

Remerciement

Nous tenons d'abord à remercier notre Dieu.

Ce travail n'aurait pu se faire seul ! Ce sont les compétences, la disponibilité, le dynamisme et la bonne humeur de chacun, qui nous ont permis de poursuivre nos études et d'achever ce mémoire dans les meilleures conditions. C'est pourquoi nous tenons chaleureusement à remercier ici toutes les personnes qui ont contribué de loin comme de près à ce travail.

Cette thèse s'est effectuée au niveau du laboratoire de Télécommunication LTT, Département de Génie Electrique et Electronique de la Faculté de Technologie de l'Université Abou-Bekr Belkaid de Tlemcen, sous la direction de Monsieur F.T.BENDIMRED

Au moment où nous apportons les dernières retouches à ce travail Nous remercions Monsieur F.T. BENDIMERAD, Professeur à l'université d'ABOU BEKR BELKAID qui a bien voulu présider les jurys de thèse , pour la confiance qu'il nous a témoigné et pour tous les renseignements et les conseils précieux qu'il nous a apporté avec précision, célérité et attention, ainsi que pour sa disponibilité tout au long de notre projet.

Nous remercions de tout cœur notre encadreur de thèse Monsieur S.M. BAHRI, Maître de Conférences à l'université d'ABOU BEKR BELKAID, Ses qualités d'écoute, son expérience en recherche et son soutien permanent nous ont permis de mener à bien cette thèse. Merci pour tout ce qu'il a pu nous apporter, professionnellement et humainement parlant. C'est grâce à vous que le travail a pris cette forme.

Nous redressons un grand merci à Monsieur B. BENADA, Monsieur S.A DJENNES Maitres de conférences à l'Université de Tlemcen qui ont bien voulu nous faire l'honneur en acceptant de juger ce travail.

Nous exprimons enfin nos gratitudes à tous les enseignants qui ont contribué à nous donner une formation solide tout au long de ces années d'études.

Nous adressons nos remerciements à ceux qui nous ont aidés de près ou de loin.

Dédicace

J'ai l'immense honneur de dédier ce mémoire

A mon cher père

Pour tout l'amour et l'éducation qu'il m'a donnée.

A ma chère Mère

*Pour son grand amour, ses sacrifices et toute l'affection
qu'elle m'a toujours offerte*

*A mes frères Khaled, Amine, Sid Ahmed, Mohamed, A ma très chère
sœur Leyla*

Pour l'amour, l'attention, l'aide et le soutien qu'ils m'ont apporté

*Je n'oublie pas mes grands-parents, mes tantes et mes oncles, en
particulier mon oncle*

Abdilmoula Bennoure, sidi Mohamed Benfekier

*Je tiens à exprimer toute ma reconnaissance à tous mes amis surtout
Imene, Sarah et aux personnes,*

Qui m'ont aidée, encouragée, soutenue, pour mener à bien

ce travail de thèse,

A toute la promotion RST « M2 »

A tous ceux qui j'aime et qui m'aiment

Benfekier Assia.

Dédicace

*Je rends grâce à dieu de m'avoir donné le courage et la
volonté ainsi que la conscience pour venir à terme de
mes études.*

Je dédie ce modeste travail :

*A mes parents qui m'ont énormément soutenu dans
les moments les plus*

*difficiles, partagé mes joies et mes peines, qui se sont
toujours sacrifiés à*

mes dépends.

*A mon frère Habib et mes sœurs Imene et Hidayet
pour leurs*

*encouragements, amours et soutiens continus
pendant toute ma formation.*

ainsi que ma très chère sœur Benfekier Assia

A mes chères tantes Fatéma Aicha et Houria

*A tous mes amis surtout Djamel eddine Imene
Fadéla Nadia Bahia Abdou Aziz et Bilel*

*A tous les professeurs et enseignants qui ont collaboré
à ma formation*

A toute la promotion RST « M2 »

Hadjaz Leyla

Résumé

L'objectif des travaux réalisés dans le cadre de cette thèse est d'étudier et de proposer des schémas d'estimation de canal dans un contexte multi-antennes multi-porteuses sur canal de transmission radio-mobile.

L'estimation de canal constitue un point clé dans les performances d'un système de transmission et en particulier pour un système multi-antennes ou MIMO : elle doit être optimisée pour conserver les avantages de la technologie MIMO en termes de débit et de performance.

En effet, l'OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplex), qui permet de transformer un canal sélectif en fréquence en de multiples canaux non sélectifs, est particulièrement bien adapté à la conception de récepteurs MIMO peu complexes pour une transmission MIMO-OFDM.

D'autre part, une technique permettant d'améliorer l'exploitation de la diversité fréquentielle et/ou temporelle et associée à l'OFDM, à savoir la technique CDMA dans un schéma de type MC-CDMA (Multicarrier-Code division Multiplex Access).

Nous avons associé le MC-CDMA à deux techniques MIMO ne nécessitant pas de connaissance du canal à l'émission, le codage espace-temps en blocs STBC (Space-Time Block Coding) et le multiplexage spatial.

Nous proposons et étudions plusieurs techniques nous citons la plus simple architecture de type VBLAST.

Mots-clés : systèmes à antennes multiples (MIMO), OFDM, CDMA, multiplexage spatial, MC-CDMA, VB

Abstract

The aim of this thesis is to study and to propose channel estimation schemes in a multiple antenna multiple carrier transmission over mobile radio channels.

Channel estimation plays an important part in performance of the system and becomes essential in a multiple antennas transmission: it has to be optimized in order to keep benefits of high data rate and performance.

On the one hand, the OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplex) modulation, which transforms a frequency selective channel into multiple non frequency selective channels, is particularly well adapted to the conception of MIMO receivers with low complexity in a MIMO-OFDM context.

On the other hand, a technique allowing to improve the exploitation of frequential and/or temporal diversities is associated with OFDM, namely the technique CDMA in a MC-CDMA (Multicarrier Code division Multiplex Access) scheme.

We have associated MC-CDMA with two MIMO techniques which require no channel state information at the transmitter, that is STBC (Space-Time Block Coding) and spatial multiplexing.

We propose and study several techniques we mention the simplest kind VBLAST architecture.

Key words: Multi Input Multi Output (MIMO), OFDM, CDMA, spatial multiplexing, MC-CDMA, VBLAST.

Table des Matières

Remerciement	
Dédicaces	
Résumé	
Abstract	
Table des matières	
Liste des figures	
Acronymes & Abréviations	
Introduction générale	1

Chapitre 1 : Généralités sur les transmissions numériques

I.1- Introduction	6
I.2- Chaîne de transmission numérique classique.....	6
I.3- Définition d'un canal.....	9
I.4- Caractéristique d'un canal	9
I.4.1- Bruit additif	10
I.4.2- - Évanouissements et trajets multiples	10
I.4.2.1- types d'évanouissements	10
I.5- Sélectivité d'un canal de communication.....	11
I.5.1- Canal sélectif en fréquence.....	12
I.5.2-Canal sélectif en temps	12
I.5.3-Canal sélectif en temps et en fréquence.....	13
I.5.4-Canal non sélectif	13
I.6-Modilisationdu canal de propagation	14
I.6.1- Le modèle de canal gaussien	14
I.6.2- Le modèle de Rayleigh	15
I.7- Notion de diversité	16
I.7.1- Diversité temporelle	16
I.7.2-Diversité fréquentielle	17
I.7.3- Diversité de polarisation.....	17
I.7.4- Diversité de spatial	18
I.8- Conclusion	19

Chapitre 2 : La technique MC-CDMA

II.1- Introduction.....	21
II.2- Transmission multi-porteuse OFDM	21
II.2.1-Principe et fonctionnement de l'OFDM	21
II.2.2.1-Principe de la modulation	22
II.2.2.2-Principe de la démodulation	23
II.2.3- Implantation numérique.....	24
II.2.3.1-Implantation numérique du modulateur.....	24
II.2.3.2-Implantation numérique du démodulateur.....	25
II.2.4 -Intervalle de garde	26
II.2.5-Avantages et inconvénients de l'OFDM	26
II.3- Technique d'étalement de spectre DS-CDMA	26
II.3.1-Principe de base de la DS-CDMA	27
II.3.2-Avantages et désavantages de DS-CDMA.....	30
II.4- Technique MC-CDMA	30
II.4.1- Structure du signal.....	31
II.4.2- Signal de la voie descendante (Downlink Signal).....	32
II.4.3- Signal de la voie montante (Uplink Signal)	34
II.4.4-Techniques d'étalement	34
II.5- Conclusion	35

Chapitre 3 : Technologie MIMO

III.1- Introduction	38
III.2- Concept et capacité des canaux MIMO	38
III.2.1- Système SISO	39
III.2.2- Système SIMO	39
III.2.3- Système MISO	40
III.2.4- Système MIMO.....	41
III.2.4.1-Modèle théorique d'un système MIMO.....	41
III.3- Système MIMO à base de codes spatio-temporels.....	42
III.3.1- Codage spatio-temporel en treillis	43
III.3.2- Codage spatio-temporel par blocs.....	44
III.4- Système MIMO à base de multiplexage spatial	44
III.4.1- D-BLAST.....	45

III.4.2- V-BLAST.....	46
III.4.2.1-Architecture du récepteur.....	47
III.4.3- H-BLAST.....	51
III.5- Algorithmes de détections associées aux systèmes MIMO	52
III.5.1- L'égaliseur par forçage à zéro (ZF)	52
III.5.2- Récepteur qui minimise l'erreur quadratique moyenne (EQMM).....	53
III.5.3Maximum de vraisemblance (MV)	53
III.6- Conclusion	54

Chapitre 4 : Application du système multi-antennes (MIMO) pour la technique OFDM et MCCDMA

IV.1- Introduction	69
IV.2- Hypothèses générales	69
IV.3- Implémentation d'un multiplexage spatial.....	69
IV.3.1- L'influence du nombre d'antennes aux transmetteurs et aux récepteurs sur la capacité....	71
IV.4- MIMO- V-BLAST	72
IV.4.1-Simulation d'un canal MIMO-V-BLAST avec (ZF-SIC) (MMSE-SIC) (VL)	72
IV.4.2- L'influence du nombre d'éléments d'antennes sur la technique MIMO-V-BLAST.....	74
IV.5- Application des antennes MIMO à la modulation OFDM.....	75
IV.5.1- Principe de l'association MIMO-OFDM.....	75
IV.5.2- L'association de système MIMO –OFDM avec l'algorithme V-BLAST	76
IV.5. 3- Etude des performances du système MIMO-OFDM.....	78
IV.5.3.1-Paramètres de simulation	78
IV.5.3.2-Influence du nombre d'antennes sur la technique MIMO-OFDM selon les critères ZF-SIC e MMSE-SIC	79
IV.5.3.3-Influence du nombre de sous-porteuses.....	81
IV.6-Association entre multiplexage spatial et la technique MC - CDMA.....	84
IV.6.1- Principe de l'association MIMO-MCCDMA	84
IV.6.2- Evaluation des performances du système MIMO-MC-CDMA.....	86
IV.6.3- Paramètres de simulation.....	86
IV.7- Etude comparative	90
IV.8- Conclusion.....	91
Conclusion général.....	93

Liste des Figures

Figure I.1 : Une chaîne de transmission sans fil	8
Figure I.2 : Modèle d'un canal de transmission.	9
Figure I.3 : Un canal sélectif en fréquence	12
Figure I.4 : Comparaison montrant un canal non sélectif	13
Figure I.5 : Tableau récapitulatif des différentes sélectivités	14
Figure I.6 : Représentation d'un canal à BBAG	15
Figure I.7 : Transmission sur plusieurs intervalles temporels	16
Figure I.8 : Transmission sur plusieurs intervalles fréquentiels	17
Figure I.9 : Diversité de polarisation illustrée par deux dipôles, un dans la direction « x » et l'autre dans la direction « z »	18
Figure II.1 : Principe de l'OFDM	21
Figure II.2 : Schéma de modulation	22
Figure II.3 : Spectre en sortie du modulateur OFDM	23
Figure II.4 : Schéma du principe du démodulateur OFDM	24
Figure II.5 : modulateurs OFDM numérique	25
Figure II.6 : démodulateurs OFDM numérique	25
Figure II.7 : Densité spectrale de puissance avant et après étalement	27
Figure II.8 : Principe de DS-CDMA	28
Figure II.9 : La génération d'un signal MC-CDMA pour un utilisateur	31
Figure II.10 : Transmission multi-porteuse avec étalement	32
Figure II.11 : Emetteur MC-CDMA de la voie descendante	33
Figure III.1 : Dispositif SIMO	39
Figure III.2 : Dispositif MISO	40
Figure III.3 : Dispositif MIMO	41
Figure III.4 : Diagramme de treillis pour un STBC à 4 états utilisant $N_t = 2$ émetteurs et une modulation MDP-4	44
Figure III.5 : Système de transmission MIMO à multiplexage spatial	45
Figure III.6 : Architecture d'un transmetteur D-BLAST	46
Figure III.7 : Architecture d'un transmetteur V-BLAST	47
Figure III.8 : Schéma global du récepteur	48
Figure III.9 : Architecture d'un transmetteur H-BLAST	52

Figure IV.1: <i>Emetteur MIMO-VBLAST</i>	58
Figure IV.2: <i>Récepteur MIMO-VBLAST</i>	58
Figure IV.3: <i>capacité du système MIMO en fonction du SNR</i>	59
Figure IV.4: <i>Comparaison de la variation du BER dans le cas d'un système MIMO-VBLAST (2x2) entre ZF-SIC-MMSE-SIC</i>	60
Figure IV.5: <i>Principe de MIMO-OFDM</i>	61
Figure IV.6: <i>Emetteur V-BLAST-MIMO-OFDM -SIC-MMSE-SIC</i>	62
Figure IV.7: <i>Récepteur V-BLAST-MIMO-OFDM-SIC-MMSE-SIC</i>	63
Figure IV.8 : <i>Comparaison des performances entre ZF_SIC_MIMO et ZF-SIC-MIMO-OFDM (pour MIMO, N=M=2)</i>	64
Figure IV.9 : <i>Performances du système ZF-SIC-MIMO-OFDM avec variation du nombre d'antennes</i>	65
Figure IV.10 : <i>Performances du système MMSE-SIC-MIMO-OFDM avec variation du nombre d'antennes</i>	66
Figure IV.11 : <i>Performance de Système ZF-SIC-MIMO-OFDM avec variation du nombre sous-porteuse</i>	67
Figure IV.12 : <i>Performance de Système MMSE_SIC_MIMO_OFDM avec variation du nombre des sous-porteuses</i>	68
Figure IV.13 : <i>Emetteur MC-CDMA</i>	69
Figure IV.14: <i>Emetteur V-BLAST-MIMO</i>	69
Figure IV.15 : <i>Récepteur V-BLAST-MIMO-MC-CDMA</i>	70
Figure IV.16 : <i>Comparaison des performances entre ZF-SIC-MIMO-MC-CDMA et MMSE-SIC-MIMO-MC-CDMA (pour MIMO, N=M=2)</i>	71
Figure IV.17: <i>Comparaison des performances ZF-SIC-MIMO et ZF-SIC-MIMO-MC-CDMA (pour MIMO, N=M=2)</i>	72
Figure IV.18: <i>Comparaison des performances MMSE-SIC-MIMO et MMSE-SIC-MIMO-MC-CDMA (pour MIMO, N=M=2)</i>	73
Figure IV.19: <i>Comparaison des performances entre ZF-SIC-MIMOZF-SIC-MIMO-OFDM et ZF-SIC-MIMO-MCCDMA (pour N = M = 2)</i>	74
Figure IV.20: <i>Comparaison des performances entre MMSE-SIC-MIMOMMSE-SIC-MIMO-OFDM et MMSE-SIC-MIMO-MCCDMA (pour N = M = 2)</i>	75
Figure IV.21 : <i>Comparaison des performances entre VBLAST-MIMO-OFDM et VBLAST-MIMO-MCCDMA avec les deux critères ZF et MMSE</i>	76

Figure IV.22 : Comparaison des performances entre ZF-SIC-MIMO-MCCDMA et ZF-MIMO-STBC-MCCDMA (pour $N=M=2$) 77

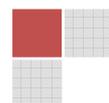
Acronymes et Abréviations

AMRS	Accès M ultiple par R épartition S patiale
AMRT	Accès Multiple à R épartition dans le T emps
A/N	Analogique/ N umérique
AWGN	Additive W hite G aussian N oise
BBAG	B ruit B lanc A dditif G aussien
BER	B it E rror R ate
BLAST	B ell L abs S pace T ime A rchitecture
BPSK	B inary P hase S hift K eying.
CDMA	C ode D ivision M ultiple A ccess
CMA	C onstant M odulus A lgorithm
CSI	C anal S tate I nformation
D-BLAST	D agonal- B ell L abs S pace T ime A rchitecture
DECT	D igital E nhanced C ordless T elecommunications
DFT	D iscrete F ourier T ransform
DMI	D irect M atrix I nverse
DSP	D igital S ignal P rocessing
DS	D irect S equene
E/R	E mission / R eception
EQMM	E rreur Q uadratique M oyenne M inimale
FDMA	F requency D ivision M ultiple A ccess
FFT	F ast F ourier T ransform
GSM	G lobal S ystem for M obile communications
H-BLAST	H orizontal- B LAST

IAM	Interférence d'Accès Multiples
ICI	Inter Carrier Interference
IDFT	Inverse Discrete Fourier Transform
IEEE	Institut of Elecrical and Electronic Engineers
IES	Interférences Entre Symboles
IFFT	Inverse Fast Fourier Transform
ISI	Inter Symbol Interference
LAN	Local Area Network
LMS	Least Mean Square
MAC	Media Access Control.
MAP	Maximum de vraisemblance A Posteriori
MDP	Modulation par Déplacement de Phase
MF	Matched Filter
MIMO	Multiple Input Multiple Output
MISO	Multiple Input Single Output
ML	Maximum Likelihood
MMSE	Minimum Mean Square Error
MS	Multiplexage Spatial
MV	Maximum de Vraisemblance
N/A	Numérique/Analogique
OSIC	Ordered Successive Interference Cancellation
OSTBC	Orthogonal Space Time Block Code
PAPR	Peak to Average Power Ratio
PN	Pseudo Noise
PSK	Phase Shift Keying

QAM	Q uadrature A mplitude M odulation
QOS	Q uality O f S ervice
QPSK	Q uadrature P hase S hift K eying
RF	R adio F réquence
RIF	R éponse I mpulsionnelle F inie
RSB	R apport S ignal sur B ruit
SBA	S witched B eam A ntennas
SC	S election C ombination
SDMA	S pace D ivision M ultiple A ccess
SIMO	S ingle I nput M ultiple O utput
SISO	S ingle I nput S ingle O utput
SNR	S ignal to N oise R atio
STB	S pace T ime B lock
STBC	S pace T ime B lock C ode
STTC	S pace T ime T rellis C ode
TDMA	T ime D ivision M ultiple A ccess
TEB	T aux d'Erreur B inaire
TFR	T ransformer de F ourier R apide
ULA	U niform L inear A rray
UMTS	U niversal M obile T elecommunications S tandards I nstitute
V.A	V ariable A léatoire
V-BLAST	V ertical - B ell L abs S pace T ime A rchitecture
W-CDMA	W ideband C ode D ivision M ultiple A ccess
WLAN	W ireless L ocal A rea N etwork
ZF	Z ero F orcing

Introduction générale



Introduction générale

Depuis quelques années ; l'utilisation des services des applications multimédias comme la voix, des textes, des photos, des vidéos et l'accès d'internet devient de plus en plus répandue, et aussi la demande de transfert rapide d'informations et de fiabilité de la communication à travers les systèmes de communication sans fils explose.

Au niveau de technologie ; les ingénieurs de conception des systèmes radio sont soumis 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). Cependant ils cherchent à optimiser la qualité de service et à diminuer les problèmes rencontrés lors de la conception et la mise en œuvre de leurs systèmes.

En effet, ont démontré selon la relation de SHANNON qui définit l'expression de la capacité ; si nous souhaitons augmenter linéairement le débit d'un canal il faudra augmenter sa bande passante (la technique ultra wide band(UWB) est proposée pour les canaux de propagation électromagnétiques) ; par contre à bande fixe, il a fallu jouer avec le paramètre spatial pour augmenter la capacité, c'est à dire l'utilisation de plusieurs antennes à l'émission et à la réception qui transmettant des signaux dans la même bande de fréquence.

En 1997 ; les chercheurs de laboratoire Bell en établie une nouvelle technologie qui permet d'augmenter sensiblement l'efficacité des systèmes mobiles, cette technologie est connue sous le vocable MIMO (Multiple input Multiple output) elle a le potentiel d'augmenter considérablement les capacités des transmissions hertziens, et ont ainsi développés cette architecture allant du multiplexage spatiale aux code spatio-temporelle qui nous permet d'augmenter la qualité et le débit de signal d'information et propose une amélioration incroyable des performance des systèmes de transmissions.

Aussi, Les besoins des opérateurs de réseaux sont de baisser les coûts d'exploitation des réseaux sans pour autant restreindre la diversité ou la qualité de leurs services, qui sont pour eux des facteurs de différenciations essentiels. Il est alors nécessaire de trouver une voie d'évolution qui permette aux opérateurs et aux usagers de bénéficier de la richesse des services tout en maintenant, voire en abaissant, le coût global d'exploitation des systèmes de télécommunication.

En réponse à ce besoin, plusieurs approches qui consistent à rechercher une combinaison optimale des techniques de modulation à porteuses multiples à grande efficacité spectrale et des techniques d'accès multiple ont été proposées. Les comparaisons de ces différentes approches dans la voie descendante donnent l'avantage à la technique MC-CDMA.

Nous allons étudier dans ce mémoire l'association de système MIMO à multiplexage spatial avec les techniques de modulations multi-porteuses OFDM et MCCDMA pour exploiter les avantages de chacune de ces techniques sur la qualité de transmission.

Organisation du document

Le mémoire élaboré est constitué de quatre chapitres:

1. Dans le premier chapitre nous allons décrire une chaîne de transmission y compris les canaux et les phénomènes physiques à l'intérieur de ces derniers ainsi que leurs différents types. Par la suite, nous allons présenter les différentes techniques de diversité pour lutter contre les évanouissements.

2. Dans le second chapitre, nous allons rappeler la méthode d'accès multiple par répartition de code (CDMA). Ensuite nous allons détailler la technique OFDM. Cette technique vise à exploiter la diversité temporelle et/ou fréquentielle des canaux. Et finalement nous donnons le principe de la technique MC-CDMA.

3. Dans le troisième chapitre, nous allons placer les problématiques traitées dans le contexte d'étude tout en présentant un bref état de l'art sur la modélisation des canaux MIMO, l'architecture des systèmes SIMO, MISO, SISO et MIMO, en étudiant la capacité du canal, ainsi les différents types de codage, multiplexage spatial et les techniques de réception employées pour traiter les signaux reçus. En effet, nous allons résumer le multiplexage spatial et les différents types de combinaisons utilisées pour optimiser le signal à la réception. Aussi, ce chapitre se concentre sur l'utilisation d'algorithme V-BLAST (Vertical Bell Labs Layered Space-Time).

4. Dans le quatrième chapitre, nous allons décrire la technologie MIMO associée à l'algorithme V-BLAST. En utilisant une programmation MATLAB, nous allons montrer l'influence du nombre d'antennes pour l'amélioration des performances du signal reçu. Dans ce contexte nous présentons l'association de système MIMO-VBLAST avec les techniques de modulations multi porteuses OFDM et MC-CDMA. Par ailleurs, nous exposons les résultats de simulation et nous analysons les performances des architectures proposées en termes de BER (Bit Error Rate) en fonction du SNR.

En conclusion générale, nous ferons un résumé des quatre chapitres.

Chapitre I

Généralités sur les transmissions numériques



I.1-Introduction:

Dans ce chapitre nous présenterons un rappel des fonctionnements de communication numérique et des phénomènes physiques à l'intérieur du canal.

La propagation de l'onde électromagnétique assure un lien entre l'émetteur et le récepteur, nommé « canal de propagation », il est indispensable au développement d'une chaîne de communication. La représentation et la caractérisation du canal seront traitées ultérieurement. Le canal de propagation subit des variations significatives dans le temps, l'espace et la fréquence, certaines techniques ont été alors proposées dans la littérature à titre d'exemple les techniques de diversité pour lutter contre les fluctuations du canal.

Aussi, nous allons décrire une chaîne de transmission y compris les canaux et les phénomènes physiques à l'intérieur de ces derniers ainsi que leurs différents types. Par la suite, nous allons présenter les différentes techniques de diversité pour lutter contre les évanouissements.

I.2-Chaîne de transmission numérique classique

Le but d'un système de communication à distance avec fil [1] ou sans fil est de transmettre de l'information d'un point à un ou plusieurs points. Le schéma de principe d'une chaîne de transmission est représenté sur la **figure I.1**. Le système se compose de trois grandes parties : un émetteur, un récepteur et le milieu de propagation appelé « *canal de propagation* ». L'émetteur a pour objectif d'adapter l'information de la source avant de transmettre à travers un canal de propagation. En effet, à partir du signal reçu, le récepteur fait l'opération pour récupérer l'information de la source. Sur la **figure I.1**, les opérations duales effectuées à l'émetteur et au récepteur sont le codage et le décodage de source, le codage et le décodage de canal, la modulation et la démodulation. Nous allons maintenant d'écrire brièvement les différentes fonctions mises en œuvre dans la chaîne de transmission. Notons que ces fonctions peuvent traiter l'information de façon individuelle ou collective qui dépend de la conception appliquée.

Pour réaliser [2] une transmission numérique, le message à transmettre doit être mis en forme numérique. Si la source délivre un message analogique tel que le signal de parole ou le signal d'image, il est indispensable de le numériser. Lorsque le message analogique est échantillonné, le théorème de Shannon doit être respecté. Chaque échantillon est quantifié et puis convertie sur des éléments binaires.

Le codage de source permet de compresser l'information moins utile sans perte d'information de façon à réduire le coût de la bande passante de la communication. Cette séquence binaire compressée de sortie du codeur de source est appelée séquence d'information. Dans ce qui suit, nous supposons que la séquence d'information est une suite d'éléments binaires indépendants et identiquement distribués sur l'alphabet $\{0, 1\}$. Le nombre de données binaires émis par unité de temps définit le débit binaire $D = 1/T_b$ bit/s ou T_b est la durée d'un bit en seconde. La quantité d'information, l'entropie, se mesure à partir de la probabilité respective des éléments binaires. Notons qu'il existe l'opération inverse de ce codage de source utilisée au récepteur.

Après la numérisation et le codage de source, il existe une fonction spécifique pour des transmissions numériques qui permet d'améliorer la qualité de transmission. Cette fonction est appelée « *codage de canal* » qui a pour objectif de détecter et/ou corriger des erreurs en réception. Le codage de canal insère des éléments binaires dans la séquence d'information.

