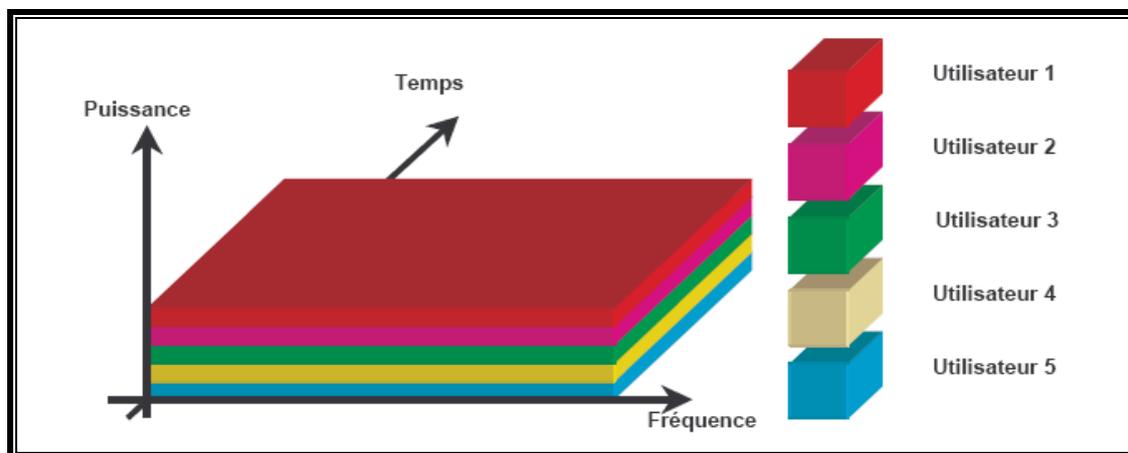


Figure I-20 : Principe du CDMA

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.

I.12.2- La modulation OFDM

Les techniques que nous appelons multiporteuses, comme l'OFDM [Ilh 2005], 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 V.

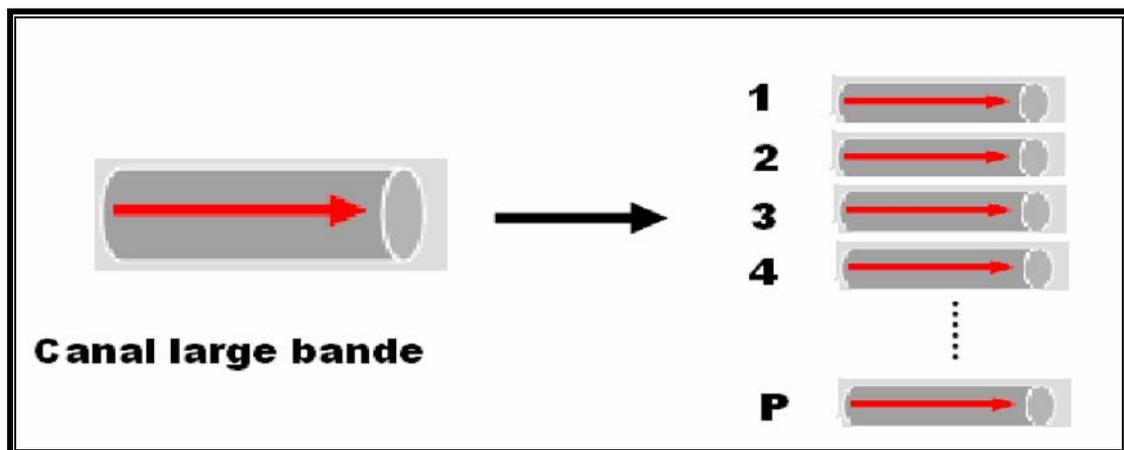


Figure I-21 : Principe de l'OFDM

I.12.3- La technique MC-CDMA

La technique associant les modulations multiporteuses 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 [Yee1993]. La technique MC-CDMA [Vin2004] 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 [Hara1996, Kais1987]. 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.

I.13- Conclusion

Nous avons présenté dans ce chapitre quelques généralités sur les transmissions numériques. Nous avons détaillé une chaîne classique de transmission, de la source binaire jusqu'au destinataire. Les modèles de canaux que nous utiliserons dans ce mémoire 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 ce mémoire, il nous a paru intéressant de rappeler plusieurs notions de la théorie d'information, notamment l'expression de la capacité.

Pour 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, ainsi qu'aux techniques de combinaison.

Dans le chapitre II nous allons étudier la technologie MIMO et les différentes techniques de codage pour évaluer les performances des systèmes de transmission.

II.1- Introduction

Le nombre des systèmes de communications sans fil étant de plus en plus important et les bandes de fréquence étant restreintes, de nouvelles solutions sont étudiées afin de proposer un maximum de débit aux utilisateurs sans accroître la largeur de bande utilisée. Une solution pour dégager de nouvelles bandes est d'augmenter continuellement la fréquence des systèmes (2.4GHz pour le WiFi, 5.2GHz pour l'Hiperlan et jusqu'à 66GHz pour le WiMax), mais celle-ci n'est pas sans poser problème au niveau de la conception matérielle (filtres, antennes, etc.). Une solution permettant d'accroître le débit et/ou la robustesse des systèmes, et cela, en gardant la même bande de fréquence que le système original est d'intégrer la dimension spatiale. En effet, en augmentant le nombre d'antennes à l'émission et à la réception, l'aspect spatial dû au positionnement apporte une richesse d'information supplémentaire.

Les systèmes utilisant plusieurs antennes à l'émission et plusieurs antennes à la réception sont appelés systèmes Multiple-Input Multiple-Output (MIMO) ou multi-antennaires. Un bref historique va d'abord introduire les systèmes MIMO. Ensuite une modélisation des systèmes multi-antennaires SIMO (Single-Input Multiple-Output), MISO (Multiple-Input Single-Output) et MIMO va être faite afin de se familiariser avec l'aspect spatial qu'apporte l'augmentation du nombre d'antennes.

La capacité étant un facteur limitant du SISO, nous allons donner et comparer la capacité des systèmes SISO, SIMO et MIMO. Par la suite, nous allons décrire quelques récepteurs qui servent à estimer les symboles dans une configuration multi-antennaires. Afin d'optimiser la transmission suivant un critère (par exemple atteindre la capacité maximale du canal), il est possible d'effectuer une pré-égalisation avant l'émission des symboles. Pour finir, nous allons donc décrire une méthode de diagonalisation d'un système MIMO et quelques précodeurs optimisant la transmission suivant différents critères de qualité.

II.2 - Introduction aux systèmes MIMO

L'augmentation de la taille de modulation où de la bande de fréquence utilisée sont les seules solutions 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.

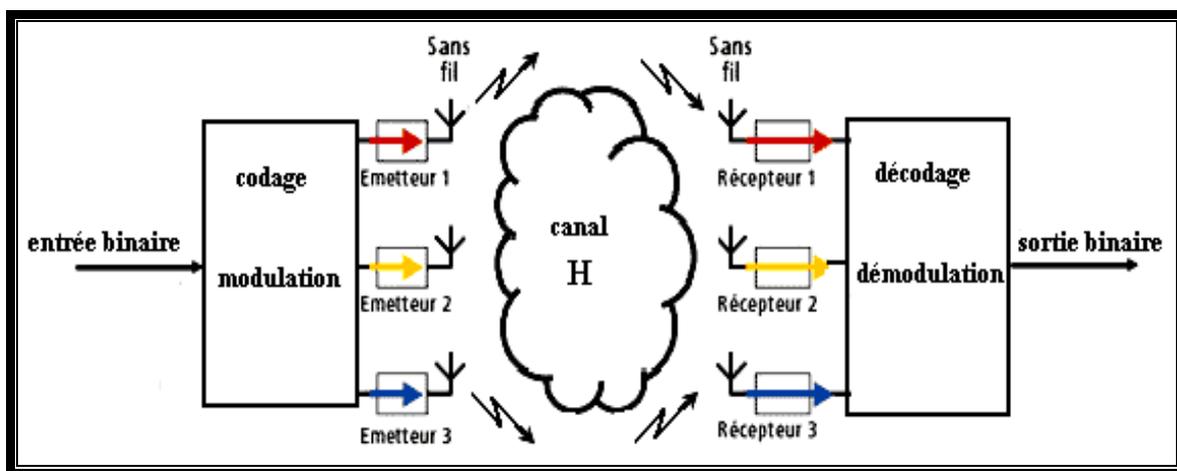


Figure II-1 : Schéma d'un système de transmission sans fil MIMO.

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 [S.M. Ala1998] 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 » [B. Hir1986].

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).

II.3 - Architecture et caractérisation

II.3.1- Architecture MIMO

De part le nombre d'antennes existant dans les différents dispositifs d'antennes [Bas2008], 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.

II.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 [Lud2002, Pie2005]

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

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 :

$$c = \log_2(1 + \rho) \quad \text{II.2}$$

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

II.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 [Lud2002, Pie2005]. 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 :

$$P = \sum_{i=1}^{N_t} P_i \quad \text{II.3}$$

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

La capacité du canal MISO :

$$C = W \cdot \log_2 \left(1 + N_t \frac{P_i}{N_0 W} \right) = W \cdot \log_2 \left(1 + \frac{P}{N_0 W} \right) \quad \text{II.4}$$

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

$$c = \log_2(1 + \rho) \quad \text{II.5}$$

L'équation II.1 et II.3 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.

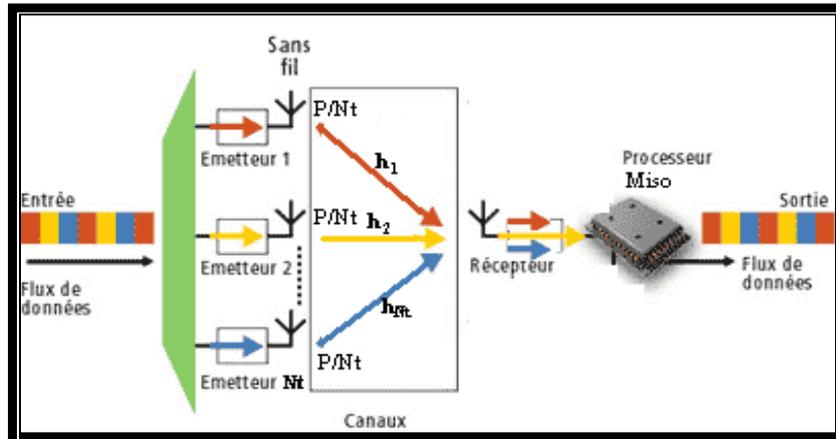


Figure II-2 : Dispositif MISO

II.3.1.3- Système SIMO

C'est une technique qui utilise plusieurs antennes en réception pour lutter contre l'évanouissement dû au canal [Lud2002, Pie2005].

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.

La capacité du canal SIMO :

$$C = W \log_2 \left(1 + N_r^2 \frac{P}{N_0 W} \right) \quad \text{II.6}$$

N_r : le nombre d'antenne réceptrice.

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

$$C = \log_2 (1 + N_r^2 \rho) \quad \text{II.7}$$

Avec ρ est le rapport signal sur bruit.

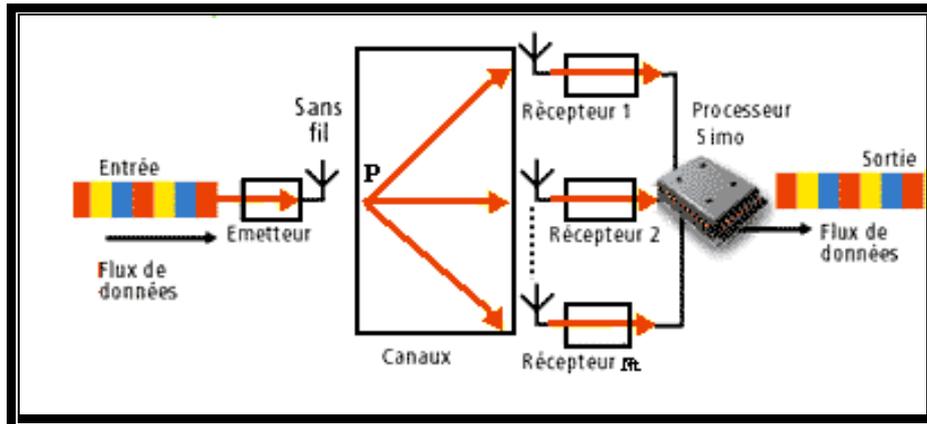


Figure II-3: Dispositif SIMO

II.3.1.4- Système MIMO [Ilh2005, Bas2008]

La technologie MIMO permet de :

- Augmenter le débit linéairement avec le nombre d’antenne à la réception.
- Contrer l’évanouissement du canal.
- Minimiser la probabilité d’évanouissement et d’atténuation du signal.

*** Remarque :**

La différence entre un système MISO et un système MIMO est :

- Le MISO envoie les mêmes paquets aux antennes qui émettent à la même fréquence.
- Le MIMO envoie des paquets différents aux antennes qui émettent à la même fréquence.

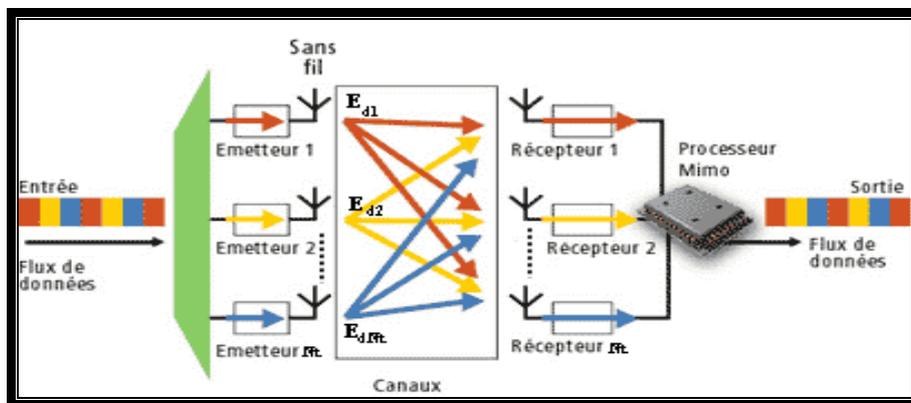


Figure II-4: Dispositif MIMO

II.3.2- Caractérisation des dispositifs MIMO

II.3.2.1- Expression de la capacité

Le calcul de la capacité MIMO dépend principalement de deux paramètres [Ih2005, Bas2008] :

- * Le modèle du canal MIMO.
- * La distribution des puissances entre les antennes émettrices.

Dans le cas de la figure II-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.

$$H = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} & \dots & h_{1M} \\ h_{21} & \cdot & & h_{2M} \\ \cdot & & \cdot & \cdot \\ \cdot & & & \cdot \\ h_{N1} & h_{N2} & \dots & h_{NM} \end{bmatrix} \quad \text{II.8}$$

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 $X = [x_1, x_2, \dots, x_M]^T$ avec réception de $Y = [y_1, y_2, \dots, y_N]^T$.

Nous pouvons écrire la relation suivante :

$$Y = HX + \eta \quad \text{II.9}$$

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

La matrice H peut être décomposée suivant une décomposition singulière en trois matrices :

$$H = UDV^* \quad \text{II.10}$$

Où :

- U et V sont des matrices unitaires $U U^H = V V^H = I$; V^H et U^H étant les matrices Conjuguées transposées des matrices V et U respectivement).

- D est une matrice diagonale dont les éléments non nuls sont les valeurs propres de :

$$H (D = \text{diag} (\lambda_i))$$

- Les matrices U, D et V sont de tailles respectives $N \times m$, $m \times m$, $m \times M$; avec $m = \min (N, M)$.

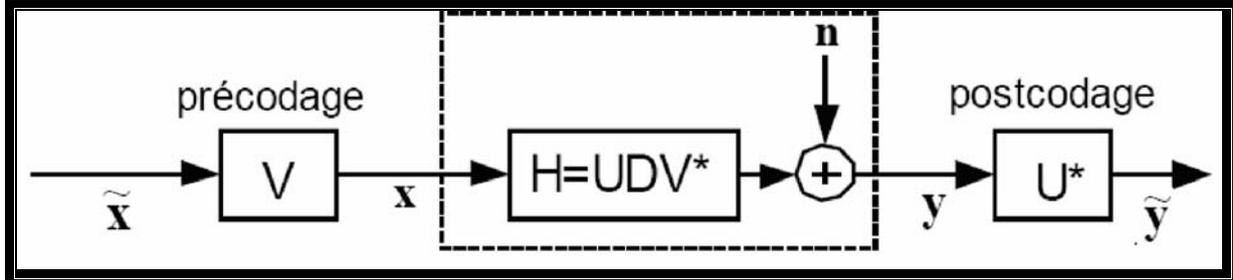


Figure II-5 : Canal de transmission

$$\begin{aligned} \tilde{Y} &= U^* . Y \\ &= U^* . (UDV^* . X + \eta) \\ &= U^* . (UDV^* . V\tilde{X} + \eta) \\ &= D . \tilde{X} + \tilde{\eta} \quad \text{où } \tilde{\eta} = U^* \eta \\ \tilde{Y} &= \text{diag}(\lambda_i) . \tilde{X} + \tilde{\eta} \end{aligned}$$

L'équation obtenu montre que :

$\forall (i, j) \in \{1, 2, \dots, m\}^2, i \neq j \Rightarrow y_i$ et y_j sont indépendants. D'où l'indépendance des m canaux MIMO existant.

Donc la capacité d'un canal MIMO [en **bits/s/Hz**] est donnée par :

$$\begin{aligned} C &= \sum_{i=1}^m C_i \\ C &= \sum_{i=1}^m \log_2 \left(1 + \frac{\rho}{M} |\lambda_i|^2 \right) \end{aligned} \quad \text{II.11}$$

Où C_i est la capacité d'un canal SISO (pour une puissance émise P_T/M) et ρ est le rapport signal à bruit au récepteur.

Si on suppose $\lambda_i = \lambda$, alors :

$$C = m \cdot \log_2 \left(1 + \frac{\rho}{M} |\lambda|^2 \right) \quad \text{II.12}$$

↪ **Capacité pour un système MIMO sans CSI à l'émission:**

$$C = \log_2 \det \left[I_N + \frac{\rho}{M} H \cdot H^* \right] \quad \text{II.13}$$

↪ **Capacité pour un système MIMO avec CSI à l'émission :**

$$C = \max_{Q: \text{trace}(Q)=P_T} \log_2 \det [I_N + H Q H^*] \quad \text{II.14}$$

II.4- Le codage spatio-temporel

II.4.1- Introduction

Lors de l'implémentation des systèmes à antennes multiples, afin d'améliorer l'efficacité spectrale, plusieurs approches ont été définies. L'approche la plus classique, consiste à utiliser des antennes multiples à la réception et d'appliquer un combineur par ratio maximal (Maximum Ratio Combiner, MRC) aux signaux reçus. Mais, cette approche présente l'inconvénient d'augmenter la complexité du récepteur. Dans le cas où l'émetteur est muni de M antennes, nous devons définir quel est le traitement mapping nécessaire à appliquer aux signaux avant de les émettre. Ce traitement supplémentaire de part et d'autre du canal radio, mappeur/demappeur, est spécifique aux systèmes MISO et plus généralement MIMO en comparaison au système SISO comme le montre la figure II-6, est appelé codage spatio-temporel ou codage espace- temps.

En conclusion, ces codes permettent d'introduire de la corrélation spatiale et temporelle entre les signaux émis d'une manière intelligente, afin qu'à la réception le signal reçu soit bien décodé.

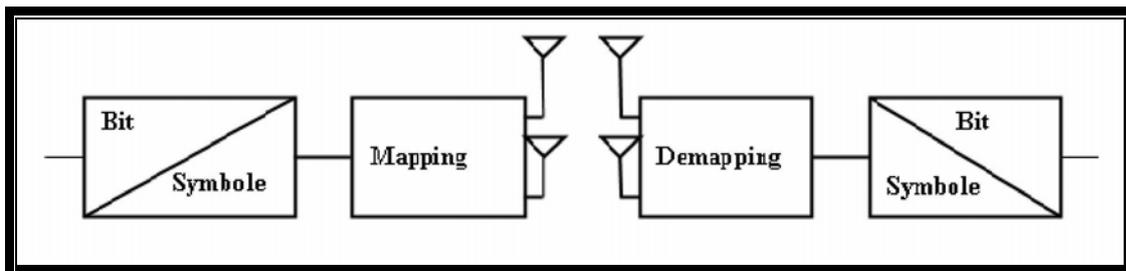


Figure II-6 : Introduction du mappeur/demappeur spatio-temporel à l'émission/réception

II.4.2- Construction des codes

Au début, une question fondamentale se pose [Oli2002, Bas2008] :

Comment concevoir le codage spatio-temporel et le décodeur qui lui est associé afin d'optimiser les performances de la liaison radio ?

Les critères de performances qui sont généralement considérés sont :

↳ L'efficacité spectrale :

Elle s'exprime en bit par seconde par Hertz. Notre but est d'avoir le débit le plus élevé possible. La limite ultime, où le débit est le plus élevé possible est définie par la capacité.

↳ La robustesse :

La robustesse de la transmission est inversement proportionnelle au débit ; on peut la mesurer par le taux d'erreur binaire (BER). Lors de l'étude des codes spatio-temporels, le BER est le critère de performance considéré. C'est pour cela que l'un des objectifs principaux de tels codes est d'engendrer un maximum de diversité.

↳ La complexité :

Il est possible dans les réseaux sans fil qu'une des deux extrémités de la liaison radio soit alimentée par une batterie. Donc, il est important que la complexité du mappeur/demappeur spatio-temporel soit la plus faible possible. Ainsi, il faut avoir une conception des schémas de transmission et de réception de telle façon que la complexité soit non symétrique, avec la complexité la plus faible du côté alimenté par des batteries (le terminal mobile dans le cas des réseaux cellulaires). Ces critères de performances sont contradictoires. D'où vient le rôle des ingénieurs qui doivent faire des choix et des compromis selon les applications (mobilité, conditions du canal physique, etc.) et les aspects économiques afin d'avoir des systèmes de transmission MIMO les mieux optimisés. Les techniques de codage spatio-temporel peuvent être classées en deux catégories : les codes Spatio-temporels en Treillis (STT) et les codes Spatio-temporels en Bloc (STB). Avant de détailler ces codes ; nous indiquerons les hypothèses et les critères de construction afin de mieux percevoir l'optimisation.

II.4.2.1- Hypothèses :

Le canal spatio-temporel est composé de $N \times M$ sous canaux variant temporellement lentement. Chaque sou canal est un canal de Rayleigh. Les évanouissements des sous canaux sont indépendants. Les coefficients du canal sont parfaitement estimés.

II.4.2.2- Critères de construction

La quantification des erreurs entre deux mots codes est nécessaire pour établir un critère de construction [Iih2005]. Dans le cas d'un code spatio-temporel, un mot code est une matrice $M \times T$, faite de T instants élémentaires. L'équation $\mathbf{Y} = \mathbf{H}\mathbf{X} + \mathbf{n}$ devient $\mathbf{Y} = \mathbf{H}\mathbf{X} + \mathbf{B}$ où \mathbf{Y} et \mathbf{B} sont des matrices $N \times T$; \mathbf{X} une matrice $M \times T$ et \mathbf{H} la matrice de canal de taille $N \times M$.

Nous supposons que les coefficients du canal sont constants sur la durée d'une trame de T instants et indépendant d'une trame à l'autre.

Soient les séquences codées \mathbf{C} et \mathbf{E} suivantes :

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} c_1^1 & c_2^1 & \dots & c_T^1 \\ c_1^2 & \ddots & & \vdots \\ \vdots & & & \vdots \\ c_1^M & \dots & \dots & c_T^M \end{bmatrix} \quad \mathbf{E} = \begin{bmatrix} e_1^1 & e_2^1 & \dots & e_T^1 \\ e_1^2 & \ddots & & \vdots \\ \vdots & & & \vdots \\ e_1^M & \dots & \dots & e_T^M \end{bmatrix} \quad \text{II.15}$$

\mathbf{D} est la matrice différence entre les séquences transmises \mathbf{C} et \mathbf{E} :

$$\mathbf{D}(\mathbf{C}, \mathbf{E}) = \begin{bmatrix} c_1^1 - e_1^1 & c_2^1 - e_2^1 & \dots & \dots & c_T^1 - e_T^1 \\ c_1^2 - e_1^2 & \ddots & & & \vdots \\ \vdots & & & & \vdots \\ \vdots & & & & \vdots \\ c_1^M - e_1^M & \dots & \dots & \dots & c_T^M - e_T^M \end{bmatrix} \quad \text{II.16}$$

$\mathbf{A}(\mathbf{C}, \mathbf{E})$ est une matrice de dimension $M \times M$ hermétique :

$$\mathbf{A}(\mathbf{C}, \mathbf{E}) = \mathbf{D}(\mathbf{D}, \mathbf{E}) \mathbf{D}(\mathbf{C}, \mathbf{E})^H \quad \text{II.17}$$

$\mathbf{A} = \mathbf{U} \mathbf{\Lambda} \mathbf{U}^H$, avec $\mathbf{\Lambda} = \text{diag}[\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_M]$ et \mathbf{U} une matrice unitaire $\mathbf{U}\mathbf{U}^H = \mathbf{I}$

↳ Critère du rang et du déterminant :

➤ Gain de diversité :

Il est donné par le produit entre le rang de la matrice $A(C, E)$ (équivalent au rang de la matrice $D(C, E)$) multiplié par le nombre d'antenne en réception.

$$G_d = rN \quad \text{II.18}$$

Nous remarquons bien que plus cette valeur est importante, plus la probabilité d'erreur

$\Pr(C \rightarrow E)$ est petite.

➤ Gain de codage :

Il s'exprime par la racine r -ième du produit des valeurs propres non nulle de la matrice $A(C, E)$.

$$G_c = (\lambda_1 \lambda_2 \dots \lambda_r)^{1/r} \quad \text{II.19}$$

Pour deux mots codes distincts C et E , le critère du rang suggère que la matrice d'erreur $D(C, E) = C - E$, pour toutes les paires (C, E) considérées, doit être de rang complet si l'on désire obtenir la plus grande diversité $M \times N$. Si le rang minimum de l'ensemble des matrices est égal à r , alors nous aurons une diversité de degré $r \times N$.

Le critère du déterminant stipule que nous chercherons à maximiser la valeur minimale du déterminant de $A(C, E)$ sur toutes les paires de séquences distinctes (C, E) dans le but d'obtenir des gains de codages élevés.

↳ Critère de la trace :

Nous définissons la norme de FROBENIUS de la matrice $D(C, E)$ par :

$$\|D(C, E)\|_F = \sqrt{T_r(D(C, E)^H \cdot D(C, E))} \quad \text{II.20}$$

Nous vérifions aisément qu'il s'agit bien d'une norme sur l'ensemble des mots codes.

Il est montré qu'un bon critère de construction d'un code est de maximiser le minimum des distances $\|D(C, E)\|_F$ entre toutes les paires (C, E) possibles de mots codes distincts.

Etant donné que :

$$\|D(C, E)\|_F^2 = T_r[A(C, E)] \quad \text{II.21}$$

Ce critère revient donc à maximiser la trace $\text{Tr} [A(C, E)]$ d'où son nom.

↳ Critère de maximum d'information mutuelle :

Le but de ce critère est de construire le code tel que l'information mutuelle entre l'entrée et la sortie soit maximisée. L'idée principale de ce critère est que dans un but de maximisation du débit, le code utilisé ne devrait pas limiter la capacité du canal MIMO. Le meilleur code est celui pour lequel l'information mutuelle entre l'entrée et la sortie est égale à la capacité du canal MIMO.

II.4.2.3- Architecture générale d'un système de codage spatio-temporel

L'architecture générale du codage spatio-temporel (CST) est représentée sur la figure II.7.

Le codage ajoute de la redondance aux données binaires émises afin d'augmenter la diversité spatiale et éviter les évanouissements propre au canal radio-mobile.

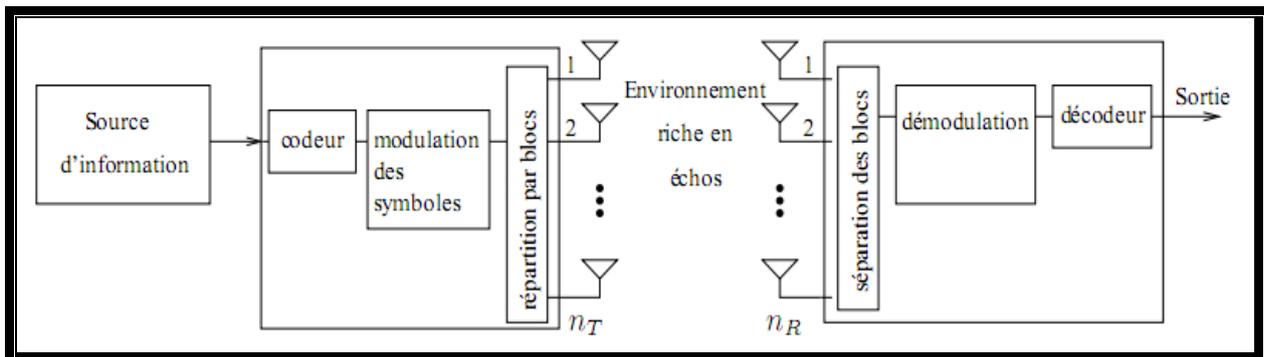


Figure II-7 : Schéma du codage spatio-temporel

II.4.2.4- Les différents types de codes

Le codage spatio-temporel est une technique de diversité de transmission, elle s'applique aux systèmes MISO et SIMO. Cette technique s'avère être bien adaptée aux systèmes dans lesquels le récepteur est muni d'une seule antenne à cause d'une contrainte de coût et/ou d'espace, par exemple nous citons le cas des réseaux cellulaires où les terminaux mobiles sont munis d'une seule antenne et où il est possible de munir la station de base de deux antennes ou plus. Les codes espace-temps permettent d'introduire de la corrélation spatiale et temporelle entre les signaux émis d'une manière intelligente, afin qu'à la réception le signal reçu soit bien décodé. Une multitude de techniques de codage ont vu le jour dans le

but d'une meilleure utilisation de la diversité de transmission. Ces techniques de codages spatio-temporels peuvent être classées en deux catégories : les codes spatio-temporels en treillis (STT), les codes spatio-temporels en Bloc (STB).

1/ codes spatio-temporels en treillis (STT) [Ilh2005]

Proposés originellement par TAROKH et Al des laboratoires de recherche AT&T [V. Tar 1998], ils combinent le codage de canal avec la modulation sur les antennes émettrices, et peuvent être considérés comme une extension des codes en treillis classiques [G. Ung1982] au cas des antennes multiples à l'émission et à la réception. Si le code est bien construit, nous pouvons ajouter à l'avantage évident de diversité un gain de codage loin d'être négligeable.

Le **CSTT** crée des relations entre les signaux à la fois dans l'espace (plusieurs antennes émettrices) et dans le temps (symboles consécutifs). Le codeur est composé de NT polynômes générateurs qui déterminent les symboles émis simultanément. La figure II.8 propose le diagramme de treillis d'un CSTT à 4 états utilisant une modulation simple MDP-4, avec un nombre d'antennes émettrices NT= 2.

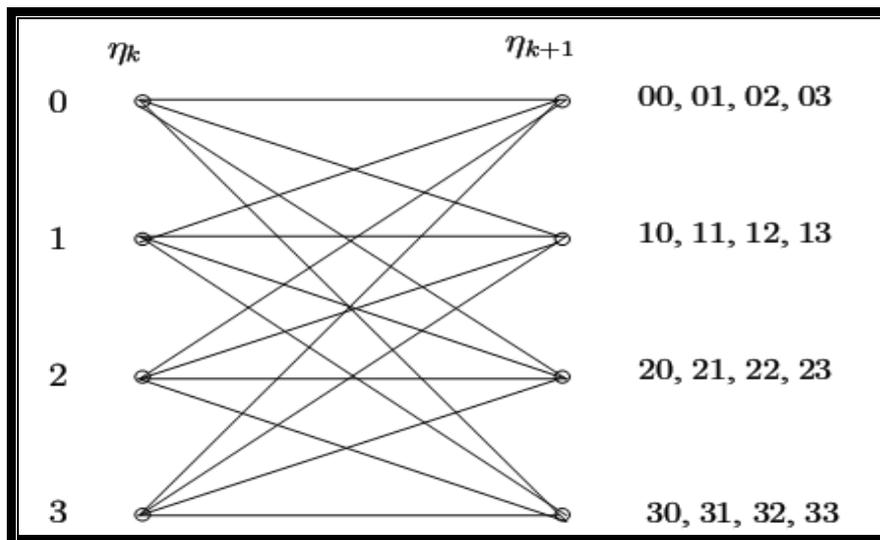


Figure II-8 : Diagramme de treillis pour un CSTT à 4 états utilisant $NT = 2$ émetteurs et une modulation MDP-4.

Le fonctionnement du codeur est relativement simple, et peut être résumé comme suit:

– η_k représente l'état du treillis à l'instant k et par conséquent l'état suivant est noté η_{k+1} .

- Considérons que le treillis est à l'état initial $\eta_k = 0$.
- L'état suivant du treillis dépend des bits d'information à coder. Ainsi, si les deux bits à coder sont 11, alors l'état suivant prend la valeur décimale équivalente c'est-à-dire $\eta_{k+1} = 3$.
- Les symboles à droite du treillis sont les codes associés à chaque doublet d'éléments binaires entrants. Dans notre cas ($\eta_k = 0$ et $\eta_{k+1} = 3$) le doublet à la sortie du codeur est donc 30 (3 sur la première antenne et 0 sur la seconde).

2/ codes spatio-temporels en bloc (CSTB)

Espérant réduire la complexité exponentielle du décodeur dévolu aux CSTT (code spatio-temporel en treillis) [Iih2005], ALAMOUTI [Ala1998] a proposé un schéma simple de diversité d'émission, étendu par la suite par TAROHK et Al [Tar1999]. Pour former une nouvelle classe de codes spatio-temporels : les codes spatio-temporels en blocs (CSTB). Les CSTB sont définis comme une opération de modulation d'un bloc de symboles à la fois dans l'espace et dans le temps. D'une manière générale, les codes spatio-temporels en bloc peuvent être vus comme le mapping d'une séquence de symboles complexes $\{s_0, s_1, s_2, \dots, s_{n-1}\}$

en une matrice C_c de taille $M \times ds$: $\{s_0, s_1, s_2, \dots, s_{n-1}\} \rightarrow C_c$

Les symboles constituant la matrice C_c sont transmis pendant ds périodes symboles et sur les M antennes d'émission, de telle sorte qu'à chaque période symbole les éléments d'une colonne de C_c sont transmis sur les M antennes. Par conséquent, les critères les plus étudiés [Iih2005] lors de la conception des codes STB sont : la diversité : elle peut être caractérisée par le nombre de trajets indépendants détectables par le récepteur pour chaque symbole transmis. De plus, elle dépend également du nombre d'antennes mis en jeu à l'émission et à la réception. Nous voulons toujours atteindre le maximum de diversité avec le nombre d'antennes le plus réduit. Le rendement du code τ présente le nombre de symboles transmis par période symbole, il est défini par $\tau = ps / ds$. Le retard introduit ds : c'est la longueur du code en bloc spatio-temporel, il présente aussi le nombre de périodes symboles que le récepteur doit atteindre avant de commencer à décoder les symboles codés dans la même matrice C_c . Malgré leur désignation, les codes STB peuvent être considérés comme une technique de modulation pour antennes multiples offrant une diversité maximale et une complexité minimale de codage et décodage. En résumé, les codes espace-temps en bloc sont

conçus de façon à maximiser le rendement du code, à réduire le temps de retard, à minimiser le nombre d'antennes mis en jeu et de maximiser le gain de diversité.

➤ **Codes STB non linéaires [S. San2002]**

Quelques travaux se sont intéressés à l'étude de ce type de codage. Parmi ces travaux, nous citons ceux de Sandhu dans [G. J. Fos1998] qui a proposé un code non- linéaire dont le codage se fait en deux étapes : les symboles complexes $\{s_0, s_1, s_2, \dots, s_{n-1}\}$ sont mappés par une fonction non linéaire en une séquence $\{\phi_n\}$.

Les $\{\phi_n\}$ sont ensuite transformés par une fonction linéaire formant la matrice C_c .

➤ **Codes STB linéaires orthogonaux**

Un cas particulier : le code d'Alamouti

Dans le cas où l'on dispose de deux antennes émettrices et d'une antenne réceptrice, utilisant le code d'Alamouti [C. E. Shan1948]. Comme montré à la figure ci-dessous.

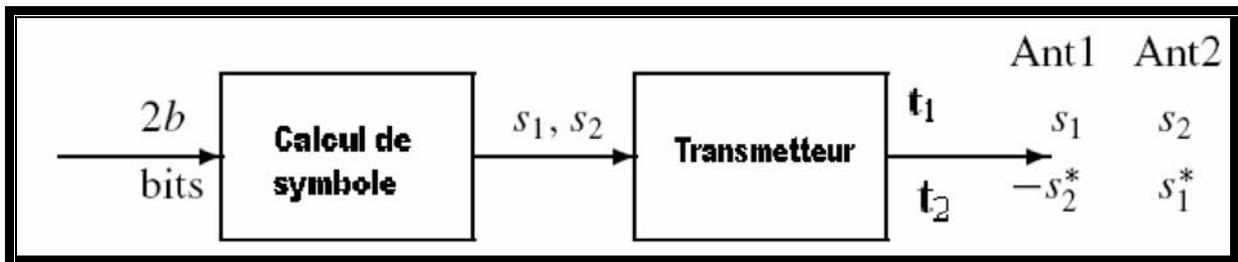


Figure II-9 Schéma bloc d'un émetteur à code d'Alamouti

Pour transmettre b bits / période, nous utilisons une technique de modulation qui mappe b bits vers un symbole. La constellation choisie peut-être n'importe quelle constellation réelle ou complexe telle que QAM, PSK, etc. L'émetteur choisit donc deux symboles de la constellation en utilisant un bloc de $2b$ bits. Si les symboles sélectionnés sont S_1 et S_2 , l'émetteur envoie S_1 de l'antenne 1 et S_2 de l'antenne 2 à l'instant 1. Puis à l'instant 2, il transmet $-S_2^*$ et S_1^* des antennes 1 et 2 respectivement. Le mot code transmis est alors :

$$C = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} s_0 & -s_1^* \\ s_1 & s_0^* \end{pmatrix} \quad \text{II.22}$$

Nous vérifions qu'un tel code fournit une diversité totale en montrant que la matrice différence $D(C, C')$, où C et C' sont deux mots code avec $C \neq C'$, est toujours de rang complet. D'après le critère du rang et du déterminant, ce code fournit une diversité totale égale

à $2N$, où N est le nombre d'antennes en réception. Nous pouvons également montrer dans le cas d'une antenne en réception que ce code satisfait le critère du maximum d'information mutuelle. Le décodage utilisé est simple et exploite la technique du maximum de vraisemblance. La qualité obtenue est très supérieure celle donnée par une seule antenne [C. E. Shan1948]. Comme montré par la Figure II-10 où on utilise une modulation QPSK.

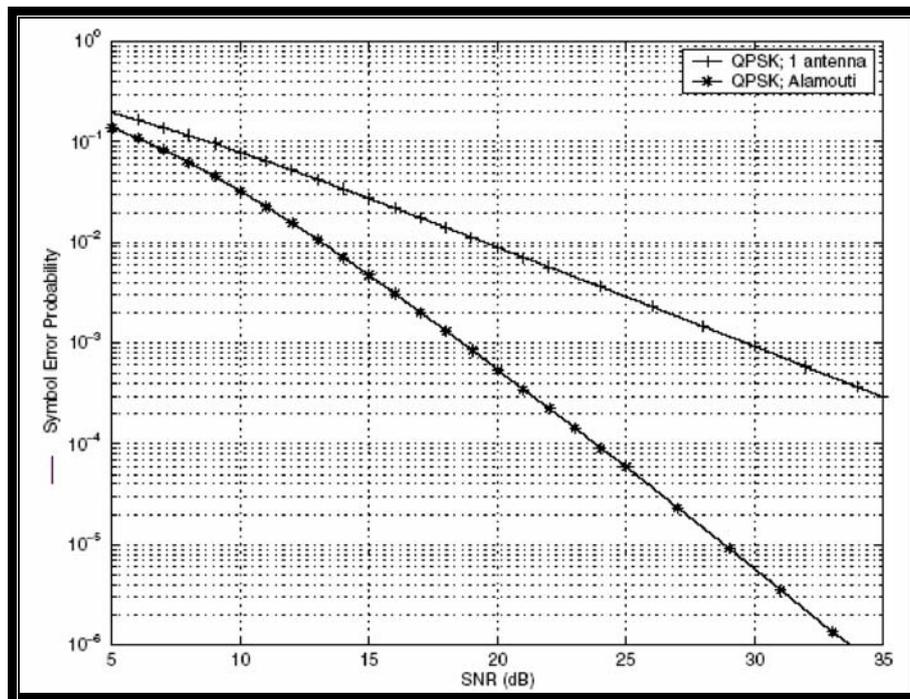


Figure II-10 : Performance du code d'Alamouti.

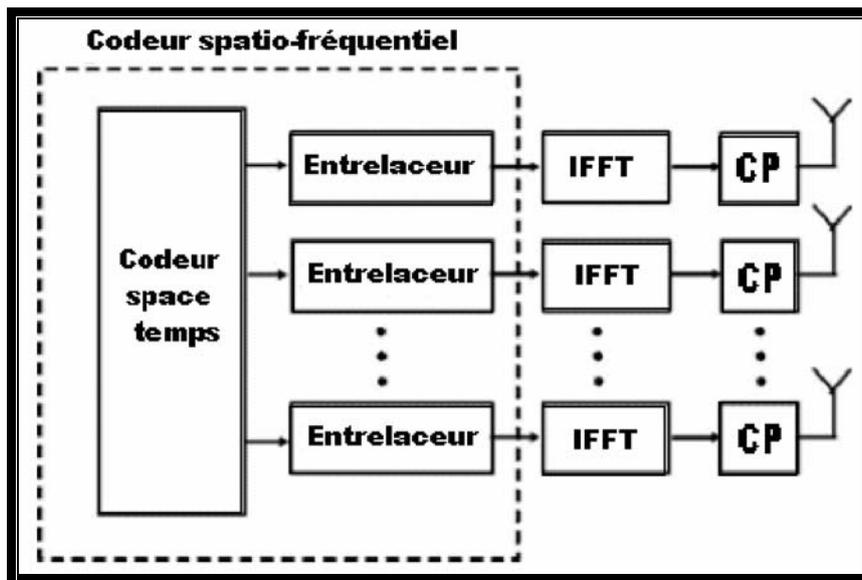
Nous avons pu dégager les améliorations de performance induites par l'usage du code d'Alamouti ; nous examinons à présent ce qu'il en est du cas de figure où nous disposons de plus deux antennes à l'émission. Nous pouvons obtenir la même performance et avec un maximum de diversité en considérant une famille particulière qui est celle des codes STB linéaires orthogonaux. Cependant le nombre d'antennes à l'émission N ne pourra que prendre un certain nombre de valeurs fini tel que $\{1, 2, 4, 8\}$ dans le cas d'un mapping orthogonal réel.

➤ **Remarque :**

Les codes STB ont des performances optimales pour des SNR faibles et moyens alors que les codes STT sont plus optimaux pour des SNR de grandes valeurs [J. Rad1922]. Le code d'Alamouti présente des très grands avantages. [G. J. Fos1998] Sandhu a démontré qu'un système avec deux antennes à l'émission et une seule antenne à la réception utilisant le code d'Alamouti peut atteindre la capacité du canal sans la connaissance des états de ce dernier par l'émetteur.

3- Codes spatio tempo fréquentiels (STF)

Le codage spatio-temporel fournit un gain de diversité en codant sur les dimensions spatiale, traduit par les antennes multiples, et temporelles. Une transmission de données sur les systèmes MIMO-OFDM est possible en appliquant un code spatio-temporel à chaque sous porteuse. Dans de tels systèmes, nous ne réalisons pas le gain de diversité maximal possible même si les codes spatio-temporels sont utilisés. En effet, la diversité fréquentielle et la corrélation entre différentes sous porteuses sont ignorées dans ces systèmes. Une autre approche pour la transmission sur les canaux MIMO utilisant l'OFDM est de remplacer la dimension temporelle par la dimension fréquentielle [G.J.Fos1998, C.E.Sha2002]. En d'autres mots, différentes sous porteuses de l'OFDM peuvent être utilisées pour remplacer la dimension temporelle d'un code spatio-temporel. Ceci résulte sur le codeur spatio-fréquentiel dont la figure II.11 donne le schéma.



FigureII-11 : Schémas bloc d'un codeur spatio-fréquentiel.

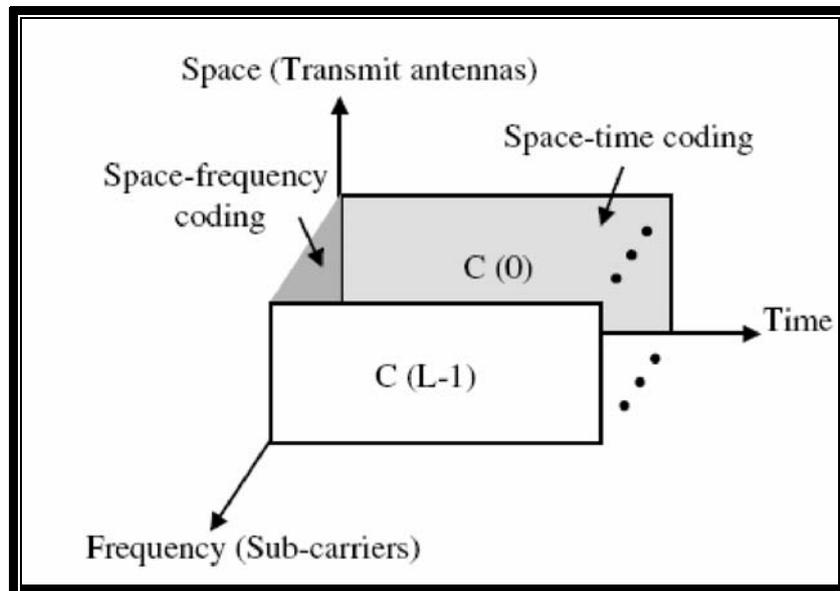


Figure II-12 : *Codage spatio-tempo fréquentiel dans l'OFDM.*

Pour atteindre véritablement le gain de diversité maximal possible, nous pourrions coder sur les trois dimensions espace - temps – fréquence comme le montre la figure II.12. Il est clair que la transmission d'un mot code sur différentes sous porteuses peut procurer une diversité additionnelle fréquentielle. Une approche pour une telle transmission consistera en l'usage d'un code correcteur d'erreur et de l'entrelacement [C.E.Sha1948]. Le rôle de l'entrelacement est de s'assurer que le codage se fait sur les trois dimensions espace-temps-fréquence. On peut donc utiliser divers codes correcteurs d'erreurs entre autre les codes convolutionnels et les turbo codes. Ouachani [G.J.Fos1998] en étudiant les schémas de codage spatio tempo fréquentiels basés sur le code d'Alamouti arrive à la conclusion qu'un intérêt de ces codes STF peut résider dans la possibilité de les utiliser dans les réseaux locaux afin d'augmenter les zones de couverture, dans des modes de transmission à bas débit.

II.5 - Conclusion

Depuis quelques années, les systèmes multi antennes connaissent un net regain d'intérêt et le nombre d'études sur le sujet suit une courbe quasiment exponentielle. Nous avons essayé dans ce chapitre de proposer une vue d'ensemble du domaine, en nous attardant principalement sur les différents types d'architectures et les différents types de codage. Les systèmes MIMO peuvent se diviser en deux classes, dont l'objectif final de haute efficacité spectrale reste le même, mais qui diffèrent par la façon de l'atteindre. Les architectures spatio-temporelles par couches, à l'origine du regain d'intérêt pour les multi antennes, ont pour but d'augmenter le débit de transmission en démultiplexant les sous chaînes de symboles et en les transmettant ensuite simultanément et indépendamment sur les n_t antennes émettrices. Si les codes spatio-temporels ne négligent pas cet aspect capacitif, ils ont également pour but de fiabiliser les transmissions, en particulier pour éviter les évanouissements profonds qui caractérisent les communications radio mobiles. Ils introduisent donc de la redondance avant l'émission des symboles, grâce à des algorithmes de codage qui forment deux familles: les codes spatio-temporels en treillis et les codes spatio-temporels en blocs, qui semblent les plus prometteurs.

Nous allons essayer d'introduire dans le chapitre suivant la notion du multiplexage spatiale en réception pour démontrer l'utilité des systèmes MIMO en termes de débit et de performances.

III.1 - Le multiplexage spatial

III.1.1 - Introduction et principe

L'apport des antennes intelligentes MIMO dans un système de télécommunications est directement fonction des paramètres et des techniques retenus ; il peut s'agir comme vu précédemment du nombre d'antennes de part et d'autres, du type de codage spatio-temporel utilisé mais aussi de l'usage ou non d'un multiplexage spatial. En effet, un démultiplexage du flux de données à l'entrée permet de disposer de trains de données différents au niveau de chaque antenne. Couplé à un multiplexage en réception, cette répartition spatiale de l'information permet d'accroître considérablement le débit de transmission.

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.

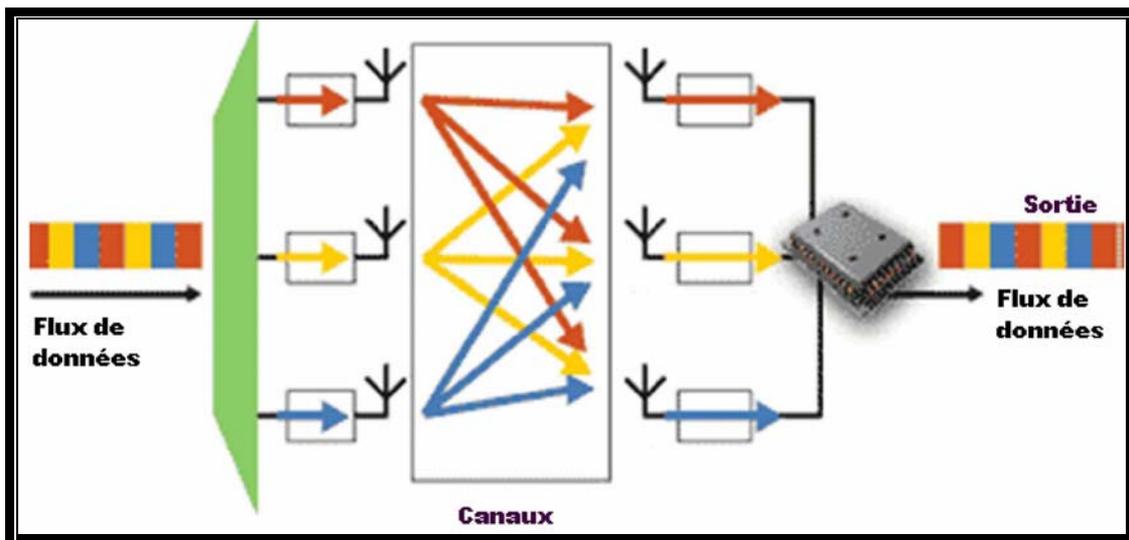


Figure III-1 : Principe du multiplexage spatial

III.1.2- Le multiplexage spatial et son compromis avec la diversité

Le multiplexage spatial et la diversité nécessitent le choix d'un compromis [Vin2004] entre eux parce que s'inhibant mutuellement. En effet, dans les canaux MIMO, le gain de diversité est réalisé en utilisant à la fois les antennes émettrices et réceptrices. Le degré de diversité pourra donc être d'autant plus élevé qu'on utilise plusieurs antennes émettrices. Cependant ces antennes émettrices peuvent être utilisées à d'autres fins ; par exemple pour avoir une capacité élevée, donnant lieu à la possibilité d'un débit élevé en augmentant le

nombre d'antennes à l'émission. En supposant pour des raisons de simplification un canal avec un même nombre d'antennes de part et d'autre, alors comme il a été dit précédemment, la capacité croît linéairement avec ce nombre d'antennes sans qu'il soit nécessaire d'augmenter de la puissance d'émission. Ceci rend donc possible un débit de transmission élevé en se servant par exemple du multiplexage spatial. Si le nombre d'antennes de part et d'autre n'est pas identique, nous pouvons en général transmettre jusqu'à $\min \{M, N\}$ symboles par intervalle de temps, où M et N sont les nombres d'antennes à l'émission et à la réception respectivement. Par exemple si $N \geq M$, on peut envoyer M symboles et réaliser un gain de diversité de $N - M + 1$. Nous remarquons pour un nombre identique d'antennes en réception et en émission, le gain de diversité est égal à un. Par ailleurs, la diversité spatiale maximale quand on envoie un symbole par intervalle de temps est de MN . En définitive, l'avantage d'un canal MIMO peut être exploité [K.CAV2001] de deux façons :

- pour accroître la diversité du système.
- pour accroître le nombre de symboles transmis.

Pour le cas général où l'on a plus d'une antenne à l'émission, $N \geq M > 1$, il existe un compromis théorique entre le nombre de symboles transmis et la diversité du système.

En général, le gain de multiplexage fait référence au fait que nous pouvons utiliser plusieurs antennes pour transmettre à un débit plus important comparativement à l'usage d'une seule antenne. Comme le montre l'expression de la capacité établie dans le chapitre II, la capacité du canal MIMO croît avec le SNR. Le débit de transmission étant lié à la capacité, il est raisonnable de penser que le débit peut augmenter pour un SNR croissant. Ceci permet d'établir la définition suivante pour le gain de multiplexage spatial (GMS)

$$GMS = \lim_{\rho \rightarrow \infty} \frac{R(\rho)}{\log(\rho)} \quad \text{III.1}$$

Où $R(\rho)$ est le débit du code (rate of the code) à l'émetteur et est fonction du SNR ρ .

Notons que la relation ci-dessus entre le gain de multiplexage spatial et le débit de transmission est identique à celle entre le gain de diversité et la probabilité d'erreur [Iih2005].

Le théorème suivant dérive d'un compromis optimal entre le gain de multiplexage spatial, qui fait référence au débit, et la diversité, qui fait référence à la probabilité d'erreur.

• Théorème

Considérons un code à l'émission d'un canal MIMO avec M antennes émettrices et N antennes réceptrices [V. Tar1998]. Pour un gain de multiplexage spatial donné $GMS = i$, où $i = 0, 1, \dots, \min \{N, M\}$ est un entier, le maximum de diversité $G_d(i)$ est donné par $G_d(i) = (M -$

$i)(N-i)$ si la longueur du code est supérieur ou égal à $N+M -1$. La courbe du compromis optimal est obtenue en reliant tous les points de coordonnées $(i, G_d(i))$ par des segments de droite. Un exemple de compromis optimal pour $M = 4$ et $N = 3$ est représenté sur la figure Figure III-2.