Des éléments binaires ajoutés sont appelés « *Redondance* ». Cette opération mène alors à une réduction du débit utile binaire de la transmission. Le décodage de canal doit connaître le type de codage utilisé à l'émission pour corriger des erreurs correctement. Sinon, il est possible de créer des erreurs en plus, lors de la sortie du décodage du canal. Notons que certains types de codage ne sont pas très utilisés, car ils augmentent la complexité du système en émission et en réception.

Pour transmettre le message numérique en tant qu'une séquence d'éléments binaires, il est nécessaire de le convertir en un signal analogique. Cette opération est généralement appelée « *Modulation* ». La modulation consiste à transmettre un ensemble de n éléments binaires issu du message. Cet ensemble d'éléments binaires correspond à un signal $S_i(t)$, $i = 1, \dots, M$ de durée $T_s = n.T_b$, parmi $M = 2^n$ signaux en fonction de la réalisation de n éléments binaires. La séquence binaire de débit D est modulée par la séquence à M -aire états avec la rapidité de modulation R exprimée en Bauds. La rapidité de modulation peut s'exprimer par

$$R = \frac{1}{T_s} = \frac{D}{\log_2 M} \quad \text{I.1}$$

Un élément supplémentaire, le filtrage, qui assure la mise en forme définitive du signal avant l'émission, compte tenu du codage ou de la modulation utilisée et des contraintes du canal. Il est exploité pour limiter sa bande de fréquence, ce qui permet de partager le même milieu de transmission à plusieurs utilisateurs sans problème d'interférence.

Dans le cadre de transmission sans fil, une antenne émettrice ou un réseau d'antennes permet de transformer les signaux analogiques en des ondes électromagnétiques. Le signal

émis se propage à travers le milieu de propagation qui subit des perturbations. Le milieu de propagation est caractérisé par plusieurs effets qui seront présentés ultérieurement. Au récepteur, une autre antenne ou un réseau d'antennes consiste à convertir les ondes électromagnétiques en des signaux analogiques.

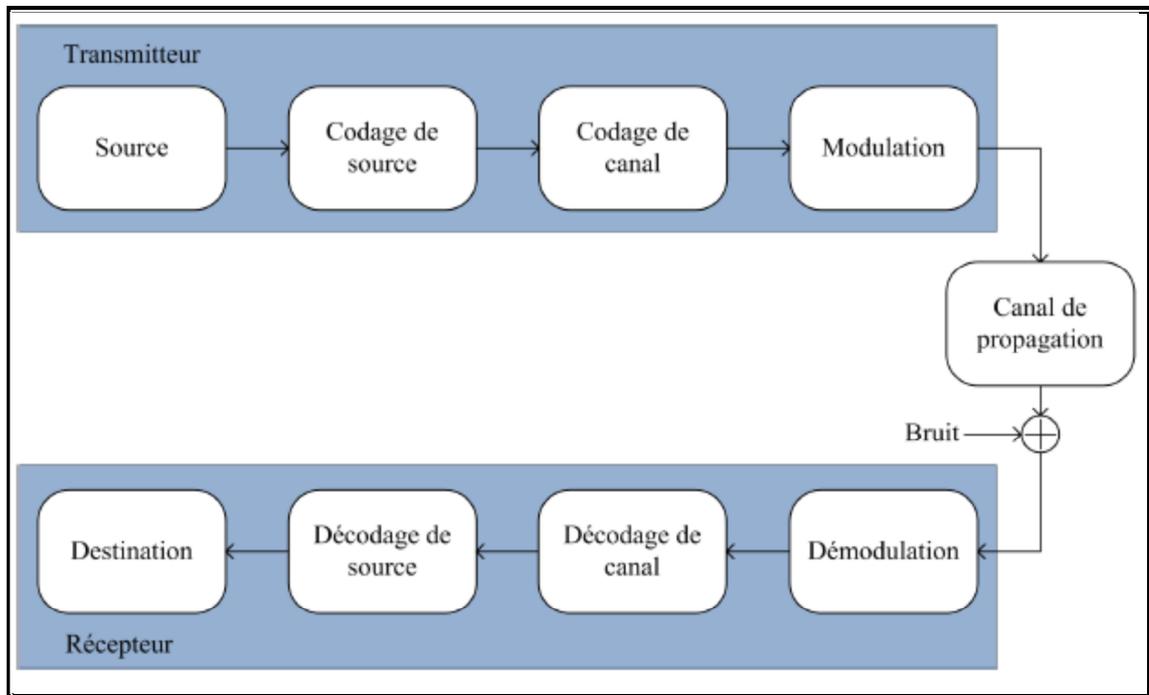


Figure I.1 : Chaîne de transmission sans fil.

Le bruit est considéré comme une perturbation aléatoire qui vient de l'extérieur et de l'intérieur du récepteur. Le bruit externe est causé par des systèmes industriels (*moteur, ligne à haute tension, etc. . .*) ou par les interférences des signaux des autres utilisateurs dans le cas d'un système multi-utilisateurs. Le bruit thermique (*bruit interne*) vient de l'agitation thermique des électrons des dispositifs électroniques, dont la puissance est proportionnelle à la température. Le bruit considéré ici est modélisé par un processus aléatoire gaussien à moyenne nulle, stationnaire, indépendant du signal émis avec une densité spectrale de puissance monolatérale N_0 . Une autre source de bruit particulière est le bruit de quantification qui apparaît au niveau de l'opération d'échantillonnage-quantification du fait de la transformation du signal analogique en un signal numérique.

Le récepteur a pour objectif de reconstituer au mieux, le message émis à partir du signal reçu. Il comprend des circuits d'amplification, de changement de fréquence et de démodulation.

Le démodulateur extrait l'information de la porteuse et restitue le signal en bande de base. Chaque échantillon est converti en données binaires à partir d'un circuit de décision. Le

décodeur de canal exploite la redondance introduite par le codeur de canal pour détecter et puis corriger (si possible) les erreurs de transmission. Le décodeur de source reçoit une séquence de données provenant du décodeur de canal. En connaissant le traitement réalisé par le codeur de source, il reconstitue le message original. En présence possible d'erreurs en sortie du décodeur de canal, le message décodé n'est pas exactement identique au message délivré par la source.

I.3- Définition d'un canal :

Un canal de communications est un médium physique qui est utilisé pour la transmission d'un signal à partir d'un transmetteur jusqu'au récepteur. Il est également possible de procéder via des ondes électromagnétiques dans le sans-fil. Quelque soit le mode de transmission, une constante demeure, c'est que des perturbations aléatoires non prévisibles affectent le signal transmis avant sa réception. On utilise les processus stochastiques pour fins de modélisation d'un canal de communications dû aux incertitudes inhérentes au processus. Un des problèmes communs est la présence de bruits additifs ; ils ont diverses causes dont le bruit thermique des composants constituant l'appareil récepteur par exemple. L'effet du bruit peut être atténué par l'augmentation de puissance du signal transmis. Toutefois, certaines limitations peuvent l'empêcher. La bande passante disponible est également une limitation majeure, non seulement due aux composantes physiques, mais par les restrictions législatives et la demande très élevée pour cette ressource limitée. [3]

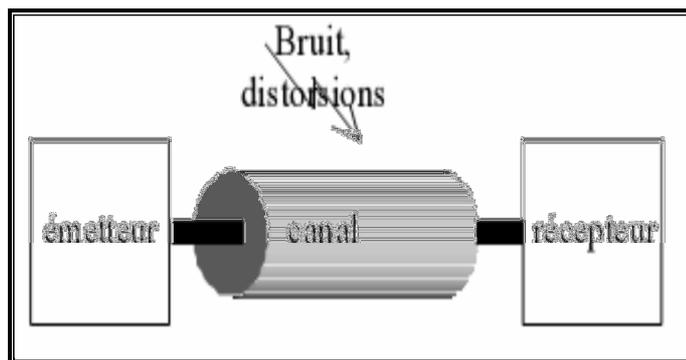


Figure I.2 : Modèle d'un canal de transmission.

I.4- Caractéristique d'un canal :

Les systèmes de communication sans-fil sont limités en performances et en capacité principalement à cause de deux facteurs liés au canal de transmission : [4]

I.4.1-Bruit additif

Le bruit définit les signaux aléatoires et non désirés, voire parasites, se superposant aux signaux utiles. Le bruit additif est l'un des problèmes les plus communément rencontrés dans la transmission. Il est généré par les composants internes du système de communication, et principalement par le bloc radio fréquence RFFE (Radio Frequency Front-End) du récepteur. De plus, il est généralement modélisé par un bruit blanc Gaussien additif (BBGA) ayant une puissance constante.

I.4.2- Évanouissements 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.

I.4.2.1- Types d'évanouissements

L'atténuation du signal est principalement due à un environnement de propagation riche en échos et donc caractérisé par de nombreux multi-trajets, mais aussi au mouvement relatif de l'émetteur et du récepteur entraînant des variations temporelles du canal.

Le phénomène de multi-trajets s'observe lorsque l'onde électromagnétique portant le signal modulé se propage par plusieurs chemins de l'émetteur au récepteur. En ce qui concerne les variations temporelles du canal, on peut distinguer deux classes, l'étalement temporel et l'effet Doppler, pouvant par ailleurs constituer une base pour la classification des canaux à évanouissements. [5]

➤ Etalement temporel

Lors d'une transmission sur un canal à évanouissements, les composantes du signal ayant emprunté des chemins distincts arrivent au récepteur avec des retards différents.

L'étalement temporel, noté T_m et défini par la différence entre le plus grand et le plus court des retards, permet de caractériser le canal par une seule variable qui est la dispersion temporelle du canal.

La bande de cohérence du canal, notée B_c , correspond à la gamme de fréquence sur laquelle les amplitudes des composantes fréquentielles du signal, fortement corrélées, subissent des atténuations semblables. En dehors de cette bande de fréquence en revanche, les distorsions du signal deviennent non négligeables. En général, la bande de cohérence d'un canal est du même ordre de grandeur que l'inverse de son étalement temporel : $B_c = \frac{1}{T_m}$, notons B_s la largeur de bande du signal transmis. [6]

➤ Effet Doppler

La variation du canal de propagation est liée aux mouvements des différents éléments du milieu de propagation : mouvement de l'émetteur et/ou du récepteur. Les variations du canal sont proportionnelles à la vitesse de déplacement de l'objet avec lequel l'onde interagit ainsi qu'à la fréquence porteuse. Ce phénomène s'appelle l'effet Doppler.

On peut considérer l'effet Doppler comme le pendant fréquentiel de l'étalement temporel, et définir ainsi un étalement fréquentiel B_m correspondant à la différence entre le plus grand et le plus petit décalage en fréquence inhérents aux multiples trajets. On représente par T_c le temps de cohérence du canal, durant lequel les distorsions temporelles du canal restent négligeables. Traditionnellement, T_c est du même ordre de grandeur que l'inverse de l'étalement fréquentiel : $T_c = \frac{1}{B_m}$ On note T_s la période symbole. [7]

I.5- Sélectivité d'un canal de communication

Avant d'étudier la sélectivité du canal radio mobile il faut définir la bande et le temps de cohérence : [8]

➤ **La bande de cohérence B_c** d'un canal radio mobile est la bande de fréquence sur laquelle les caractéristiques de propagation d'un signal sont corrélées, et elle peut être approximée par :

$$B_c \approx \frac{1}{\tau_{max}} \quad 1.2$$

➤ **Le temps de cohérence T_c** est la durée sur laquelle les caractéristiques du canal radio mobile peuvent être considérés comme invariants dans le temps, et elle peut être approximée par :

$$T_c \approx \frac{1}{2f_{Dmax}} \quad \text{I.3}$$

La reconstruction des signaux transmis nécessite quelques suppositions pour un traitement numérique adéquat en aval. Les valeurs de la bande de cohérence et la fréquence de cohérence définissent la sélectivité du canal. Les multi-trajets ainsi que les déplacements de l'émetteur et/ou du récepteur sont les sources d'une sélectivité fréquentielle et temporelle.

I.5.1- Canal sélectif en fréquence

On désigne par canal sélectif en fréquences [3], un canal avec évanouissements à haut niveau de corrélation dû à des fréquences rapprochées et sans corrélation pour les fréquences bien espacées. Implicitement, ce type de canal est non sélectif en temps.

Nous parlons d'un canal sélectif en fréquence [9] si la largeur de bande B_s du signal à transmettre est plus grande que la bande de cohérence du canal B_c , dans ce cas la réponse impulsionnelle du canal change d'une manière significative dans les limites de la bande du signal transmis et les composantes fréquentielles du signal transmis $s(t)$ séparées de la bande de cohérence subissent des atténuations différentes, en effet, le récepteur distingue plusieurs trajets multiples. Une sélectivité en fréquence ne fait que traduire une diminution du rapport signal sur bruit.

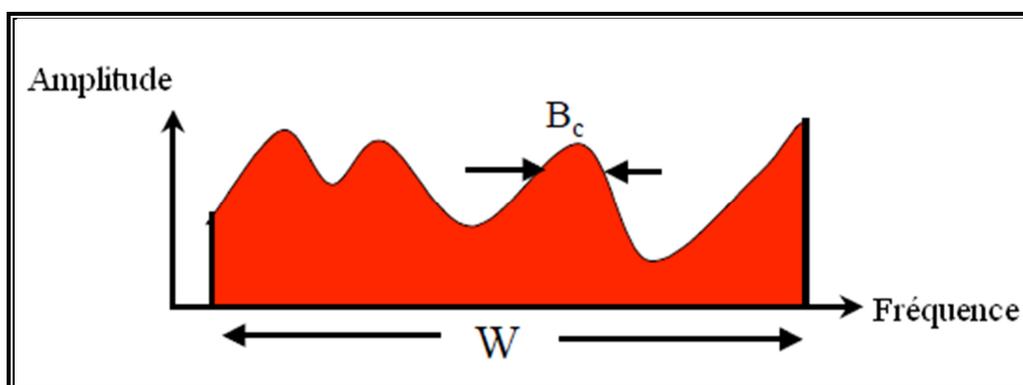


Figure I.3 : Canal sélectif en fréquence.

I.5.2- Canal sélectif en temps

On désigne par canal sélectif en temps, un canal avec évanouissements à haute corrélation due à des temps rapprochés et sans corrélation avec espace temporel suffisant. Ce type d'évanouissement causera des interférences entre les symboles envoyés et ainsi, une dégradation de la probabilité d'erreur. Nous parlons d'un canal sélectif en temps si la durée T_s de transmission d'un symbole est plus grande que T_c .

I.5.3- Canal sélectif en temps et en fréquence

On déduit logiquement par les deux sous-sections précédentes que ce cas correspond à une corrélation en fonction du niveau d'espacement en temps et fréquence. Ainsi, ce type de canal est doublement dispersif. Par contre, la sélectivité en temps et en fréquence est exclusive.

I.5.4- Canal non sélectif

Ce type de canal, bien plus simple et commun, ne démontre aucune sélectivité, que ce soit en temps ou en fréquence. Nous parlons d'un canal non sélectif, si la bande du signal B_s est très petite par rapport à la bande cohérente B_c . Autrement dit, le temps symbole T_s est largement inférieur au temps de cohérence ($T_s \ll T_c$). Le canal peut être considéré comme constant pendant la transmission, le récepteur est capable de distinguer un seul trajet de propagation. Toutes les composantes spectrales du signal émis sont affectées de la même façon par le canal.

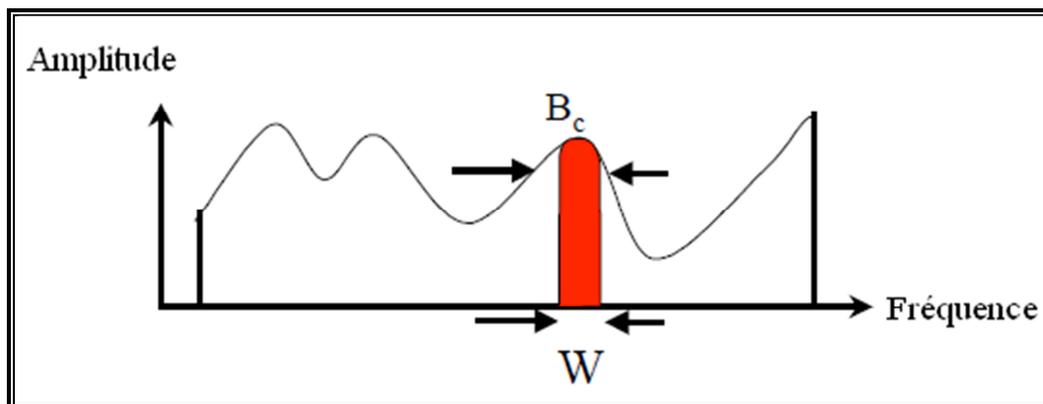


Figure I.4: Comparaison montrant un canal non sélectif.

La figure I.5 [4] résume les différents types de sélectivité du canal que nous venons de présenter.

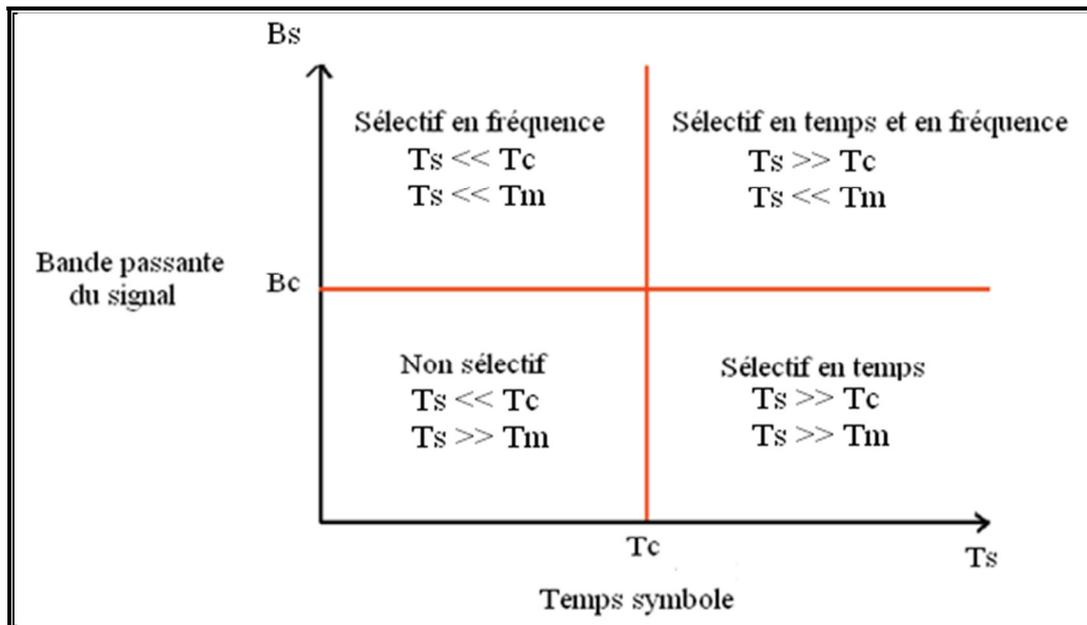


Figure I.5 : Tableau récapitulatif des différentes sélectivités.

I.6-Modélisation du canal de propagation

La modélisation du canal [9] est un domaine très vaste ; beaucoup de méthodes existent pour représenter avec plus ou moins de finesse l'environnement de propagation.

Certaines utilisent une description géographique et des méthodes géométriques pour modéliser finement la propagation des ondes (*méthodes déterministes*). D'autres se basent sur des campagnes de mesures pour extraire des valeurs d'atténuation (*causées par les obstacles*) pour établir des bilans de liaison.

I.6.1- Le modèle de canal gaussien

Le canal gaussien pour les communications sans-fils est le canal statistique le plus simple du point de vue de la mise en œuvre, mais pas forcément le plus réaliste. Il modélise uniquement le bruit thermique du récepteur comme une variable aléatoire (**V.A**) gaussienne de densité de probabilité $p_X(x)$ et s'ajoute au signal utile. La variable aléatoire est appelée le bruit blanc additif gaussien (**BBAG**). Le bruit est dit blanc car il perturbe de façon identique tout le spectre avec une densité spectrale de puissance, mono-latérale constante N_0 (W/Hz). Le bruit est alors entièrement défini statistiquement par sa moyenne μ_b nulle et sa variance σ_b^2 .

$$p_X(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_b^2}} \cdot \exp\left[-\frac{(x-\mu_b)^2}{2\sigma_b^2}\right] \quad \text{I.4}$$

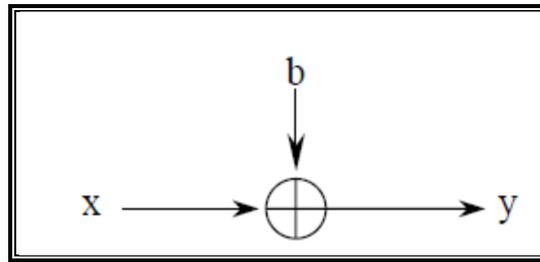


Figure I.6 : Représentation d'un canal à BBAG.

Le signal reçu s'écrit alors sous la forme suivante où b représente le BBAG.

$$y(t) = x(t) + b(t) \quad \text{I.5}$$

Le rapport signal sur bruit est le rapport entre la puissance moyenne du signal $y(t)$ et la puissance moyenne du bruit $b(t)$. Ce rapport caractérise la performance du récepteur. Plus, il est grand, moins le bruit perturbe le signal.

I.6.2- Le modèle de Rayleigh

Le modèle de Rayleigh est utilisé dans la simulation de systèmes de type indoor car il tient compte des trajets multiples et permet donc de modéliser les phénomènes à petite échelle. Le modèle de Rayleigh représente les trajets multiples comme un unique coefficient complexe (une atténuation et un déphasage), variant dans le temps. Pour ce faire, on construit la V.A. complexe représentant le coefficient complexe du canal $h = X + jY$, avec X et Y deux V.A. gaussiennes indépendantes $\sim N(0, \sigma^2)$. L'atténuation du canal $\beta = |h|$ est alors représentée comme une V.A. suivant une loi de Rayleigh définie par sa densité de probabilité $p_B(\beta)$ de paramètre σ :

$$p_B(\beta) = \frac{\beta}{\sigma^2} \cdot \exp\left[-\frac{\beta^2}{2\sigma^2}\right], \forall \beta \geq 0 \quad \text{I.6}$$

Le canal de Rayleigh est généralement implémenté en choisissant X et $Y \sim N(0, \frac{1}{2})$, de sorte que $E\{\beta^2\} = 1$. Ce choix permet de considérer les phénomènes à petite échelle, mais pas ceux à grande échelle.

I.7-Notion de diversité

La diversité [10] est une technique utilisée dans les systèmes de transmission pour combattre l'évanouissement à petite échelle causé par les trajets multiples.

Son principe est de transmettre plusieurs répliques de la même information sur plusieurs liaisons avec des puissances comparables, dont les évanouissements respectifs sont indépendants les uns des autres, il y a une très forte probabilité pour que l'une de ces liaisons au moins ne subisse pas de fortes atténuations augmentant ainsi la fiabilité de la liaison. La diversité se révèle donc être un outil très puissant pour combattre les évanouissements et les interférences entre canaux de transmission et permet notamment d'augmenter la capacité et la couverture des systèmes radio.

I.7.1- Diversité temporelle

La diversité temporelle est utilisée pour combattre les évanouissements sélectifs en temps et 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 (**Figure 1.7**).

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.

L'implémentation de la diversité temporelle n'est pas très populaire, actuellement utilisée seulement dans les systèmes de pagination. Leur principal avantage est qu'aucun matériel additionnel n'est nécessaire et le principal désavantage de ce procédé est bien sûr le retard induit par la diversité et la diminution de débit utile.

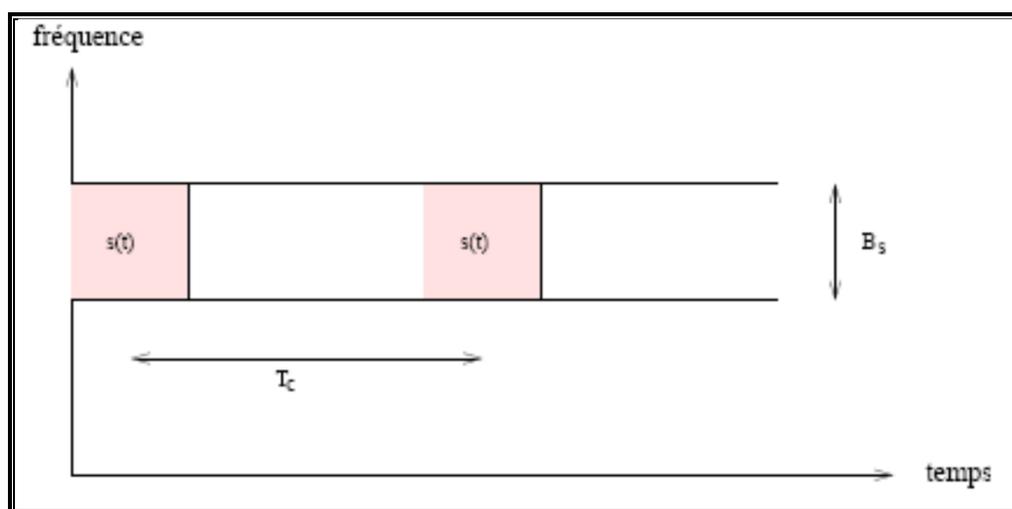


Figure I.7: Transmission sur plusieurs intervalles temporels.

I.7.2- Diversité fréquentielle

Les caractéristiques d'évanouissement d'un canal radio ne sont pas les mêmes pour différentes fréquences porteuses. La transmission de l'information utilisant différentes fréquences porteuses peut avoir comme conséquence des signaux non-corrélés. Cette implémentation de diversité est appelée la diversité fréquentielle, elle 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 (**Figure I.8**).

Les systèmes de communications basés sur ces techniques sont plus robustes contre les évanouissements sélectifs en fréquence et les interférences de transmission.

Les techniques d'étalement de spectre sont parfois considérées comme une technique pour réaliser la 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.

Dans la plupart des implémentations ; le signal n'est pas simultanément transmis sur plusieurs fréquences porteuses mais seulement sur celle qui aura comme conséquence la bonne transmission. Cette forme de diversité est employée dans les systèmes de communications modernes multi-porteuses, comme le GSM.