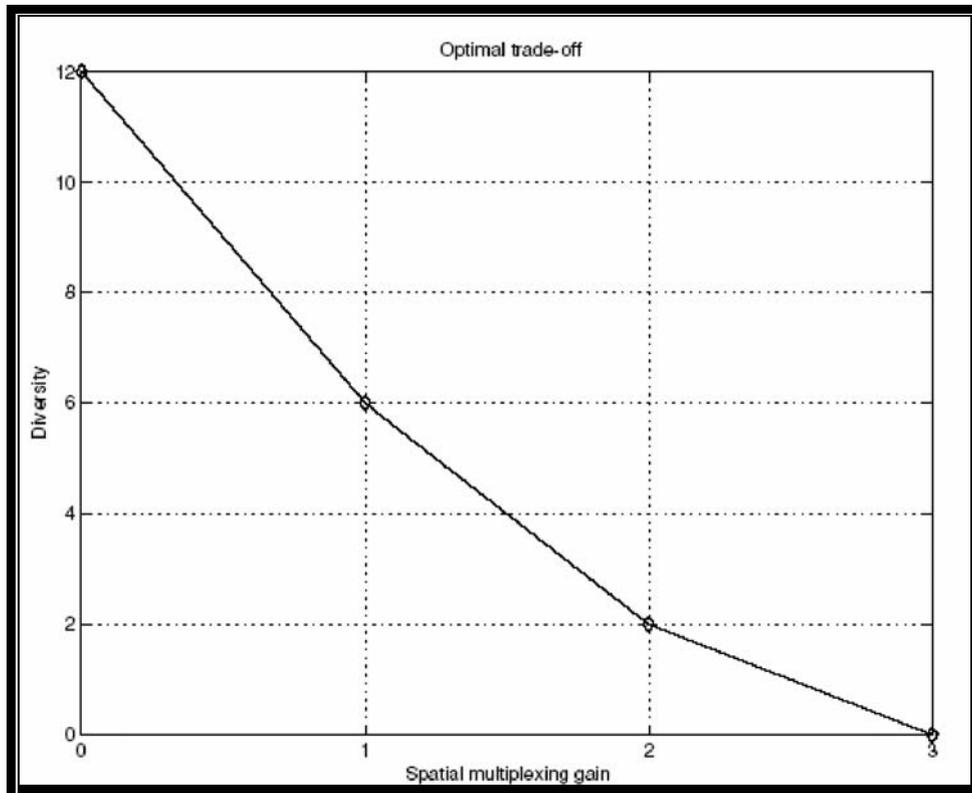


Figure III-2 : Compromis optimal entre gain de multiplexage spatial et diversité

Au lieu d'utiliser les antennes multiples pour réaliser un maximum possible de gain de diversité, nous pouvons s'en servir pour accroître le débit de transmission ; d'où l'importance du compromis entre ces deux notions tel qu'exposé précédemment. Une approche pour obtenir le maximum de débit possible est le multiplexage spatial. Un exemple simple de multiplexage spatial c'est lorsque le flux entrant est démultiplexé en M flux séparés, en utilisant un convertisseur série-parallèle ; chaque flux est transmis par une antenne indépendante (*Fig III-1*). Ainsi le débit est de M symboles par utilisation canal dans le cas où nous disposons de M antennes émettrices. Rappelons que quelque soit, le nombre d'antennes émettrices, le débit maximum des codes spatio-temporels est de un symbole par utilisation canal. Nous remarquons donc une nette amélioration, cependant très coûteuse en terme de gain de diversité. Ainsi, l'on utilisera le multiplexage spatial pour des systèmes à haut débit

opérant avec des valeurs de SNR très élevées tandis que le codage spatio-temporel est plus approprié pour des transmissions à des débits faibles et de faibles valeurs de SNR. Nous étudions par la suite quelques architectures spatio-temporelles offrant un débit élevé. Foschini [G.J.Fos1996] fut le premier à en proposer un exemple et depuis beaucoup ont suivis dans le cadre des architectures des laboratoires Bell nommées BLAST (Bell Labs Layered Space - Time). Après avoir introduit quelques structures de décodeurs utilisables pour tout code en bloc, nous évoquerons différentes architectures BLAST ainsi que les méthodes de conception de leurs décodeurs.

III.2 - Techniques de réception

Les systèmes MIMO emploient plusieurs techniques de réception [Kai2008] dont quelques unes assez générales et d'autres étroitement liées à la technique voire au multiplexage spatial utilisé en émission [G. Ung1982, M. STO1996, F. KHA2007].

III.2.1- Le décodage au maximum de vraisemblance

Le traitement à l'émission du dispositif de multiplexage spatial peut inclure en plus d'une modulation représentée dans la figure III-4, un codage dans le but d'améliorer la performance du système [M.O.DAM2000]. Nous pouvons représenter le vecteur r de taille $1 \times N$ reçu par :

$$r = C.H + \eta \quad \text{III.2}$$

Où η est la matrice $1 \times N$ de bruit, C est le vecteur $1 \times M$ transmis à chaque intervalle de temps et H la matrice $M \times N$ de canal. Le décodage au maximum de vraisemblance [M.DAM2000] recherche le mot code C qui minimise la norme de Frobenius $\|r - C.H\|_f$ [Lud2002]. Utiliser une recherche complète pour trouver le mot code optimal, demande d'énormes ressources de

calcul. Si la modulation utilise une constellation à 2^b points pour transmettre b bits, le nombre de possibilités pour le mot code C est de 2^{bM} . Par exemple, pour quatre antennes émettrices et une modulation 16-QAM, soit $b = 4$ bits, il y a 65 536 possibilités, ce qui représente une valeur trop élevée dans la plupart des cas pratiques. Les structures spatio-temporelles que nous avons étudiées permettent l'implémentation d'un décodeur simple au maximum de vraisemblance. Dans le cas des codes STB orthogonaux par exemple, les symboles peuvent être décodés séparément, ce qui résulte sur un nombre de $M 2^b$ de

possibilités à parcourir. L'algorithme de Viterbi est en général utilisé lors de la mise en oeuvre du décodage au maximum de vraisemblance [A.F.Mol2005], en particulier dans le cas des codes STT. Quand le décodage simple au maximum de vraisemblance n'est pas utilisé, nous devons utiliser les méthodes de décodages sub-optimaux pour réduire la complexité du récepteur ; de tels systèmes travaillent généralement à de très hauts débits et avec quelque fois plus de quatre antennes émettrices.

III.2.2- Le décodage par sphère

L'idée principale derrière le décodage par sphère est de limiter le nombre de mots codes possible en ne considérant que ceux inclus dans une sphère centrée sur le signal vecteur reçu. Ce concept est décrit à la figure III-3, dans laquelle le signal reçu est représenté par un petit carré. Pour que le signal envoyé soit très distant du signal reçu, la puissance instantanée du bruit doit être élevée. Cependant une puissance de bruit instantanée très élevée est moins probable qu'une faible puissance à cause de la nature du bruit qui est blanc gaussien. Alors, intuitivement, il est plus probable d'avoir le mot code le plus vraisemblable dans le voisinage du signal reçu. La question principale est comment séparer les mots codes à l'intérieur de la sphère de tous les mots codes possible. Ceci devrait pouvoir être fait pour n'importe quel signal centre de la sphère. Par ailleurs, la complexité de la séparation de ces signaux devrait être assez légère pour que la complexité résultante du décodage par sphère soit plus faible que celle inhérente à une recherche globale. Il a été démontré dans la littérature que le point optimal du treillis constitué par l'ensemble des mots codes se trouve dans une région qui peut être de forme parallélépipédique rectangle ou sphérique. Le dernier cas est celui du décodage par sphère dont le détail de l'algorithme est donné dans [L.Col2002]. Nous considérerons un rayon de sphère arbitraire, tout en sachant que la rapidité et la performance de l'algorithme de décodage sont directement tributaires de la valeur considérée.

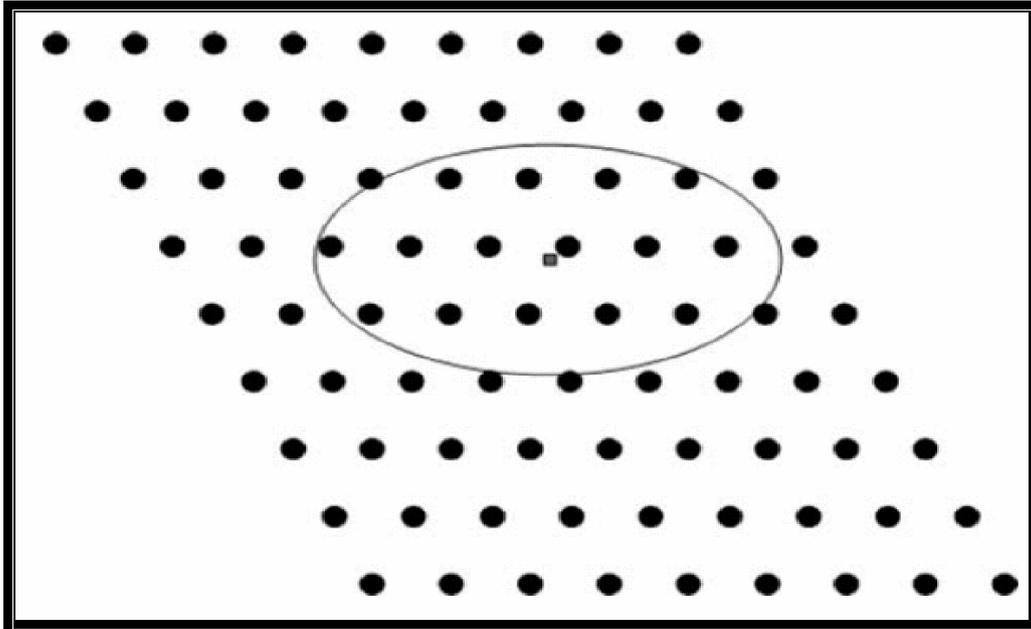


Figure III-3 : Décodages par sphère

III.2.3- Utilisation des techniques d'égalisation dans la conception du récepteur

Une approche générale pour concevoir des récepteurs avec une complexité moindre par rapport à ceux du décodage au maximum de vraisemblance est d'utiliser les techniques d'égalisation pour séparer les différents symboles. Cette classe de technique recherche d'abord le meilleur signal qui représente chacun des symboles et décode le symbole en utilisant le signal détecté. Dans ce processus de détection, les effets des autres symboles sont considérés comme des interférences ; l'égalisation permet donc de résoudre le problème de l'interférence entre symboles (IES). Un égaliseur linéaire essaie de séparer les symboles sans accroître le bruit ; mais en général ces deux objectifs sont antagonistes. Le but est donc de séparer les symboles avec un accroissement minimal du bruit. Les deux méthodes d'égalisation qui sont retenues dans la conception d'un récepteur MIMO sont l'égaliseur par « Zero-forcing » (ZF) et l'égaliseur à erreur quadratique minimale (MMSE : minimum meansquared error).

III.2.3.1- Egaliseur par forçage à zéro (ZF)

Un canal à IES pourrait être modélisé par un filtre à réponse impulsionnelle finie (RIF) plus du bruit. Un égaliseur ZF utilise un filtre inverse pour compenser la réponse du canal ; c'est-à-dire qu'à la sortie de l'égaliseur, la réponse totale vaut un pour le symbole qui est en train d'être détecté et zéro pour les autres symboles. Ceci résulte donc sur l'annulation des

interférences entre symboles ; le ZF cherche principalement à supprimer les contributions des autres émetteurs. Le Zero Forcing est une méthode d'égalisation linéaire qui ne considère pas l'effet du bruit. En fait, le bruit pourrait croître dans le processus d'élimination des interférences.

III.2.3.2- Égaliseur à erreur quadratique minimale (MMSE)

Comme nous l'avons vu, l'égalisation ZF ne considère pas l'effet de l'égalisation à accroître le bruit. Pour remédier à ce problème, l'erreur quadratique moyenne est minimisée. Le but de l'égaliseur linéaire à erreur quadratique minimale [G.D.GOL1999] est d'insérer dans la chaîne de traitement de la figure III-4 une matrice de détection, fonction du SNR, telle que le bruit effectif résultant se trouve minimisé. Il est donc clair que l'égaliseur MMSE maximise le SNR effectif. D'autre part, quand le bruit est négligeable ou bien le SNR tend vers l'infini, l'égalisation MMSE converge vers le ZF. Une autre approche d'égalisation est l'égaliseur à retour de décision, appelé en terme anglosaxon decision feedback equalizer (DFE). Dans le contexte MIMO, le DFE est souvent combinée avec ZF ou MMSE. De telles combinaisons pour les canaux MIMO furent initialement proposées comme récepteur pour les architectures BLAST dont nous exposons le détail dans la suite.

III.2.4- V-BLAST

Comme représenté sur la figure III-4 ci-dessous, le flux de bits en entrée est démultiplexé en M sous flux parallèles. Chaque flux secondaire est modulé et transmis par l'antenne correspondante. Il est aussi possible de coder chaque flux secondaire pour améliorer la performance en termes de compromis avec la bande passante. Par soucis de simplicité, nous considérons ici des flux secondaires non codés. Vu que chaque flux secondaire est traité séparément, d'un point de vue mathématique l'interférence entre flux secondaires est similaire à celle d'un système multi utilisateurs synchronisé [L.Col2002] ; aussi la méthode de décodage dont nous discuterons est applicable aux algorithmes d'annulation d'interférences multi utilisateurs et vice versa.

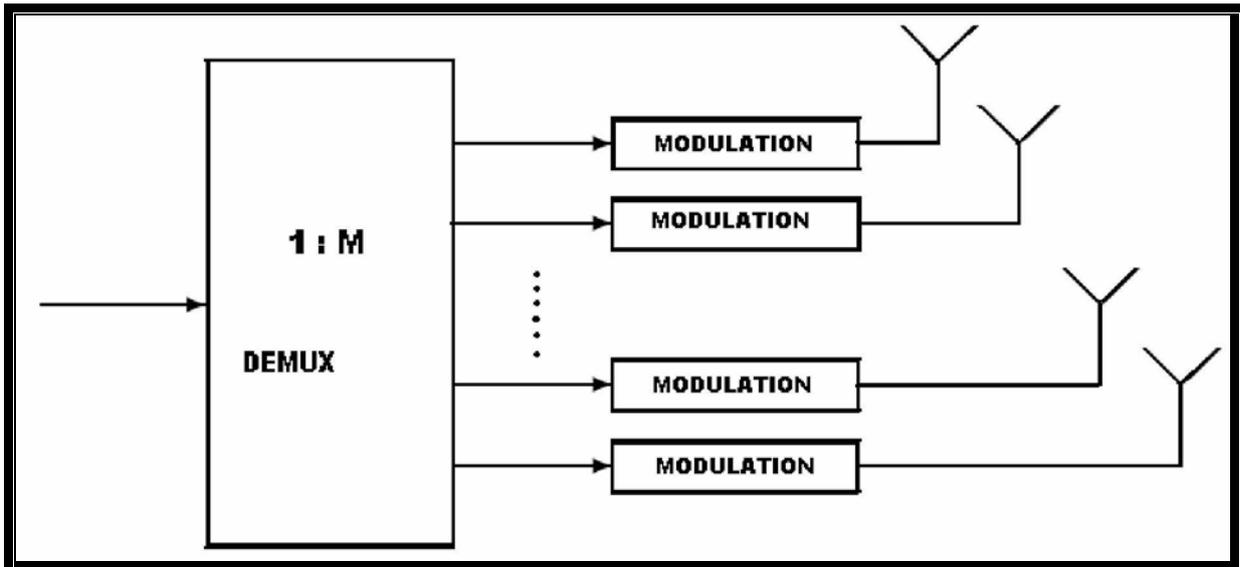


Figure III-4 : Un exemple simple de multiplexage spatial (V-BLAST).

Une approche pour un minimum de complexité en réception est l'usage de la technique « diviser et conquérir » au lieu d'un décodage conjoint de tous les symboles. L'algorithme décode d'abord le symbole le plus puissant, puis annule l'effet de ce dernier sur le reste des symboles. Il passe donc au prochain symbole le plus puissant et continue le même procédé jusqu'à ce que tous les symboles soient détectés. L'ordre de détection optimale est du symbole le plus puissant au symbole le plus faible. Si nous notons par c_n le nième symbole du mot code et par H_n la nième ligne de la matrice H , l'équation (III-2) donne :

$$r = \sum_{n=1}^N c_n H_n + \eta$$
 . La figure III-5 nous explicite le décodage V-BLAST avec un ordre implicite.

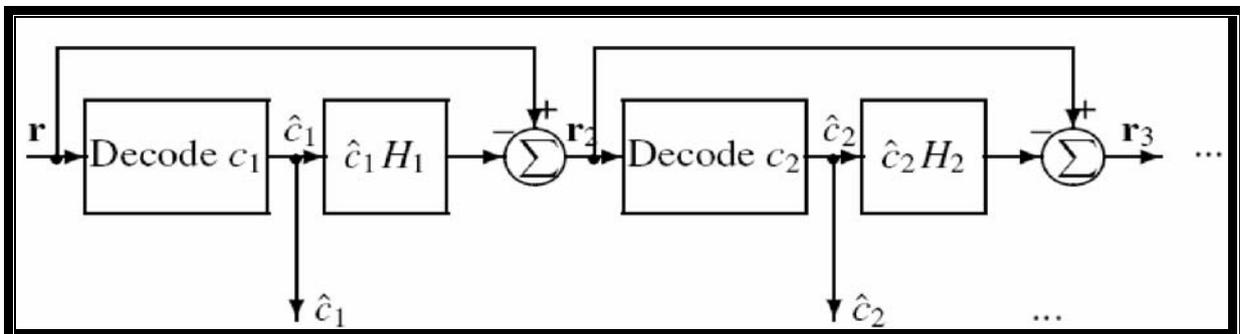


Figure III-5 : Schéma bloc d'un décodeur V-BLAST

L'algorithme utilisé ici comprend trois étapes [P.W.Wol1998] :

- la mise en ordre (ordering)

Le but recherché est de décider quel symbole détecter à quelle étape du décodage. Le meilleur choix ici est le symbole au SNR le plus élevé.

- L'annulation d'interférence (interference cancellation)

Il s'agit de soustraire l'interférence des symboles déjà détectés dans le décodage des prochains symboles.

- La nullité d'interférence (interference nulling)

Ici on recherche la meilleure estimation d'un symbole à partir des équations mises à jour. Cette étape est nommée ainsi parce qu'on peut considérer qu'elle enlève l'interférence due aux symboles pas encore détectés de celui en cours de détection.

III.2.5- D-BLAST

L'architecture D-BLAST est très similaire à celle du V-BLAST. La différence principale est dans la façon dont les signaux sont transmis sur des différentes antennes. Dans la technique V-BLAST, tous les signaux dans une même couche sont transmis par la même antenne alors que dans la technique D-BLAST, les signaux sont décalés après transmission.

Numérotons la sortie du démultiplexeur de la couche 1 à M. Pour le premier bloc à T intervalles de temps, la couche m est envoyée par la m^{ème} antenne. Dans le second bloc la couche m est transmise via l'antenne (m+1) pour $m = 1, 2, \dots, M-1$, tandis que la couche M est envoyée par la première antenne.

Le décalage continue de manière cyclique après chaque bloc de T intervalles de temps. La figure III-6 montre comment les différentes couches sont transmises diagonalement à cause du décalage cyclique pour un système avec $M = 4$ antennes émettrices. Notons que durant les $M-1 = 3$ premiers blocs et durant les trois derniers blocs, l'on ne transmet pas de l'information dans le but de simplifier le décodage. Ceci est appelé l'effet limite et réduit un peu le débit du système. La raison principale de la transmission des couches depuis différentes antennes est d'éviter des évanouissements importants via la diversité. En effet supposons que le gain d'une des antennes émettrices subit un profond évanouissement. Dans ce cas, sans l'usage du décalage cyclique, tous les symboles de la couche correspondante sont affectés. Cependant, avec le décalage cyclique, il est aisé de dépasser ce problème d'évanouissement via la diversité en transmission. En fait le rôle du décalage cyclique dans la lutte contre l'évanouissement est similaire à celui de l'entrelacement dans la lutte contre les erreurs de

Burst [L.Col2002]. Le récepteur d'une architecture D-BLAST est similaire à celui du V-BLAST même si le décalage cyclique introduit une plus grande complexité. Pour décoder un symbole, les principales étapes sont : la nullité d'interférence (interference nulling) et l'annulation d'interférence (interference cancellation) afin d'obtenir une meilleure estimation du symbole. Les couches sont détectées une à une en suivant la structure diagonale de transmission.

	Antenne1	Antenne2	Antenne3	Antenne4
Bloc 1	Couche 1			
Bloc 2	Couche 4	Couche 1		
Bloc 3	Couche 3	Couche 4	Couche 1	
Bloc 4	Couche 2	Couche 3	Couche 4	Couche 1
Bloc 5	Couche 1	Couche 2	Couche 3	Couche 4
Bloc 6	Couche 4	Couche 1	Couche 2	Couche 3
Bloc 7	Couche 3	Couche 4	Couche 1	Couche 2
Bloc 8	Couche 2	Couche 3	Couche 4	Couche 1
⋮	⋮	⋮	⋮	⋮
Bloc T-2		Couche 2		Couche 4
Bloc T-1			Couche 2	Couche 3
Bloc T				Couche 2

Figure III-6 : Répartition des couches dans D-BLAST.

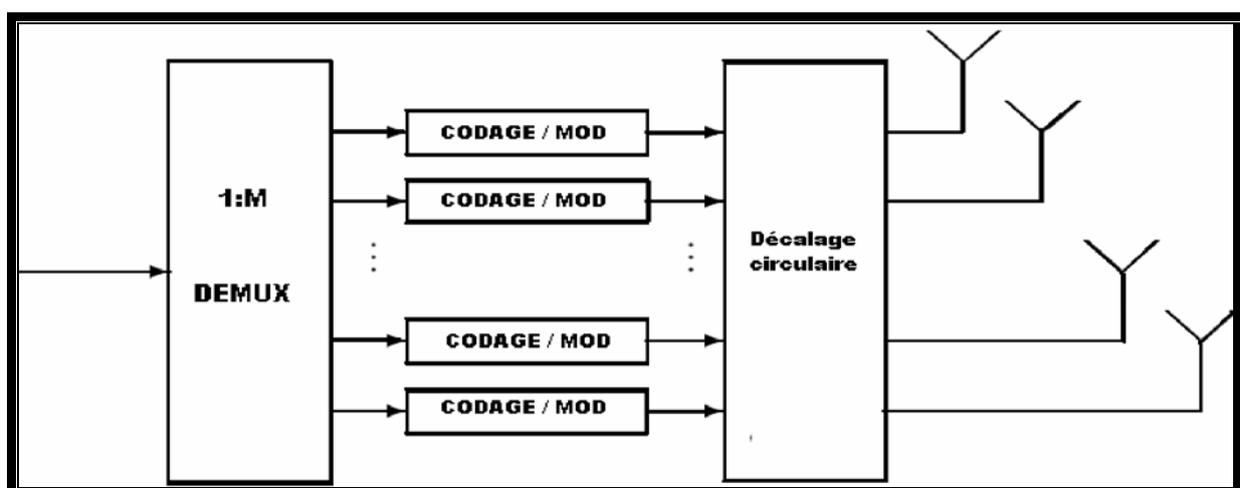


Figure III-7 : Codeur D-BLAST.

III.2.6- Turbo BLAST

Comme nous l'avons vu, on peut rajouter du codage à la modulation de chaque couche. Il est également possible de combiner codage et modulation en utilisant la modulation codée en treillis (TCM) pour chaque couche. En appliquant un codage aux différentes couches, le but principal recherché est d'améliorer la performance du système. Chaque code utilisable offre un gain de codage qui lui est caractéristique. Par ailleurs, l'usage d'un code crée une complexité additionnelle de décodage et introduit un délai. D'habitude dans les algorithmes de codage, un compromis est fait entre la performance et la complexité de décodage. Ainsi une classe de code qui fournit des performances proches de la limite théorique de Shannon pour les canaux à bruit blanc gaussien additif est celle des turbos codes. Le codeur d'un turbo code consiste entre autres en un entrelaceur dont le rôle est la création de « mots codes aléatoires » afin de réaliser la capacité désirée. La combinaison entre une architecture BLAST et celle d'un turbo code améliore les performances et donne naissance à l'architecture turbo BLAST.

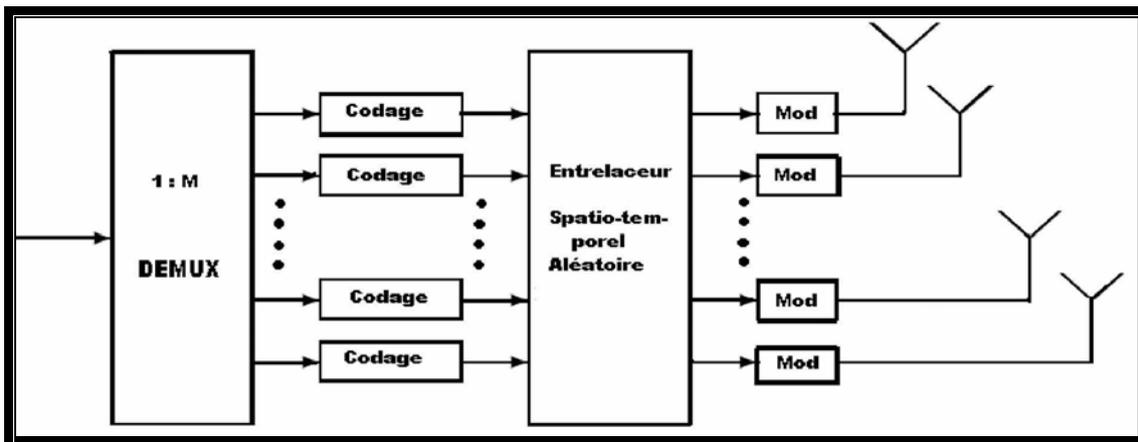


Figure III-8 : Codeur turbo BLAST.

La figure III-8 montre le schéma bloc d'un codeur turbo BLAST. Le train binaire entrant est démultiplexé en M flux secondaires de même débit ; puis chaque flux est indépendamment codé en utilisant un codage linéaire. Les sorties des différents blocs codes sont entrelacées aléatoirement bit par bit. Il est important que les flux secondaires utilisent de façon équitable les différents chemins ; un exemple d'entrelaceur offrant une telle équité est l'entrelaceur diagonal (diagonal space interleaver) qui est similaire à celui utilisé dans la répartition des couches D-BLAST avec la différence qu'il ne possède pas d'effets de limite.

La sortie de l'entrelaceur spatio-temporel est modulée séparément pour chaque antenne et transmis. L'effet de l'entrelacement diagonal sur le canal à évanouissement quasi-statique est de créer un canal « effectivement » variable dans le temps. Le récepteur utilisé ici est un décodeur itératif ; bien qu'il ne soit pas optimal il est préféré vu que la complexité d'un décodeur optimal pour turbo code croît de façon exponentielle avec le nombre d'antennes M [L.Col 2002].

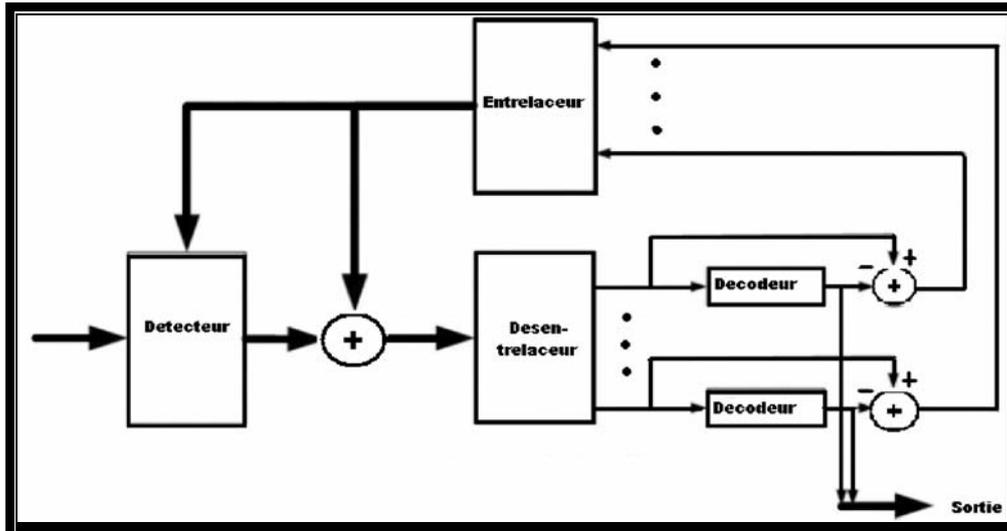


Figure III-9: Schémas bloc du décodeur turbo BLAST.

III.3 - Les applications MIMO-OFDM actuelles

Les systèmes MIMO sont l'un des principaux axes de développement pour augmenter les débits des communications sans fil et bien que les premiers travaux publiés sur ce sujet ne datent que de quelques années, nous assistons à un très rapide développement de cette technologie avec des applications déjà envisagées dans les réseaux locaux sans fil et les réseaux de communication de 3ème génération.

Les systèmes sans fil sont classés en trois familles en fonction de leur champ d'application et donc selon leur portée. Il s'agit des réseaux :

- personnels (WPAN, Wireless Personal Area Network) servant à relier différents appareils dans un périmètre réduit ;
- locaux (WLAN, Wireless Local Area Network) permettant de relier tout type de périphériques à une liaison haut débit sur un rayon de plusieurs dizaines de mètres en intérieur de bâtiments, à plusieurs centaines de mètres en environnement ouvert ;
- métropolitains (WMAN, Wireless Metropolitan Area Network) adaptés à la couverture de villes et de villages.

Les systèmes : HiperLAN/2, WIFI et les systèmes de téléphonie mobile tels GSM, UMTS, WiMax utilisent la technologie MIMO-OFDM afin d'augmenter le débit de transmission et améliorer la qualité de transmission.

Les systèmes MIMO-OFDM sont par exemple proposés pour le futur standard de réseau local sans fil IEEE 802.11n où l'objectif est d'atteindre des débits de 100 mégabits par seconde pour les applications vidéo.

Dans ce travail nous donnons un exemple d'application du MIMO-OFDM au standard IEEE 802.11a.

III.4 - Conclusion

Contrairement aux codes spatio-temporels, dont l'efficacité spectrale est limitée par le codeur utilisé, la capacité des systèmes spatio-temporel par couches (LST pour Layered Space-Time), formées par un multiplexage initial croît linéairement avec le nombre d'antennes émettrices, et le TEB décroît exponentiellement si l'on utilise un détecteur optimal (MV). L'avenir des communications numériques réside sans doute dans la capacité à envoyer simultanément des informations spécifiques pour différents types d'applications. Les chaînes de symboles seront alors envoyées à différents sous-canaux dédiés avec un codage approprié, imposant aux systèmes de transmission une certaine souplesse. Ainsi, contrairement aux codes spatio-temporels, le nombre d'antennes, la technique de modulation, l'entrelaceur utilisé peuvent facilement s'ajuster dans des systèmes spatio-temporels par couches, dont les voies sont indépendantes. Les antennes réceptrices reçoivent un mélange des contributions de toutes les antennes émettrices. Nous avons donc présenté plusieurs algorithmes, linéaires ou non, permettent de séparer les signaux et de retrouver l'information initiale. Les critères basés sur le forçage à zéro et la minimisation de l'erreur quadratique moyenne ont été passés en revue, avant d'aborder l'algorithme optimal basé sur le maximum de vraisemblance.

Le but des télécommunications est d'augmenter le débit de plus en plus et d'avoir la meilleure qualité de signal à la réception pour cela nous allons introduire dans le chapitre suivant la notion de l'OFDM et nous allons l'associer avec la technique MIMO pour trouver une solution optimale.

IV.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.

Nous allons donner un bref aperçu sur la modulation OFDM en premier point. Ensuite nous décrivons le schéma d'émission /réception du MIMO-OFDM en exposant la technique de décodage VBLAST.

En fin nous étudions la capacité du MIMO-OFDM pour voir l'intérêt de la transmission sur plusieurs sous porteuses.

IV.2- La technique OFDM

IV.2.1- Historique de l'OFDM

La technique de transmissions multiporteuses a été introduite dans les années soixante [Bas2008]. 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 [P.A.Bel1965] et à Zitterman [M.S.Zim1967], 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 [M.L.Doe1957] et plus tard, en 1961, Franco et al [G.A.Fra1961] 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 [A.R.Kaye1970] 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 [S.B.Wei1970] 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 [**B.Hir 1981**], [**B.Hir1984**] 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 [**B. Hir1986**]. En 1985, Cimini [**L.J.Cim1985**] 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 [**A.Rui 1987**] 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 [**J.A.C.Bin1990**]. Vers la fin des années quatre vînt, 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 [**H.Sar1995**]. 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 [**J.C.Rau1999, J.Wol1992, B. Led1993**]. 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) [**P. Hay1992, H. Sar1995, P.Com1996**]. 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.

IV.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 variant 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 :

– 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 :

$$h(t, \tau) = \sum_n \alpha_n(t) \cdot e^{-2j\pi f_c \tau_n} \delta(\tau - \tau_n(t)) \quad \text{IV.1}$$

Ces différents trajets pourront alors générer des interférences constructives ou destructives, 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.

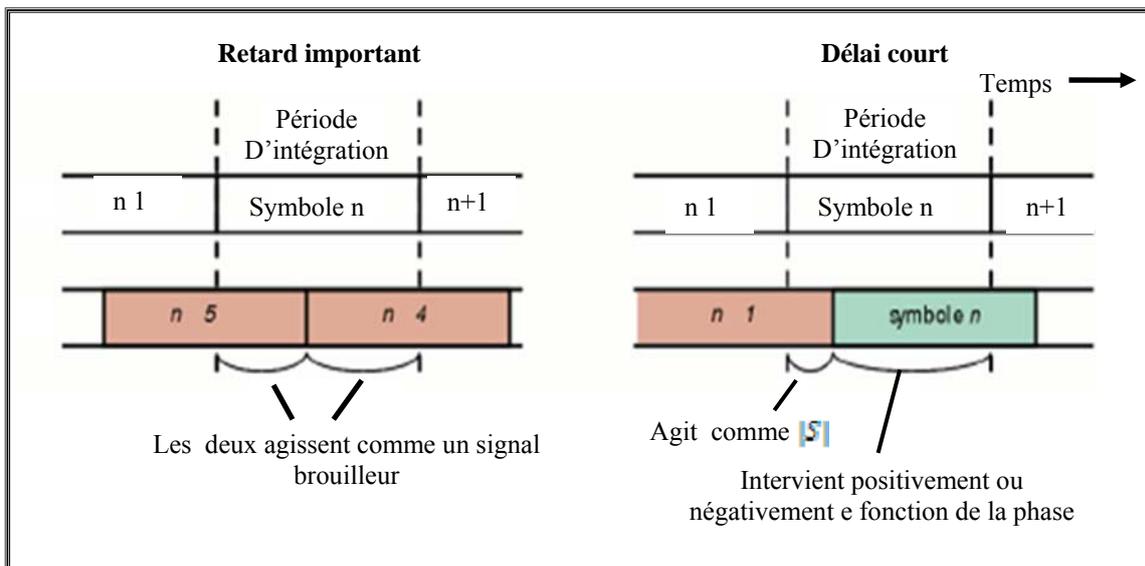


Figure IV-1 : Influence du multitrajet sur le brouillage inter symboles

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. 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.

IV.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 [Pie2005] c'est-à-dire elle répartie les symboles sur un grand nombre de porteuses à bas débit, à l'opposé des systèmes conventionnels qui transmettent les symboles en série, chaque symbole occupant alors toute la bande passante disponible.

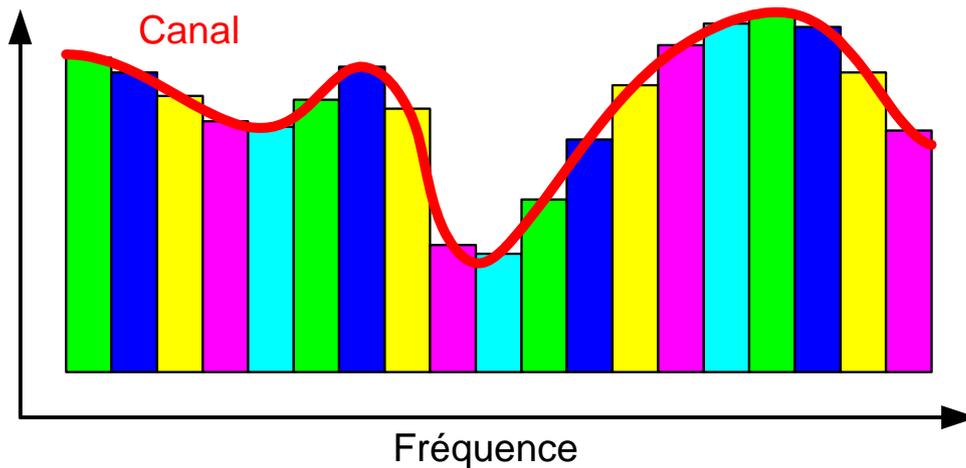


Figure IV-2 : Principe de l'OFDM

IV.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 [Pie2005]. Les c_k sont des nombres complexes définis à partir des éléments binaires par une constellation souvent de modulation MAQ et PSK.

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:

$$c_k e^{j2\pi f_k t} \quad \text{IV.2}$$

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

$$S(t) = \sum_{k=0}^{N-1} c_k e^{j2\pi f_k t} \quad \text{IV.3}$$

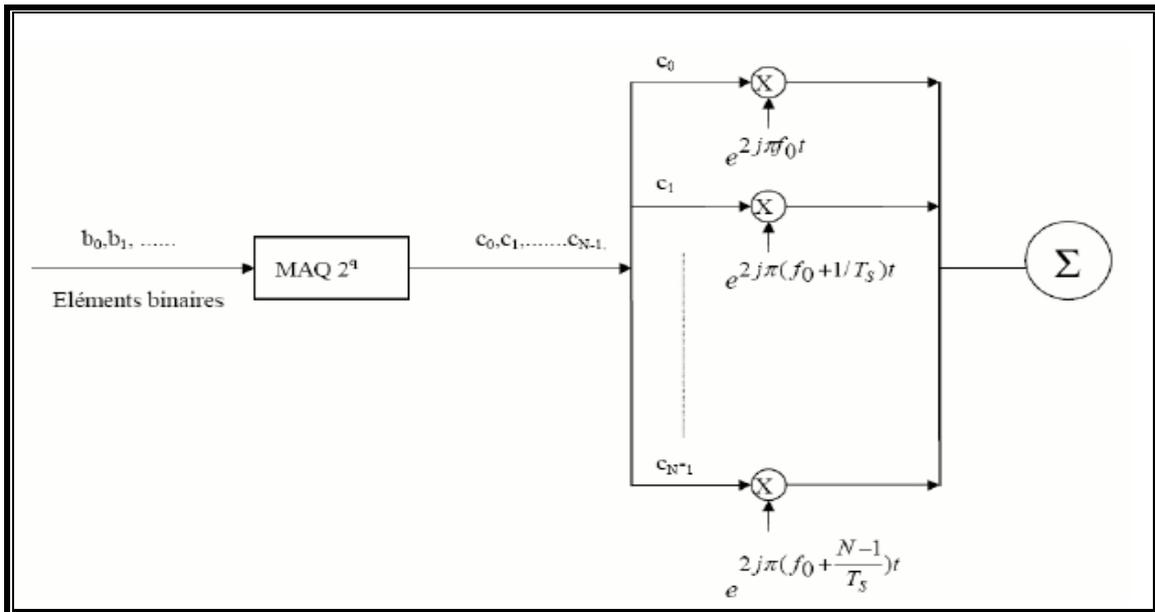


Figure IV-3 : Schéma de modulation

Les fréquences sont orthogonales si l'espace entre deux fréquences adjacentes f_k et f_{k+1} est $1/T_s$. 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 $1/T_s$.

$$f_k = f_0 + \frac{k}{T_s} \tag{IV.4}$$

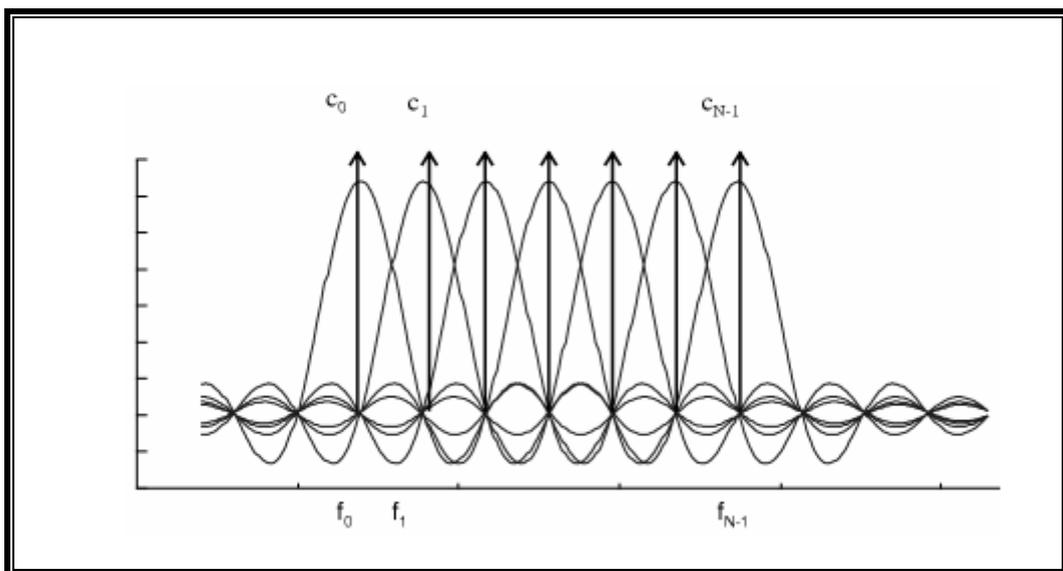


Figure IV-4 : Spectre en sortie du modulateur OFDM.

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 $T_s \ll 1/B_d$.

IV.2.3.2 Principe de la démodulation

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

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

IV.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 le schéma classique.

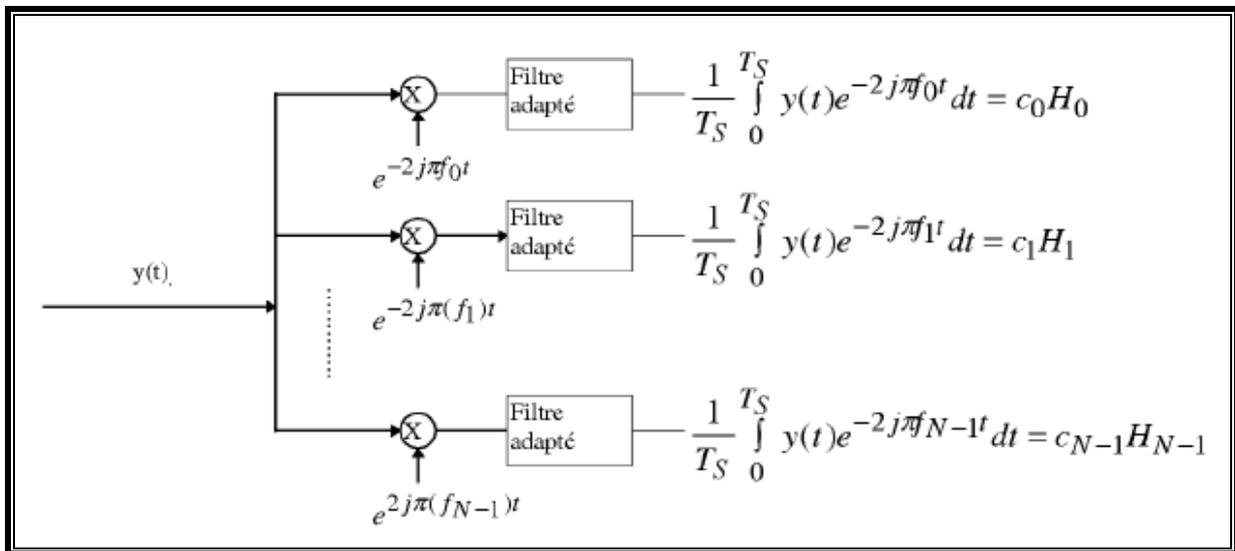


Figure IV-5 : Schéma du principe du démodulateur OFDM.

IV.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 [Kais2008]. 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 le suivant :

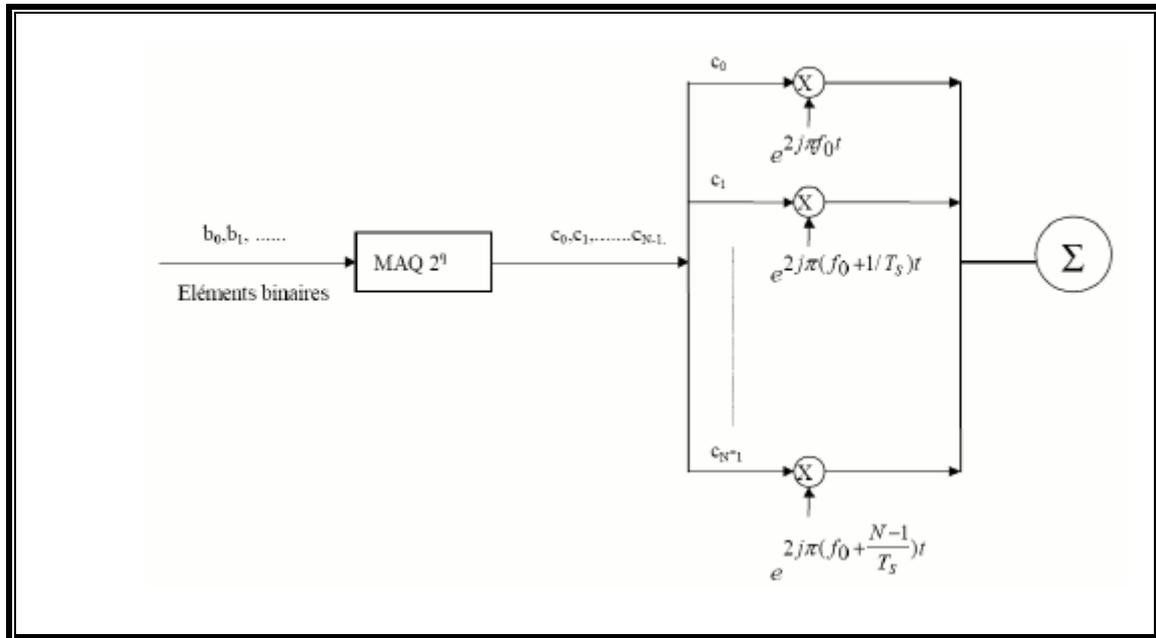


Figure IV-6 : Schéma du principe du modulateur.

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.

IV.2.4.1-Implantation numérique du modulateur

L'analyse algébrique indique que le signal de sortie $s(t)$ est sous la forme [Bas2008] :

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

IV.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 :

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

IV.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 :

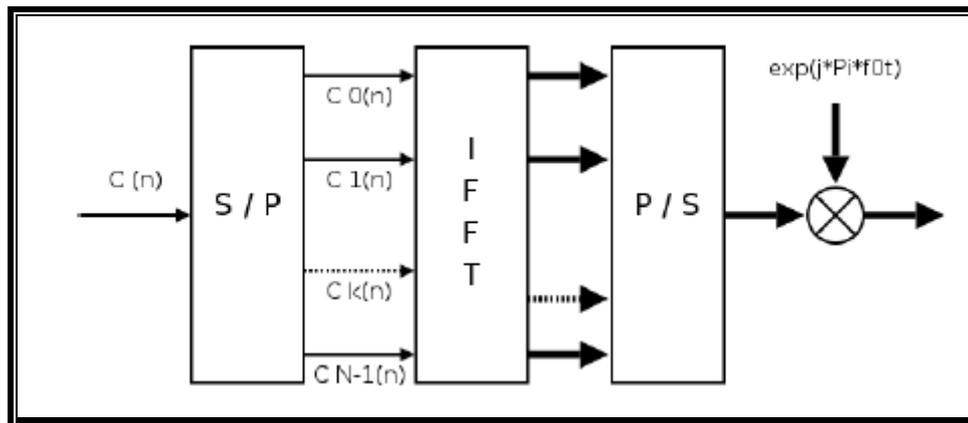


Figure IV-7 : Modulateurs OFDM numérique.

IV.2.4.2-Implantation numérique du démodulateur

L'analyse théorique définit le signal discrétisé reçu au niveau du démodulateur sous la forme [Bas2008] :

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

IV.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 [Pie2005]:

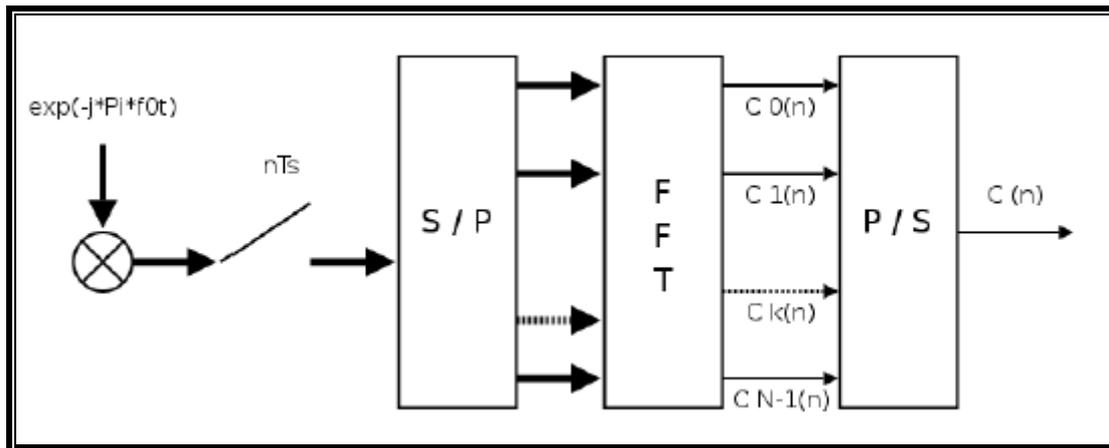


Figure IV-8 : Démodulateurs OFDM numérique.

IV.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 [G.A.Fra 1961] :

$$\int_a^b f(t) \cdot g(t) \cdot dt = 0 \quad \text{IV.9}$$

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 IV-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 IV-9 :

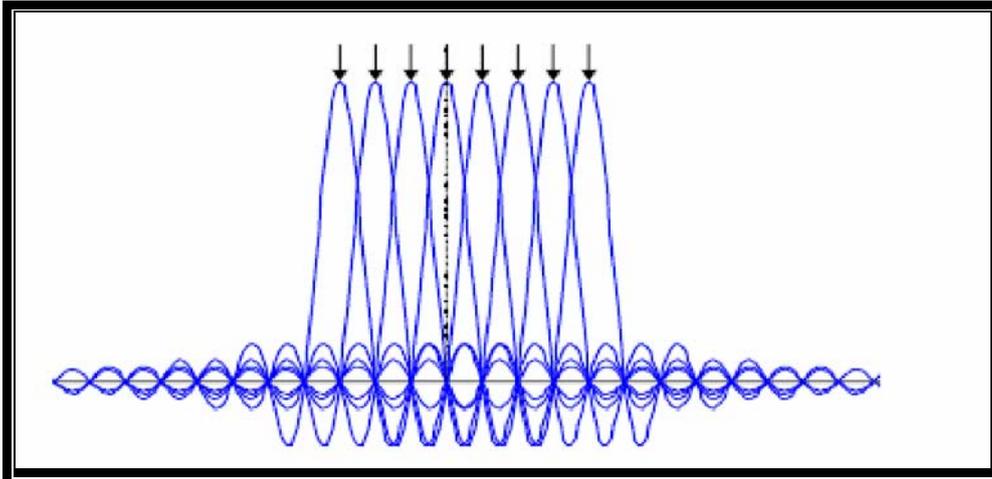


Figure IV-9 : Représentation dans le domaine fréquentiel

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.

IV.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 [Oliv2002]. 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).

$$T_s = T_u + \Delta \quad \text{IV.10}$$

IV.2.7-Description vectorielle de l'OFDM

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

IV.2.7.1 Principe de l'émetteur

La figure IV.10 montre le principe de l'émetteur. Avant d'effectuer la TFR inverse nous insérons des zéros au milieu du paquet [Oliv2002], ce qui permet d'assurer l'allocation de la puissance aux basses fréquences et de considérer les symboles comme la transformée de Fourier du signal en bande de base. Pour éviter les interférences entre symboles (IES), nous insérons alors au début du paquet un intervalle de garde contenant P_g échantillons,

correspondant généralement à une copie des P_g derniers échantillons du paquet, et dont la durée doit être au moins égale au retard de l'écho le plus long. Le signal numérique en bande de base est alors converti en analogique, passé dans un filtre passe-bas, et est utilisé pour moduler une porteuse. L'effet du canal multi-trajets est modélisé par une convolution linéaire avec un filtre, dont la longueur maximale correspond à P_g . Nous appelons "paquet de données" les $2P$ points obtenus après la TFR inverse. Grâce au fait que l'intervalle de garde est une copie de la fin du paquet de données, la convolution linéaire peut être remplacée par une convolution circulaire entre le filtre et le paquet de données. Cette propriété est très intéressante parce que les paquets sont indépendants. L'effet des échos sur un paquet donné ne dépend pas du contenu du paquet précédent.

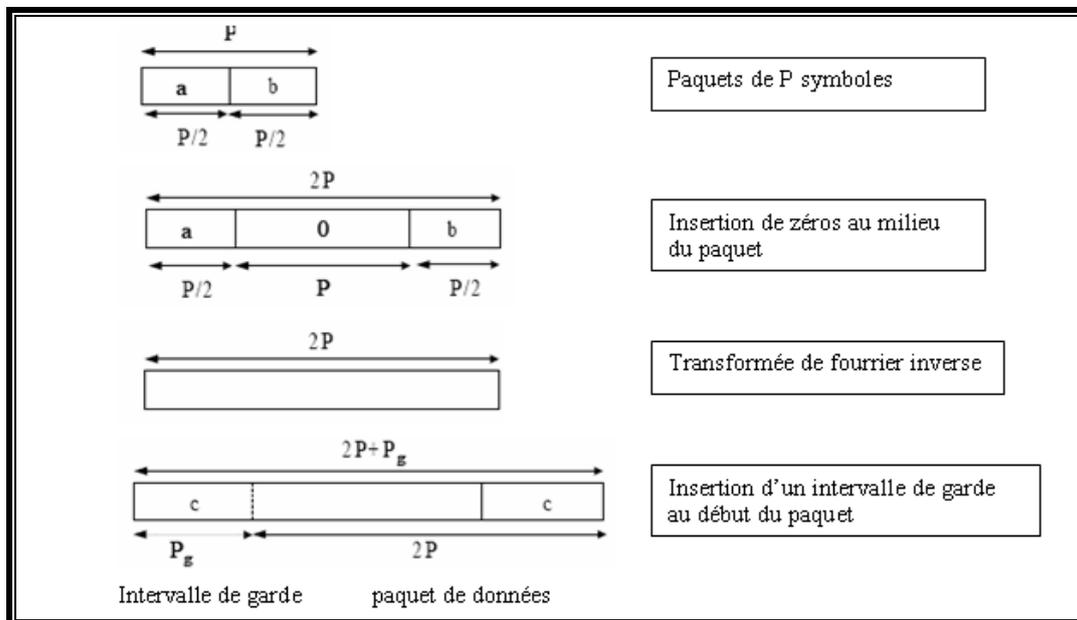


Figure IV-10 : Principe de l'émetteur OFDM

IV.2.7.2- Description du récepteur

La figure IV.11 montre le principe du récepteur après la conversion en bande de base et la conversion analogique numérique [Oliv2002]. 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).