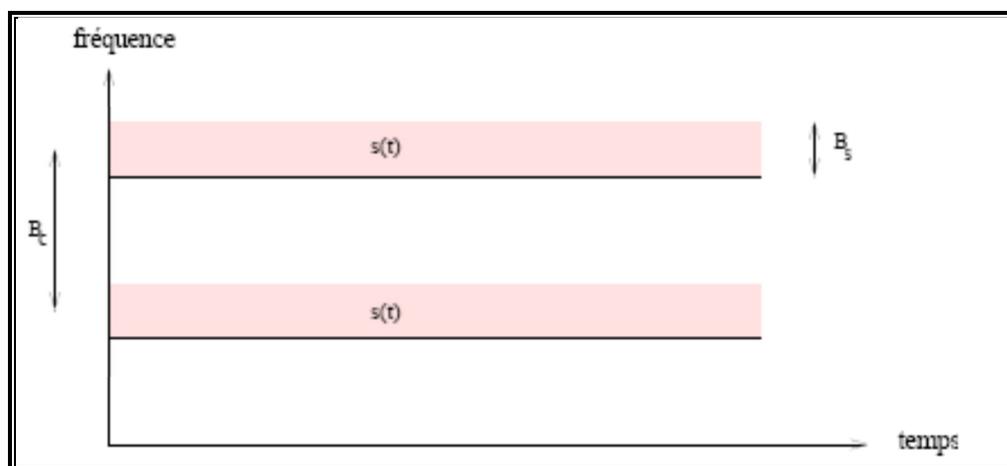


Figure I.8 : *Transmission sur plusieurs intervalles fréquentiels.*

I.7.3- Diversité de polarisation

Le troisième type de combinaison de diversité qui peut être employé pour augmenter les performances d'un système WLAN est la polarisation.

Nous parlons de la 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 2 peut ainsi être facilement obtenue en utilisant une paire d'antennes de polarisations orthogonales.

Pour les systèmes de communication mobile, tel que le GSM, les signaux transmis sont dispersés et reflétés par beaucoup d'objets. Ces systèmes de diversité de polarisation semblent avoir des performances proches de celles de la diversité spatiale. Leur inconvénient est le volume accru pour contenir les antennes.

Une implémentation de la diversité de polarisation est montrée sur la (**Figure I.9**)

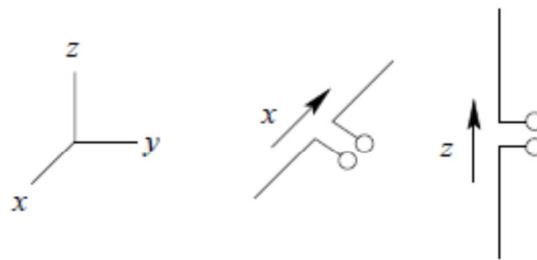


Figure I.9 : *Diversité de polarisation illustrée par deux dipôles, un dans la direction « x » et l'autre dans la direction « z ».*

I.7.4- Diversité spatiale

Dans ce travail, nous nous intéressons plus particulièrement à la diversité spatiale ou la 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 des évanouissements indépendants 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. De grandes antennes imposent ainsi une grande distance de cohérence. Du côté du mobile, en revanche, généralement plus bas en altitude et donc 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 . Un inconvénient de diversité d'espace est le volume accru requis pour contenir les antennes multiples.

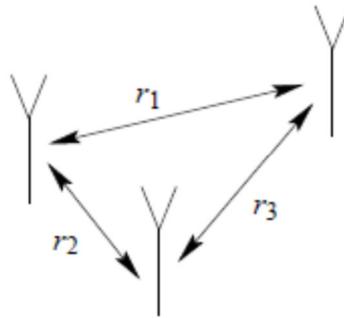


Figure I.10 : *La diversité spatiale illustrée par trois antennes (identiques) séparée par les distances r_1 , r_2 et r_3 .*

I.8-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 évanouissements qui caractérisent les communications. Pour combattre les évanouissements, les solutions les plus efficaces restent les techniques de diversité, qu'elle soit temporelle, spatiale ou encore fréquentielle, et un paragraphe leur a donc été consacré, ainsi qu'aux techniques de sélectivité.

Dans le chapitre II nous allons étudier les différentes techniques d'accès multiples et de modulations multi-porteuses et l'association de ces deux techniques pour évaluer les performances des systèmes de transmissions.

Chapitre II

La technique MC-CDMA



II.1-Introduction :

Afin de répondre aux besoins permanents de mobilité et de débit, l'émergence de la future génération de systèmes de radiocommunications repose autant sur le développement de nouvelles techniques de transmissions que sur la mise au point d'architectures matérielles performantes.

La technique de transmission multi-porteuse à étalement de spectre, MC-CDMA, est un candidat potentiel pour les interfaces radio des futurs systèmes radio mobiles. Cette technique bénéficie d'une part de la robustesse de la transmission multi-porteuse OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplex) face à la propagation multi-trajets et d'autre part de la flexibilité de l'accès multiple à répartition par codes CDMA (Code Division Multiple Access).

Le but recherché est de développer de nouvelles techniques de transmissions hertziennes permettant de toujours mieux répondre aux contraintes d'efficacité spectrale liées à la pénurie du spectre et au nombre croissant d'utilisateurs.

II.2- Transmission multi-porteuse OFDM

II.2.2- 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 [11] 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.

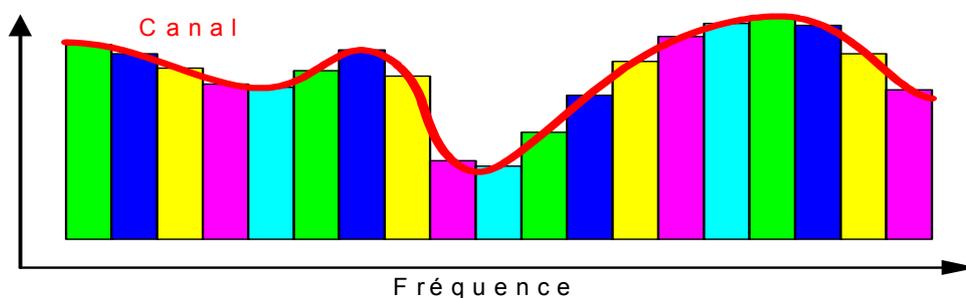


Figure II.1 : Principe de l'OFDM

II.2.2.1 Principe de la modulation

Pour répartir les données à transmettre sur les N porteuses, on groupe les symboles c_k par paquets de N [11]. 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, \dots, c_n constitue un symbole OFDM. Le $k^{\text{ième}}$ train de symboles parmi les N trains module un signal de fréquence f_k . Le signal modulé du train k s'écrit sous forme complexe:

$$c_k e^{j2\pi f_k t} \tag{II.1}$$

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

$$S(t) = \sum_{K=0}^{N-1} c_k e^{j2\pi f_k t} \tag{II.2}$$

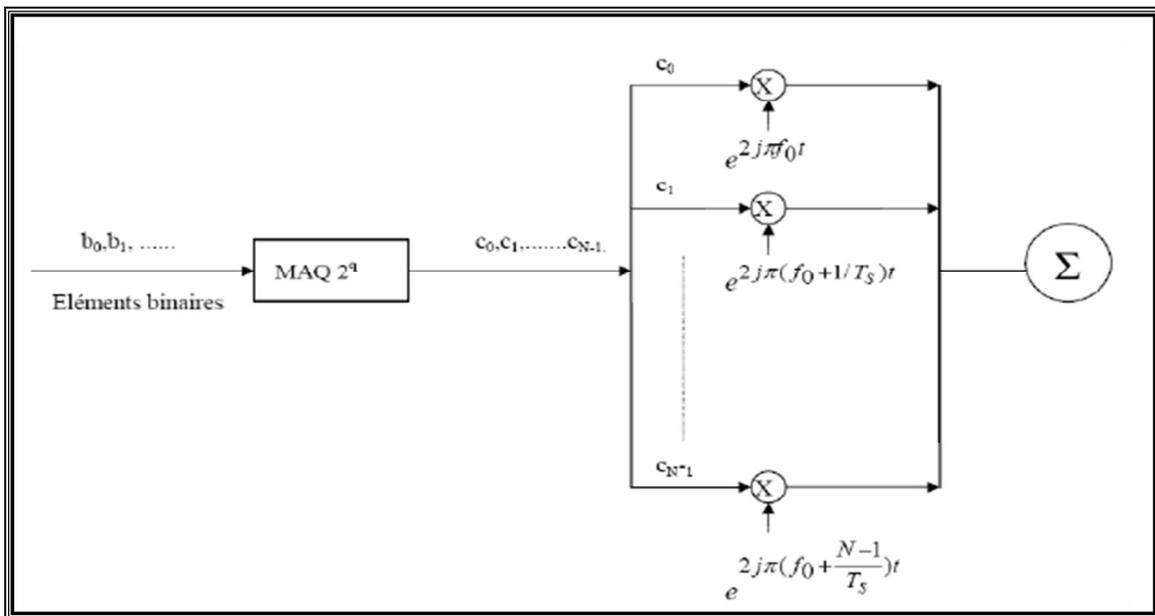


Figure II.2 : Schéma de modulation

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 $1/T_s$.

$$f_k = f_0 + \frac{k}{T_s} \tag{II.3}$$

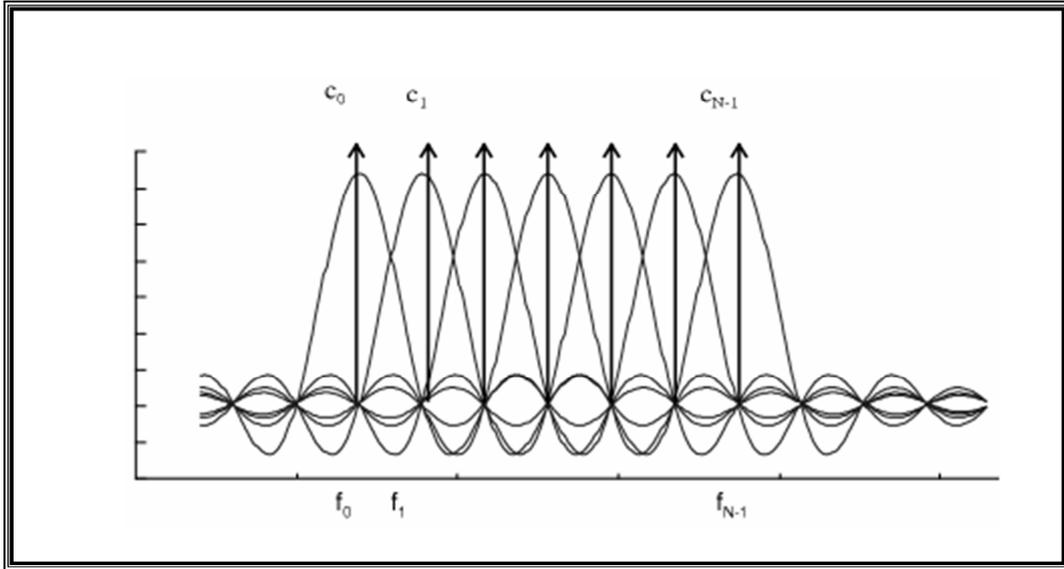


Figure II .3: *Spectre en sortie du modulateur OFDM.*

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 $T_s \ll 1/B_d$.

II.2.2.2 - Principe de la démodulation

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

$$y(t) = \sum_{k=0}^{N-1} c_k H_k(t) e^{2j\pi(f_0 + \frac{k}{T_s})t} \quad \text{II.4}$$

$H_k(t)$ 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.

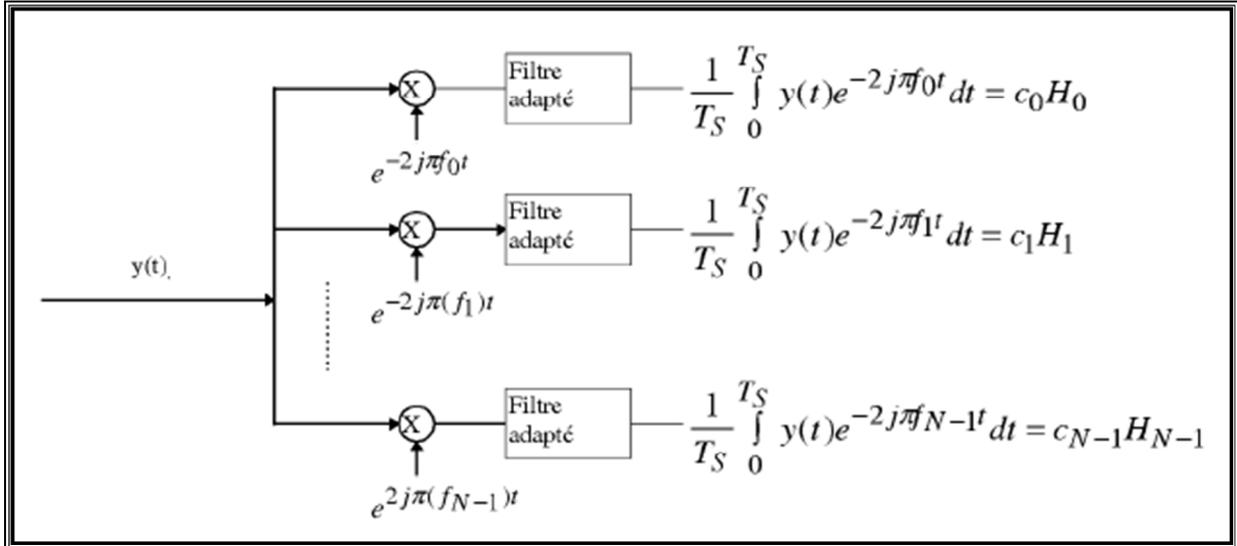


Figure II.4: Schéma du principe du démodulateur OFDM.

II.2.3- 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. On réduit 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. [11]

II.2.3.1- Implantation numérique du modulateur

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

$$s(t) = e^{2j\pi f_0 t} \cdot \sum_{k=0}^{N-1} c_k e^{2j\pi \frac{k}{T_s} t} \tag{II.5}$$

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

$$s_n = \sum_{k=0}^{N-1} c_k e^{2j\pi \frac{kn}{N}} \tag{II.6}$$

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 au schéma numérique suivant :

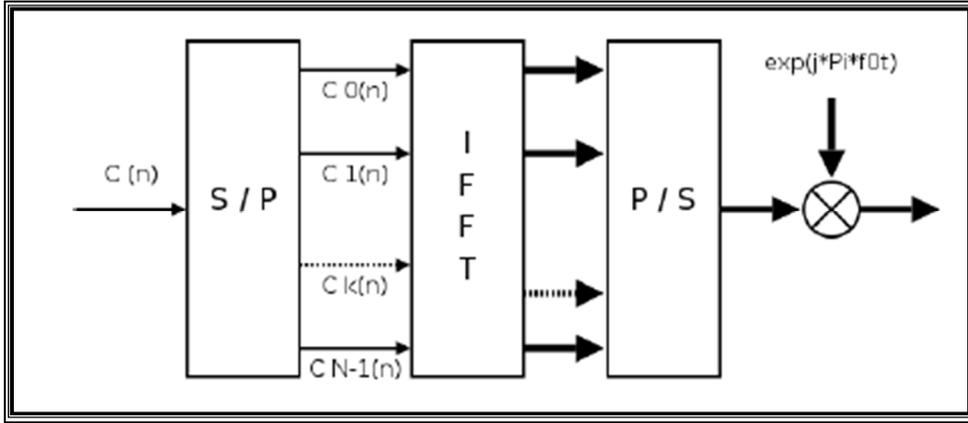


Figure II.5 : Modulateurs OFDM numérique.

II.2.3.2-Implantation numérique du démodulateur

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

$$Z_n = \sum_{k=0}^{N-1} c_k H_k e^{2j\pi \frac{kn}{N}} \tag{II.7}$$

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 $N = 2^n$, on peut réaliser ce calcul à l'aide d'une FFT. On obtient alors le schéma de principe suivant:

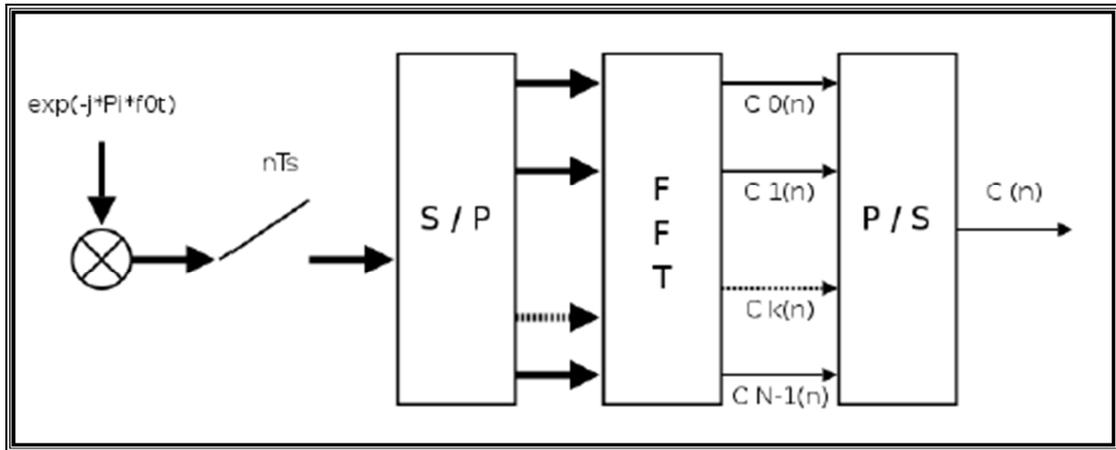


Figure II .6 : Démodulateurs OFDM numérique.

II.2.4- 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. 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).

$$T_S = T_u + \Delta \quad \text{II.8}$$

II.2.5- Avantages et inconvénients de l'OFDM : [12]

➤ *Avantage :*

- Une haute efficacité spectrale.
- Une réalisation digitale simple par utilisation du DFT et IDFT.
- Réduction de la complexité des récepteurs due à la possibilité d'éviter les ISI et ICI par insertion d'un intervalle de garde.

➤ *Inconvénients*

- Les signaux multi-porteuses ont un coefficient PAPR (Peak to Average Power ratio) élevé, ce qui nécessite l'utilisation des amplificateurs à haute linéarité.
- La perte dans l'efficacité spectrale due à l'addition d'un intervalle de garde.
- La sensibilité à l'effet Doppler est supérieure par rapport aux systèmes de modulation mono-porteuse.
- Une synchronisation parfaite en temps et en fréquence est nécessaire.

II.3-Technique d'étalement de spectre DS-CDMA : [13]

Dans un système d'étalement de spectre, le signal transmis est étalé sur une large bande de fréquence plus large que la bande minimale exigée pour transmettre l'information (voir figure II.7). L'étalement de la bande est accompli au moyen d'un code qui est indépendant des données. Une réception synchronisée au code d'émission est utilisée pour dé-étaler et récupérer les données.

Il existe deux concepts fondamentaux pour l'étalement de spectre avec accès multiple : la DS-CDMA (Direct Sequence Code Division Multiple Access) et la FH-CDMA (Frequency Hopping Code Division Multiple Access). Dans cette section, nous étalons uniquement la technique DS-CDMA.

II.3.1-Principe de base de la DS-CDMA

Le principe général de la DS-CDMA consiste à étaler la bande passante B_s d'un signal d'information sur une large bande B tel que $B \gg B_s$. Le gain de traitement (processing gain) est donné par :

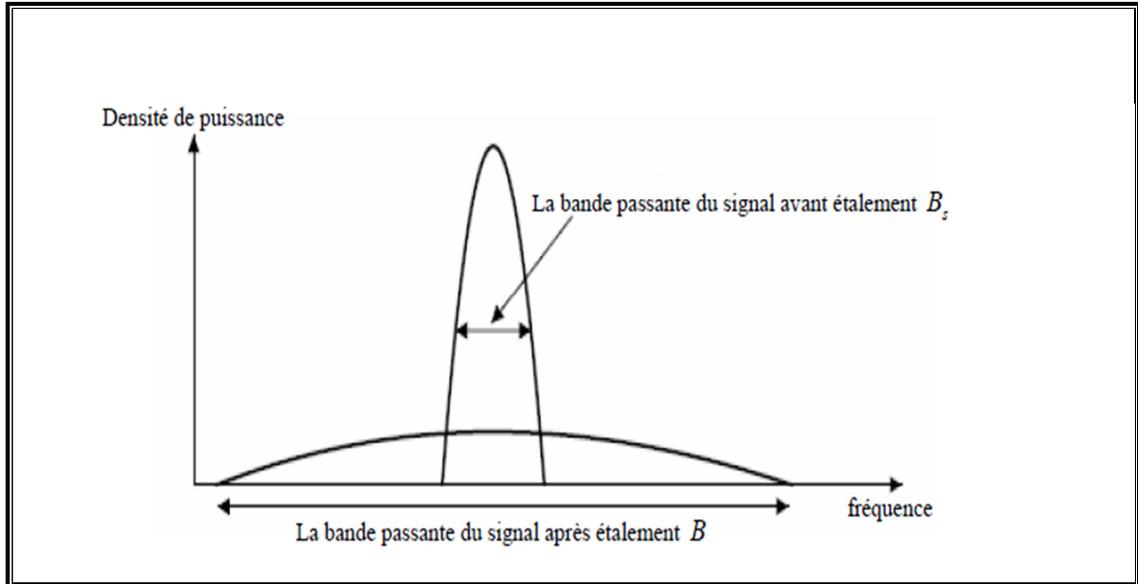


Figure II.7: Densité spectrale de puissance avant et après étalement

$$P_G = \frac{B}{B_s} \quad \text{II.9}$$

L'augmentation du gain de traitement P_G nécessite une diminution de la densité de puissance du signal d'information. Si la bande passante est très large, le signal peut être transmis comme un bruit (comme dans le cas des systèmes ultra large bande UWB).

Pour l'opération d'étalement de spectre dans la DS-CDMA, on peut utiliser le code PN (bruit pseudo-aléatoire) avec de bonnes propriétés d'auto-corrélation et d'inter-corrélation. Le code PN est formé par un ensemble de *chips* qui sont multipliés par les données associées à un utilisateur. Pour récupérer le signal transmis à la réception, on doit répéter la même opération d'étalement avec le même code. Dans le cas d'un environnement multi-utilisateurs, les signaux des différents utilisateurs sont distingués par les différents codes PN. Deux codes de deux utilisateurs différents devront être orthogonaux (décorrélés) et chaque code de chaque utilisateur devra être normalisé. C'est-à-dire :

$$\int_0^T [c^i(t)] dt = 1 \quad \text{II.10}$$

La fonction d'inter-corrélation est définie par :

$$R_{c^i c^j}(\tau) = \int_0^T c^i(t)c^j(t - \tau)dt \quad \text{II.11}$$

Où :

$c^i(t), c^j(t)$ sont les codes successifs de $i^{\text{ième}}$ et $j^{\text{ième}}$ utilisateur.

$R_{c^i c^j}(\tau)$ représente la fonction d'auto-corrélation, qui doit être minimale.

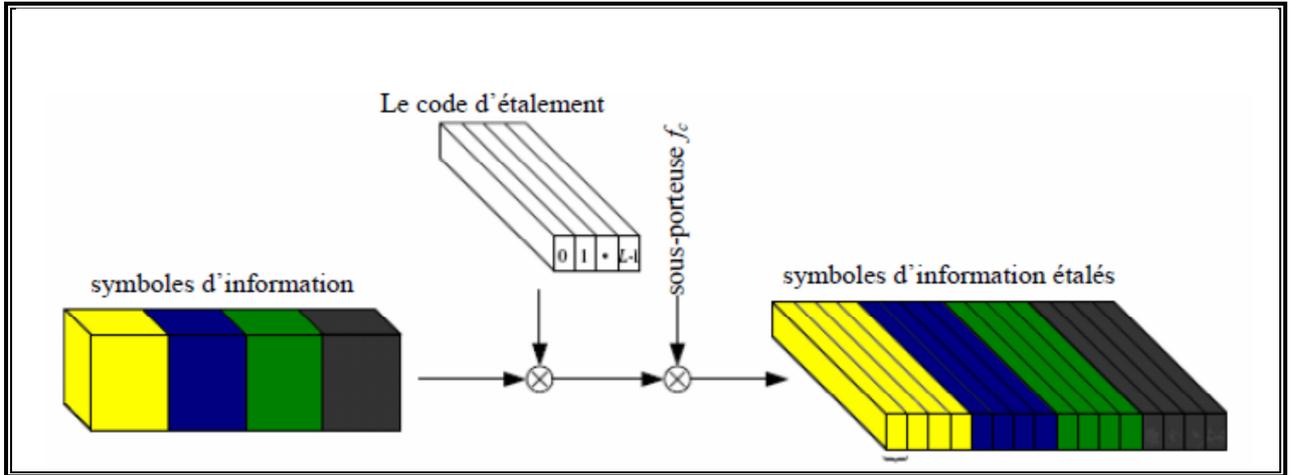


Figure II.8 : Principe de DS-SS-SS-SS.

➤ **Structure du signal transmis**

Le principe de la DS-SS-SS-SS est d'étaler les symboles d'information par la séquence d'étalement $c^{(k)}(t)$ de longueur L , où :

$$c^{(k)}(t) = \sum_{l=0}^{L-1} C_l^{(k)} P_{T_c}(t - lT_c) \quad \text{II.12}$$

est le code associé au $k^{\text{ième}}$ utilisateur, avec $k = 0, \dots, K - 1$, où K est le nombre total d'utilisateur actif. L'impulsion rectangulaire P_{T_c} est donnée par :

$$P_{T_c} = \begin{cases} 1 & \text{pour } 0 \leq t \leq T_c \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases} \quad \text{II.13}$$

T_c est la durée du chip, et les $C_l^{(k)}$ sont les chips spécifiques de la séquence d'étalement $c^{(k)}(t)$. Après étalement, le signal $x^{(k)}(t)$ de l'utilisateur k devient :

$$x^{(k)}(t) = d^{(k)} \sum_{l=0}^{L-1} C_l^{(k)} P_{T_c}(t - lT_c), \quad 0 \leq t \leq T_d \quad \text{II.14}$$

Où : $T_d = LT_c$ est la durée d'un symbole d'information et $d^{(k)}$ le symbole transmis par l'utilisateur k . Le signal global transmis $x(t)$ des K utilisateurs sera :

$$x(t) = \sum_{k=0}^{K-1} x^{(k)}(t) \quad \text{II.15}$$

Le choix approprié des codes est un problème crucial dans la DS-CDMA, puisque l'interférence d'accès multiple dépend fortement de la fonction d'inter-corrélation des séquences utilisées. Pour réduire au minimum l'interférence d'accès multiple, les valeurs des fonctions d'inter-corrélation devraient être aussi petites que possible.

➤ **Structure du signal reçu**

Le signal reçu $y(t)$, obtenu à la sortie du canal radio (qui a une réponse impulsionnelle $h(t)$) peut être exprimé par :

$$y(t) = x(t) \otimes h(t) + n(t) = r(t) + n(t) \quad \text{II.16}$$

$$= \sum_{k=0}^{K-1} r^{(k)}(t) + n(t) \quad \text{II.17}$$

Où :

$r^{(k)}(t)$ est le signal reçu du $k^{\text{ième}}$ utilisateur, dont : $r^{(k)}(t) = x^{(k)}(t) \otimes h(t)$

$n(t)$ est le bruit blanc gaussien additif (AWGN).

En réception, la réponse impulsionnelle du filtre adapté (MF : Matched Filter) $h_{MF}^{(k)}(t)$ du $k^{\text{ième}}$ utilisateur est donnée par :

$$h_{MF}^{(k)}(t) = c^{(k)*}(-t) \otimes h^*(-t) \quad \text{II.18}$$

Le signal $z^{(k)}(t)$ après filtrage adapté au $k^{\text{ième}}$ utilisateur peut être écrit sous la forme :

$$z^{(k)}(t) = y(t) \otimes h_{MF}^{(k)}(t) \quad \text{II.19}$$

$$= r^{(k)}(t) \otimes h_{MF}^{(k)}(t) + \sum_{\substack{g=0 \\ g \neq k}}^{K-1} r^{(g)}(t) \otimes h_{MF}^{(g)}(t) + n(t) \otimes h_{MF}^{(k)}(t) \quad \text{II.20}$$

Après échantillonnage à l'instant $t=0$, la variable de décision $\rho^{(k)}$ de $k^{\text{ième}}$ utilisateur sera :

$$\rho^{(k)} = z^{(k)}(0) \quad \text{II.21}$$

$$= \int_0^{T_d + \tau_{max}} r^{(k)}(\tau) h_{MF}^{(k)}(\tau) d\tau + \sum_{\substack{g=0 \\ g \neq k}}^{K-1} \int_0^{T_d + \tau_{max}} r^{(g)}(\tau) h_{MF}^{(g)}(\tau) d\tau + \int_0^{T_d + \tau_{max}} n(\tau) h_{MF}^{(k)}(\tau) d\tau \quad \text{II.22}$$

A la fin de la réception, une quantification sur $\rho^{(k)}$ est effectuée pour obtenir le symbole d'information estimé $\hat{d}^{(k)}$. Le premier terme dans la dernière équation est la partie désirée du signal du $k^{\text{ième}}$ utilisateur, tandis que le deuxième terme correspond à l'interférence d'accès multiple et le troisième représente le bruit additif. Il convient de noter qu'en raison de l'interférence d'accès multiple, l'évaluation des bits d'information pourrait être erronée avec une certaine probabilité même dans le cas d'un haut SNR, menant à la connaissance de l'erreur dans les courbes de Taux d'erreur en bit BER (Bit Error Rate) du système DS-CDMA.

II.3.2-Avantages et désavantages de DS-CDMA [13]

➤ *Avantages*

- Une faible DSP du signal émis.
- La confidentialité (faible probabilité d'interception).
- Une robustesse vis-à-vis des brouilleurs.
- L'augmentation du nombre d'utilisateurs dépend seulement du nombre de codes utilisés et non pas de la capacité du canal Radio qui reste limitée et rare.

➤ *Inconvénients :*

- La bande passante utilisée à l'émission est largement supérieure à celle du message à transmettre.
- Complexité élevée des émetteurs et des récepteurs.
- L'interférence d'accès multiples (MAI).

II.4-Technique MC-CDMA :

La technique associant les modulations multi-porteuses de type OFDM et la technique d'accès à répartition de codes CDMA a été exposée pour la première fois par Yee, Linnartz et Fettweis en 1993 et par Fazel et Papke lors de la même conférence. La technique MC-CDMA 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. 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.

Les techniques d'étalement de spectre et de modulation à porteuses multiples possèdent de nombreux avantages. On peut notamment citer pour l'étalement de spectre la confidentialité des informations transmises, la faible densité spectrale de puissance du signal émis et sa capacité d'accès multiple par répartition de codes. Pour les modulations à porteuses multiples, on retiendra l'excellente efficacité spectrale et la grande aptitude à lutter efficacement contre l'ISI et ICI. [12]

Afin d'exploiter les avantages de chacune de ces deux approches, différentes équipes de chercheurs ont proposé quasiment au même moment de combiner l'étalement de spectre et les modulations à porteuses multiples, ce qui a donné naissance à plusieurs techniques, parmi celles-ci la MC-CDMA. [14]

Dans cette paragraphe analysons les différents concepts de la MC-CDMA, la structure du signal, le codage, ...etc.

II.4.1-Structure du signal [12]

Le signal de base MC-CDMA est générer par une concaténation série de la DS-CDMA classique et l’OFDM. Le modulateur MC-CDMA étale les données de chaque utilisateur dans le domaine fréquentiel, Plus précisément, chaque chip de la séquence d’étalement directe d’un symbole d’information module une sous-porteuse différente. Donc, avec MC-CDMA les chips d’étalement d’un symbole d’information sont transmis on parallèle sur différentes sous porteuses, en contraste avec la transmission série DS-CDMA. On note par K le nombre d’utilisateurs simultanément actifs dans un système MCCDMA radio mobile.

La figure II.10 montre l’étalement du spectre multi-porteur d’un symbole d’information de valeur complexe $d(k)$ associé à l’utilisateur k . Le débit des symboles d’information séries est $1/T_d$.

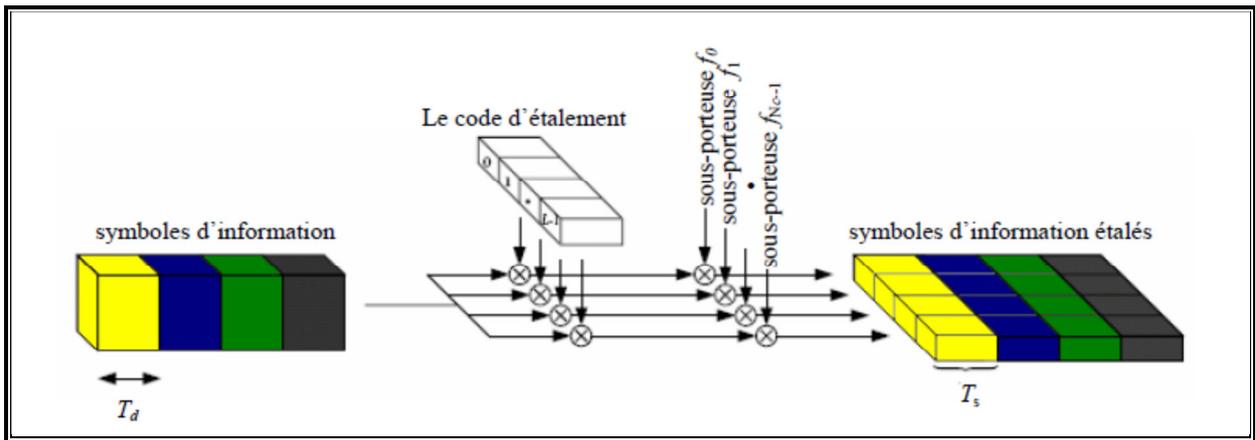


Figure II.9 : La génération d’un signal MC-CDMA pour un utilisateur.

Dans l’émetteur, la valeur complexe d’un symbole d’information $d^{(k)}$ est multipliée par le code spécifique à l’utilisateur k , qui est donnée par :

$$c^{(k)} = (C_0^{(k)}, C_1^{(k)}, \dots, C_{L-1}^{(k)})^T \tag{II.23}$$

Où L et les $C_l^{(k)}$ sont la longueur et les chips du code d’étalement.

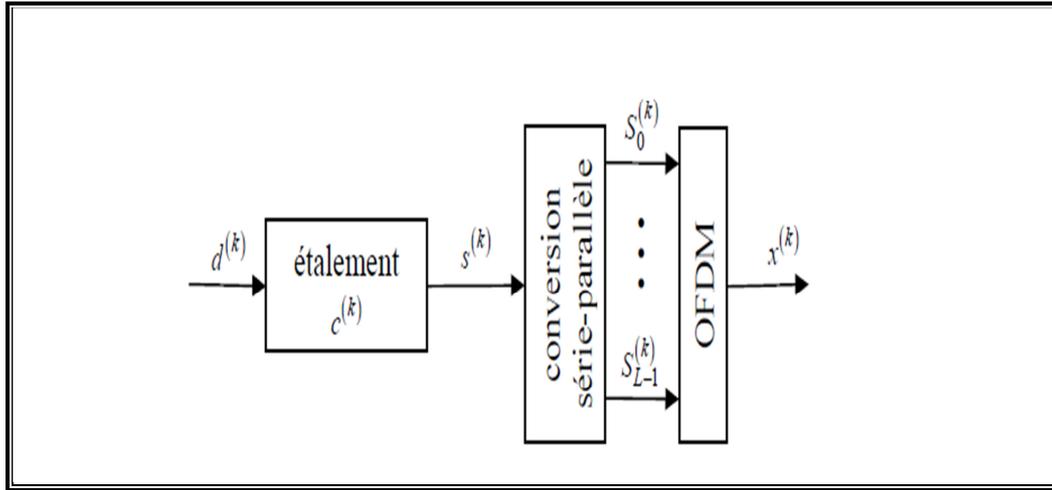


Figure II.10 : Transmission multi-porteuse avec étalement.

Le débit des chips d'un code d'étalement série $c^{(k)}$ avant la conversion série-parallèle est donnée par :

$$\frac{1}{T_c} = \frac{L}{T_d} \quad \text{II.24}$$

La séquence des valeurs complexes obtenues après étalement est donnée par le vecteur :

$$s^{(k)} = d^{(k)}c^{(k)} = \left(S_0^{(k)}, S_1^{(k)}, \dots, S_{L-1}^{(k)} \right)^T \quad \text{II.25}$$

Le signal multi-porteur avec étalement de spectre est obtenu après modulation parallèle des composantes $S_l^{(k)}$, $l = 0, \dots, L - 1$, sur L sous-porteuse. Dans le cas où le nombre des sous-porteuses N_c d'un symbole OFDM est égal à la longueur du code d'étalement L , la durée d'un symbole OFDM avec l'inclusion de l'intervalle de garde est :

$$T'_s = T_g + LT_c \quad \text{II.26}$$

Dans ce cas un seul symbole d'information est transmis par utilisateur.

Pour mieux comprendre la combinaison entre la modulation multi-porteuse et la technique d'accès multiple CDMA, nous analysons dans le paragraphe suivant le signal MC-CDMA dans la voie descendante.

II.4.2-Signal de la voie descendante (Downlink Signal) [13]

Dans la voie descendante, et pour des raisons d'efficacité de calcul, les signaux des K utilisateurs sont sommés avant l'opération OFDM, comme il est décrit à la **figure II.11** La superposition des k séquences $s^{(k)}$ résulte dans la séquence :

$$s = \sum_{k=0}^{K-1} S^{(k)} = (S_0, S_1, \dots, S_{L-1})^T \quad \text{II.27}$$

Une représentation équivalente pour s à la voie descendante est :

$$s = Cd \quad \text{II.28}$$

Où :

$$d = (d^{(0)}, d^{(1)}, \dots, d^{(K-1)})^T \quad \text{II.29}$$

est le vecteur correspondant aux symboles de données des K utilisateurs actives, et C est la matrice d'étalement donnée par :

$$C = (c^{(0)}, c^{(1)}, \dots, c^{(K-1)}) \quad \text{II.30}$$

Le signal MC-CDMA de la voie descendante est obtenu après traitement de la séquence s dans le bloc OFDM. Par supposition que l'intervalle de garde est assez long pour absorber tous les échos, le vecteur reçu de la séquence transmise s , après inverse OFDM et dé-entrelacement fréquentiel, est donnée par :

$$r = Hs + n = (R_0, R_1, \dots, R_{L-1})^T \quad \text{II.31}$$

Où H est la matrice du canal de dimension $L \times L$, et n est le vecteur de bruit de longueur L . Le vecteur r alimente le détecteur de donnée dans l'ordre d'obtenir une estimation de la donnée transmise.

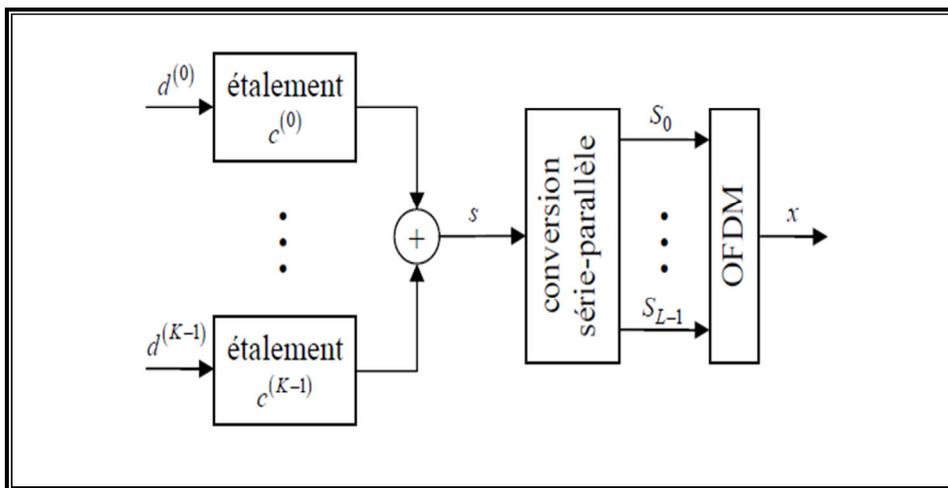


Figure II.11 : Emetteur MC-CDMA de la voie descendante.

Le vecteur reçu r peut être exprimé par :

$$r = Ad + n = (R_0, R_1, \dots, R_{L-1})^T \quad \text{II.32}$$

Où A est la matrice du système donnée par :

$$A = HC \quad \text{II.33}$$

La structure de signal MC-CDMA de la voie montante est étudiée dans le paragraphe suivant.

II.4.3-Signal de la voie montante (Uplink Signal) [13]

Dans la voie montante, le signal MC-CDMA est obtenu directement après traitement de la séquence $s^{(k)}$, associé à l'utilisateur k , dans le bloc OFDM. A la réception et après inverse OFDM et dé-entrelacement fréquentiel, le signal reçu de la séquence transmise $s^{(k)}$ est donné par :

$$r = \sum_{k=0}^{K-1} H^{(k)} s^{(k)} + n = (R_0, R_1, \dots, R_{L-1})^T \quad \text{II.34}$$

Où $H^{(k)}$ contient les coefficients des sous canaux associés à l'utilisateur k . Le vecteur r alimente le détecteur de donnée dans l'ordre d'obtenir une estimation des données transmises.

Dans la voie montante la matrice du système est donnée par :

$$A = (a^{(0)}, a^{(1)}, \dots, a^{(K-1)}) \quad \text{II.35}$$

Qui contient K vecteurs spécifiques à chaque utilisateur :

$$a^{(k)} = H^{(k)} c^{(k)} = (H_{0,0}^{(k)} C_0^{(k)}, H_{1,1}^{(k)} C_1^{(k)}, \dots, H_{L-1,L-1}^{(k)} C_{L-1}^{(k)}) \quad \text{II.36}$$

II.4.4-Techniques d'étalement :

Les techniques d'étalement dans les systèmes MC-CDMA diffèrent dans la sélection du code d'étalement et le type d'étalement. Aussi bien, qu'il existe différents codes d'étalement on a plusieurs stratégies pour les mapper dans la direction du temps ou de fréquence, avec un système MC-CDMA.

➤ Codes d'étalement

Il existe une variété de codes d'étalement qui peuvent être classés par respect aux différents critères : orthogonalité, propriétés de corrélation, la complexité d'implémentation et le rapport de la puissance crête sur la puissance moyenne (Peak-To-Average Power Ratio *PAPR*).

Dans la voie descendante, les codes d'étalement orthogonaux sont avantageux, puisque comparé aux codes non orthogonaux, ils réduisent les interférences dues aux accès multiples.

Cependant, dans les voies montantes l'orthogonalité entre les codes d'étalement est perdue à cause de différentes distorsions des codes individuels. Donc une simple séquence PN peut être choisie.

Dans le cas où une pré-égalisation est appliquée dans la voie montante, on peut obtenir une orthogonalité au niveau de l'antenne de réception, dans ce cas les codes orthogonaux peuvent être avantageux. [15]

Les codes d'étalement appliqués dans les systèmes MC-CDMA sont :

- Les codes de Walsh-Hadamard
- Les codes de Fourier
- Les codes d'étalement pseudo aléatoire
- Les codes de Gold
- Les codes de Golay
- Les codes de Zadoff-Chu

➤ *Codes de Walsh-Hadamard*

Les codes de Walsh-Hadamard sont simples à générer récursivement en utilisant la matrice de Hadamard suivante [15] :

$$C_L = \begin{bmatrix} C_{L/2} & C_{L/2} \\ C_{L/2} & -C_{L/2} \end{bmatrix}, \forall L = 2^m, m \geq 1, C_1 = 1 \quad \text{II.37}$$

Le nombre maximum des codes d'étalement orthogonaux est L , et il détermine le nombre maximal d'utilisateurs K .

➤ *Codes d'étalement pseudo aléatoire (Pseudo Noise PN)*

La propriété de la séquence PN est d'apparaître à la réception comme un bruit, si la construction de la séquence n'est pas connue. Les codes PN sont générés par utilisation des registres à décalage de longueur m avec réaction linéaire. La séquence a une longueur : $n = 2^m - 1$ Bits, et dans chaque n bits on a 2^{m-1} un et $2^{m-1} - 1$ zéros.

II.5-Conclusion

Au cours de ce chapitre, Nous avons présenté quelques généralités sur la transmission multi porteuse OFDM et on peut tirer les conclusions suivantes :

- Utilisation optimale de la bande de fréquence allouée par orthogonalisation des porteuses.
- Ne nécessite pas d'égalisation complexe mais une simple estimation périodique de la

réponse du canal.

- L'OFDM ne fonctionne jamais toute seule pour un canal sélectif en fréquence.

Nous avons rappelé aussi les différentes techniques d'accès multiple couramment employées dans le domaine des communications radio fréquences.

Dans le cas du CDMA, le nombre d'utilisateurs étant lié au nombre de codes disponibles, nous avons aussi montré que la méthode d'accès CDMA se décline sous la forme directe qui regroupe le DS-CDMA, et le MC-CDMA.

Chapitre III

Systemes multi-antennaires



III.1-Introduction

Les systèmes MIMO (Multi-Input Multi-Output) sont devenus un des sujets les plus étudiés en recherches, car ils sont capables d'augmenter l'efficacité spectrale (capacité) sur une largeur de bande limitée. L'utilisation d'antennes multiples conduit à une dimension supplémentaire dans le degré d'accès multiple au réseau par rapport au cas mono-antenne (Space Division Multiple Access : SDMA) et ainsi offre une solution efficace à l'accroissement des débits pour les générations futures de radiotéléphonie cellulaire.

Le plan de ce chapitre est alors le suivant. Nous présentons d'abord brièvement les différents systèmes multi-antenne (SIMO-MISO-SISO) ainsi leurs capacités et bien sûr le MIMO qui est l'objectif de ce chapitre. Ensuite nous présentons l'architecture des systèmes MIMO. Nous évoquons par la suite les deux approches systématiques des MIMO : le multiplexage spatial offrant un maximum de débit et l'implémentation de codes spatio-temporels offrant une maximum diversité.

III. 2-Concept et capacité des canaux MIMO

Les techniques MIMO [16][17] utilisées dans des environnements riches en diffuseurs permettent d'améliorer la robustesse et la capacité utile du système comparé aux systèmes SISO. La technologie MIMO s'impose aujourd'hui comme la technologie la plus apte à répondre aux exigences des communications radio-mobiles. Ces techniques n'exigent pas de connaissance du canal au niveau de l'émetteur. Elles peuvent se décomposer en trois grandes familles d'algorithmes qui sont :

- Les codes espace-temps.
- Le multiplexage spatial.
- Le MIMO Beamforming.

Deux catégories de systèmes MIMO peuvent être distinguées. Ces différences dépendront de l'endroit où l'on met en œuvre la diversité spatiale, à savoir sur le réseau d'antennes à l'émission ou sur le réseau d'antennes à la réception. On parlera alors de systèmes MISO et de systèmes SIMO. La combinaison des deux systèmes aboutira donc à un système ayant un réseau de N_t antennes à l'émission et N_r antennes à la réception. On définira alors la diversité spatiale D_s par le produit du nombre d'antennes à l'émission par le nombre d'antennes en réception soit :

$$D_s = N_t \times N_r$$

III.1

III.2.1-Système SISO (single input – single output):

Il s'agit de l'architecture la plus traditionnelle où l'on dispose d'une seule antenne en émission et d'une autre en réception. [4][11]

➤ La capacité du canal SISO

La capacité d'un canal SISO est:

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

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

$$C = W \log_2(1 + \rho) \quad \text{bps/Hz} \quad \text{III.3}$$

P : La puissance du signal utile (Watt) ;

N_0 : La densité spectrale de puissance du bruit (W/Hz) ;

W : La bande passante utile (Hz) ;

ρ : Le rapport signal sur bruit ;

III.2.2-Système SIMO (Single Input – Multiple Output)

C'est une technique qui consiste à déployer plusieurs antennes en réception pour lutter contre l'évanouissement dû au canal. Le signal reçu est additionné et le rapport signal sur bruit résultant est la somme des rapports signaux sur bruits de chacune des branches du récepteur [30]. Le modèle de canal est illustré par la figure qui suit [18] :

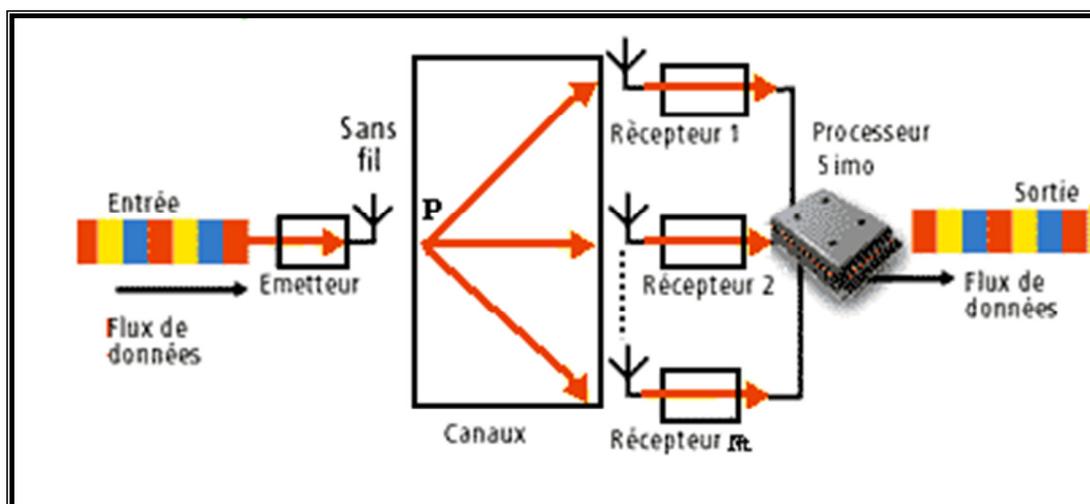


Figure III.1: Dispositif SIMO

➤ **La capacité du canal SIMO**

Sa capacité est donnée par :

$$C = W \log_2 \left(1 + N_r^2 \frac{P}{N_0 W} \right) \quad \text{bps} \quad \text{III.4}$$

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

$$C = W \log_2 (1 + N_r^2 \rho) \text{bps/Hz} \quad \text{III.5}$$

La capacité est améliorée, seulement la propagation de celle-ci reste logarithmique avec le nombre d'antennes à la réception.

III.2.3-Système MISO (multiple input – single output):

Plusieurs antennes émettent des signaux qui sont interceptés par une seule antenne en Réception, Le modèle de canal est illustré par la figure qui suit [4] [18] :

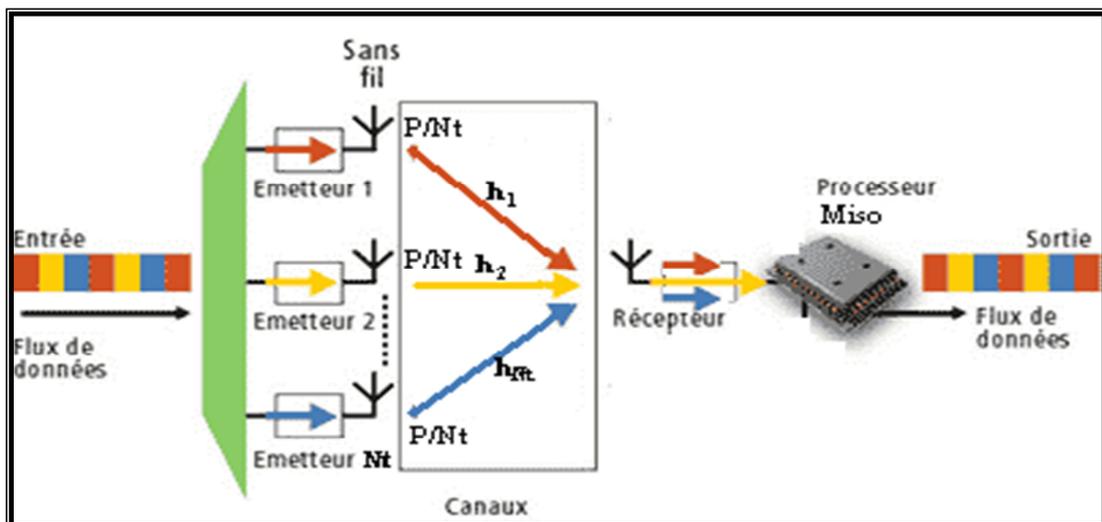


Figure III.2 : Dispositif MISO

➤ **La capacité du canal MISO**

C'est une technique qui permet une augmentation logarithmique de la capacité du canal avec le nombre d'antennes N_t avec la formule suivante [19]:

$$C = W \log_2 \left(1 + N_t \frac{P_i}{N_0 W} \right) = W \log_2 \left(1 + \frac{P}{N_0 W} \right) \text{bps} \quad \text{III.6}$$

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

$$C = W \log_2 (1 + \rho) \text{bps/Hz} \quad \text{III.7}$$

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.