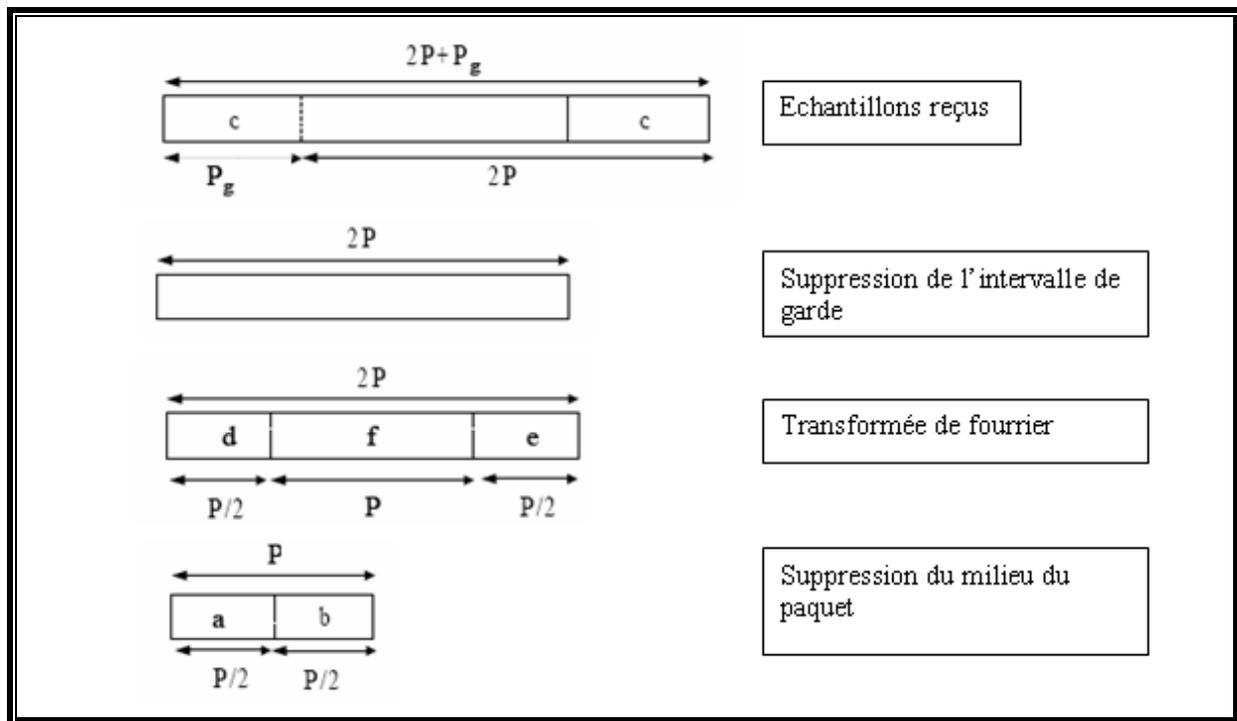


Figure IV-11 : Principe du récepteur OFDM

IV.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.

IV.3 - Système de transmission MIMO associé à une modulation OFDM

IV.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 [A.Zel2004], nous nous intéressons bien dans notre travail à cette association MIMO-OFDM qui sera décrite dans ce qui suit.

IV.3.2- MIMO-OFDM

La généralisation aux canaux sélectifs en fréquence des techniques MIMO développées initialement pour les canaux à évanouissements plats n'est pas triviale et peut s'avérer même délicate dès lors que nous considérons des schémas de transmission par bloc (pour exploiter la diversité d'antenne d'émission notamment). Une autre approche est de rendre au préalable le canal non sélectif en fréquence afin de pouvoir réutiliser l'ensemble des techniques MIMO à bande étroite introduites dans les sections précédentes. Une méthode pratique pour s'affranchir de l'IES est la modulation OFDM. Nous considérons un système MIMO utilisant la modulation OFDM, où l'émetteur et le récepteur sont munis respectivement de M et N antennes émettrices et réceptrices [Zhon2006].

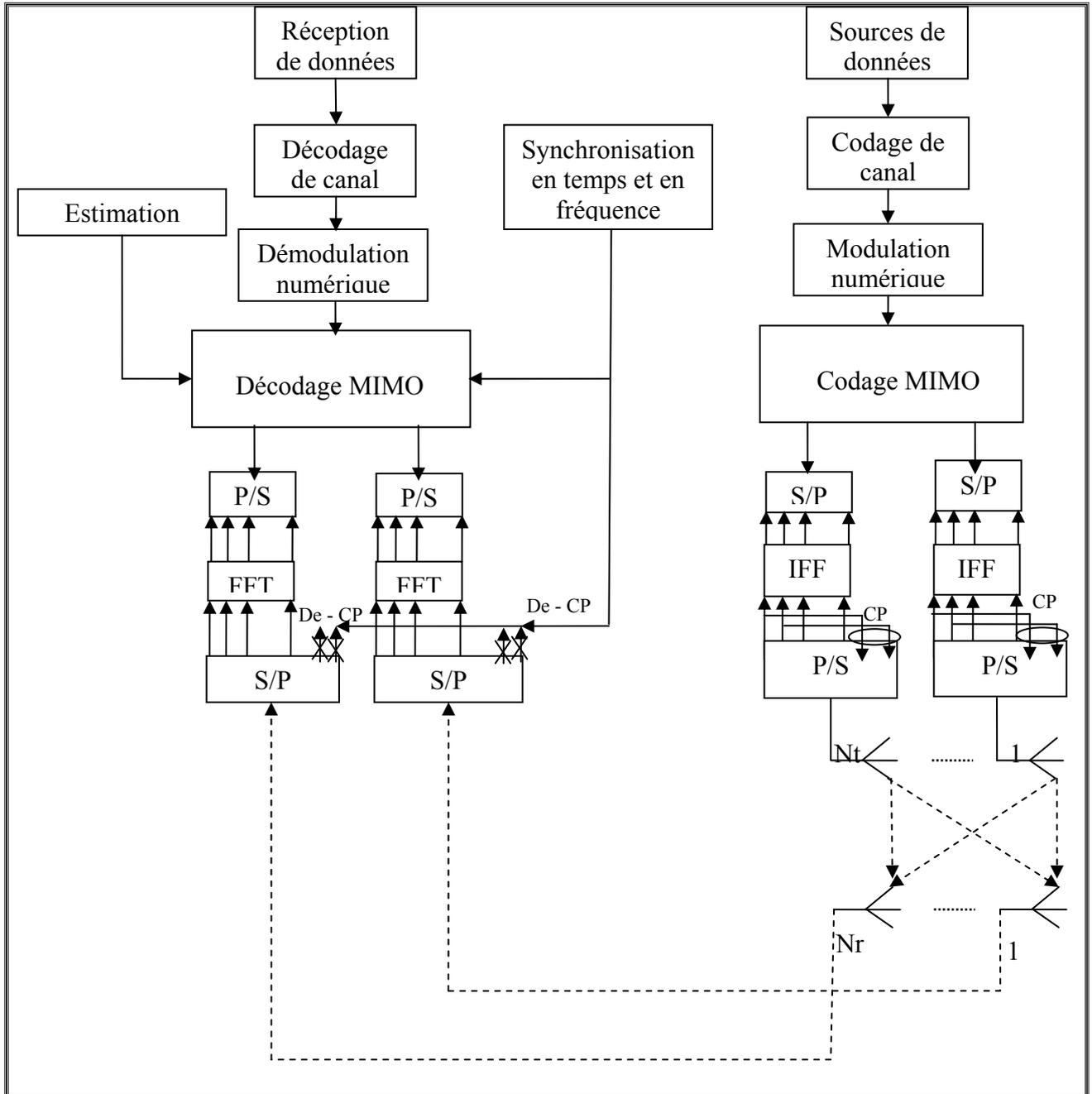


Figure IV-12 : Model du système MIMO-OFDM ($N_t \times N_r$)

La modulation OFDM a pour principe de répartir le flux binaire à haut débit sur un ensemble de P sous- porteuses transmettant chacune des débits réduits. La figure (IV-12)

décrit le schéma d'une transmission MIMO / OFDM. En émission nous avons les étages suivants :

- Conversion série-parallèle de taille P afin d'obtenir des blocs de P symboles.
- Transformée de Fourier inverse de taille P .
- Insertion d'un intervalle de garde de taille D en début de bloc où la fin du bloc est recopiée.

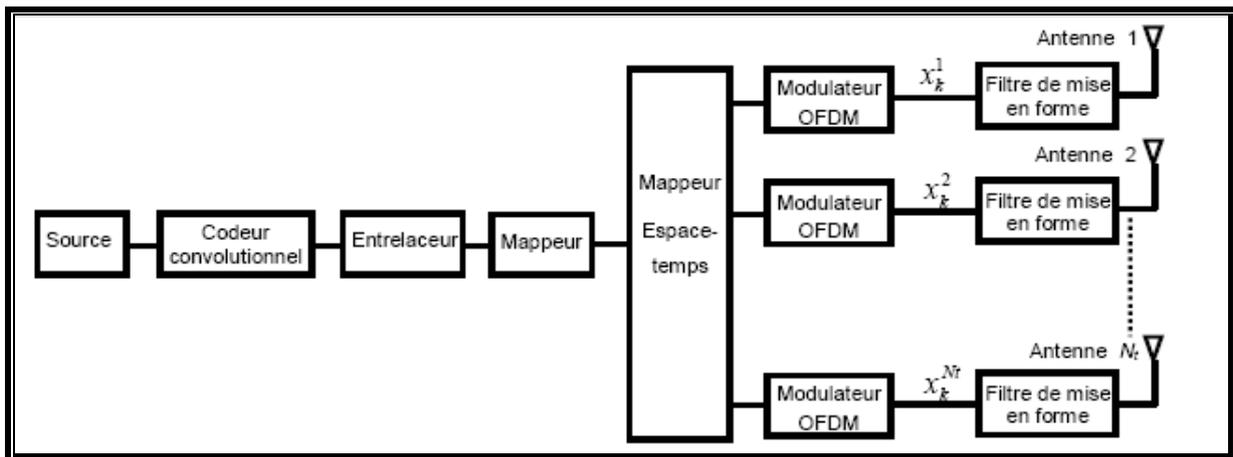
L'insertion de l'intervalle de garde a deux objectifs. Le premier est d'absorber l'IES apportée par le canal de propagation et de rendre le canal non sélectif en fréquence pour chaque sous porteuses. Pour cette raison, la taille de l'intervalle de garde doit être choisie plus grande que l'étalement maximal des retards. Le deuxième objectif est de rendre cyclique la convolution entre le signal OFDM et le canal. Pour cela, nous recopions la fin du signal dans l'intervalle de garde : le signal OFDM devient ainsi cyclique d'où le nom du préfixe cyclique. Dans le schéma OFDM, c'est l'ajout de cette extension cyclique à chaque bloc qui permet de prendre en compte le caractère sélectif du canal [I.Oua2005].

En réception, les opérations duales sont effectuées :

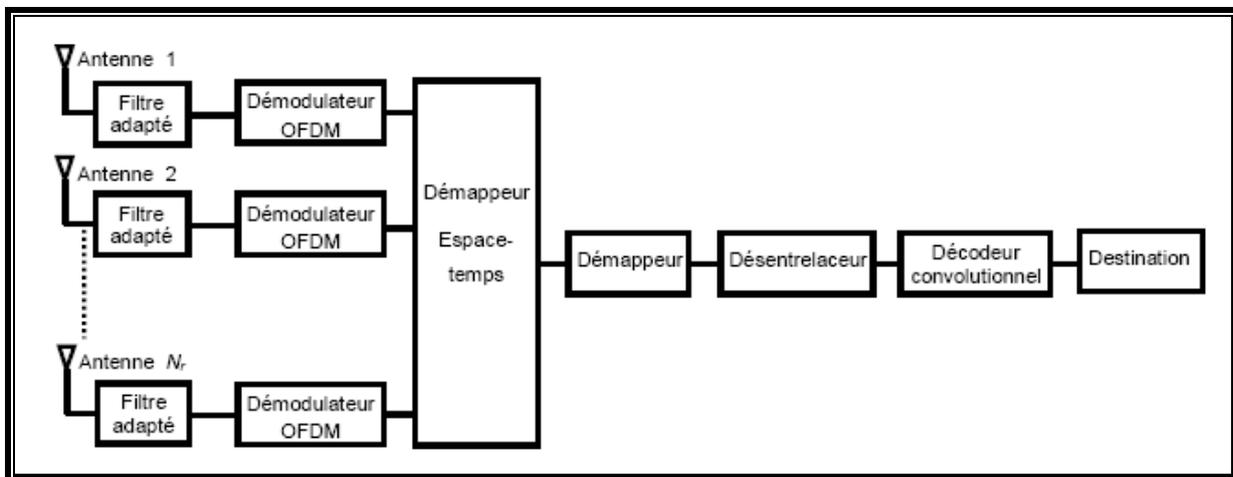
- Conversion parallèle série.
- Conversion série parallèle de taille P afin d'obtenir des blocs de $P + \Delta$ symboles.
- Suppression de l'intervalle de garde correspondant aux Δ premiers échantillons du bloc.
- Transformée de Fourier directe de taille P .
- Conversion parallèle série.

IV.3.3- Présentation détaillé du système MIMO-OFDM

Une des techniques les plus efficaces pour améliorer l'efficacité spectrale (capacité ou débit binaire) d'une communication radio, est l'utilisation d'antennes multiples à l'émission et à la réception. Nous considérons un système MIMO utilisant la modulation OFDM, où l'émetteur et le récepteur sont munis respectivement de N_t et N_r antennes. Les antennes sont disposées, de la façon la plus communément utilisée, appelée en anglais Uniform Linear Array (ULA) [I.Oua2005], c'est-à-dire elles sont alignées et uniformément espacées. La distance relative entre deux antennes adjacentes est donnée par : $\Delta = 1/2 \lambda$, où λ est la longueur d'onde. La Figure IV.13 présente le schéma de la chaîne de transmission du système MIMO/OFDM considérée dans ce chapitre.



Chaîne d'émission



Chaîne de réception

Figure IV-13 : Le système de transmission MIMO/OFDM

Nous décrivons à présent le parcours suivi par le message depuis sa génération par la source jusqu'à sa destination [GOL1999] :

1. Le message généré par la source est d'abord transformé en une séquence binaire. Idéalement nous désirons avoir le minimum de bits possible. Cette opération de conversion d'un signal analogique en un signal numérique est assurée par un processus de compression appelé le codeur source. Dans toute la thèse, le codeur source n'est pas pris en compte lors de l'étude des performances des systèmes MIMO. Ainsi la chaîne de transmission se délimite par le codeur canal et le décodeur canal de part et d'autre du canal de transmission.
2. La séquence binaire résultante est ensuite passée au codeur canal. Le but du codeur canal est de la protéger contre les effets du canal (bruits, interférences, etc.). Ainsi, le codeur introduit d'une façon contrôlée des bits de redondance qui peuvent être utilisés au niveau du

récepteur. Ensuite, la séquence binaire passe à travers un entrelaceur afin que la transmission soit plus robuste aux atténuations en bloc (*block fading*) du canal;

3. La séquence binaire entrelacée passe à travers un modulateur numérique. Ce dernier associe à chaque séquence de b bits un symbole complexe selon une constellation de taille $2b$. Par exemple, nous citons la modulation binaire à décalage de phase dite (BPSK), la modulation à décalage de phase en quadrature (QPSK), la modulation d'amplitude en quadrature (QAM).

4. Les symboles complexes sont par la suite mappés afin qu'ils soient transmis sur les N_t antennes de transmission et à travers les ressources orthogonales du canal. Comme le système MIMO étudié considère la modulation OFDM, nous disposons à l'entrée du canal de M_{N_t} échantillons à émettre, ainsi l'utilisation d'un modulateur spatio-temporel s'avère une bonne idée afin de profiter des ressources en espace, temps et fréquence présentes.

5. Finalement, les symboles passent à travers le modulateur OFDM avant d'être filtrés par le filtre limiteur de bande (passe bande).

6. Le signal analogique résultant est transmis à travers le canal radio, où il se trouve affecté par les atténuations dues aux réflexions et aux réfractions du signal dans le milieu de propagation.

7. A la réception, le récepteur à antennes multiples est constitué d'un filtre adapté au filtre limiteur de bande (passe bande) utilisé à l'émission, du démodulateur OFDM, du décodeur spatio-temporel, du démodulateur numérique, du décodeur canal et du décodeur source.

IV.3.4- Détection V-BLAST : Ordre, Suppression et Annulation

La détection V-BLAST consiste à estimer chaque symbole émis en séquence. A chaque pas de l'estimation, les symboles déjà estimés sont soustraits du signal reçu y (c'est à dire, *supprimés*), et les symboles inconnus sont considérés comme de l'interférence (c'est à dire *annulés*). Il faut encore déterminer l'ordre d'estimation. L'un des aspects clef de V-BLAST est que des ordres différents produisent des taux d'erreur différents. Soit K_i un ordre d'estimation, définit comme un ensemble ordonné de nombres entiers k ; $1 \leq k \leq N_t$. Evidemment, il y a N_t ordres possibles. L'un d'entre eux est optimal dans le sens qu'il produit le taux d'erreur minimal. Soit l'ordre optimal $K_0 = \{K_1, K_2, \dots, K_{N_t}\}$. La méthode utilisée pour déterminer K_0 est expliquée dans la suite. Pour l'instant, on suppose que l'ordre optimal a été trouvé. La détection de X_{K_i} se fait en deux pas :

- **Suppression des symboles** : On suppose $i > 1$. Soit h_1, h_2, \dots, h_{N_i} les colonnes de la matrice du canal H . Si les symboles $x_{K_1}, x_{K_2}, \dots, x_{K_{i-1}}$ ont été déjà estimés, alors leur contribution à y peut être supprimée :

$$y_{k_i} = y - h_{k_1} \hat{x}_{k_1} - h_{k_2} \hat{x}_{k_2} - \dots - h_{k_{i-1}} \hat{x}_{k_{i-1}} \quad \text{IV.11}$$

- **Annulation de l'interférence** : Les symboles $x_{K_{i+1}}, x_{K_{i+2}}, \dots, x_{K_{N_i}}$ n'ont pas été encore estimés.

Cependant, grâce à la connaissance de H , ils peuvent être annulés. L'annulation est synonyme à faire une pondération linéaire du vecteur reçu de telle façon qu'un certain critère soit satisfait. Les critères les plus courants sont le critère du forçage à zéro (zero-forcing) et le critère de l'erreur quadratique minimale (minimum mean-squared error ou MMSE). Le critère MMSE offre une meilleure performance en taux d'erreur que le critère zero-forcing dans le cas où le SNR moyen est faible. Cependant, il a un désavantage important: le récepteur doit connaître la valeur de N_0 . Pour les SNR moyen grands, MMSE et zero-forcing présentent des performances équivalentes.

- **L'ordre optimal** : L'ordre optimal est donné par le SNR moyen de chaque x_{ki} : le symbole avec le SNR le plus fort doit être détecté en premier lieu. Il sera suivi du symbole le plus fort parmi ceux qui restent à détecter. Cette procédure se répète jusqu'à ce que tous les symboles aient été détectés.

C'est à dire, pour chaque i , x_{k_i} doit avoir un SNR plus grand que $x_{K_{i+1}}, x_{K_{i+2}}, \dots, x_{K_{N_i}}$. Le

SNR post détection de x_{k_i} peut être déterminé:

$$\sigma_{k_i} = \frac{|x_{k_i}|^2}{2N_0 \|w_{k_i}\|^2} \quad \text{IV.12}$$

Où w_{k_i} est le vecteur utilisé pour annuler les symboles inconnus $x_{K_{i+1}}, x_{K_{i+2}}, \dots, x_{K_{N_i}}$.

Pour déterminer k_i il faut trouver le SNR moyen de tous les symboles et puis trouver le plus fort.

IV.3.5- L'efficacité spectrale du V-BLAST

Si chaque antenne émet un symbole par seconde par hertz de bande passante, l'efficacité spectrale de V-BLAST est donnée par :

$$C = b * Nt \quad \text{IV.13}$$

Où b a été défini comme le nombre de bits d'information par symbole. Alors, le débit maximal que nous pouvons atteindre est $b \times Nt \times B$, où B est la bande passante. A titre d'exemple, un système MIMO avec $Nt = 4$, une constellation 16-QAM, et une bande passante de 20 MHz a une efficacité spectrale de 16 bps/Hz et un débit de 320 Mbps.

IV.3.6- Décodage V-BLAST-OFDM

La figure IV-14 montre le schéma fonctionnel d'un récepteur V-BLAST-OFDM. Chaque antenne de réception reçoit un signal pour chacun des L sous-canaux. Après que le préfixe cyclique est enlevé, chaque signal reçu sera passé par un bloc d'opération FFT pour la démodulation. Le signal reçu après démodulation, à l'antenne de réception j pour le sous-canal l , est donné par :

$$y_{j,l} = \sum_{i=1}^{N_t} h_{j,i,l} x_{i,l} + n_{j,l} \quad l = 1, \dots, L \quad \text{IV.14}$$

où le $h_{j,i,l}$ est le gain complexe normal de chemin de l'antenne de transmission i à l'antenne de réception j à la fréquence l , $x_{i,l}$ est le symbole OFDM transmis de l'antenne i à la fréquence l , et $n_{j,l}$ sont les échantillons gaussiens indépendants du bruit. Les sorties des blocs FFT sont passées à travers les L détecteurs V-BLAST, chacun avec Nr entrées, et Nt sorties. Les sorties des détecteurs V-BLAST sont converties de sous-flux parallèles en un seul flux série de donnée. Finalement, les données sont décodées par le décodeur de canal.

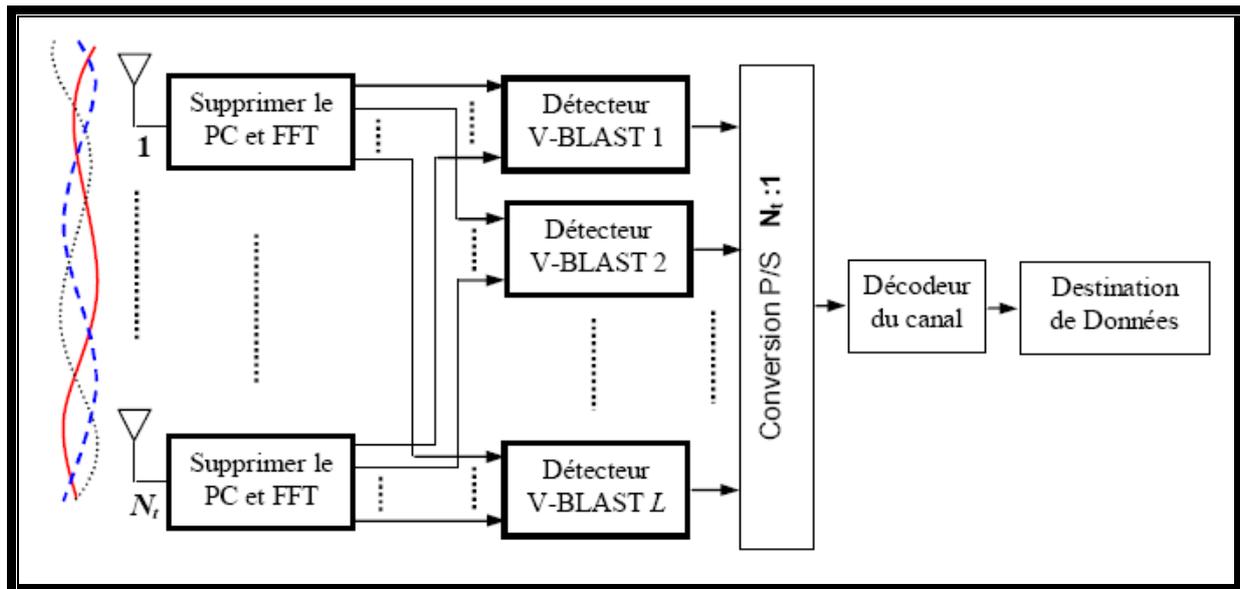


Figure IV-14 : Récepteur V-BLAST-OFDM

Pour un canal sélectif en fréquence quasi-statique, les systèmes V-BLAST-OFDM peuvent donner la même performance qu'un système V-BLAST seul pour un canal non sélectif en fréquence [G. J. Fos1996]. Pour un grand nombre de sous porteuses, l'OFDM divise un canal sélectif en fréquence en des canaux de Rayleigh plats complètement indépendants. L'augmentation du nombre de sous porteuses est équivalente à augmenter la profondeur d'entrelacement dans un canal non sélectif en fréquence. L'utilisation de la modulation OFDM pour un canal non sélectif en fréquence ne rapporte aucun changement de performance.

IV.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 [Bas2008]. 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 IV-15. 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.

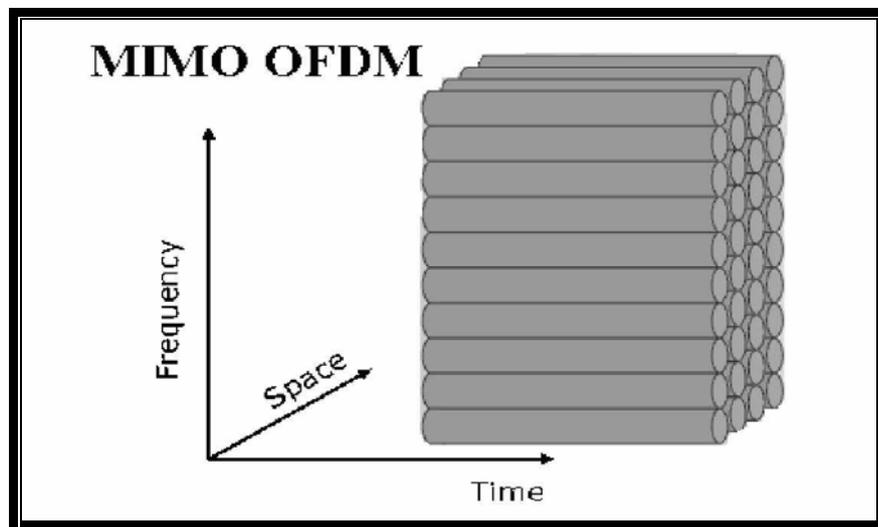


Figure IV-15 : L'OFDM appliquée aux MIMO

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

$$r_p = H_p s_p + n_p \quad \text{IV.15}$$

La capacité théorique représente la capacité du canal, calculée

$$C = 1/p \sum_{p=1}^p C_p \quad \text{IV.16}$$

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

$$C_p = \xi \log_2(1 + \rho_p) \quad \text{IV.17}$$

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 par :

$$C_p = \xi \log_2(\det[I_N + \rho_p H_P H_P^*]) \quad \text{IV.18}$$

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).

IV.5- Conclusion

Les systèmes multi antennes 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 discutés sur 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 d'où 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 V nous allons démontrer l'utilité de la technique MIMO associée avec la modulation OFDM pour accroître le débit de transmission et améliorer les performances du signal par une réalisation d'une interface graphique.

V.1- Introduction et objectifs

Nous proposons dans le cadre de cette étude en utilisant l'environnement MATLAB, des simulations liées aux configurations MIMO-OFDM. Après avoir montré théoriquement dans les chapitres précédents l'influence du nombre d'antennes aux transmetteurs et aux récepteurs sur l'efficacité spectrale appelée par abus ici capacité et le taux d'erreur binaire appelé BER en anglais, nous avons réalisé un simulateur permettant de visualiser l'optimisation des performances des signaux de réception en terme de capacité et taux d'erreur par l'introduction de la diversité spatiale.

V.2- Hypothèses générales

- ✚ Chaque sous canal est un canal de RAYLEIGH.
- ✚ L'effet DOPPLER n'est pas pris en compte dans la modélisation du canal.
- ✚ Le bruit aditif est considéré comme un bruit blanc gaussien (BBGA).
- ✚ La puissance de transmission P_t est imposée par les sources d'énergie utiles (et aussi par le matériel).
- ✚ N_t et N_r représentent le nombre d'antennes émettrices et réceptrices respectivement.
- ✚ M le nombre de sous porteuses.
- ✚ T_u et T_g représentent le temps utile d'un symbole et le temps de l'intervalle de garde.

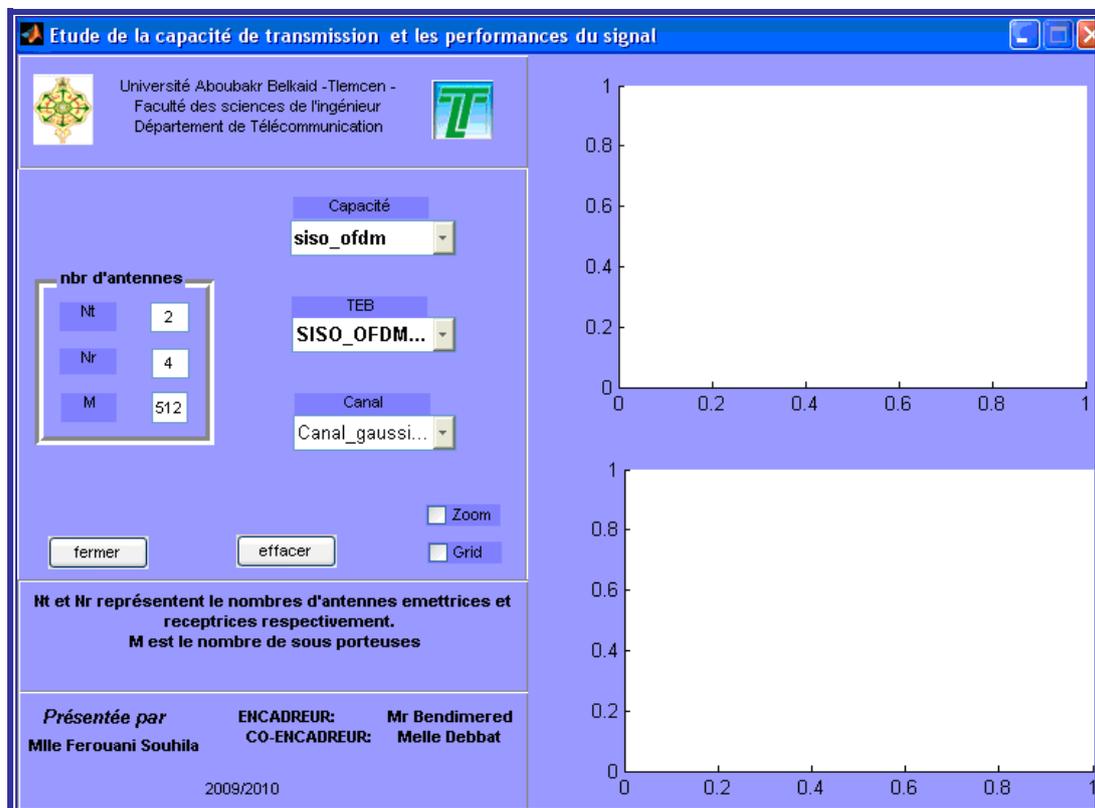


Figure V-1 : Interface graphique du simulateur MIMO-OFDM

V.3 - Capacité de transmission

Cette partie de simulation s'intéresse à l'étude de l'impact du nombre d'antennes sur les courbes de débits. Ceci dans le but d'observer l'intérêt de la diversité spatiale.

Les sous canaux considérés sont totalement décorrélés, tout en réduisant les niveaux de puissance¹, les gains en termes de débits binaires utiles sont très significatifs.

Nous montrons cette influence par la présentation des tracés des courbes de capacité $C = f(\text{SNR})$ ² en fonction du nombre d'antennes aux transmetteurs et aux récepteurs.

V.3.1- Simulation d'un canal SISO-OFDM

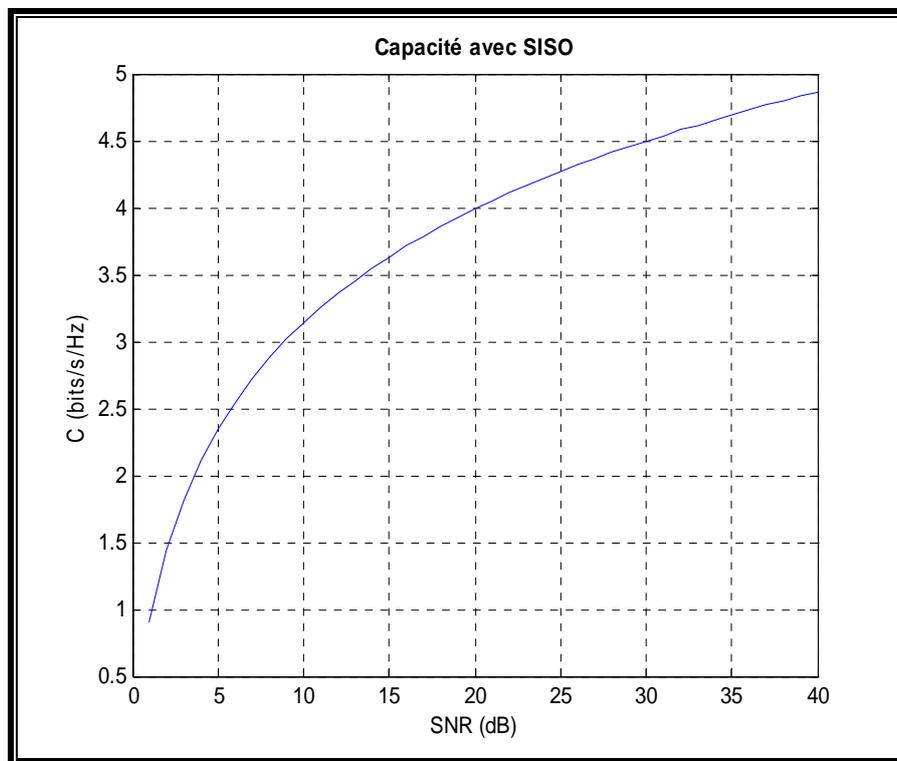


Figure V-2 : Capacité du système SISO-OFDM en fonction du SNR
 $T_u = 4 \mu s$, $T_g = 0.8 \mu s$

La capacité augmente lentement en fonction du logarithme $(1 + \text{SNR})$.

¹ En effet, nous avons imposé une contrainte de puissance globale en émission. Pour un système SISO émettant une puissance P à son antenne unique, un système MIMO ou MISO de N_t antennes émet seulement, au moyen une puissance P/N_t par antenne.

² SNR : rapport entre la puissance totale du signal émis et la puissance du bruit au niveau du récepteur exprimé en dB, noté aussi E_b / N_0 .

V.3.2- Simulation d'un canal SIMO-OFDM

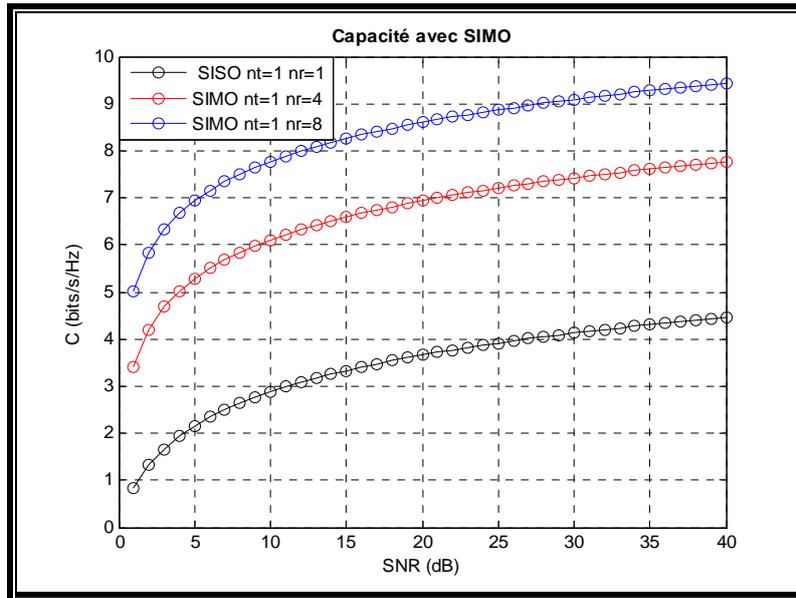


Figure V-3 : Capacité du système SIMO-OFDM en fonction du SNR.
 $T_u=4 \mu s$, $T_g=0.8 \mu s$.

Cette capacité augmente en fonction du logarithme de $(1+Nr^2 \text{SNR})$ plus rapidement que dans le cas SISO. Elle reste toutefois petite devant celle du canal MIMO, car la dimension spatiale du système n'est que partiellement exploitée.

V.3.3- Simulation d'un canal MIMO-OFDM

V.3.3.1- matrice carrée

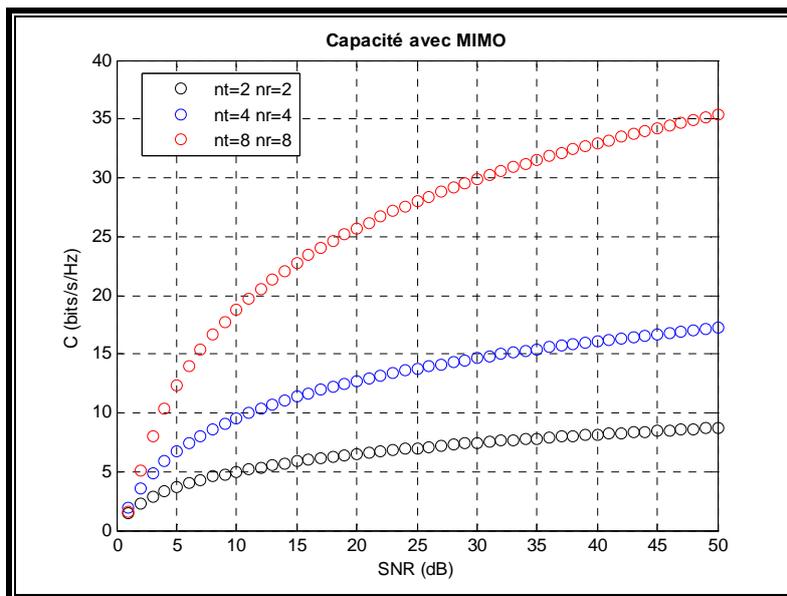


Figure V-4 : Capacité du système MIMO-OFDM en fonction du SNR
 $T_u=4 \mu s$, $T_g=0.8 \mu s$.

V.3.3.2- Nombre de transmetteurs supérieur aux nombre de récepteurs

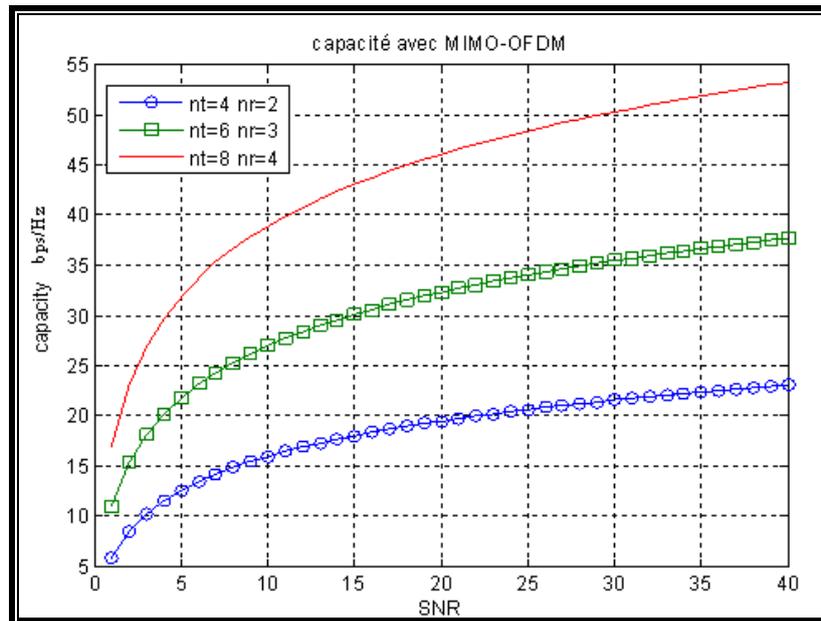


Figure V-5 : Capacité du système MIMO-OFDM en fonction du SNR ($NT > Nr$)
 $T_u = 4 \mu s$, $T_g = 0.8 \mu s$.

Nous remarquons une nette augmentation de la capacité pour la configuration MIMO par rapport aux cas SISO et SIMO. 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.

V.3.4.- Comparaison entre SISO-OFDM, SIMO-OFDM et MIMO-OFDM

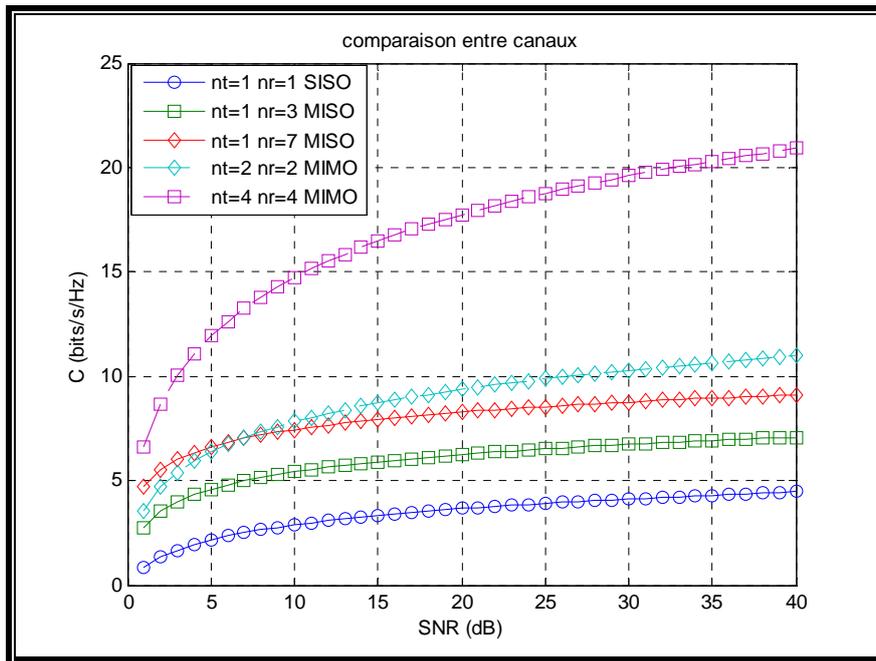


Figure V-6 : Comparaison entre SISO-OFDM, SIMO-OFDM, MIMO OFDM
 $T_u = 4 \mu s$, $T_g = 0.8 \mu s$.

- 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 $N_r = 2$ a 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.

V.4.- Etude de performances

Cette partie de simulation s'intéresse à l'étude de l'impacte du nombre d'antennes avec les techniques de traitement sur les courbes du taux d'erreur par bit³ afin d'avoir des signaux optimaux à la réception.

Nous montrons cet effet en permettant un tracé des courbes du taux d'erreur en fonction de l'énergie E_0/N_0 c'est-à-dire le rapport entre l'énergie par bit et la densité spectrale unilatérale de bruit $BER = f(E_0/N_0)$ pour différents nombres d'antennes aux transmetteurs et aux récepteurs.

V.4.1- Taux d'erreur avec SISO-OFDM

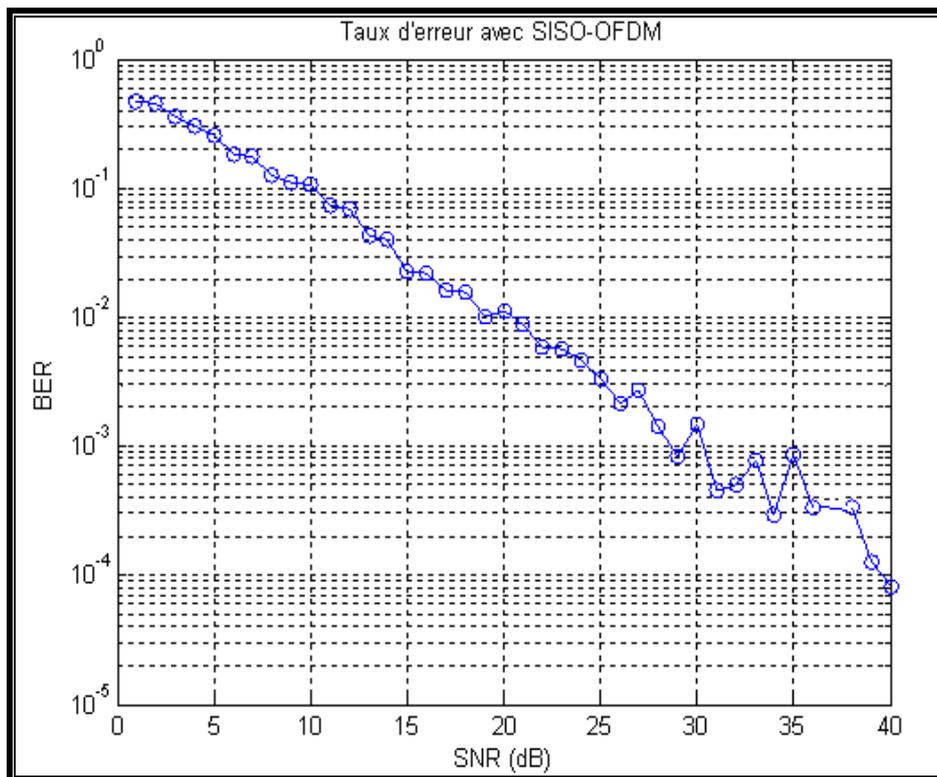


Figure V-7 : Taux d'erreur par symbole en fonction du SNR pour un canal SISO-OFDM $M=512$ (sous porteuses).

³ BER : rapport entre le nombre de bits erronés et le nombre total de symboles émis.

Le canal simulé est un canal de Rayleigh, c'est-à-dire que le signal transmis est affecté par un évanouissement et un bruit blanc gaussien aditif (BBGA).

Pour des faibles SNR, le BBGA et l'évanouissement sont les perturbations principales du signal ce qui donne des grandes valeurs du BER.

Par contre, quand E_b / N_0 (SNR) est plus grand, le BER chute suivant le paramètre de Rayleigh (la variance du bruit noté σ^2 La figure I.2 du chapitre I (fonction de densité de probabilité de Rayleigh) : la probabilité d'erreur est minimale pour des variances croissantes).

V.4. 2- Taux d'erreur avec SIMO-OFDM

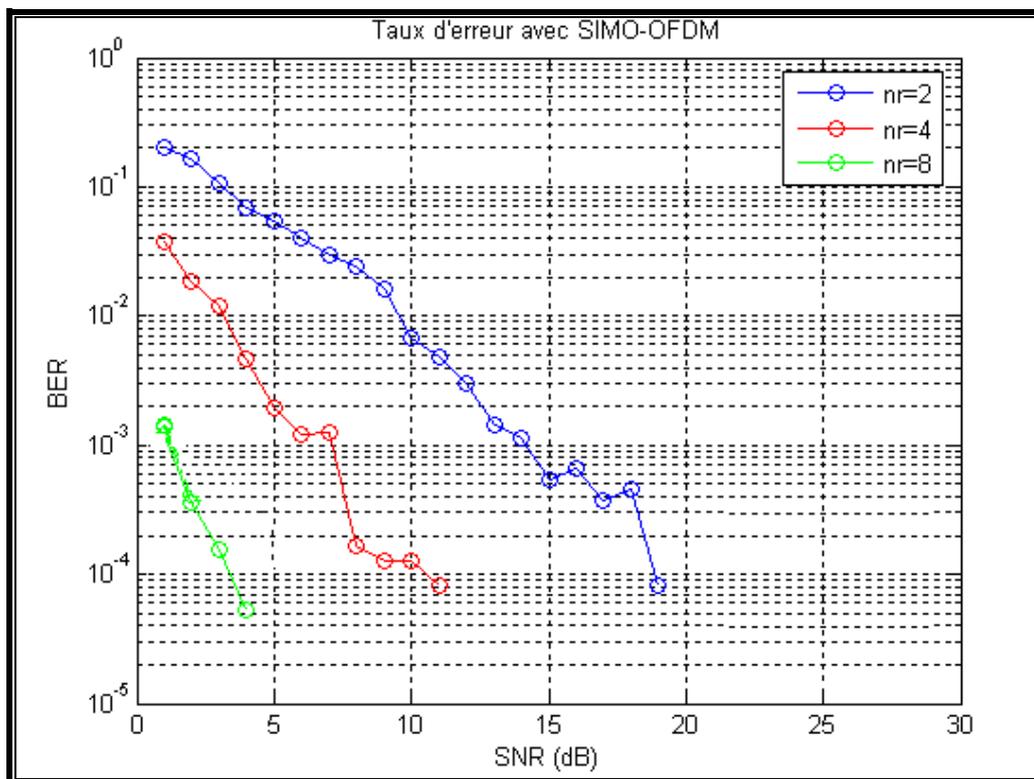


Figure V-8 : Taux d'erreur par symbole en fonction du SNR pour un canal SIMO-OFDM $M=512$ (sous porteuses).

La multiplicité d'antennes à la réception permet l'utilisation des techniques de combinaison des répliques pour combattre les distorsions et les évanouissements subis par le signal lors de la transmission. Le BER diminue avec l'augmentation du nombre d'antennes et l'association de la technique OFDM pour des SNR croissants.

V.4.3- Taux d'erreur avec MIMO-OFDM

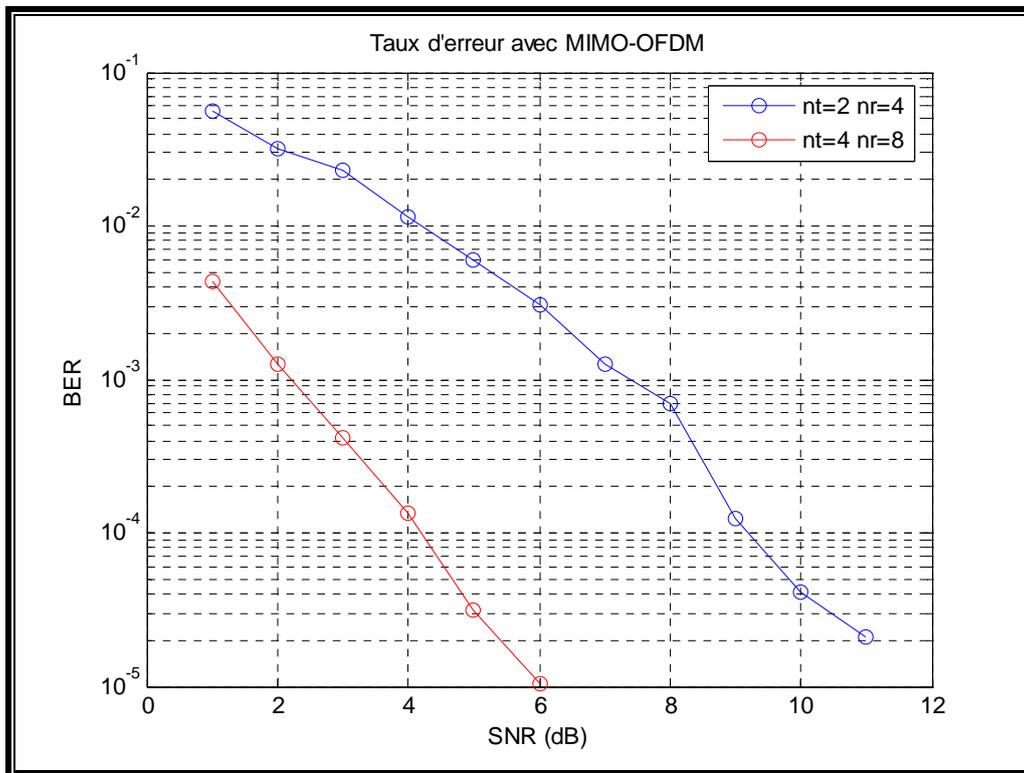


Figure V-9 : Taux d'erreur par symbole en fonction du SNR pour un canal MIMO-OFDM. $M=512$ (sous porteuses).

L'utilisation de la diversité spatiale en émission et en réception, entraîne l'application des algorithmes de réception. Dans notre simulation on a choisit le décodage VBLAST, qui suppose que le nombre de récepteurs est au moins aussi grand que le nombre de transmetteurs pour avoir un faible BER et donc un signal optimal à la réception.

En résumé, nous pouvons dire que plus l'ordre de diversité augmente et plus le nombre de sous porteuses est grand de telle façon à éliminer le phénomène d'interférence entre symbole, le taux d'erreur sera à la baisse avec la croissance du SNR.

V.4.4- Comparaison entre le BER du SISO-OFDM, SIMO-OFDM et MIMO-OFDM

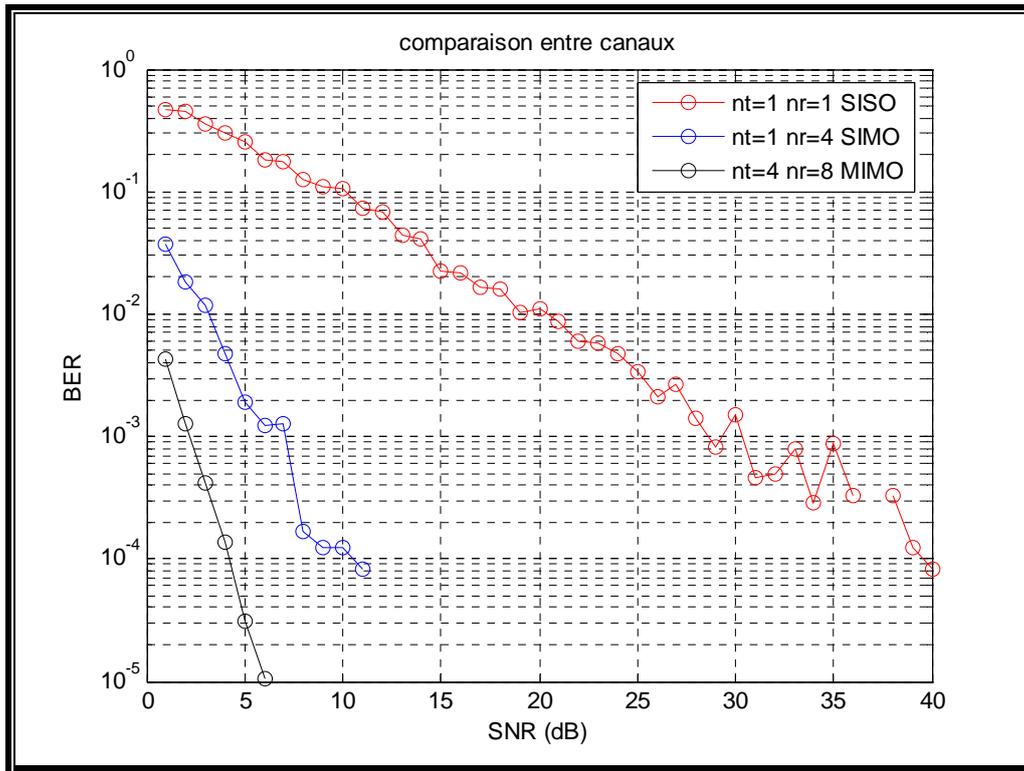


Figure IV-10 : Comparaison entre SISO-OFDM, SIMO-OFDM, MIMO-OFDM $M=512$ (sous porteuses).

Dans cette figure nous présentons une comparaison entre un système SISO, SIMO et MIMO

✚ Pour un SNR égale à 1 dB le BER est d'environ :

- $10^{-0.15}$ pour un canal SISO.
- $10^{-1.5}$ pour un canal SIMO.
- $10^{-2.5}$ pour un canal MIMO.

✚ Pour un SNR égale à 5dB le BER est d'environ :

- $10^{-0.2}$ pour un canal SISO.
- $10^{-2.6}$ pour un canal SIMO.
- $10^{-4.3}$ pour un canal MIMO.

✚ Ainsi nous remarquons que le BER atteint la valeur de 10^{-5} pour un SNR de 6dB (MIMO) et 10^{-4} pour un SNR de 11 et 40 dB pour SIMO et SISO respectivement, ce qui montre bien l'utilité de la multiplicité d'antennes en émission et en réception ainsi l'association de l'OFDM.