III.2.4- Système MIMO

Le besoin de transmettre de l'information dans des environnements complexes tout en augmentant le débit, a donné lieu à une solution originale qui fait appel non seulement à plusieurs antennes en réception mais aussi en émission. Cette technique connue sous l'appellation MIMO permet en utilisant la même bande spectrale de transmettre plus de débit ou d'améliorer la qualité de liaison. Plusieurs techniques sont proposées dans la littérature. On dispose ici plusieurs antennes en émission et en réception ; la configuration MIMO est la plus générale, elle englobe les systèmes MISO et SIMO comme des cas particuliers.[11][18]

III.2.4.1-Modèle théorique d'un système MIMO

Un système MIMO comprend N antennes d'émission et M antennes de réception et est représenté par la figure qui suit :

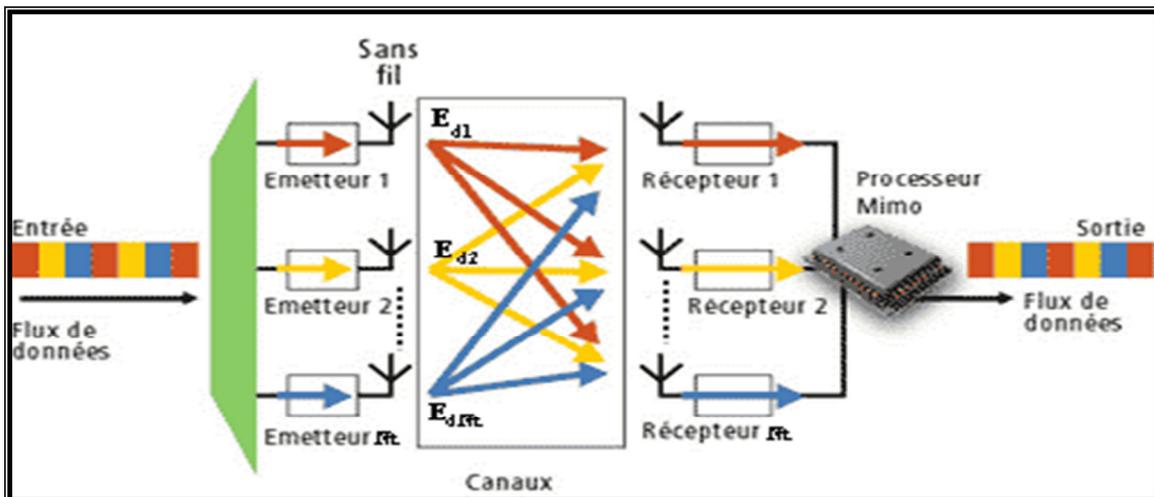


Figure III.3: Dispositif MIMO

Dans le cas de la **figure III-3** où nous avons un système MIMO à N émetteurs et M récepteurs, le canal MIMO est traduit par une matrice H de taille $N \times M$ dite matrice de canal.

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

Où h_{ij} est le gain complexe du canal entre la $j^{\text{ème}}$ antenne émettrice et la $i^{\text{ème}}$ antenne réceptrice.

On considérant l'émission d'une séquence $\mathbf{X} = [x_1, x_2, \dots, x_N]^T$ avec réception de $\mathbf{Y} = [y_1, y_2, \dots, y_M]^T$.

On peut écrire la relation suivante :

$$\mathbf{Y} = \mathbf{H}\mathbf{X} + \eta \quad \text{III.9}$$

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

➤ La capacité du canal MIMO

La capacité des systèmes MIMO est un sujet d'actualité dans la littérature, la puissance totale moyenne émise P reste constante. Lorsque le nombre d'antennes varie à l'émetteur, alors la puissance est répartie entre les N_t antennes de façon à ce que leur somme reste égale à P . Si aucune connaissance du canal n'est disponible à l'émetteur, la répartition de puissance uniforme est optimale en terme de capacité (chaque antenne émet une puissance P/N_t).

Le calcul de la capacité dépend principalement de deux paramètres :

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

$$C = \log_2 \left(\det \left[I_{N_r} + \frac{\rho}{N_t} \cdot H \cdot H^* \right] \right) \frac{\text{bps}}{\text{Hz}} \quad \text{III.10}$$

I_{N_r} : La matrice unité ;

H : La matrice du canal MIMO de taille $N_t \times N_r$;

III.3- Système MIMO à base de codes spatio-temporels

La capacité d'un système MIMO ($N_t \times N_r$) augmente considérablement lorsqu'on a plusieurs antennes de transmission N_t et de réception N_r [20]. Une méthode pour atteindre la capacité d'un système MIMO est d'utiliser le codage spatio-temporel.

L'idée de base du codage spatio-temporel [21] est de créer de la redondance ou de la corrélation entre symboles transmis sur les dimensions spatiale et temporelle.

Un code spatio-temporel est caractérisé par son rendement, son ordre de diversité et son gain de codage. On peut distinguer deux grandes classes de codage espace-temps permettant l'exploitation de la diversité : le codage en treillis et le codage en blocs.

III.3.1- Codage spatio-temporel en treillis

Il consiste à coder [21] à l'aide d'une représentation sous forme de treillis (machine d'états) les symboles à transmettre sur les différentes antennes. Il combine le codage de canal avec la modulation sur les antennes émettrices, et peut être considéré comme une extension des codes en treillis classiques [22] au cas des antennes multiples à l'émission et à la réception. Le décodage se fait par l'algorithme de Viterbi pour choisir le chemin le plus vraisemblable dans le treillis. Il est démontré dans [23] que les codes en treillis peuvent exploiter au maximum la diversité d'émission et de réception tout en offrant un gain de codage qui dépend du nombre d'états du treillis.

Le STTC crée des relations entre les signaux à la fois dans l'espace (*plusieurs antennes émettrices*) et dans le temps (*symboles consécutifs*). Le codeur est composé de N_t polynômes générateurs qui déterminent les symboles émis simultanément. En contrepartie la complexité de décodage augmente exponentiellement avec le nombre d'antennes d'émission et l'ordre de modulation. La complexité de mise en œuvre exclut la mise en pratique de cette technique.

La **figure III.4** propose le diagramme de treillis d'un STTC à 4 états utilisant une modulation simple MDP-4, avec un nombre d'antennes émettrices $N_t = 2$.

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).

- Ces symboles sont alors mis en forme par la MDP-4 avant l'émission par leur antenne respective.

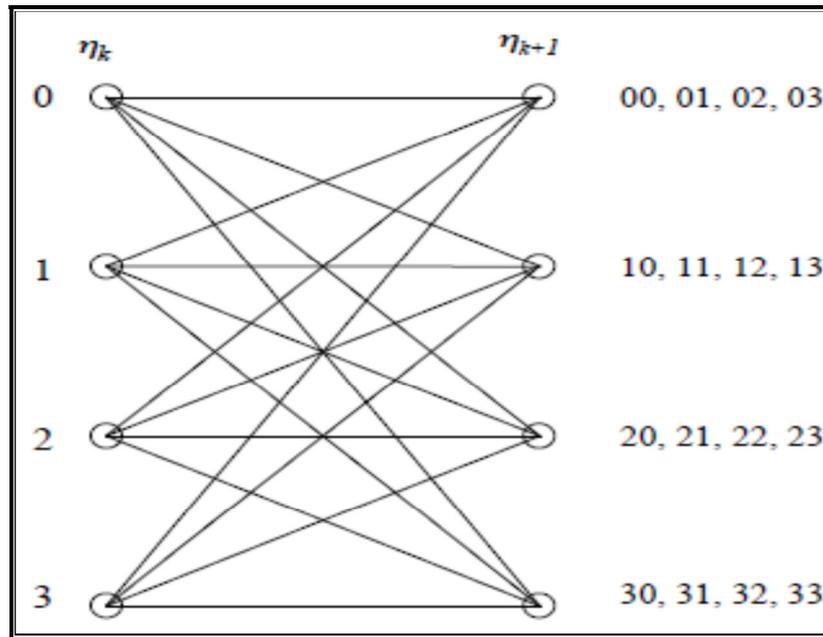


Figure III.4: Diagramme de treillis pour un STBC à 4 états utilisant $N_t = 2$ émetteurs et une modulation MDP-4.

III.3.2- Codage spatio-temporel par blocs

Le codage spatio-temporel par bloc (**STBC** Space-Time Bloc Code) permet d'envoyer des signaux différents sur chaque antenne. Le principe du STBC est d'introduire une redondance d'information entre les deux antennes. Le canal STBC comprend $M \times N$ sous canaux. Chaque sous canal est un canal à évanouissements indépendants ; ce qui fait que le STBC augmente la diversité du canal de transmission et donc la robustesse du récepteur. Cette méthode est très attractive car elle n'exige pas la connaissance de l'état du canal (CSI) même si cela peut réduire la capacité de transmission des données. Le gain de diversité résultant améliore la fiabilité des liaisons sans fil à évanouissements et améliore la qualité de la transmission. Il est à noter que ce type de codage n'améliore pas la capacité de transmission linéairement avec le nombre d'éléments utilisés. Ainsi pour améliorer à la fois la capacité et la qualité. [24]

III.4- Système MIMO à base de multiplexage spatial

Le multiplexage spatial est la première technique d'émission utilisée dans le contexte MIMO, **FOSCHINI** a proposé un premier schéma BLAST exploitant le multiplexage spatio-temporel dans un système multi-antennes [25]. Bien qu'il existe différentes versions, la

version la plus populaire est la structure V-BLAST où chaque couche est associée à une seule antenne de transmission [26]. La trame binaire à transmettre est divisée en sous-trames. Les sous-trames (*couches*) sont ensuite transmises sur les différentes antennes suivant une répartition verticale, horizontale ou diagonale.

Le principe du multiplexage spatial est l'organisation en espace sans redondance d'une série d'informations. Il consiste à émettre simultanément N_t symboles de modulation sur N_t antennes d'émission sans codage spatio-temporel de ces symboles, ce qui correspond à associer au vecteur $s = [s_1, \dots, s_{N_t}]$ le vecteur spatio-temporel $X = [x_1 = s_1, \dots, x_{N_t} = s_{N_t}]^T$ transmis pendant une durée symbole depuis les N_t antennes d'émission. [20]

Les antennes émettrices utilisent la même modulation et la même fréquence porteuse pour transmettre les symboles différents et indépendants sur les différentes antennes.

L'efficacité du système augmente donc en continuant à utiliser la même bande passante qu'un système classique.

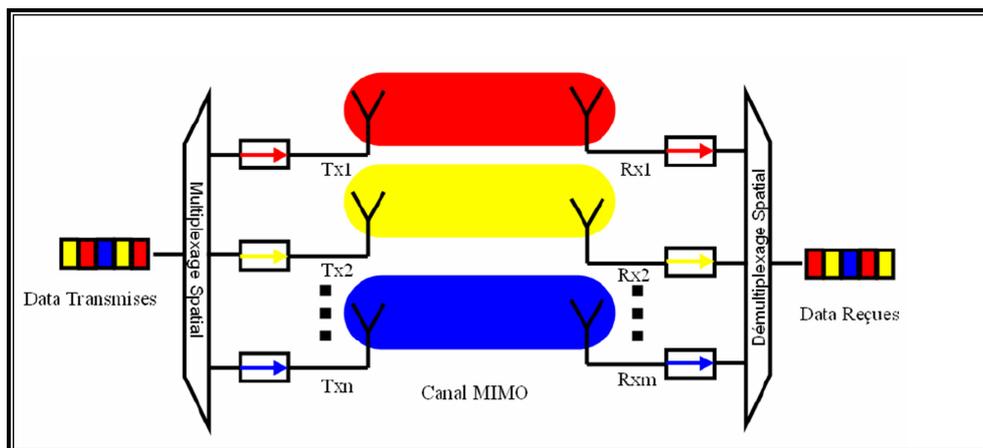


Figure III.5: Système de transmission MIMO à multiplexage spatial.

III.4.1- D-BLAST

L'algorithme D-BLAST (Figure III-6) a été proposé pour la première fois par Foschini en 1996. Dans cette technique, les blocs des symboles codés sont étalés de façon diagonale en espace-temps avec la contrainte N (nombre d'antennes d'émission) = M (nombre d'antennes de réception). [27]

On sait qu'en utilisant N antennes (en tant que diversité spatiale) on peut annuler jusqu'à $(N - 1)$ sources d'interférence. Dans l'architecture D-BLAST, N blocs de données, codés séparément, sont transmis sur les antennes émettrices. Ainsi N encodeurs à une

dimension sont utilisés pour coder les données envoyées sur chaque antenne. Ces encodeurs fonctionnent sans aucun partage d'information entre eux (d'où l'expression de codage diagonal en espace-temps). A chaque durée de séquence (bloc de donnée), au récepteur on détecte les N séquences transmises, reçues en N étapes successives. A chaque étape k , on annule l'interférence provenant des signaux qui ne sont pas encore détectés (en utilisant $N - k$ ordre de diversité), et en même temps, on supprime l'interférence provenant des signaux qui ont été déjà détectés (on profite des k ordres de diversité restants).

L'ordre de détection est tel qu'à chaque étape, la séquence avec le meilleur SNR (en fait le meilleur rapport signal à bruit plus interférence) est détectée la première. De cette façon, la tâche de détection à N dimensions est faite en N étapes similaires chacune à une dimension. [28]

Ainsi la complexité du récepteur n'augmente que de façon linéaire avec N . Cependant, l'algorithme (D-BLAST) présente une complexité relativement importante pour pouvoir être implanté en pratique, une simplification consiste en l'utilisation de l'algorithme V-BLAST (Vertical BLAST) qui va faire l'objet de ce chapitre.

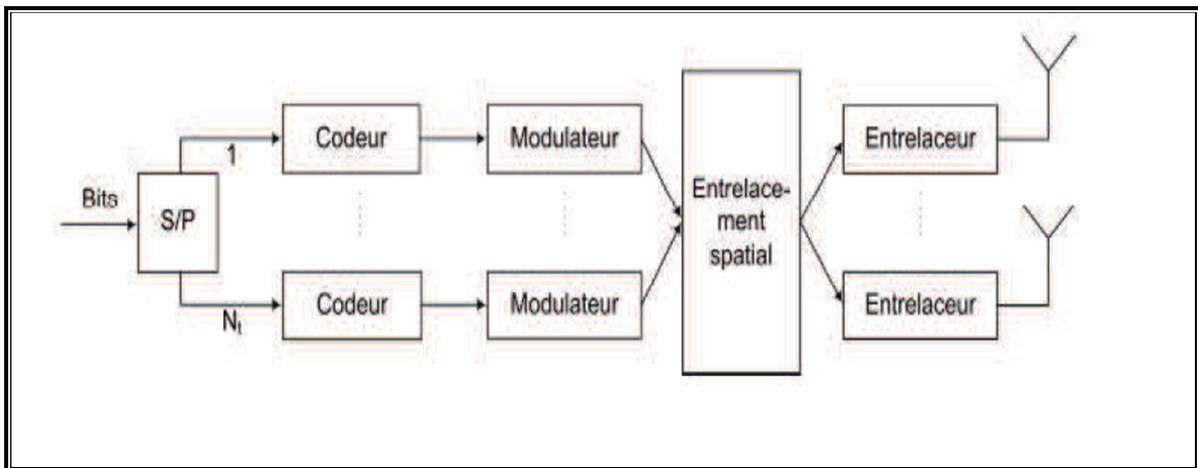


Figure III.6: Architecture d'un transmetteur D-BLAST.

III.4.2- V-BLAST

Le multiplexage spatial permet de maximiser le débit d'information sur un canal MIMO. Cette technique a été introduite sous le nom de BLAST (Bell Labs Layered Space-Time) dans [29]. Bien qu'il existe différentes versions, la version la plus populaire est la structure V-BLAST (vertical BLAST) où chaque couche est associée à une seule antenne de transmission.

V-BLAST [30], [31] peut être vu comme une classe spéciale des codes demultiplexage spatial, consiste à diviser le flux de données à l'entrée en plusieurs sous-flux, ces derniers sont transmis sur des antennes différentes. Cette architecture vise principalement à augmenter la capacité du système. Le principe de cet algorithme (**Figure III- 7**) simplifié est le suivant : en émission, la séquence de données est demultiplexée en N sous-séquences (sub streams), celles-ci sont ensuite modulées par N modulateurs indépendants et transmises sur chaque antenne d'émission.

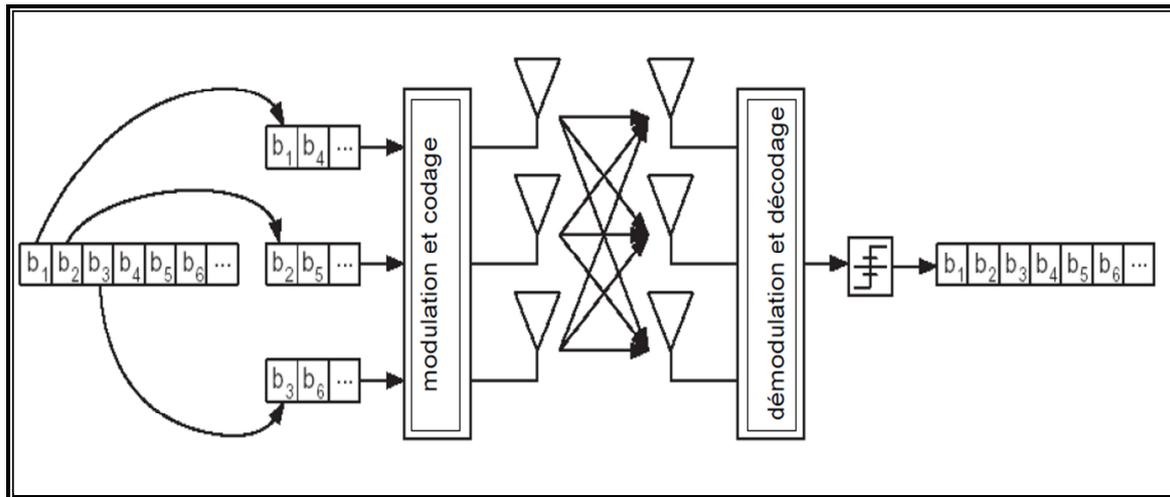


Figure III.7 : Architecture d'un transmetteur V-BLAST.

L'architecture V-BLAST est la plus simple et la seule qui n'utilise pas de technique de codage. Ici aussi comme pour le cas de D-BLAST la détection est faite en N étapes en faisant la suppression successive d'interférences. L'ordre de détection des signaux se fait par SNR décroissant.

III.4.2.1-Architecture du récepteur

En supposant une synchronisation parfaite, nous allons maintenant expliquer le principe de l'algorithme V-BLAST. **La figure III-8** illustre le schéma global du récepteur. [30]

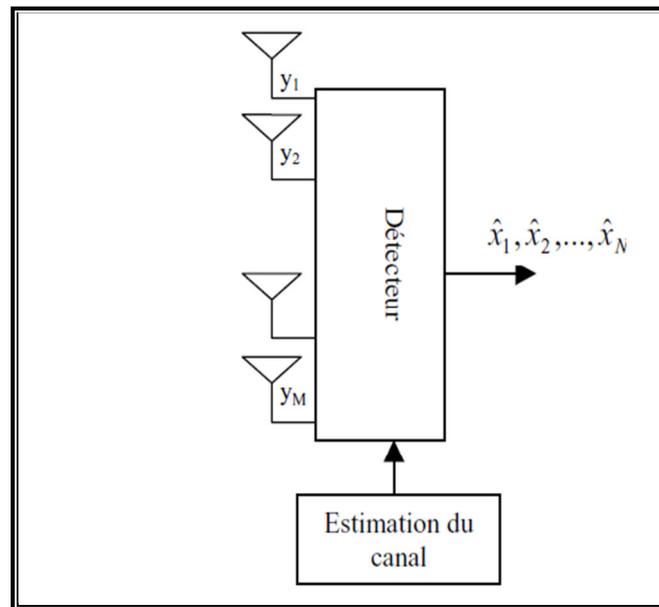


Figure III.8 : Schéma global du récepteur

Dans un premier temps, on considère le cas où le nombre d'antennes de réception est égal au nombre d'antennes d'émission : $M = N$. On généralisera les résultats obtenus au cas général où $M \neq N$.

Nous présentons maintenant une méthode itérative pour estimer simultanément toutes les signaux émis. L'idée de base est de transformer H en une matrice triangulaire supérieure R ce qui permettra d'estimer de façon itérative les symboles transmis.

On utilise une décomposition de la matrice H sous la forme: $H = QR$, où Q est une matrice unitaire : $Q^\dagger Q = I$, où R est une matrice triangulaire supérieure $R = [rij]$ ($rij=0$ pour $i > j$) [22] L'équation (III-9) peut alors s'écrire :

$$y = Hx + n = QRx + N \quad \text{III.11}$$

La transformation $Q Q^\dagger$, où Q^\dagger est la matrice hermitienne de Q préserve la norme euclidienne. C'est à dire que pour chaque vecteur v on peut écrire :

$$\|Q^\dagger v\|^2 = (Q^\dagger v)^\dagger \cdot (Q^\dagger v) = v^\dagger (Q \cdot Q^\dagger) v = v^\dagger \cdot v = v^2$$

Ainsi si on multiplie un vecteur par Q^\dagger , sa norme demeure inchangée. Egalement si on multiplie les deux côtés d'une égalité par Q^\dagger , l'égalité des normes demeure. Dans le contexte étudié ici on multiplie le signal reçu par Q^\dagger . En multipliant l'équation (II.11) par Q^\dagger on arrive à :

$$\tilde{y} = Q^\dagger Y \quad \text{II.12}$$

$$=Q^{\dagger}(QRx+n) \quad \text{III.13}$$

$$=Rx+N \quad \text{III.14}$$

Les caractéristiques du bruit sont inchangées, il reste gaussien centré avec la même variance. Ceci est vérifié car l'opérateur Q^{\dagger} est une matrice unitaire. On peut réécrire (III.2) En considérant la forme triangulaire de R :

$$\begin{pmatrix} \tilde{y}_1 \\ \tilde{y}_2 \\ \vdots \\ \tilde{y}_N \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} r_{11} & r_{12} & \cdots & r_{1N} \\ 0 & r_{22} & \cdots & r_{2N} \\ \vdots & \ddots & \ddots & \vdots \\ 0 & \cdots & 0 & r_{NN} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \vdots \\ x_N \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \tilde{n}_1 \\ \tilde{n}_2 \\ \vdots \\ \tilde{n}_N \end{pmatrix} \quad \text{III.15}$$

A chaque étape on suppose que la décision précédente est correcte. L'algorithme dans le domaine spatial (antenne) peut être décrit de la façon suivante :

$$\begin{aligned} \tilde{y}_N &= r_{NN}x_N + \tilde{n}_N && \rightarrow \text{on obtient } \tilde{x}_N \\ \tilde{y}_{N-1} &= r_{N-1N-1}x_{N-1} + r_{N-1N}x_N + \tilde{n}_{N-1} && \rightarrow \text{on obtient } \tilde{x}_{N-1} \\ \vdots & && \vdots \\ \tilde{y}_1 &= r_{11}x_1 + \sum_{j=2}^N r_{1j}x_j + \tilde{n}_1 && \rightarrow \text{on obtient } \tilde{x}_1 \end{aligned} \quad \text{III.16}$$

Donc, à partir de la première ligne de (III.16), \tilde{x}_N peut être obtenu. En supposant \tilde{x}_N correct, on peut donc mettre $x_N = \tilde{x}_N$ dans la deuxième ligne, alors on peut trouver l'estimation \tilde{x}_{N-1} . Egalement, en supposant qu'à la $i^{\text{ème}}$ étape on connaît déjà les valeurs de $\tilde{x}_N, \tilde{x}_{N-1}, \dots, \tilde{x}_{N-i+1}$, (les décisions précédentes sont correctes), on a :

$$\begin{aligned} \tilde{y}_{N-i+1} &= r_{N-i+1,N-i+1}x_{N-i+1} + \sum_{j=N-i+2}^N r_{N-i+1,j} \tilde{x}_j + \tilde{n}_{N-i+1} \rightarrow \\ r_{N-i+1,N-i+1}x_{N-i+1} + \tilde{n}_{N-i+1} &= \tilde{y}_{N-i+1} - \sum_{j=N-i+2}^N r_{N-i+1,j} \tilde{x}_j \end{aligned} \quad \text{III.17}$$

L'algorithme utilisé ici comprend trois étapes:

- Suppression d'interférences,
- Annulation d'interférences,
- Détection,

En répétant le même processus jusqu'à la dernière ligne toutes les valeurs $\tilde{x}_N, \tilde{x}_{N-1}, \dots, \tilde{x}_1$ peuvent être obtenues.

➤ **Suppression d'interférences**

On suppose que le récepteur a détecté les $i-1$ premiers x_i . On note que le signal reçu (III.11) peut encore s'écrire [32] :

$$y = x_1 \cdot h_1 + x_2 \cdot h_2 + \dots + x_i \cdot h_i + \dots + x_N \cdot h_N + n \quad \text{III.18}$$

Où h_j est défini comme $[h^{1j}, h^{2j}, \dots, h^{Nj}]$ et $H = [h_1, h_2, \dots, h_N]$. On considère que les $i-1$ premières décisions étaient sans erreurs. On peut alors supprimer l'interférence des composantes de x . On réécrit (III.18)

$$y = (\tilde{x}_1 \cdot h_1 + \tilde{x}_2 \cdot h_2 + \dots + \tilde{x}_{i-1} \cdot h_{i-1}) + \tilde{x}_i \cdot h_i + (x_{i+1} \cdot h_{i+1} + \dots + x_N \cdot h_N) + n$$

Dans cette expression, la première parenthèse contient seulement les termes correctement détectés, on les soustrait de y . Le résultat est un n -D vecteur, on le note u^i

$$\begin{aligned} u_i &= (x_i \cdot h_i) + (x_{i+1} \cdot h_{i+1} + \dots + x_N \cdot h_N) + n \\ \text{Soit} \quad u_i &= y - \sum_{j=1}^{i-1} \tilde{x}_j h_j \end{aligned} \quad \text{III.19}$$

Considérant u_i au lieu de y on aura :

$$u_i = [0 \ 0 \ \dots \ x_i \cdot h_i \cdot x_{i+1} \cdot h_{i+1} \ \dots \ x_N] + n = H [0 \ 0 \ \dots \ x_{i+1} \ x_{i+1} \ \dots \ x_N]^T + n \quad \text{III.20}$$

Dans chaque étape donc, on traite le vecteur u_i au lieu de y .

➤ *Annulation d'interférences*

L'étape d'annulation d'interférences libère le processus de détection x_i des autres symboles transmis simultanément, $x_{i+1}, x_{i+2}, \dots, x_N$. Cette étape peut s'exécuter en choisissant des vecteurs de poids $w_i, i = 1, 2, \dots, N$ tels que [33] :

$$w_i^T h_j = \delta_{ij} \quad \text{III.21}$$

Où h_j est la $j^{\text{ème}}$ colonne de H et δ est le delta Kronecker, où $\delta_{ij} = \begin{cases} 0 & j \neq i \\ 1 & j = i \end{cases}$, ce qui revient à dire

$$w_i^T h_j = \begin{cases} 0 & j \neq i \\ 1 & j = i \end{cases} \quad \text{III.22}$$

En considérant l'équation (III.9) la décision pour la i -ème couche est :

$$w_i^T y = w_i^T (Hx + n) \quad \text{III.23}$$

$$= (w_i^T H)x + w_i^T n \quad \text{III.24}$$

$$(w_i^T H)x = [0 \quad 0 \quad \dots \quad 1 \quad \dots \quad 0] \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \vdots \\ x_i \\ \vdots \\ x_N \end{bmatrix} = x_i \quad \text{III.25}$$

$$w_i^T y = (w_i^T H)x + w_i^T n = x_i + \tilde{n}_i = \tilde{x}_i \quad \text{III.26}$$

Ceci explique que le vecteur w_i^T est orthogonal au sous-espace de $\{h_j\}$ où $j \neq i$ (dimensions $N-1$). C'est une conséquence directe de la suppression.

$$(w_i^T H)u_i = \begin{bmatrix} id \downarrow & id \downarrow & \dots & 1 \downarrow & 0 & \dots & 0 \downarrow \\ j=1 & j=2 & & j=i & & & j=N \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \vdots \\ x_i \\ \vdots \\ x_N \end{bmatrix} = x_i \quad \text{III.27}$$

$$Hu_i = [h_1 \quad h_2 \quad \dots \quad h_i \quad \dots \quad h_N] \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \vdots \\ x_i \\ \vdots \\ x_N \end{bmatrix} = [0 \quad 0 \quad \dots \quad h_i \quad \dots \quad h_N] \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \vdots \\ x_i \\ \vdots \\ x_N \end{bmatrix} \quad \text{III.28}$$

Donc $Hu_i = H_{i-1}^- u_i$, où H_{i-1}^- dénote la matrice obtenue en mettant les colonnes 1, 2, ..., $i-1$ à zéro. Par conséquent w_i^T vérifie l'équation suivante :

$$w_i^T (H_{i-1}^-)_j = \begin{cases} 0 & j \neq i \\ 1 & j = i \end{cases} \quad \text{III.29}$$

Donc w_i correspond à la $j^{\text{ième}}$ ligne de H_{i-1}^+ .

III.4.3- H-BLAST

L'architecture d'un transmetteur H-BLAST est très proche de celle du V-BLAST, comme illustré sur la **figure III.7**. Elle utilise les mêmes blocs que V-BLAST sauf l'ordre de rangement de ces blocs. [34]

La **Figure III.9** illustre le démultiplexage et la modulation du code H-BLAST. Les bits d'information sont démultiplexés en N_t sous-flux. Puis ils sont codés par un codeur. Les bits issus du codage sont alors modulés et entrelacés.

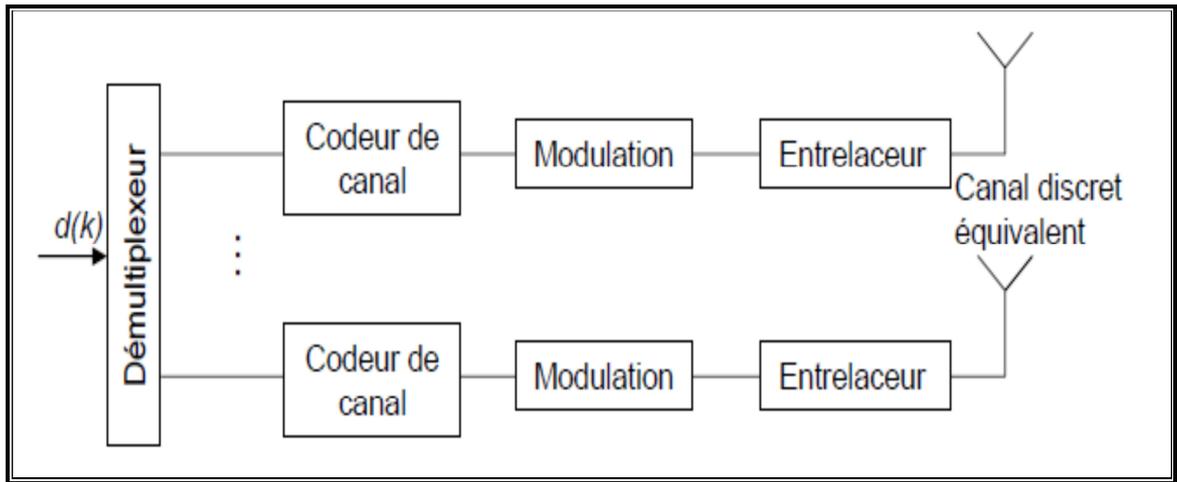


Figure III.9 : Architecture d'un transmetteur H-BLAST.

III .5- Algorithmes de détection associés aux systèmes MIMO

Les paragraphes suivants présentent les différentes techniques de décodage en réception. Le canal H est supposé avoir été estimé au préalable à l'aide de technique d'estimation de canal. Dans un premier temps les techniques les moins complexes, c'est-à-dire les récepteurs linéaires tels que l'égalisateur à forçage à zéro (ZF) et à minimisation de l'erreur quadratique moyenne (MMSE). Seront décrites. Puis une technique non linéaire appelée élimination successive d'interférences (OSIC) sera détaillée. Enfin nous aborderons le détecteur optimal basé sur le critère de maximum de vraisemblance (ML).

Le choix d'une technique repose sur deux critères [35], les performances doivent être les moins dégradées possibles par rapport à une détection optimale en termes de taux d'erreurs et la mise en œuvre doit être la moins complexe possible.

III.5.1- L'égaliseur par forçage à zéro (ZF) :

Le récepteur linéaire le plus simple est le récepteur basé sur le critère de forçage à zéro (ZF pour Zéro Forcing) qui inverse tout simplement la matrice de canal. Supposant que H est inversible, le vecteur de symboles estimés de taille $N_t \times 1$ est alors donné par la relation:

$$\hat{s} = H^{-1} y \quad \text{III .30}$$

Le récepteur ZF sépare ainsi parfaitement les symboles (s_i) transmis dans le même canal. Lorsque H est mal conditionnée, le récepteur ZF donne des résultats corrects pour des RSB élevés, mais pour de faibles RSB le bruit perturbe fortement les performances. En pratique, si H n'est pas carrée (*i.e.* si $N_t \neq N_r$) le récepteur multiplie y à gauche par la pseudo-

inverse H^* de la matrice de canal pour récupérer tous les symboles. Dans ce cas, le vecteur estimé s'écrit:[11]

$$\hat{s} = H^* y = (H^* H)^{-1} H^* y \quad \text{III.31}$$

III.5.2- Récepteur qui minimise l'erreur quadratique moyenne (EQMM) :

La contrepartie de la parfaite séparation des signaux est l'augmentation du bruit. Le récepteur qui minimise l'erreur quadratique moyenne (EQMM) constitue une excellente alternative. Cet autre récepteur linéaire minimise l'erreur globale due au bruit et à l'interférence mutuelle des signaux transitant par le même canal. L'erreur quadratique moyenne est donnée par:

$$\epsilon = \epsilon \{(s - \hat{s})^* (s - \hat{s})\} \quad \text{III.32}$$

Dans ce cas, on estime s grâce à la relation:

$$\hat{s} = \frac{\rho}{N_t} H^* (\sigma^2 I_{N_r} + \frac{\rho}{N_t} H H^*)^{-1} y \quad \text{III.33}$$

Dans laquelle on suppose que $\epsilon\{ss^*\} = \rho/N_t I_t$ et $\epsilon\{nn^*\} = \sigma_n^2 I_{N_r}$. Le récepteur EQMM est moins sensible au bruit mais il sépare moins bien les signaux. Dans le cas d'un RSB élevé ($\sigma_n^2 \approx 0$) le récepteur EQMM converge vers le récepteur ZF.

III.5.3-Maximum de vraisemblance (MV) :

Le maximum de vraisemblance est une stratégie indispensable et significative dans la théorie des correcteurs d'erreurs. [36]

Dans les systèmes MIMO, le récepteur du maximum de vraisemblance demande une importante puissance de calcul, en particulier lorsque le nombre d'antennes et la taille de l'alphabet des symboles sont grands. Le récepteur du maximum de vraisemblance offre les meilleures performances en taux d'erreur binaire (TEB). En effet, il est optimal si les vecteurs émis s sont équiprobables, ce qui est le cas puisque les symboles s_i sont équiprobables et que les N voies émises en parallèles sont indépendantes. La détection à maximum de vraisemblance consiste à rechercher parmi tous les symboles possibles de la constellation celui qui minimise la distance euclidienne avec le symbole reçu.

$$s = \underset{s}{\operatorname{argmin}} \|y - H \cdot s\|^2 \quad \text{III.34}$$

$$y = s \cdot H + \eta \quad \text{III.35}$$

y : Le vecteur reçus de taille $1 \times N_r$.

η : La matrice $1 \times N_r$ de bruit.

s : Le vecteur transmis $1 \times N_t$ à chaque intervalle de temps.

H : La matrice $N_t \times N_r$ de canal.

Toutefois sa charge de calcul devient rapidement très importante car la complexité de cet algorithme croît exponentiellement avec le nombre d'antennes utilisées en émission et le nombre d'états M de la modulation. En effet, le récepteur doit comparer M^{N_t} solutions possibles avec le vecteur de signaux reçus. Il est possible de réduire cette complexité en utilisant un décodage par sphère.

Ce décodage consiste à limiter l'espace de recherche des symboles possibles à une zone restreinte. En diminuant l'espace de recherche, la complexité de l'algorithme diminue.

La difficulté de cet algorithme réside dans la détermination de l'espace de recherche concernant les symboles les plus probables. Il existe un autre moyen de détection de plus faible complexité. Il consiste à appliquer un filtrage linéaire sur le signal reçu.

L'algorithme de Viterbi est en général utilisé lors de la mise en œuvre du décodage à maximum de vraisemblance, en particulier dans le cas des codes STT.

III.6- Conclusion

L'utilisation du réseau d'antennes permet d'améliorer les performances d'un système sans-fil. Selon l'augmentation du nombre d'antenne en émission ou/et en réception donne lieu à des techniques différentes d'exploitation.

Dans ce chapitre, nous avons présenté les différentes techniques MIMO ainsi que leurs capacités.

Ensuite, nous avons présenté un bref état de l'art sur les différentes techniques multi antennes, tels que le codage spatio-temporel, multiplexage spatial.

Finalement, nous avons présenté les récepteurs MIMO, les plus connus. En effet, le récepteur numérique le plus performant est celui qui utilise l'algorithme de maximum de vraisemblance. Cependant, ce type de récepteur présente une complexité considérable comparée aux autres types de récepteur et en plus, cette complexité croit en fonction du nombre d'antennes et du nombre d'état de la modulation mise en œuvre.

Nous avons abordé dans ce chapitre une technique de détection sous-optimale pour les systèmes MIMO, à savoir la technique V-BLAST. Cette technique qui se base sur une élimination successive des interférences par ordre d'énergie décroissante ne permet cependant pas d'utiliser toute la diversité spatiale d'un canal MIMO. En effet, les performances obtenues

ne s'améliorent pas avec le nombre d'antennes d'émission et de réception contrairement à la capacité théorique du canal. On trouve ici une justification à l'utilisation des codes spatio-temporels.

Chapitre IV

Application du système multi-antennes (MIMO) pour la technique OFDM et MC_CDMA

I



IV.1-Introduction

Nous proposons dans le cadre de cette simulation en utilisant le langage MATLAB, trois simulations liées aux configurations MIMO (Multiple Input Multiple Output) à la technologie multi-porteuses (OFDM et MC-CDMA).

Dans ce chapitre, on commence tout d'abord par l'étude de l'influence du nombre d'antennes aux transmetteurs et aux récepteurs sur la capacité du système. On s'intéresse par la suite à l'étude du système MIMO en introduisant une approche de multiplexage spatial (VBLAST) avec le détecteur (SIC : Successive Interférence Cancellation).

Dans la deuxième partie de ce chapitre, on présente une architecture permettant l'association du système MIMO à multiplexage spatial avec les techniques de modulations multi-porteuses OFDM et MCCDMA.

Nous finalisons notre travail par une étude comparative entre les différentes configurations proposées et les configurations proposées par nos collègues basées sur le système MIMO à codage spatio-temporel.

IV .2- Le système MIMO-VBLAST

L'avantage de ce système de transmission apparaît au niveau de son décodage qui consiste à estimer chaque symbole émis en séquence. A chaque pas de l'estimation, les symboles déjà estimés sont soustraits du signal reçu (c'est à dire, *supprimés*), et les symboles inconnus sont considérés comme interférences (c'est à dire *annulés*).

Il s'agit d'un égaliseur à retour de décision adapté à la structure des systèmes MIMO, connu aussi dans la littérature comme "suppression successive d'interférence" (Successive Interférence Cancellation - SIC). [37]

IV -2 .1. Implémentation du système MIMO à multiplexage spatial

Il existe de nombreux algorithmes de réception envisageables pour récupérer les symboles lors d'une transmission multi-antennes. Les moins complexes sont les récepteurs linéaires basés sur le critère de forçage à zéro (ZF) ou la minimisation de l'erreur quadratique moyenne (EQMM).

L'algorithme de réception proposé pour notre système est le VBLAST. Cet algorithme essaie d'éliminer successivement les interférences dues aux émetteurs autres que celui dont on

estime les symboles. Le détecteur optimal est basé sur le ZF ou MMSE et se sert donc de toute l'observation dont il dispose pour récupérer l'information.

Le Multiplexage spatial nécessite des techniques de décodage puissantes au niveau de récepteur, tel que les techniques non linéaires d'élimination successive d'interférences (SIC).

Les deux figures ci-dessous résument les différents blocs de système MIMO-VBLAST utilisé dans notre travail.

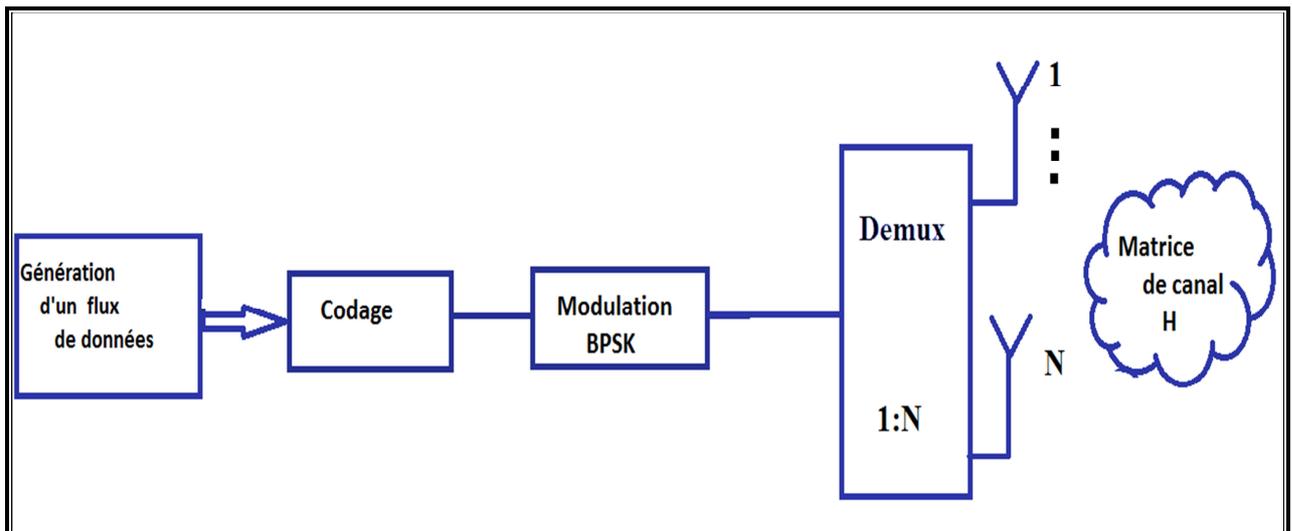


Figure IV.1: *Emetteur MIMO-VBLAST*

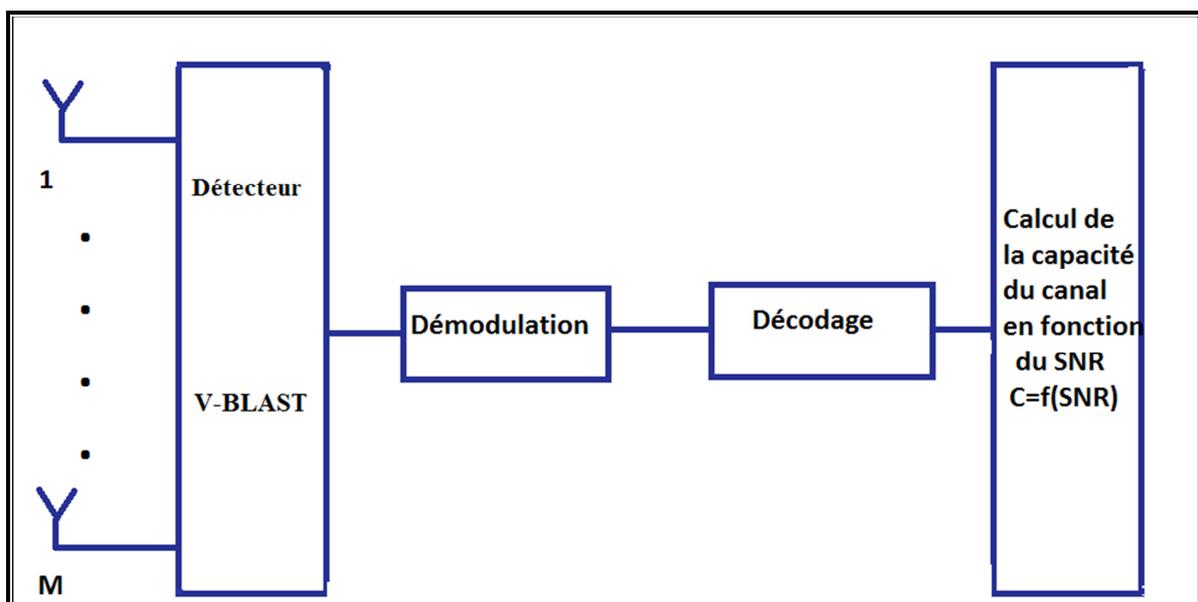


Figure IV.2 : Récepteur *MIMO-VBLAST*.

IV.2 .1.1- Influence du nombre d'antennes aux transmetteurs et aux récepteurs sur la capacité

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 dé-corrélés, tout en réduisant les niveaux de puissance, les gains en termes de débits binaires utile sont très significatifs.

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

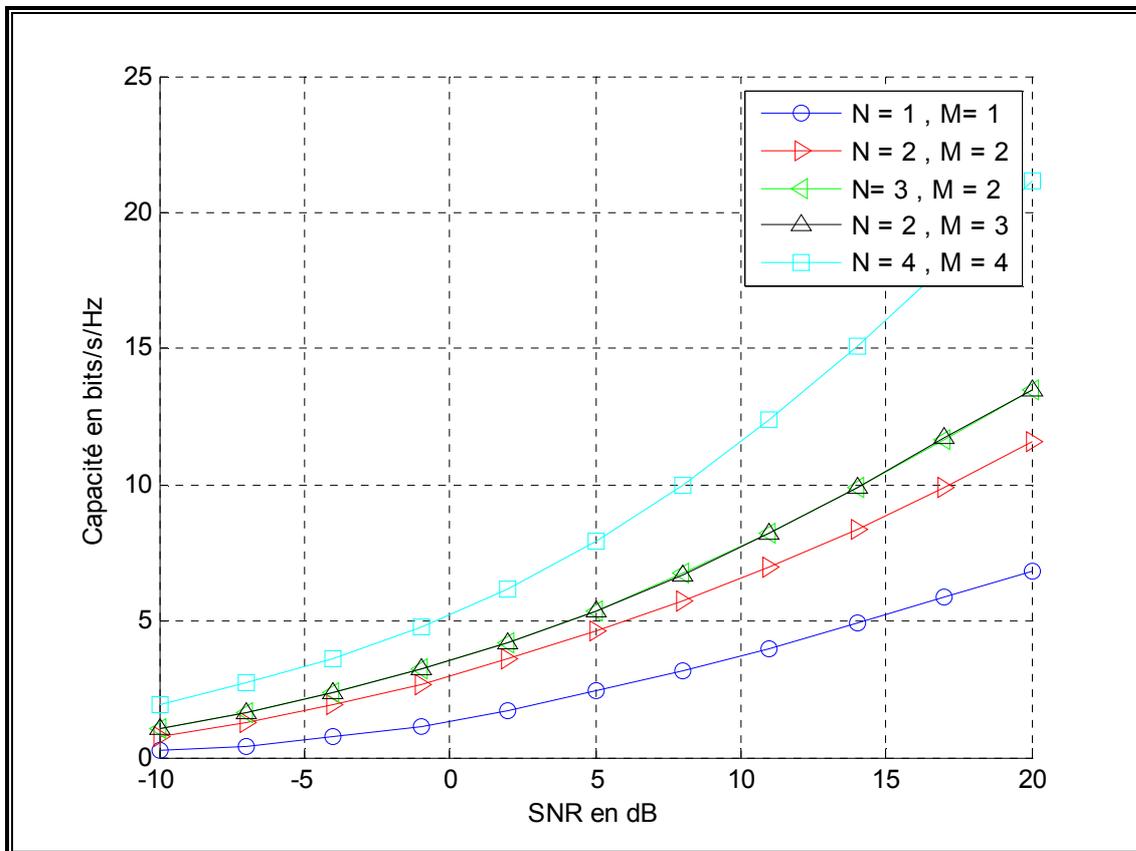


Figure IV.3 : Capacité du système MIMO en fonction du SNR.

Nous remarquons d'après la figure une nette augmentation de la capacité pour la configuration MIMO par rapport à celle obtenue par le système SISO. A chaque fois on augmente le nombre d'antennes, la capacité est aussi augmentée linéairement en fonction du SNR. La capacité du système MIMO augmente plus rapidement que dans le cas SISO ($N=1, M=1$). 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.

IV .2.2- Performance du système MIMO-VBLAST

La figure ci-dessous présente un régime de multiplexage spatial dans lequel le flux de données est subdivisé en sous-flux indépendants, un pour chaque antenne d'émission utilisé [38]. Pour un système MIMO 2x2, les symboles sont modulés en QPSK et chaque sous canal est un canal AWGN. La figure si dessous montre les performances de système MIMO-VBLAST pour les trois détecteurs : ZF, MMSE et ML.

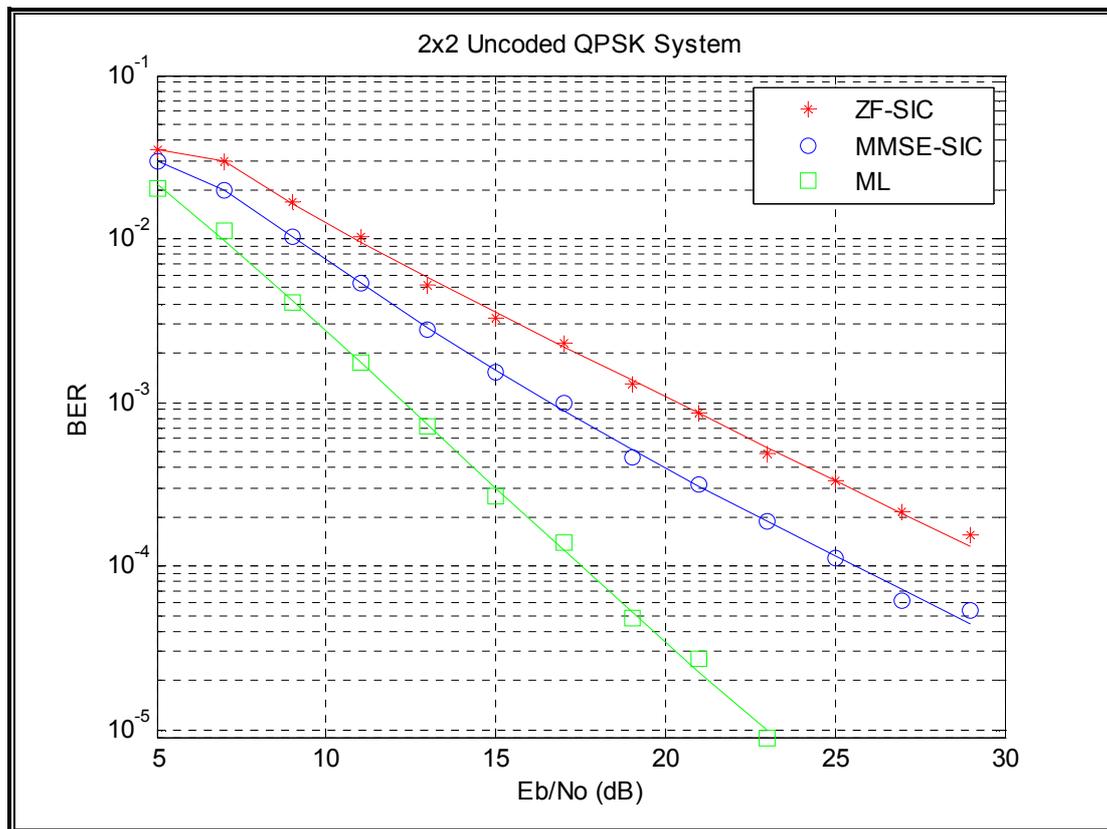


Figure IV .4 : Comparaison des performances des systèmes MIMO-VBLAST 2x2 avec les détecteurs : ZF, MMSE et ML.

Nous remarquons d'après ces résultats que les meilleures performances sont obtenues par le détecteur ML suivi par le détecteur MMSE. Les mauvais résultats sont obtenus par le détecteur ZF.

IV.3-Application des antennes MIMO à la modulation 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 l'on considère 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. Et donc dans ce qui suit, nous considérons un système MIMO utilisant la modulation OFDM, où l'émetteur et le récepteur sont munis respectivement de N et M antennes.

IV.3.1 Principe de l'association MIMO-OFDM

Une des techniques les plus efficaces pour améliorer l'efficacité spectrale d'une communication radio, est l'utilisation d'antennes multiples à l'émission et à la réception. Dans ce qui suit, nous considérons un système MIMO utilisant la modulation OFDM, où l'émetteur et le récepteur sont munis respectivement de N et M antennes Co-localisées. La figure IV.5 présente le schéma de principe d'un système MIMO-OFDM considéré dans ce chapitre.