V.4.5- Etude de l'influence du nombre de sous porteuses sur la qualité de signal

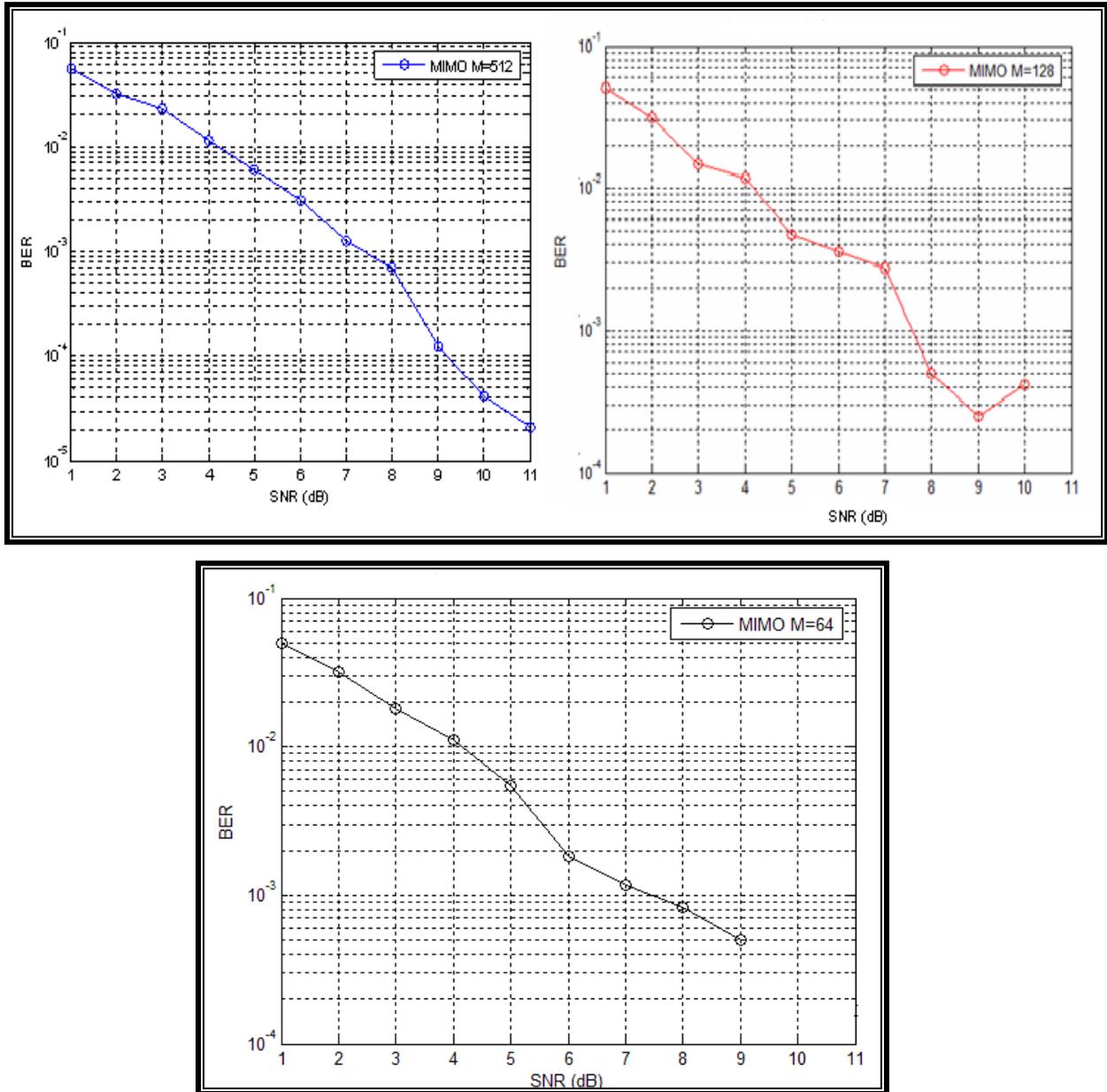


Figure V-11 : Influence du nombre de sous porteuses sur les performances du système MIMO pour $N_t=2$, $N_r=4$

Nous constatons que les performances s'améliorent de façon importante quand le nombre de sous porteuses augmente.

V.4.6- Etude de l'influence du canal de propagation sur la qualité de signal

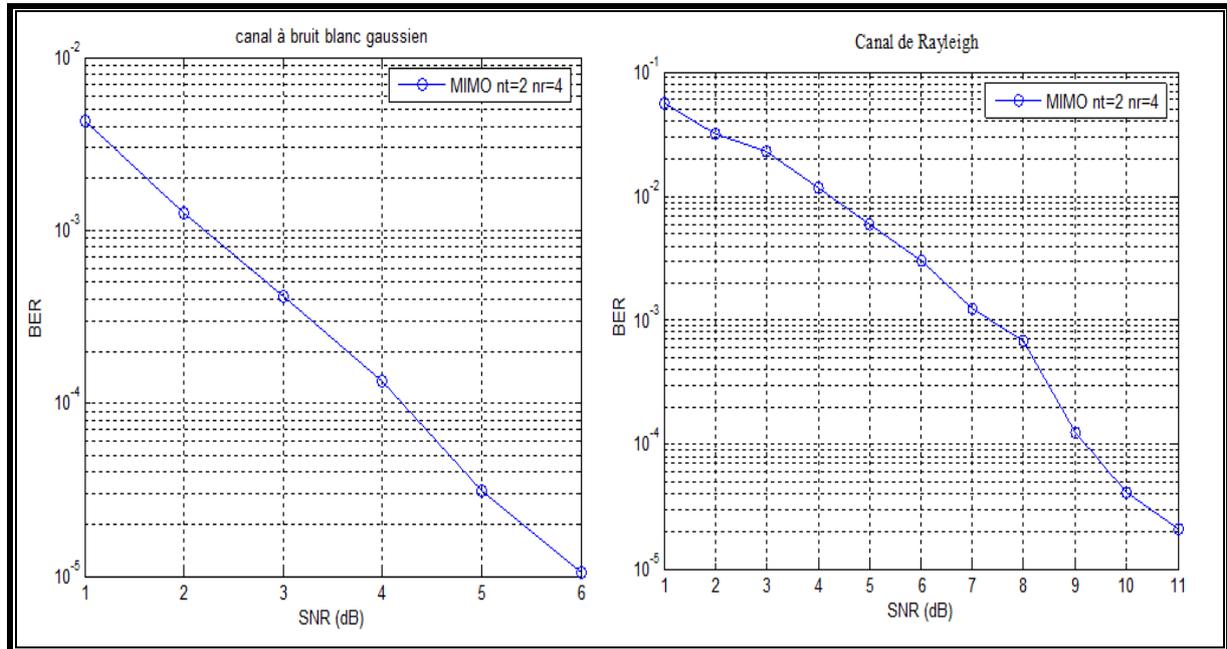


Figure V-12 : Influence du canal de propagation avec $M=512$ sous porteuses

Nous remarquons bien qu'avec un canal à bruit blanc gaussien les résultats sont plus performants par rapport au canal de Rayleigh.

Par exemple :

- pour un SNR de 3 dB le BER est de :

✚ $10^{-3.5}$ pour un canal à bruit blanc gaussien.

✚ $10^{-1.6}$ pour un canal de Rayleigh.

- pour un SNR de 6 dB le BER est de :

✚ 10^{-5} pour un canal à bruit blanc gaussien.

✚ $10^{-2.5}$ pour un canal de Rayleigh.

Donc le BER diminue rapidement en fonction du SNR pour un canal gaussien (AWGN) parce qu'il n'y a pas de phénomène d'évanouissement.

V.4.7- Comparaison entre l'utilisation de la modulation OFDM et QAM

V.4.7.1- SISO

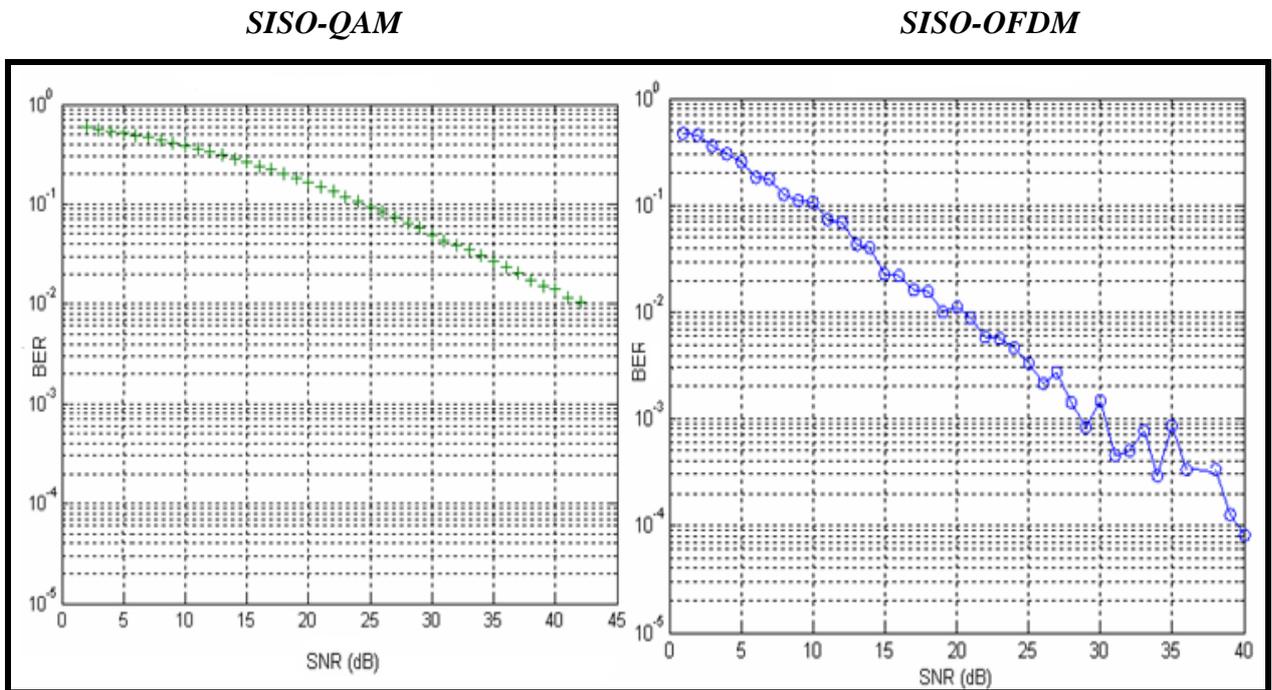


Figure V-13 : Comparaison entre SISO-QAM et SISO-OFDM
 $M=512$ (sous porteuses).

V.4.7.2- SIMO

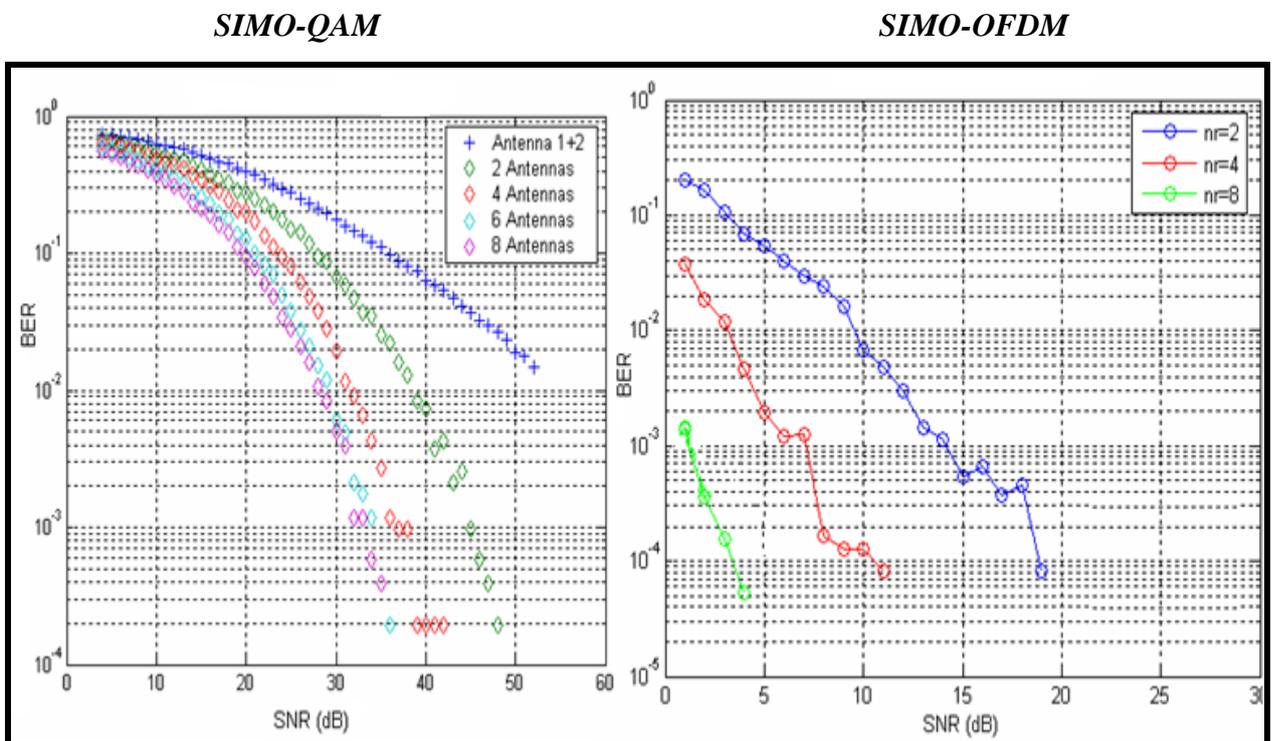


Figure IV-14 : Comparaison entre SIMO-QAM et SIMO-OFDM
 $M=512$ (sous porteuses).

V.4.7.3- MIMO

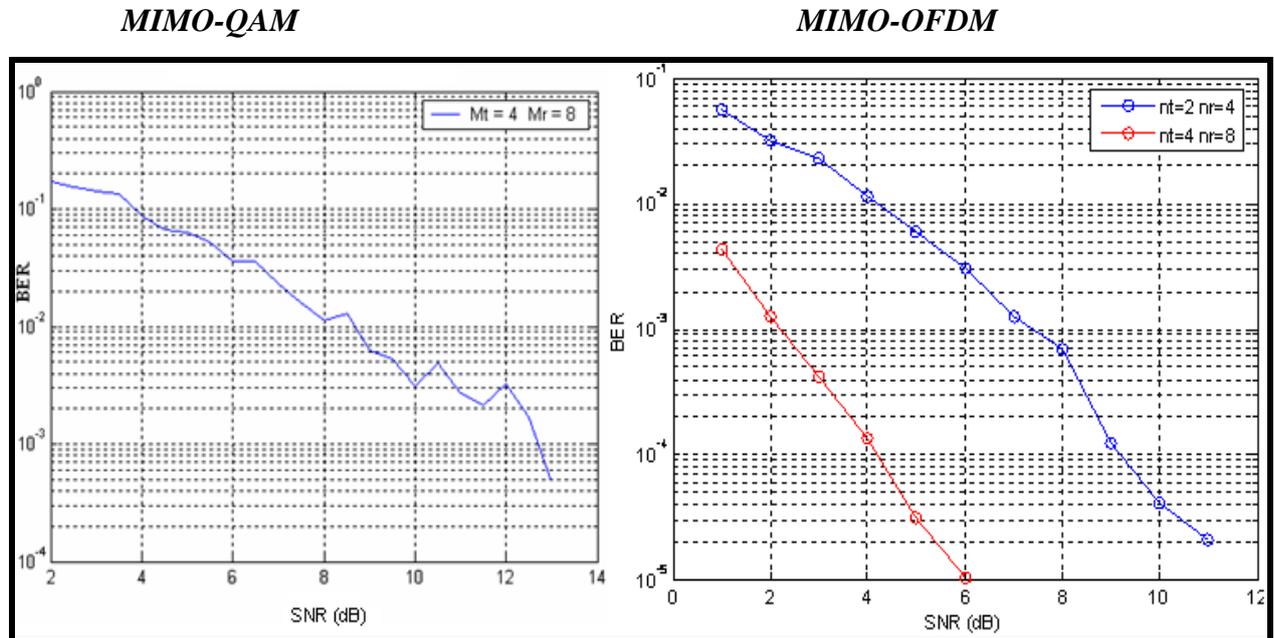


Figure V-15 : Comparaison entre MIMO-QAM et MIMO-OFDM
 $M=512$ (sous porteuses).

Nous constatons bien à partir de cette comparaison que l'utilisation de la technique OFDM améliore beaucoup plus les performances par rapport à la modulation QAM. Ceci parce qu'elle permet d'éliminer la sélectivité du canal et puis le phénomène d'interférence est réduit donc à la réception.

V.5- Conception d'un système MIMO-WiFi

V.5.1- Définition du WIFI 802.11

Le standard IEEE 802.11 [Hen2007] est un système de transmission des données conçu pour assurer une liaison indépendante de l'emplacement des périphériques informatiques qui composent le réseau et utilisant les ondes radio plutôt qu'une infrastructure câblée.

La norme physique 802.11 (ratifiée en 1997) propose deux types de transmission à modulation de fréquence associés à une modulation de phase et une technique de transmission à infrarouge utilisée surtout en milieu industriel et très peu en informatique.

Les principales normes 802.11 sont :

1. 802.11b (Wi-Fi) : supporte 10 Mbps à 2,4 GHz.
2. 802.11a : supporte 54 Mbps à 5 GHz.
3. 802.11g : est une combinaison des normes IEEE 802.11a et 802.11b.
4. 802.11n : prévoit une extension des débits supportés par la norme IEEE 802.11g à 100 Mbps.

V.5.2- Principe du MIMO-WIFI

Dans les récentes évolutions des télécommunications, la technologie multi antennes utilise la diversité spatiale. Ce principe existait déjà sur les systèmes WiFi ancienne génération ; dans ce cas l'ajout d'antennes au récepteur permettait, par exemple de réaliser une sélection d'antenne sur un critère de puissance afin de profiter de la transmission à plus fort rapport signal à bruit (SNR), et donc d'atteindre la modulation offrant le meilleur débit.

La diversité spatiale est maintenant pleinement utilisée dans le modulateur/démodulateur lui-même. A la différence du WiFi ancienne génération, le MIMO s'appuie sur la technologie multi antennes pour transmettre des informations différentes sur chaque antenne.

Lorsque les bornes WiFi 802.11a et g ont utilisé deux antennes, le but était de trouver et d'utiliser l'antenne qui avait la meilleure puissance pour dialoguer avec un autre équipement. Le point d'accès utilise alors une seule des deux antennes par communication.

Après que diverses améliorations eurent été faites pour le 802.11 a et g, une nouvelle génération de WiFi a été conçu tout en tenant compte de deux contraintes : garder le même spectre de fréquences et ne pas augmenter la puissance. Le MIMO est alors apparu. Ce dernier, combiné avec la technologie WiFi 802.11 a et g, a donné naissance au 802.11n au

mois de janvier 2006 [Hen2007]. A la différence des bornes ancienne génération, le MIMO utilise au moins 2 antennes pour envoyer des informations différentes sur chacune d'elle.

V.5.3- Etude du 802.11a associé avec le MIMO-OFDM

La norme WiFi 802.11a occupe un canal $B = 20$ MHz dans la bande des 5 GHz [ALEX2007].

Ces principales caractéristiques sont :

- ✚ Nombre de sous porteuses : 64 dont seules 52 sont utilisées (les 12 porteuses externes sont mises à 0 pour réduire l'interférence entre canaux adjacents).
- ✚ Durée symbole OFDM : 3,2 ms (312.5 kHz entre porteuses).
- ✚ Modulation : QPSK.
- ✚ Préfixe cyclique (étalement max 800 ns) : 1/4 (durée totale symbole = 4 ms).
- ✚ Nombre de pilotes : 4
- ✚ Nombre d'antennes émettrices et réceptrices : 3

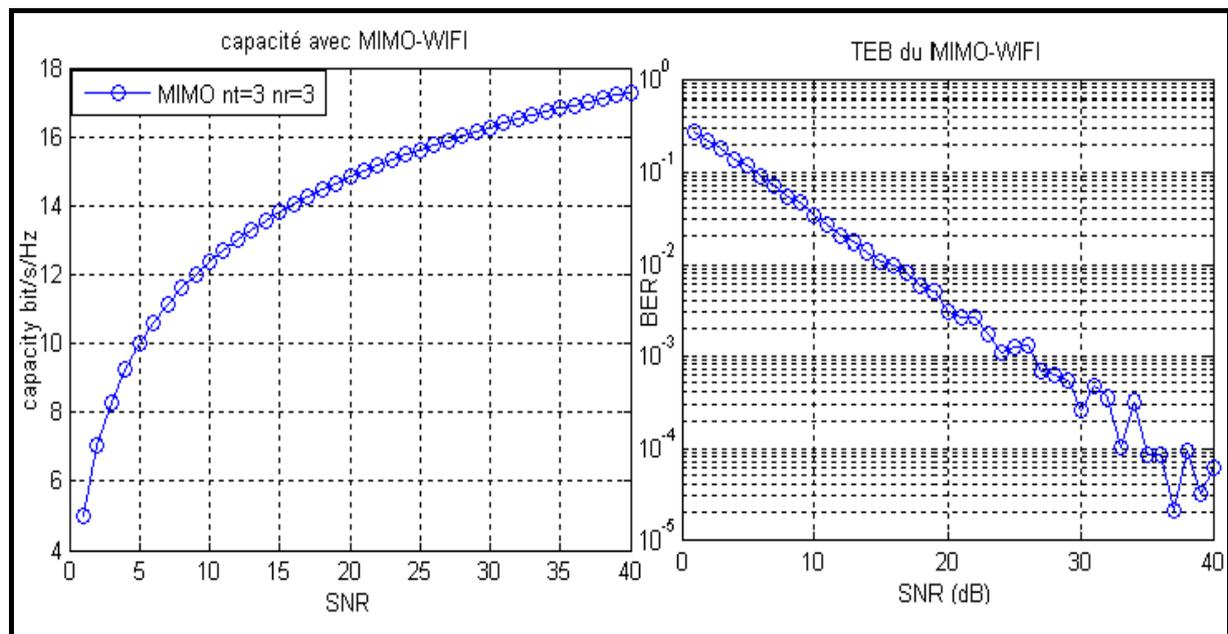


Figure V-16 : Conception d'un système MIMO-WIFI

Nous remarquons que la capacité croît en fonction du nombre d'antennes et le BER diminue pour des SNR croissants.

V.6- Conclusion

Notre travail est basée sur l'étude de la capacité du canal de propagation, et la minimisation du taux d'erreur binaire (ou par symboles).

D'après nos résultats, nous pouvons constater que la capacité croit indéfiniment avec le nombre de transmetteurs et de récepteurs pour des SNR croissants.

Par ailleurs, l'association MIMO-OFDM permet d'obtenir de meilleures qualités du signal à la réception en éliminant la sélectivité du canal et en réduisant le phénomène d'interférence entre symboles et donc plus l'ordre de diversité augmente plus le taux d'erreur diminue et plus le signal à la réception est optimal (SNR élevé).

Conclusion générale

Ces dernières années ont été marquées par la recherche de solutions pour des communications sans fil supportant des débits de plus en plus élevés, avec une qualité de service croissante. Ce travail a été initié dans ce contexte et a porté sur l'étude des techniques de transmission utilisant des réseaux d'antennes à l'émission et à la réception (MIMO) avec l'association de la modulation OFDM afin d'évaluer les performances de ces systèmes.

L'application envisagée concerne les réseaux locaux sans fil (WLAN) en milieu indoor. Nous avons donné particulièrement un exemple d'application de la technologie MIMO dans les réseaux Wi-Fi.

Ce mémoire est consacré à l'étude et l'implémentation d'un système MIMO dans un contexte OFDM.

Dans un premier temps, nous avons exposé le fonctionnement d'une chaîne classique de transmissions numériques, les différents modèles de canaux rencontrés en pratique ont été examinés, notamment le canal à évanouissement de Rayleigh qui caractérise les communications radio mobiles.

Nous avons présenté les différentes sortes de diversité susceptibles d'améliorer les transmissions sur ce type de canal.

En second lieu, nous avons présenté les différentes architectures MIMO, et les codages spatio-temporels en blocs ou en treillis.

Dans le troisième chapitre, les systèmes basés sur le multiplexage spatial ont été étudiés. Nous avons alors détaillé les récepteurs envisageables pour ce type de transmission, qu'ils soient linéaires ou non. Si le récepteur basé sur le forçage à zéro est le plus simple à mettre en œuvre, ses performances sont faibles pour être satisfaisantes. Le récepteur basé sur l'erreur quadratique moyenne offre des perspectives plus intéressantes. Enfin nous nous sommes attardés sur le détecteur optimal, basé sur le maximum de vraisemblance qui, malgré une complexité croissante avec le nombre d'antennes et la taille de la constellation, conserve un grand intérêt grâce à ses excellentes performances.

Ces systèmes MIMO, et notamment les systèmes basés sur le multiplexage spatial, telle l'architecture BLAST développée par les laboratoires Bell doivent cependant respecter un bon nombre de contraintes, dont la bande étroite reste la principale.

Dans le quatrième chapitre, nous avons exposé la technique OFDM et son intérêt d'association avec la technologie MIMO.

Enfin, nous avons montrés l'influence du nombre d'antennes et l'intérêt de la diversité spatiale pour l'amélioration des performances du signal reçu sous environnement MATLAB.

Nous avons constaté que la capacité augmente indéfiniment avec le nombre d'antennes émettrices et réceptrices pour des rapports signal sur bruit croissants, ainsi plus l'ordre de diversité est élevé plus le taux d'erreur binaire ou par symbole est minimisé et plus la qualité de signal à la réception est meilleure. Ces performances sont très améliorées par l'association de la technologie MIMO avec la technique OFDM. Cette dernière permet d'éliminer le phénomène d'interférence entre symboles et d'assurer une transmission parfaite.

Comme perspectives, nous envisageons de poursuivre ce travail en développant les points suivants:

- La combinaison de l'OFDM avec le MIMO ouvre la porte vers des communications hauts débits. Cependant, un système OFDM est très sensible à une erreur de fréquence porteuse qui détruit l'orthogonalité entre les porteuses. Cet effet va dégrader radicalement la performance du système. Dans ce contexte nous projetons d'aborder le problème de la synchronisation fréquentielle et temporelle ainsi que l'estimation du canal MIMO des systèmes MIMO-OFDM.
- Etudier autres applications du système MIMO-OFDM particulièrement dans le contexte spatial.
- développer la même étude mais pour l'association MIMO-MCCDMA avec une étude comparative entre les deux cas de figure.

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

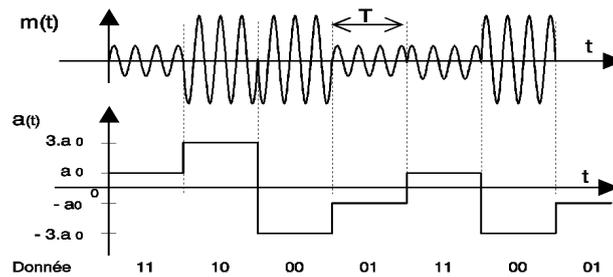


Figure 1 : Modulation à décalage d'amplitude (ASK)

- 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 figure1, les différents bits sont représentés par les différentes fréquences qui peuvent alors être détectées par un récepteur.

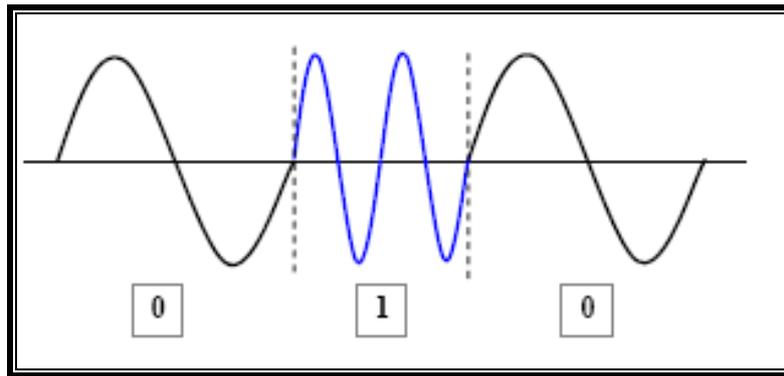


Figure 2 : Modulation à décalage de fréquence (FSK)

- 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 figure2, 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).

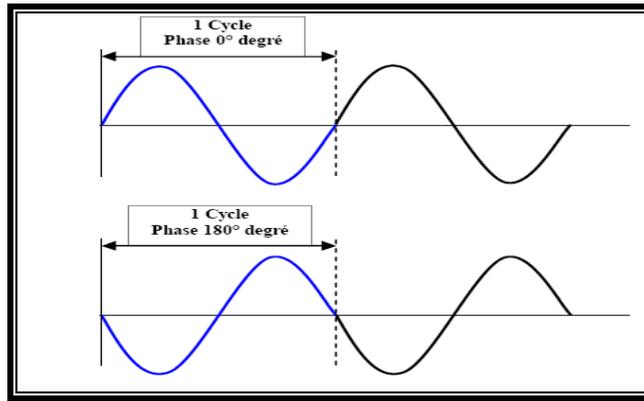


Figure 3 : Modulation à décalage de phase (PSK).

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.

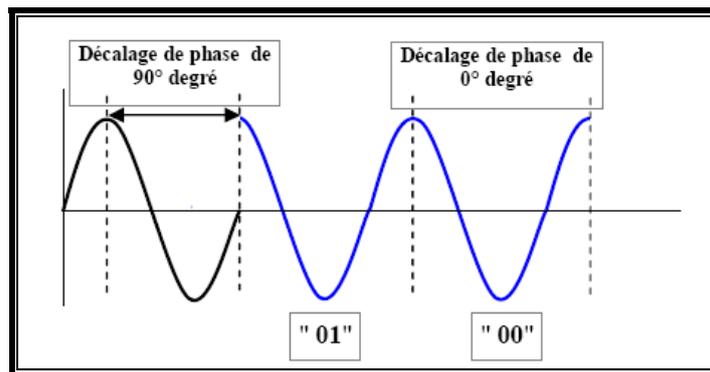


Figure 4 : Modulation à décalage de phase en quadrature (QPSK)

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

Tableau 5 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.

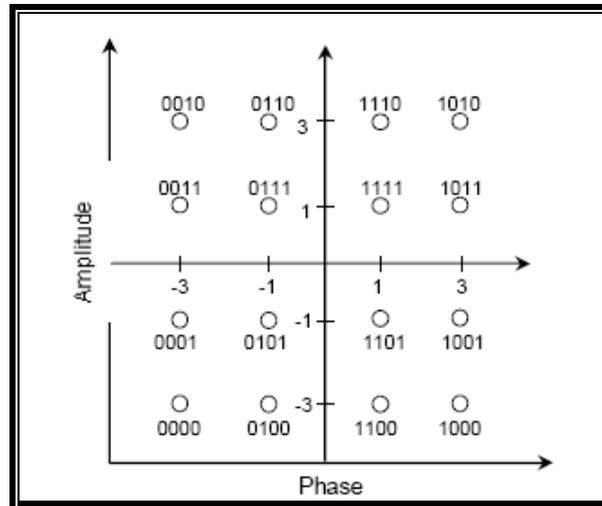


Figure 6 : Modulation d'amplitude en Quadrature 16-QAM

La figure 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.

Interface graphique réalisée

La technologie **MIMO** (multiple input multiple output), a le potentiel d'augmenter considérablement la capacité des transmissions. Plusieurs architectures ont ainsi été développées parallèlement, allant du multiplexage spatial aux codes spatio-temporels et proposant toutes une amélioration incroyable des performances des systèmes de transmission. Pour étudier l'augmentation des débits de transmission et afin d'évaluer les performances du signal, on a conçu une interface graphique sous la plateforme **MATLAB 7.1**. Son objectif est de tracer :

- 1- Les courbes de capacité des différents systèmes : **SISO-OFDM**, **SIMO-OFDM** et **MIMO-OFDM** de telle façon à correspondre les paramètres croisés par l'utilisateur (Nombre d'antennes, Rapport signal sur bruit).
- 2- Les courbes de taux d'erreur par bit (**BER**) pour les mêmes systèmes cités avant de telle façon à correspondre les paramètres : nombres d'antennes de transmission et de réception, nombre de sous porteuses de **l'OFDM**.

Principe de fonctionnement

Le menu crée est donné par la figure 1.

La simulation pratique permet de tracer les graphes de la capacité et le t'aux d'erreur ; nous avons choisis le nombre d'antennes, les valeurs min et max du rapport signal sur bruit qui correspond aux abscisses des courbes de capacités. Le simulateur se base sur un pop up menu fonctionnel composé de plusieurs options à travers lesquelles l'accès aux fonctions internes est possible par un simple click.

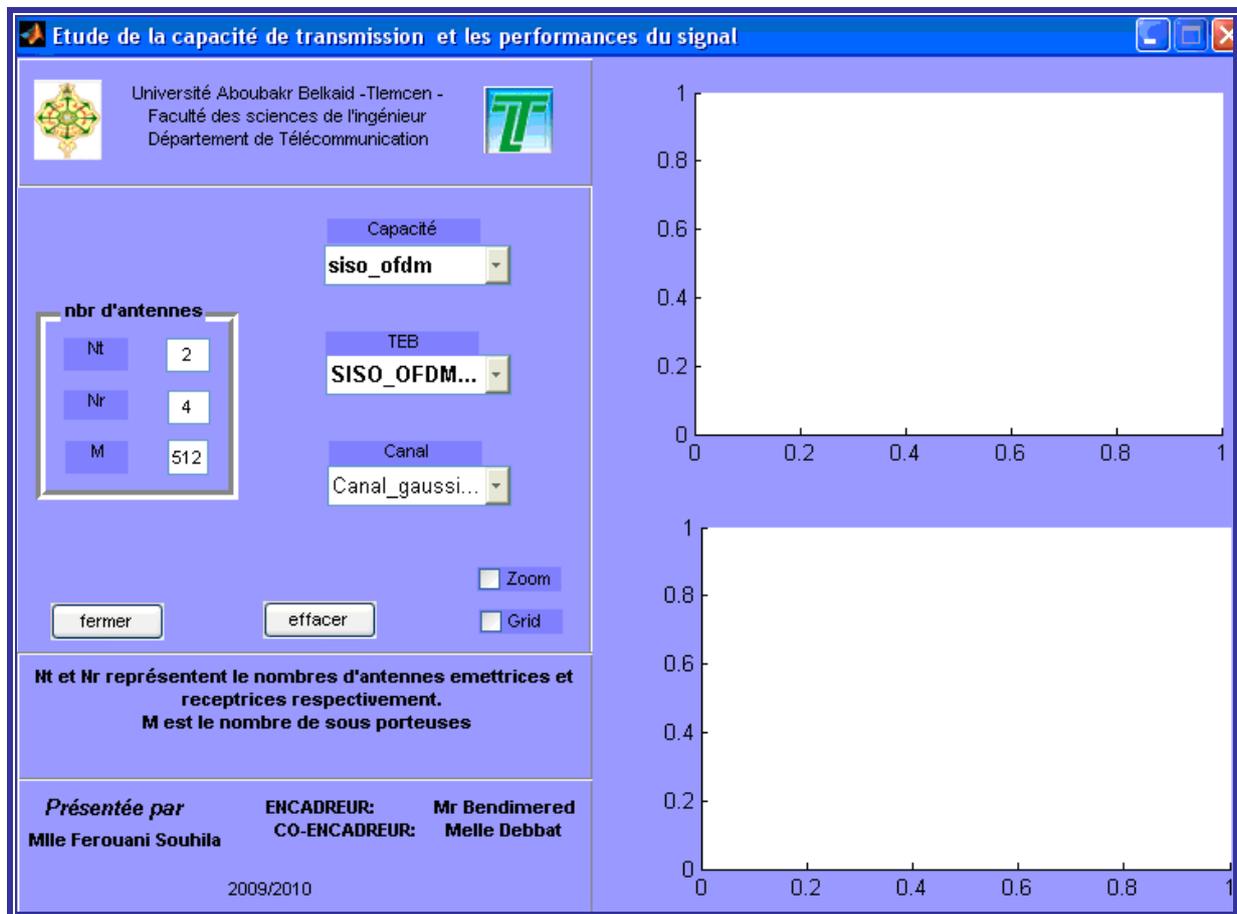


Figure 1 : Interface graphique du simulateur MIMO-OFDM

- Le simulateur contient aussi des options des graphes tels : le Grid, le Zoom, le bouton effacer et le bouton fermer.

Les palettes des paramètres de simulation sont détaillées par la figure (2).

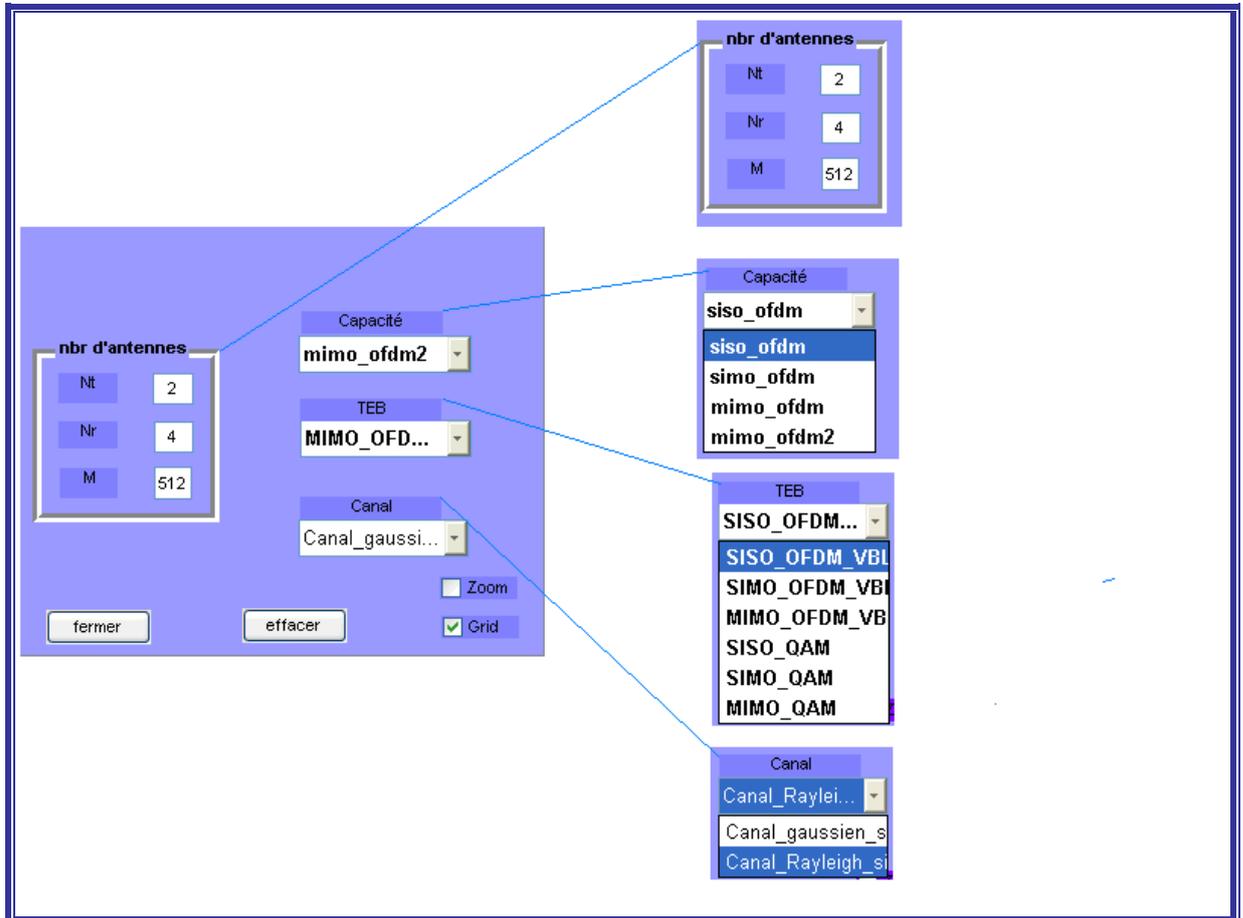


Figure 2 : Palette « paramètres de simulation » détaillées.

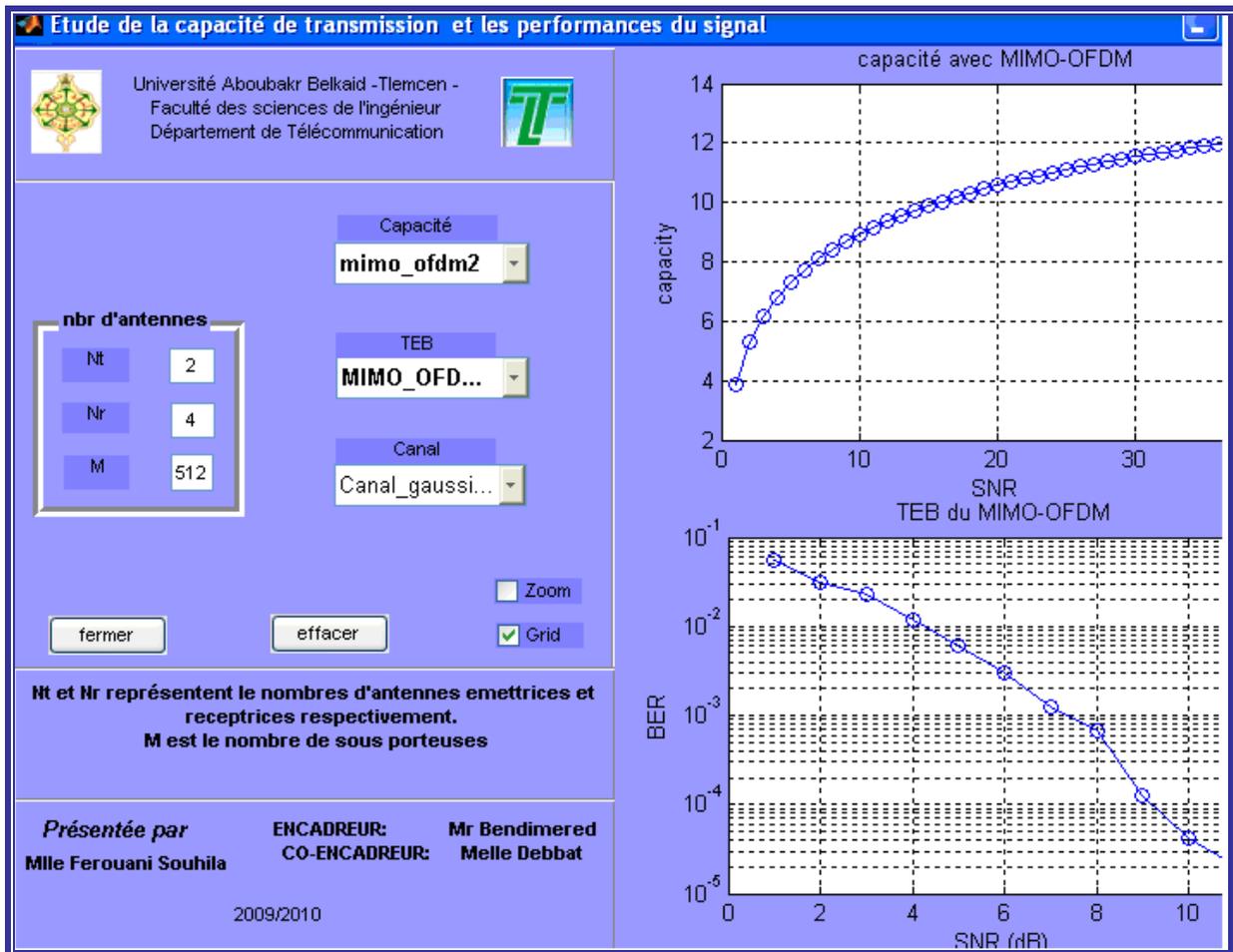


Figure3 : Exemple de simulation

- [A.F.Mol2005]: **A. F. Molisch** : “Wireless communications”, chap 20, Ed Wiley 2005.
- [Ala1998]: **S. M. Alamouti** “A simple diversity technique for wireless communications”. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 16(8):1451–1458, October 1998.
- [A. Man2000]: **A. Mansour, C. Jutten, and P. Loubaton**. “Adaptive subspace algorithm for blind separation of independent sources in convolutive mixture”. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 48(2):583–586, February 2000.
- [And2004]: **Andreas F. Molisch and Moe Z. Win**: “MIMO systems with Antenna Selection”. *IEEE microwave magazine*, pp 46-56. March 2004.
- [A.R. Kay1970]: **A.R. Kaye and D.R. George**, “Transmission of multiplexed PAM signals over multiple channels and diversity systems”, *IEEE Tans. Commun Technol Vol 18*, pp 520-526, October 1970.
- [A. Rui1987]: **A. Ruiz and J.M. Cioffi**, “A frequency domain approach to combined spectral shaping and coding”, *Proc. ICC*, pp. 1711-1715, 1987.
- [A.van2004]: **A. van Zelst, T.C.W. Schenk**, "Implementation of a MIMO OFDM based Wireless LAN System", Accepted for publication in *IEEE Transactions on Signal Processing*. Netherlands, May 2004.
- [B.Hir1981]: **B. Hirosaki**, “An orthogonally multiplexed QAM system using the Discret Fourier Transform”, *IEEE Trans. Commun Vol 29*, pp 982-989, July 1981.
- [B. Hir1984]: **B. Hirosaki**, “A maximum likelihood receiver for an orthogonal multiplexed QAM system”, *IEEE J. Select. Areas Commun Vol. 2*, pp. 757-764, September 1984.
- [B. Hir]: **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.
- [B.Led1993]: **B. Ledoux**, “COFDM-6 Field tests”, *IEEE Transactions on Consumer Electronics*, Vol. 42, n. 3, August 1993.
- [B.LeFlo1995]: **B. Le Floch, M. Alard and C. Berrou**, “Coded Orthogonal Frequency Division Multiplex”, *Proceedings of the IEEE*, Vol. 83, n. 6, pp. 982-996, June 1995.
- [CH. Dosch1988]: **CH. Dosch, P.A. Ratliff and D. Pommier**, “First public demonstrations of COFDM/MASCAM”. A milestone for the future of radio broadcasting", *EBU Review Technical*, n. 232, pp. 275-283, December 1988.
- [C.ALE2007]: **C. Alexandre; D. LE Ruyet** “Modulations Multi porteuses”, CNAM2007.

[F.Kha2007] **F. Kharrat-Kammoun**, « Techniques adaptatives et classification des canaux à antennes multiples » Thèse doctorat, ENST 2007.

[G.A.Fran1961]: **G.A. Franco and G. Lachs**, “An orthogonal coding technique for Communications”, IRE Intern. Conv. Rec., Vol. 9, pp. 126-133, 1961.

[G.Ung1982]: **G. Ungerboeck**. “Channel coding with multilevel/phase signals”. IEEE Transactions on Information Theory, 28(1):55–67, January 1982.

[G.J.Fos1996]: **G. J. Foschini** “Layered space-time architecture for wireless communication in a fading environment when using multi-element antennas”. Bell System Technical Journal, 1(2):41– 59, September 1996.

[G.J.Fos1998]: **G. J. Foschini and M. J. Gans** “On limits of wireless communications in a fading environment when using multiple antennas”. Wireless Personal Communications, 6(3):311–335, march 1998.

[G.D.Go1999]: **G.D. Golden, C.J. Foshin, R.A. Valenzuela and P.W. Wolniansky** “Detection Algorithm and Initial Laboratory Results Using V-Blast Space-Time Communication Architecture”. In Electronic Letters, volume 35, pages 14–15, January 1999.

[Gau2002] : **Gautier, G. Burel, J. Letessier, and O. Berder**. “Blind estimation of scrambler offset using encoder redundancy”. In Proceedings of IEEE Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers, volume 1, pages 626–630, Pacific Grove (CA), USA, 2002.

[G.Bur2001]: **G. Burel, C. Boudier, and O. Berder**. “Detection of direct sequence spread spectrum transmissions without prior knowledge”. In Proceedings of IEEE Global Telecommunications Conference (Globecom), volume 1, pages 236–239, San Antonio (TX), USA, November 2001.

[H.Böl2001]: **H. Bölcskei and A. J. Paulraj** “The Communications Handbook”, chapter Multiple-input multiple-output (MIMO) wireless systems; 2001.

[H. Sar1995]: **H. Sari, G. Karam and I. Jeanclaude**, “Transmission techniques for digital TV Broadcasting”, IEEE Communications Magazine, pp. 100-109, February 1995.

[Hen2007] : **Henri Happy** “La norme 802.11n”, Master Professionnel Télécommunications, Université de Lille1 2006/2007.

[I.Oua2005] : **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

[Ilh 2005] : **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.

[J.Rad1922]: J. Radon “Lineare sharen orthogonaler matrizen”. In Abhandlungen ausdem Mathematischen Seminar der Hamburgischen Universität, volume 1, pages 1–14, 1922.

[J.C.Rau1989]: 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.

[J.A.C.Bin1990]: 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.

[Jon2005]: Jonathan Letessier. «Performances théoriques de systèmes MIMO pré égalises et applications avec un simulateur de propagation 3D », Université de Bretagne Occidentale, 25 novembre 2005.

[J.F.Hél1991]: J.F. Héland and B. Le Floch, “Treillis coded orthogonal frequency division multiplexing for Digital Video Transmission”, Proceedings of Globecom 91, 1991.

[J.Wol1992]: J. Wolf, “Field Strength measurements in DAB networks with test receivers ESVB”, News from Rodhe, Schwarz, n. 139, pp. 22-23, 1992.

[J.G.Pro1995]:J.G. Proakis “Digital Communications”.Electrical and Computer Engineering 1995.

[Joh1995]: John G. Proakis “Digital communications”. McGraw-Hill,Third Edition 1995.

[K.Faz1993]: K. Fazel and L. Papke “On the performance of convolutionally-coded cdma/ofdm for mobile communication system”. In IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, PIMRC’, pages 468–472, Yokohama, JAPAN, September 1993.

[Kaï2008]: 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.

[K.Cav2001]: K. Cavalec-Amis. « Optimisation des Turbo Codes pour les systèmes à grande efficacité spectrale ». Thèse Doctorat, Université de Rennes 1, Département Signal et Communications, ENST Bretagne, Décembre 2001.

[Loïc1999]: Loïc BRUNEL. “Algorithmes de décodage de canal pour l’accès multiple à étalement de spectre”. PhD thesis, Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications, Paris, Décembre 1999.

[L.J. Cimi1985]: L.J. Cimini, “Analysis and simulations of a digital mobile channel using orthogonal frequency division multiplexing”, IEEE Trans. Commun., Vol. 33, pp. 665-675, July 1985.

[Lud2002]: Ludovic COLLIN. “Optimisation de systèmes multi antennes basée sur la distance minimale», l’Université de Bretagne Occidentale, 17 décembre 2002.

[L.Col2002]: L. Collin, P. Rostaing, O. Berder, and G. Burel “A fast ML-based receiver for MIMO Rician fading channel”. In IEEE International Conference Communications 2002, pages 154–159, Bucarest, Roumanie, December 5-7 2002.

[M.O.Dam2000]: M. O. Damen, K. Abed-Meraim, and J. C. Belfior. “A Generalized Sphere Decoder for Asymmetrical Space-Time Communication Architecture”. In IEE Electronic Letters, volume 36, January 2000.

[M.L.Doel1957]: 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.

[M.S. Zim1967]: M.S. Zimmerman and A.L. Kirsch, “The AN/GSC-10 (KATTHRYN) variable rate data modem for HF radio”, IEEE Trans. Commun Technol Vol 15, pp 197-205, April 1967.

[M. Alar1987]: M. Alard and R. Lassalle, “Principles of modulation and channel coding for digital broadcasting for mobile receivers”, EBU Technical Review, n. 224, pp. 168-190, August 1987.

[M. Gui1995]: M. Guillet, J.Y. Chouinard, M. Trichard and Y. Wu, “COFDM for Digital ATV Terrestrial Distribution over 6 MHz channel”, IEE Intern. Broadcasting Convention, n.413, pp 29-34, September 1995

[M.Sto1996]: M. Stojanovic and Z. Zvonar. “Multichannel processing of broad-band multiuser communication signals in shallow water acoustic channels”. Oceanic Engineering, IEEE Journal of. Apr 1996.

[M.Par2003]: M. Park “Performance Evaluation of Multiuser Detectors with V-BLAST to MIMO Channels” PhD thesis, Institut Polytechnique de Virginie, Blacksburg, 2003.

[N.Yee1993]: N. Yee, J.P. Linnartz and G. Fettweis “Multicarrier cdma in indoor wireless radio networks”. In IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, PIMRC’, pages 109–113, Yokohama, JAPAN, September 1993.

[Oli2002] : Olivier BERDER. « Optimisation et stratégies d'allocation de puissance des systèmes de transmission multi antennes », l'Université de Bretagne Occidentale, 20 décembre 2002.

[P.Com1996] : P. Combelles, J.L. Sicre, P. Penard and C. Joanblanq, "Diffusion terrestre de télévision numérique", REE, n. 5, May 1996.

[Pier2005] : Pierre GRUYER, Simon PAILLARD, « Modélisation d'un modulateur et démodulateur OFDM », Université de Bretagne 12 décembre 2005.

[P.A.Bel1965]: 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.

[P.W.Woln1998]: P. W. Wolniansky, G. J. Foschini, G. D. Golden, and R. A. Valenzuela. “V-Blast: An Architecture For Realizing Very High Data Rates Over The Rich-Scattering

Wireless Channel”, In Proceedings of the URSI International Symposium on Signal, Systems and Electronics (ISSSE), pages 295–300, Pisa, Italy, September 29 - October 2 1998.

[P.Hay1992] : P. Hayet and J.M. Guillaud, “Modem OFDM pour la télévision numérique”, Revue annuelle LEP, 1992.

[P.F.Dri, G. J. Fos1999]: P.F. Driessen and G. J. Foschini. “On the capacity of multiple-input multiple-output wireless channels”: a geometric interpretation. *IEEE Transactions on Communications*, 47(2):173–176, February 1999.

[Rih2008] : Basel RIHAWI. « Analyse et réduction du Power Ratio des systèmes de radio-communications multi antennes », Université de Renne I, 20 Mars 2008.

[S.San2002]: S. Sandhu, A. Paulraj, and K. Pandit. “On non-linear space-time block codes”. In *IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing*, volume 3, pages 2417–2420, Orlando, FL, 2002.

[S.B.Wein]: S.B. Weinstein and P.M. Ebert, “Data transmission by frequency division multiplexing using the Discrete Fourier Transform”, *IEEE Trans. Commun. Technol* Vol 19, n.5, Oct. 1971.

[S.Kai1987]: S. Kaiser “Multi-Carrier CDMA Mobile Radio Systems-Analysis and Optimization of Detection”, Decoding, and Channel Estimation, PhD thesis, University of München, GERMANY, 1987.

[S.Har1996]: 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.

[Sha1948]: Shannon “A mathematical theory of communication”. *Bell Systems Technical Journal*, 27:379–423 and 623–656, July and October 1948.

[S.M.Ala1998]: S. M.Alamouti, "A simple diversity technique for wireless communications", *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 16(8):1451–1458, October 1998.

[T.R.Hsi1993]: T.R. Hsing, C.T. Chen and J.A. Bellisio, “Video communications and services in the:copper loop”, *IEEE Communications Magazine*, January 1993.

[Tar1999]: V. Tarokh, H. Jafarkhani, and A. R. Calderbank. “Space-time block codes from orthogonal designs *IEEE Transactions on Information Theory*”, 45(5):1456–1467, July 1999.

[V.Tar1998]: V. Tarokh, N. Seshadri, and A. R. Calderbank. “Space-time codes for high data rate wireless communication: Performance criterion and code construction”. *IEEE Transactions on Information Theory*, 44(2):744–765, March 1998.

[Vin2004] : 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.

[W.Y.Che1994]: W.Y. Chen and D.L. Waring, “Applicability of ADSL to support video dial tone in the copper loop”, IEEE Commun. Magazine, May 1994.

[W.Y.Zou1995]: W.Y. Zou and Y. Wu, “COFDM an overview”, IEEE Trans. Broadc., Vol. 19, pp. 628-634, March 1995.

[Y.Wu1995]: Y. Wu and W.Y. Zou, “Performances simulations of COFDM for Broadcast applications”, SMPTE Journal, May 1995.

[D.Cat1993] : D.Catellain, B. Sueur and B. Le Floch, “Les réseaux hertziens de diffusions numériques: du DAB à la TV numérique” L'écho des recherches, n. 152, deuxième trimestre 1993.

[Zho2006]: Zhongshan Wu, “MIMO-OFDM communication system: channel estimation and wireless location”, Louisiana State University 2006.