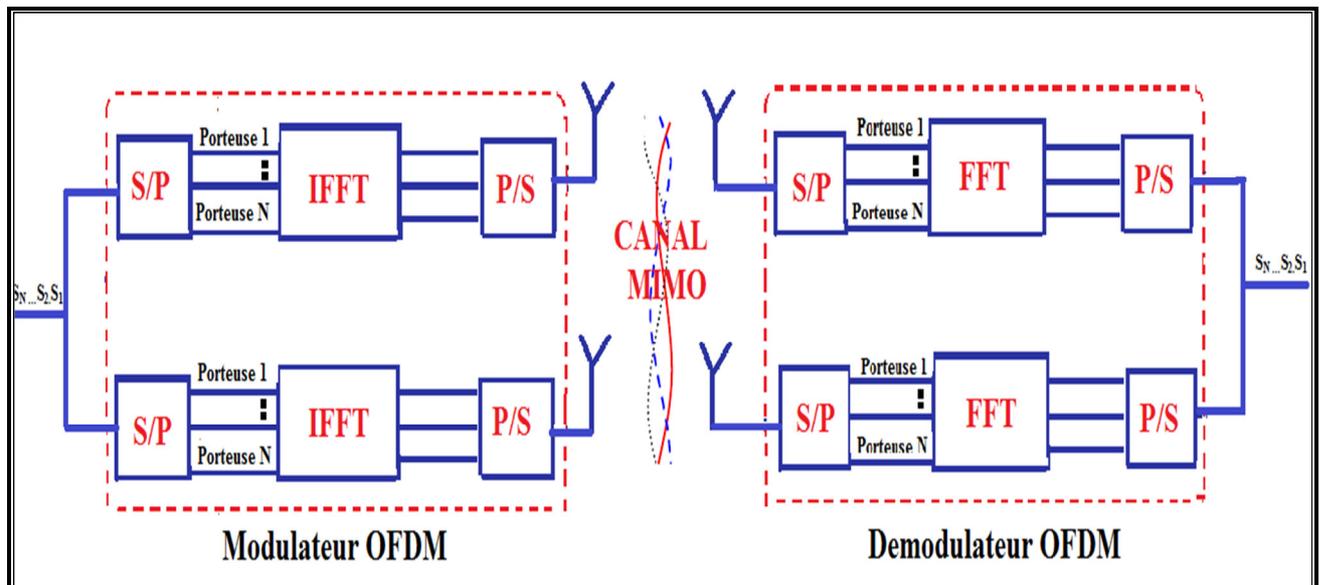


Figure IV.5 : Principe du système MIMO-OFDM.

IV .3 .2-L'association de système MIMO –OFDM avec l'algorithme V-BLAST

Les figures IV.6 et IV.7 représentent les schémas synoptiques de l'émetteur et du récepteur du système MIMO-OFDM avec l'algorithme V-BLAST.

A l'émission, 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 2^b . Par exemple, nous citons la modulation binaire à décalage de phase dite (BPSK). Les symboles complexes sont passés par le modulateur OFDM après une conversion série parallèle. Les échantillons résultants sont par la suite mappés afin qu'ils soient transmis sur les Nt antennes de transmission à travers les coefficients du canal MIMO, où ils se trouvent affectés par les atténuations dues aux réflexions et aux réfractions du signal dans le milieu de propagation.

A la réception, l'algorithme VBLAST détecte les échantillons transmis de chaque antenne où ils seront démodulés en OFDM puis en BPSK après une conversion série parallèle pour détecter les symboles désirés.

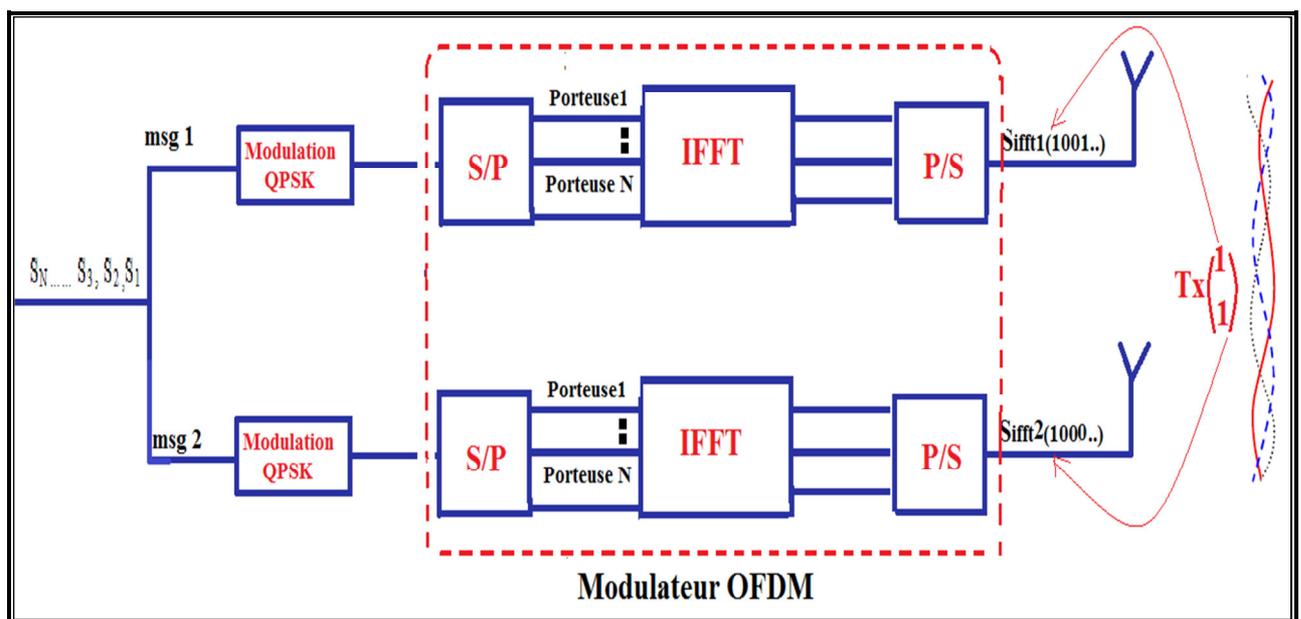


Figure IV.6 : Emetteur VBLAST-MIMO-OFDM.

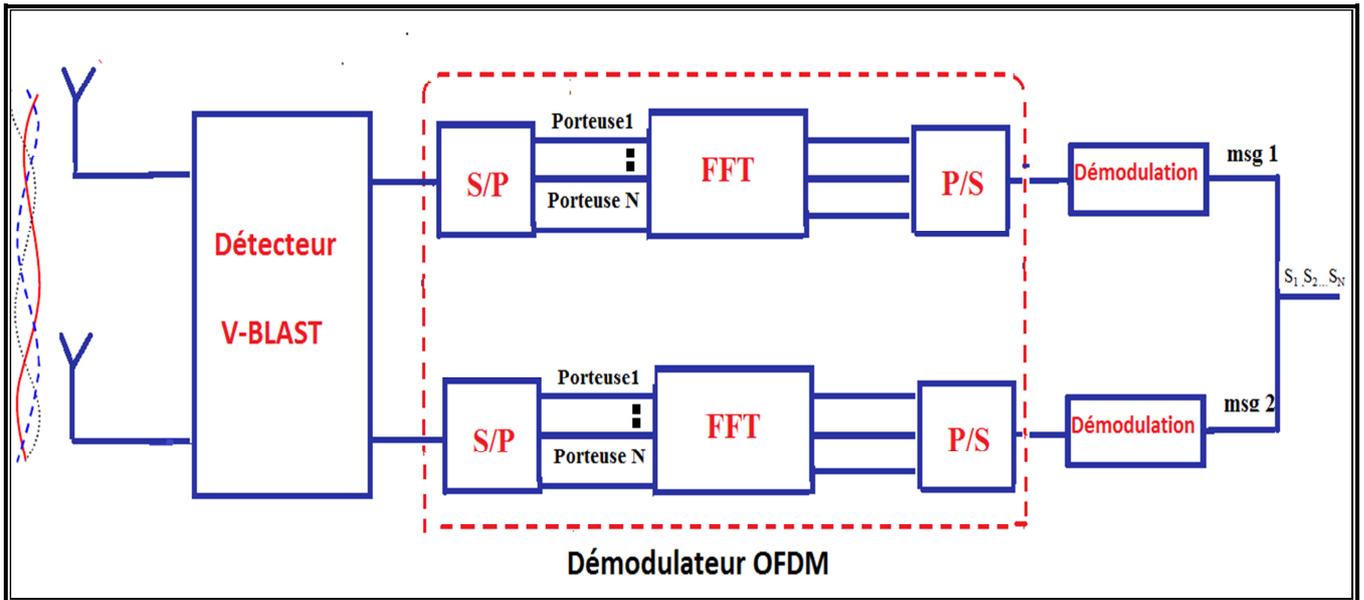


Figure IV.7 : Récepteur VBLAST-MIMO-OFDM.

IV.3.3-Etude des performances du système MIMO-OFDM

Considérons la simulation d'un système MIMO-OFDM en appliquant l'algorithme de détection VBLAST avec deux éléments d'antennes à l'émission et à la réception.

Cette partie de simulation est consacrée à l'étude des performances du système. La caractéristique la plus importante est que la technique MIMO-VBLAST-OFDM est capable de combattre les interférences inter-symboles et d'augmenter le débit de transmission. Les performances sont aussi évaluées en fonction du nombre d'éléments d'antennes à l'émission et à la réception ainsi qu'en fonction du nombre de sous porteuses pour les trois types de détecteurs ZF, MMSE et ML.

IV.3.3 .1-Paramètres de simulation

Nous gardons les mêmes paramètres utilisés dans les simulations précédentes, le système OFDM transmet 100000 symboles par trame divisés en 16 sous-porteuses avec la modulation BPSK. Les résultats sont représentés en termes de taux de bits erronés (BER) en fonction du rapport signal sur bruit SNR.

Nous présentons dans la figure IV.8 une comparaison entre le système ZF-SIC-MIMO et ZF-SIC-MIMO-OFDM. Nous considérons pour cela un réseau d'antennes 2x2 dans un canal AWGN.

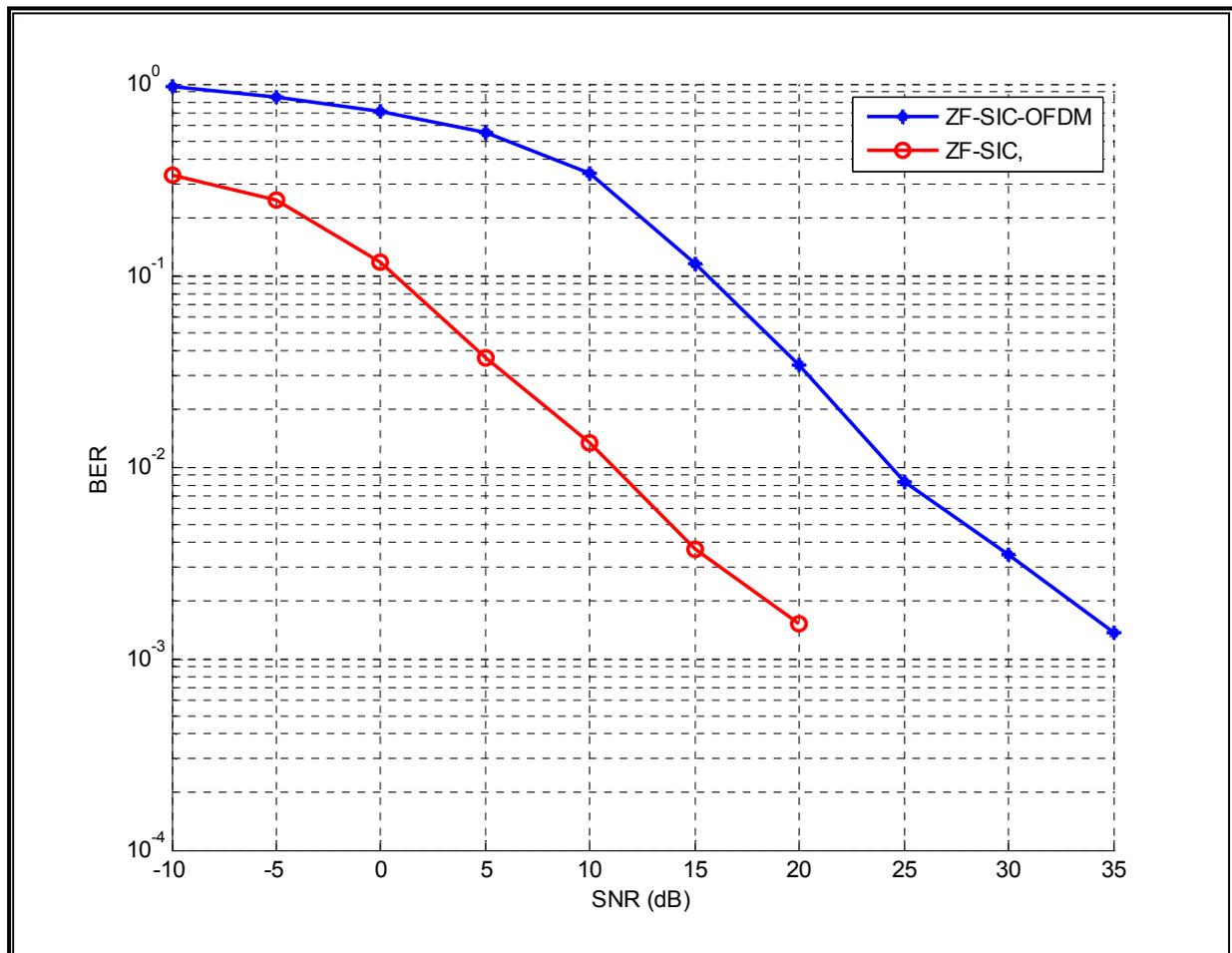


Figure IV.8 : Comparaison des performances entre ZF-SIC-MIMO et ZF-SIC-OFDM ($N = M = 2$).

Nous constatons d'après les résultats que le système ZF-SIC-MIMO présente des meilleures performances par rapport à ceux obtenus par le système ZF-SIC-MIMO-OFDM. Ceci s'explique par le fait que la modulation multi-porteuses OFDM permet d'augmenter le débit de transmission et par conséquent dégrade la qualité de transmission.

VI.3.3.2- Influence du nombre d'antennes sur les performances du système

Dans cette partie de simulation nous étudions l'influence du nombre d'éléments d'antennes sur les performances du système MIMO-VBLAST-OFDM. Les figures IV.9 et IV.10 nous donnent les tracés des performances BER en fonction du SNR du système ZF-SIC-MIMO-OFDM et MMSE-SIC-MIMO-OFDM respectivement.

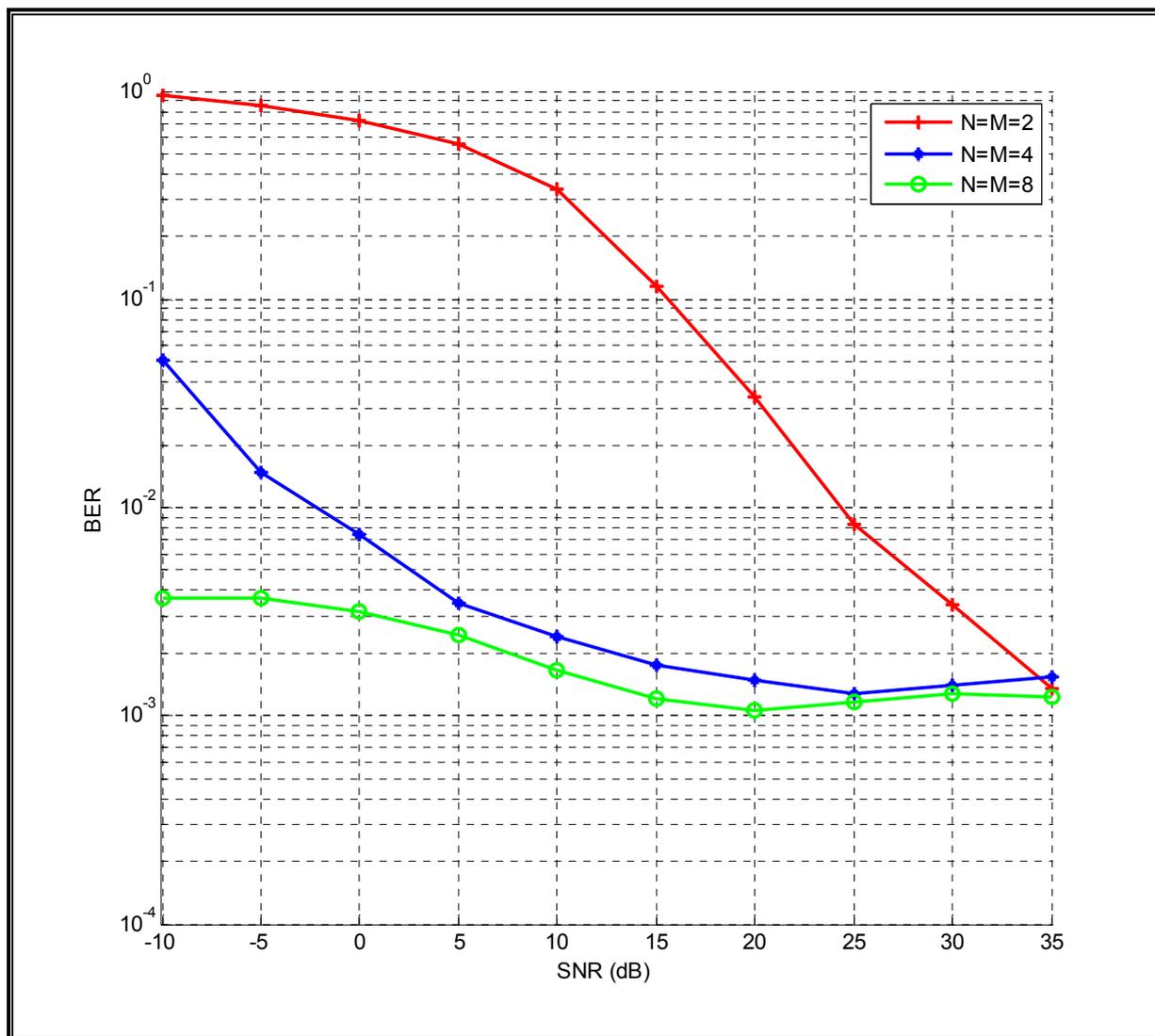


Figure IV.9 : Performances du système ZF-SIC-MIMO-OFDM avec variation du nombre d'antennes.

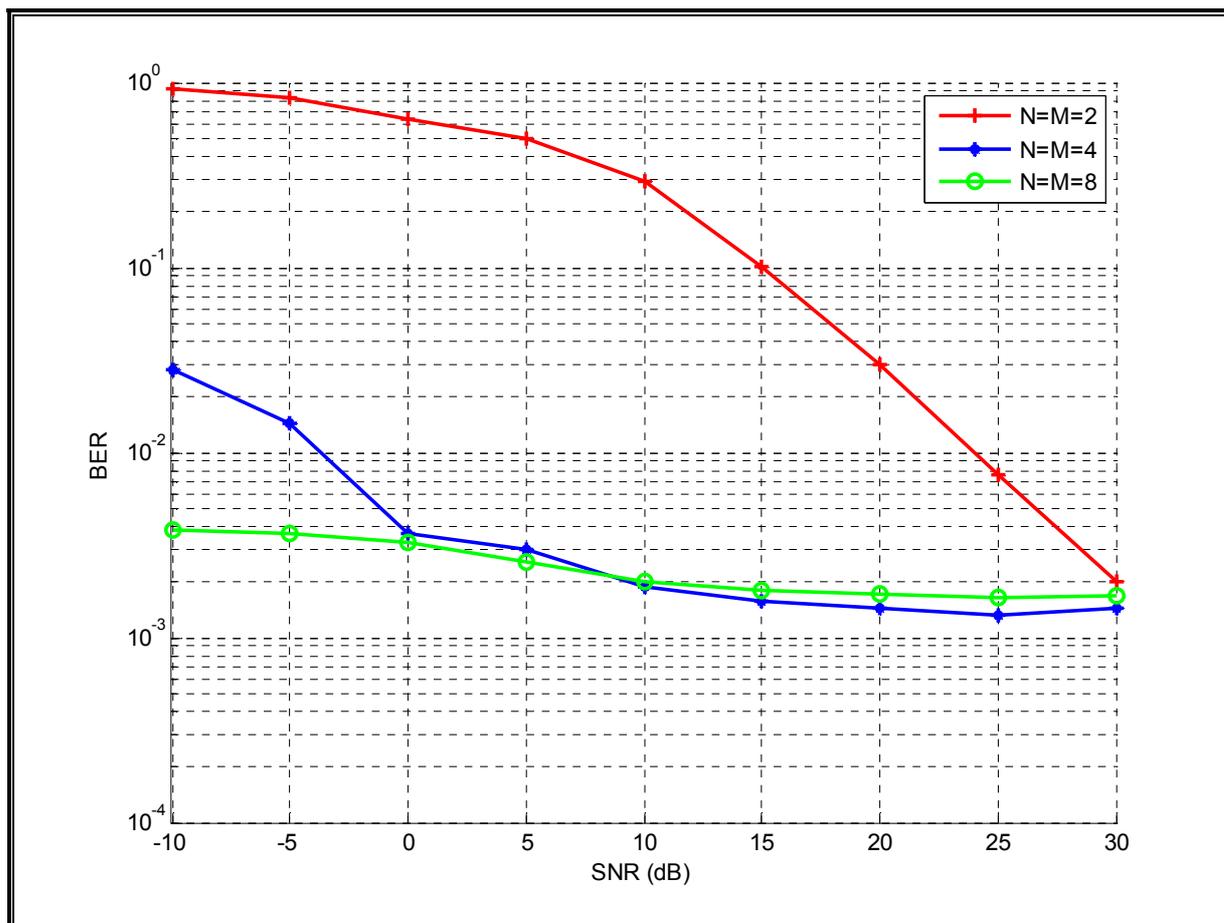


Figure IV .10 : Performances du système MMSE-SIC-MIMO-OFDM avec variation du nombre d'antennes.

Nous remarquons d'après ces résultats que les performances du système MIMO-VBAST-OFDM s'améliorent si le nombre d'antennes à l'émission et à la réception augmentent et ceci pour les deux type de détecteurs (ZF et MMSE). Nous remarquons aussi que les performances s'approchent pour les systèmes MIMO 4x4 et 8x8 pour le cas du détecteur MMSE.

Cette simulation montre clairement que pour augmenter la qualité de transmission il faut augmenter le nombre d'antennes à l'émission et à la réception.

IV.3.3 .3- Influence du nombre de sous-porteuses

Nous étudions maintenant l'influence du nombre de sous porteuses sur les performances de système MIMO-VBLAST-OFDM et ceci pour les deux types de détecteurs ZF et MMSE.

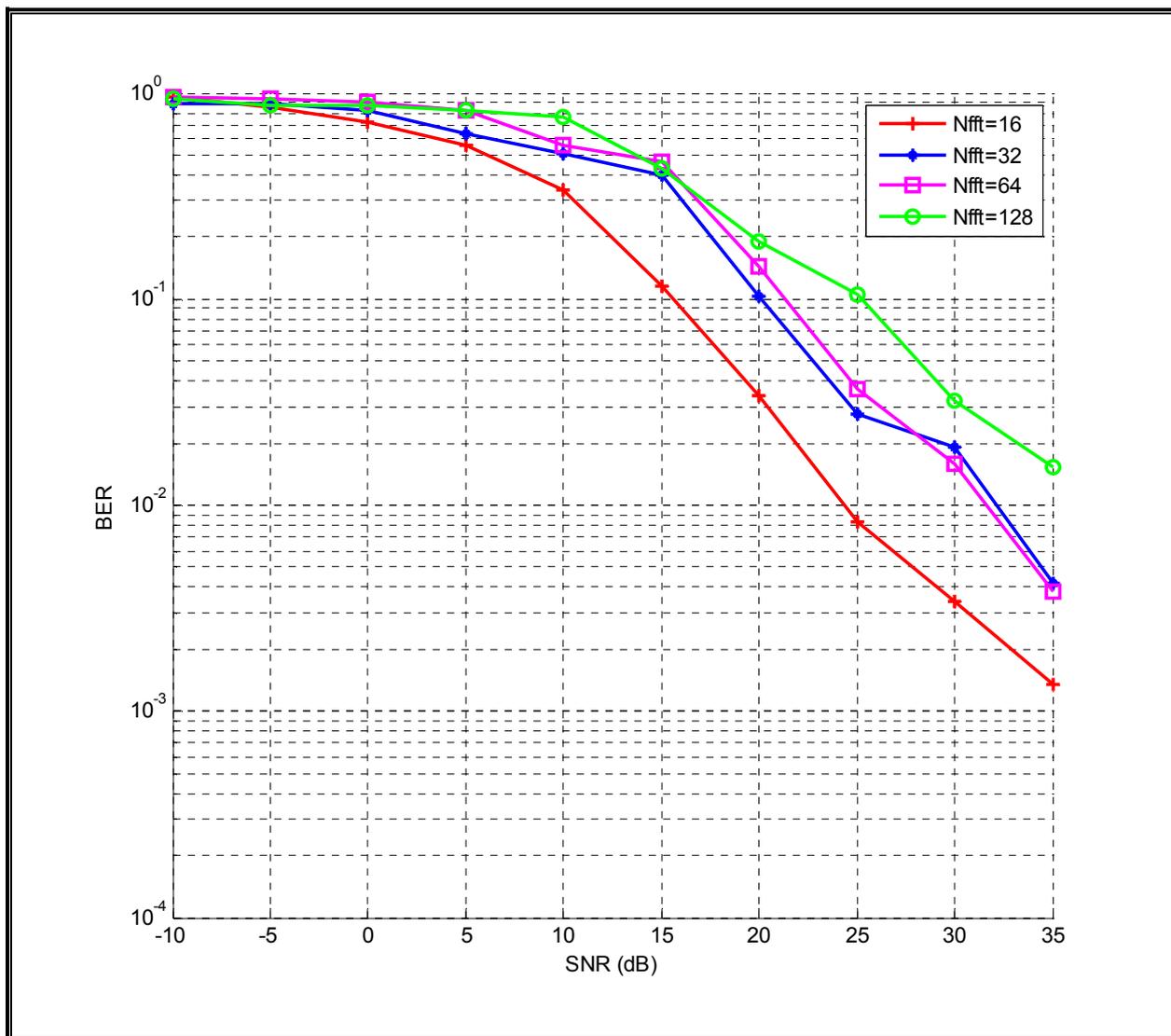


Figure IV.11 : Performance de Système ZF-SIC-MIMO-OFDM avec variation du nombre de sous-porteuses.

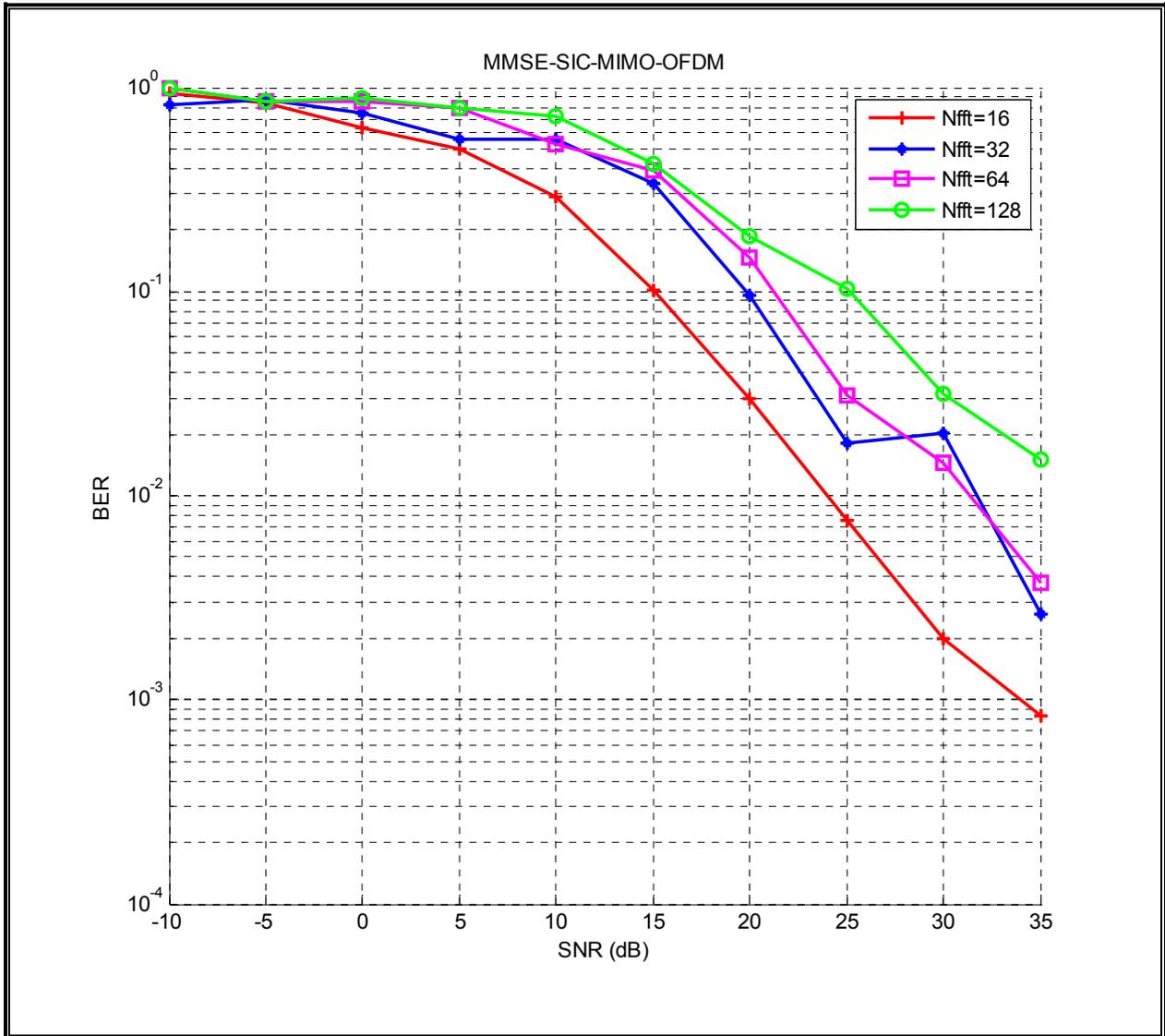


Figure IV.12 : Performance de Système MMSE-SIC-MIMO-OFDM avec variation du nombre de sous-porteuses.

Pour un SNR égale à 15 dB, le BER est d'environ :

- 10^{-1} Pour un nombre de porteuses égale à 16.
- $10^{-0.7}$ Pour un nombre de porteuses égale à 32.
- $10^{-0.6}$ Pour un nombre de porteuses égale à 64.
- $10^{-0.5}$ Pour un nombre de porteuses égale à 128.

Nous voyons bien que le nombre de sous porteuses n'influe pas d'une façon importante sur le taux d'erreur binaire. Pour notre cas nous avons travaillé avec un trajet directe c'est pour cette raison qu'on ne voit pas cette influence, par contre en multi-trajets les performances s'améliorent de façon importante quand le nombre de sous porteuses augmente.

IV.4-Association entre MIMO-VBLAST et la technique MC-CDMA

Dans la suite de ce chapitre, on s'intéresse à l'étude de l'association du système MIMO VBLAST avec la technique de modulation multi-porteuses MCCDMA. Le but de cette association est d'exploiter les avantages des techniques CDMA, OFDM et MIMO-VBLAST. On peut notamment citer pour l'étalement de spectre sa capacité d'accès multiple par répartition de codes. Pour les modulations à porteuses multiples, on retiendra l'excellente efficacité spectrale et la grande aptitude à lutter efficacement contre l'ISI et ICI. Et pour le système MIMO-VBLAST sa capacité à augmenter le débit de transmission par le multiplexage spatial.

On commence par présenter la chaîne de transmission de système MIMO-VBLAST MCCDMA et on analyse par la suite les performances de système.

La figure IV.13 présente le schéma bloc de système MCCDMA. Il est composé d'un bloc d'étalement CDMA et un modulateur OFDM. Les chips de sortie étalés des N utilisateurs sont passés par le modulateur OFDM après une conversion série parallèle. Il est à noter que la longueur du code d'étalement est égal au nombre de sous porteuses de modulateur OFDM.

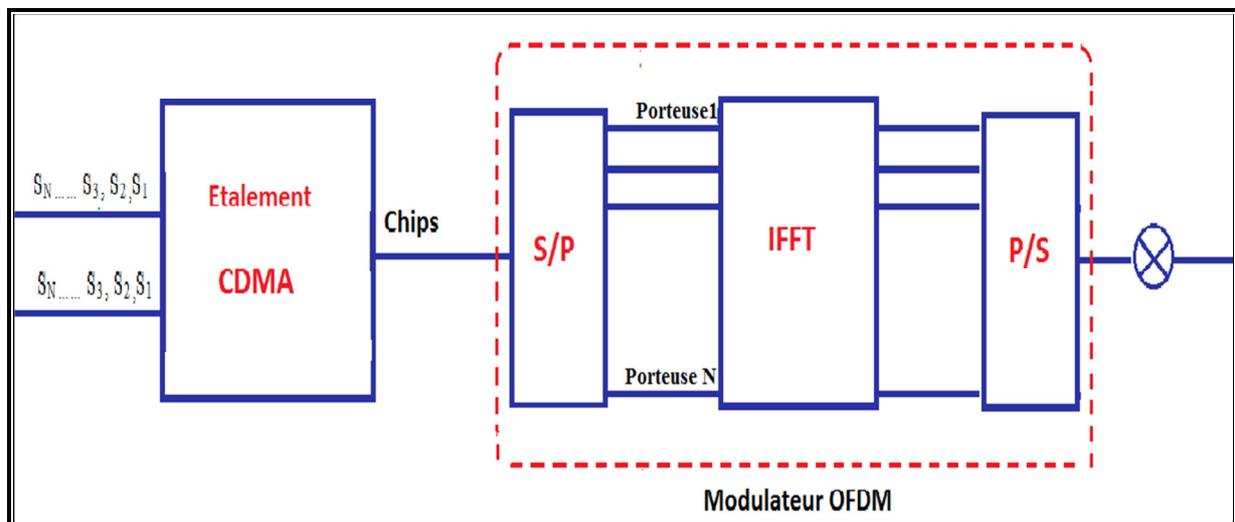


Figure IV.13 : Emetteur MC-CDMA.

IV.4.1-Principe de l'association MIMO-VBLAST-MCCDMA

L'idée de l'association de système MIMO-VBLAST avec la technique MC-CDMA présentée dans les figures IV-14 et IV-15, consiste premièrement à étaler les données de N utilisateurs par leurs séquences d'étalement de Walsh-Hadamard. Les chips obtenus sont par

la suite dé-multiplexés sur les N_t antennes d'émission ensuite modulés en OFDM après une conversion série parallèle.

Au niveau de la réception, le traitement des symboles reçus est effectué dans une première étape par le récepteur VBLAST pour détecter les échantillons reçus. Le vecteur des N_c échantillons est passé à travers le démodulateur OFDM puis le système inverse de l'étalement de spectre pour décoder les symboles désirés de chaque utilisateur.

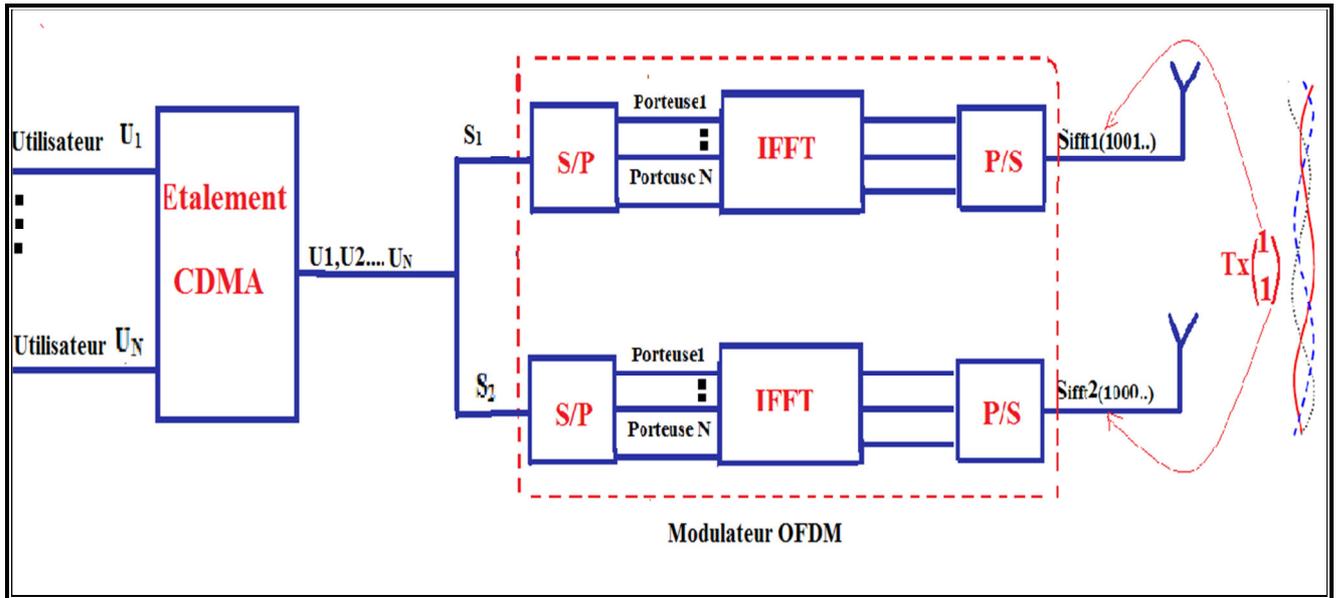


Figure IV.14: Emetteur VBLAST-MIMO-MCCDMA.

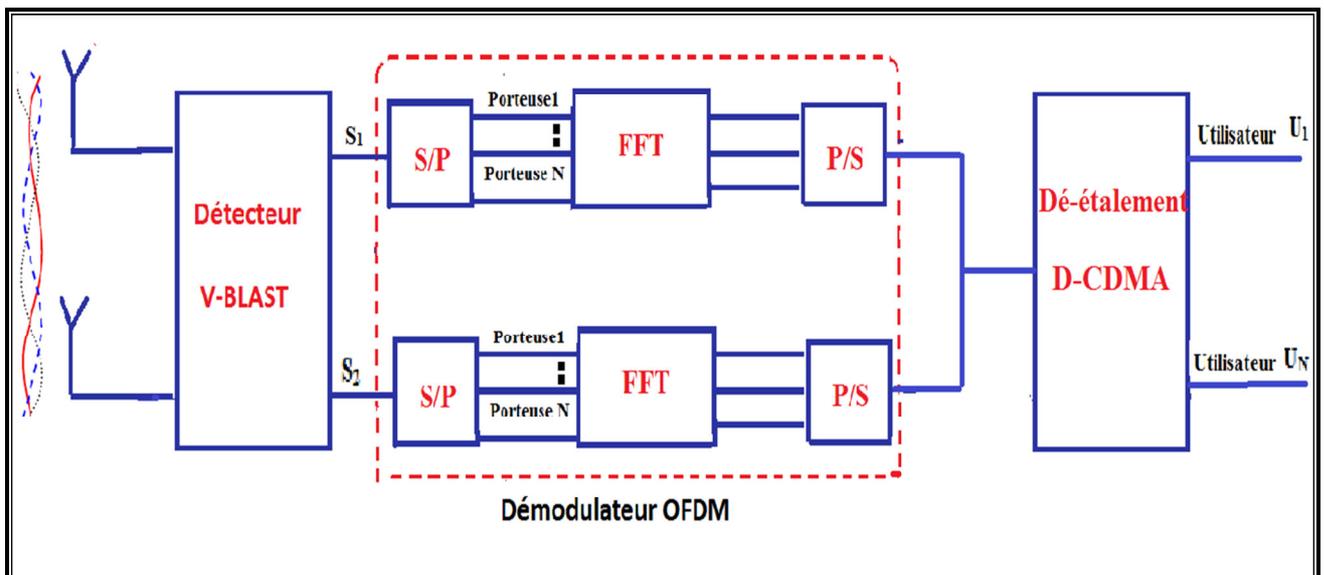


Figure IV.15 : Récepteur VBLAST-MIMO-MCCDMA.

IV.4.2-Evaluation des performances du système MIMO-MCCDMA

Dans cette partie, on s'intéresse à l'évaluation des performances de la chaîne MIMO-MC-CDMA. Dans un premier temps on présente les résultats de simulation MIMO-MC-CDMA. Dans un deuxième temps on compare cette dernière avec celle de MIMO-OFDM selon les critères ZF et MMSE.

IV.4.3- Paramètres de simulation

Nous gardons les mêmes paramètres utilisés dans les simulations précédentes, le système OFDM transmet 100000 symboles par trame divisés en 16 sous-porteuses modulés en BPSK. Le système d'étalement utilise le code de Walsh-Hadamard de longueur 16 avec 6 utilisateurs actifs. Les résultats sont représentés en termes de taux de bits erronés (BER) en fonction du rapport signal sur bruit SNR.

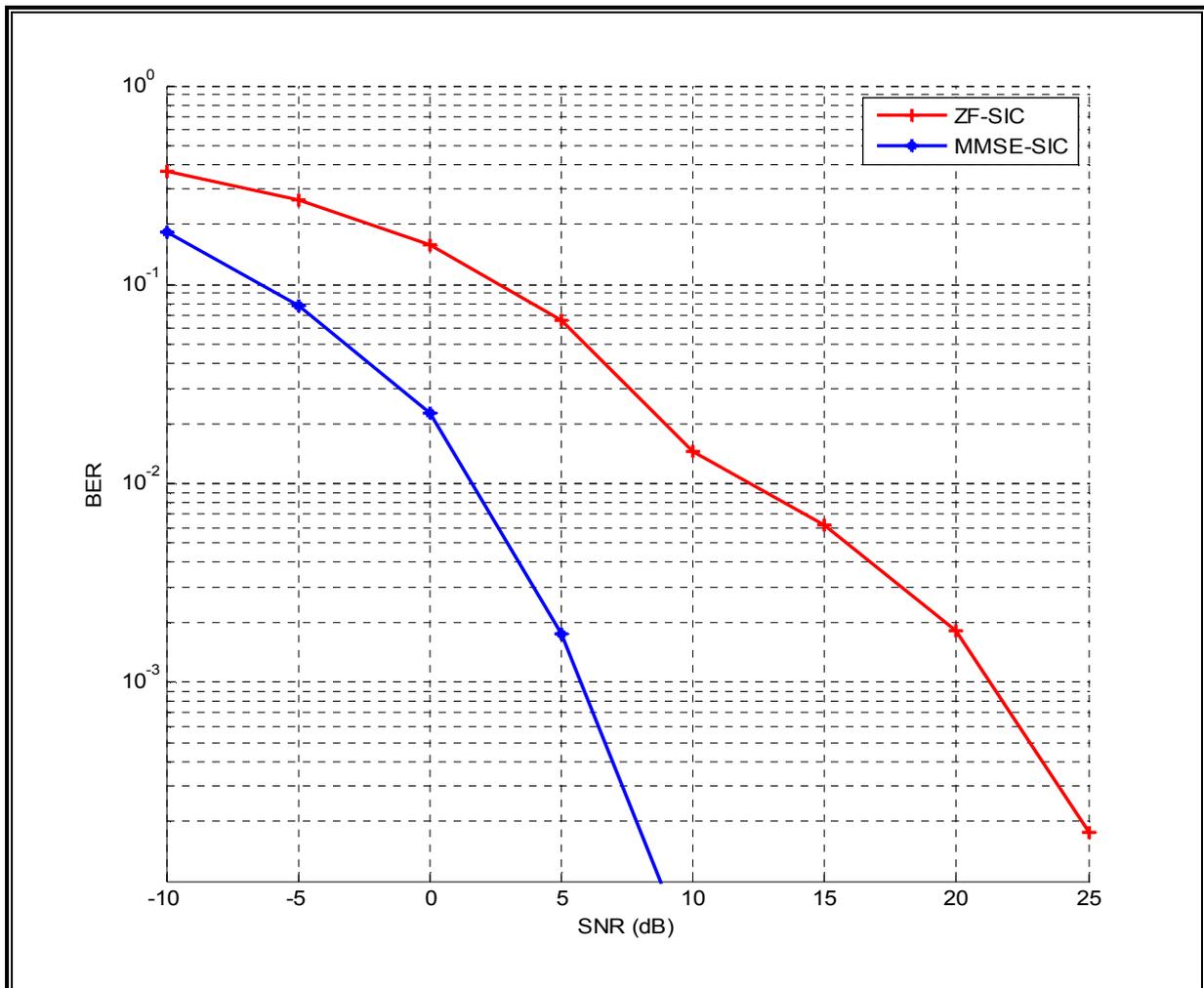


Figure IV.16 : Comparaison des performances entre ZF-SIC-MIMO-MCCDMA et MMSE-SIC-MIMO-MCCDMA (pour $N = M = 2$).

Dans cette figure nous présentons une comparaison entre le système ZF-SIC-MIMO-MCCDMA et le système MMSE-SIC-MIMO-MCCDMA.

Pour un SNR égale à 6 dB le BER est d'environ :

- 10^{-3} pour un système MMSE-SIC-MIMO-MC-CDMA.
- $10^{-1.5}$ pour un système ZF-SIC-MIMO-MC-CDMA.

On peut conclure que les performances de système MMSE-SIC-MIMO-MCCDMA sont meilleures par rapport au système ZF-SIC-MIMO-MC-CDMA.

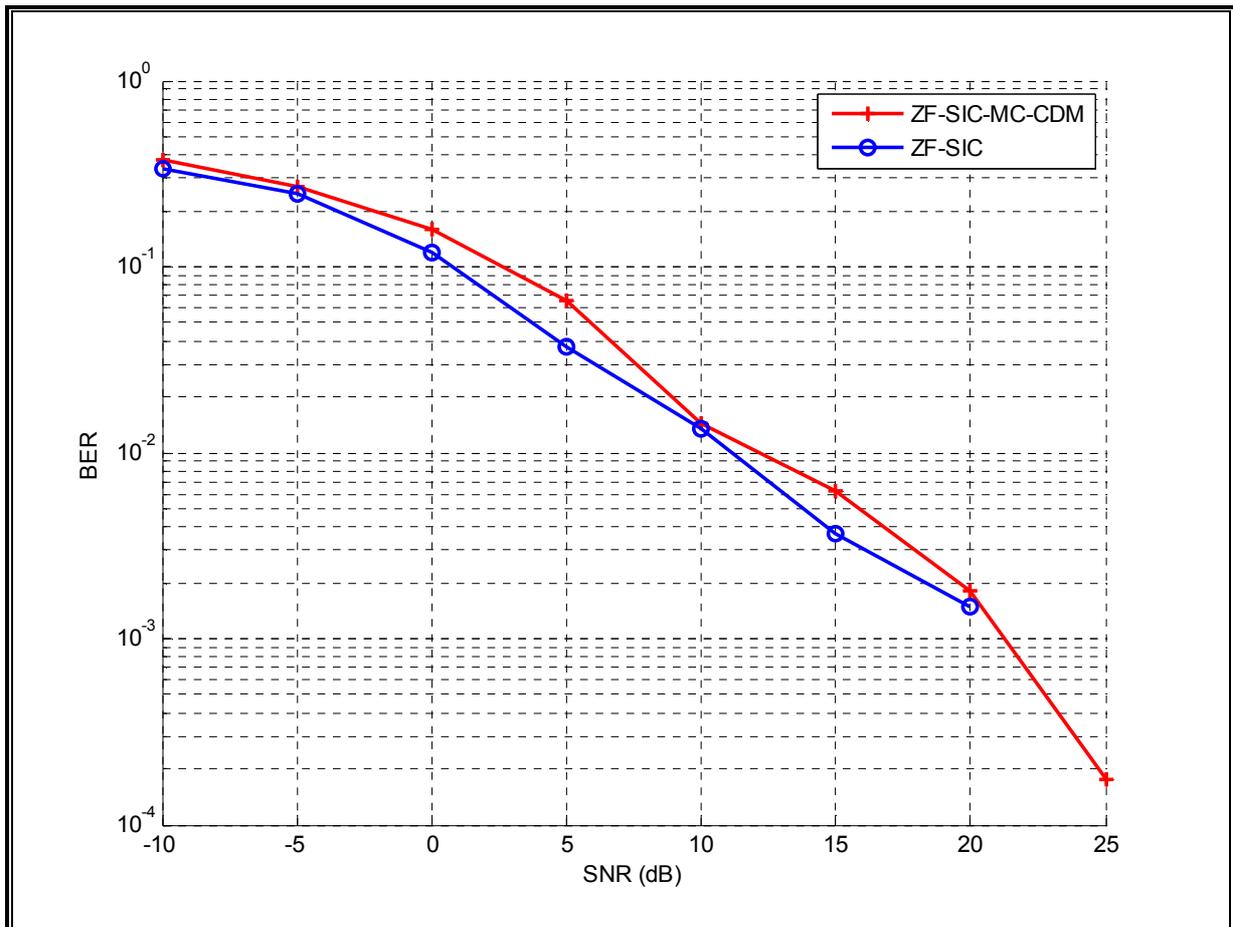


Figure IV.17: Comparaison des performances entre ZF-SIC-MIMO

et ZF-SIC-MIMO-MCCDMA (pour $N = M = 2$).

La figure IV.17 présente une comparaison entre les systèmes ZF-SIC-MIMO et ZF-SIC-MIMO-MCCDMA. Nous pouvons observer sur cette figure que les performances de système MIMO utilisant l'algorithme ZF-SIC sont meilleures que ceux obtenus par le système ZF-SIC-MIMO-MCCDMA.

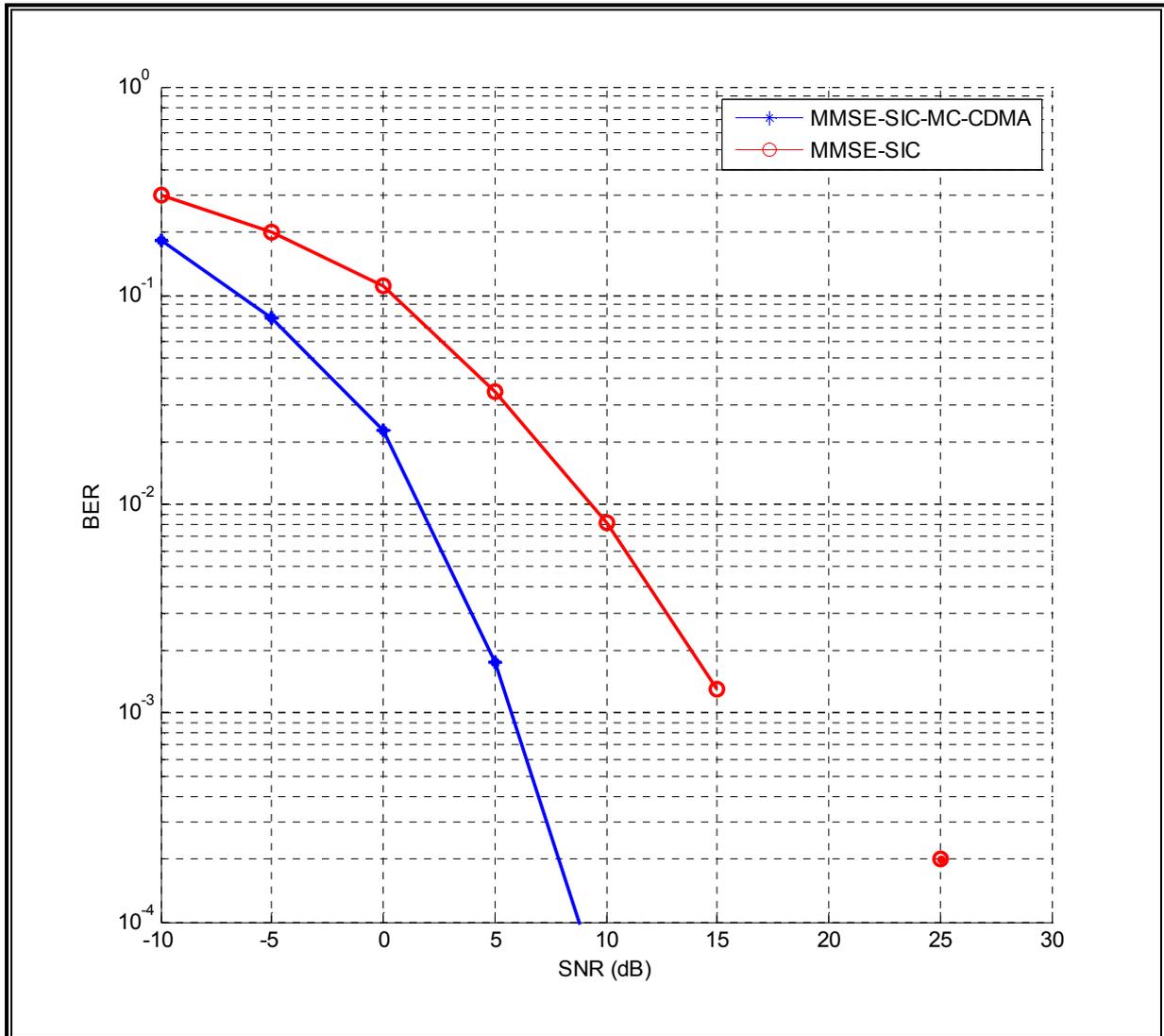


Figure IV.18 : Comparaison des performances entre MMSE-SIC-MIMO et MMSE-SIC-MIMO-MCCDMA (pour $N = M = 2$).

La figure IV.18 présente la comparaison entre un système MMSE-SIC-MIMO et le système MMSE-SIC-MIMO-MCCDMA.

Les performances montrent clairement que le système MMSE-SIC-MIMO-MCCDMA est meilleur que le système MMSE-SIC-MIMO.

IV.5-Etude comparative

Dans cette étude nous comparons les performances des systèmes MIMO-VBLAST, MIMO-VBLAST-OFDM et MIMO-VBLAST-MCCDMA pour les deux critères ZF et MMSE. Pour comparer ces performances, nous considérons un système MIMO (2x2) dans un

canal AWGN. Le nombre de bits utilisé est égal à 100000 et le nombre de sous porteuses est égal à 16. Les résultats de simulation sont présentés en termes de BER en fonction du SNR.

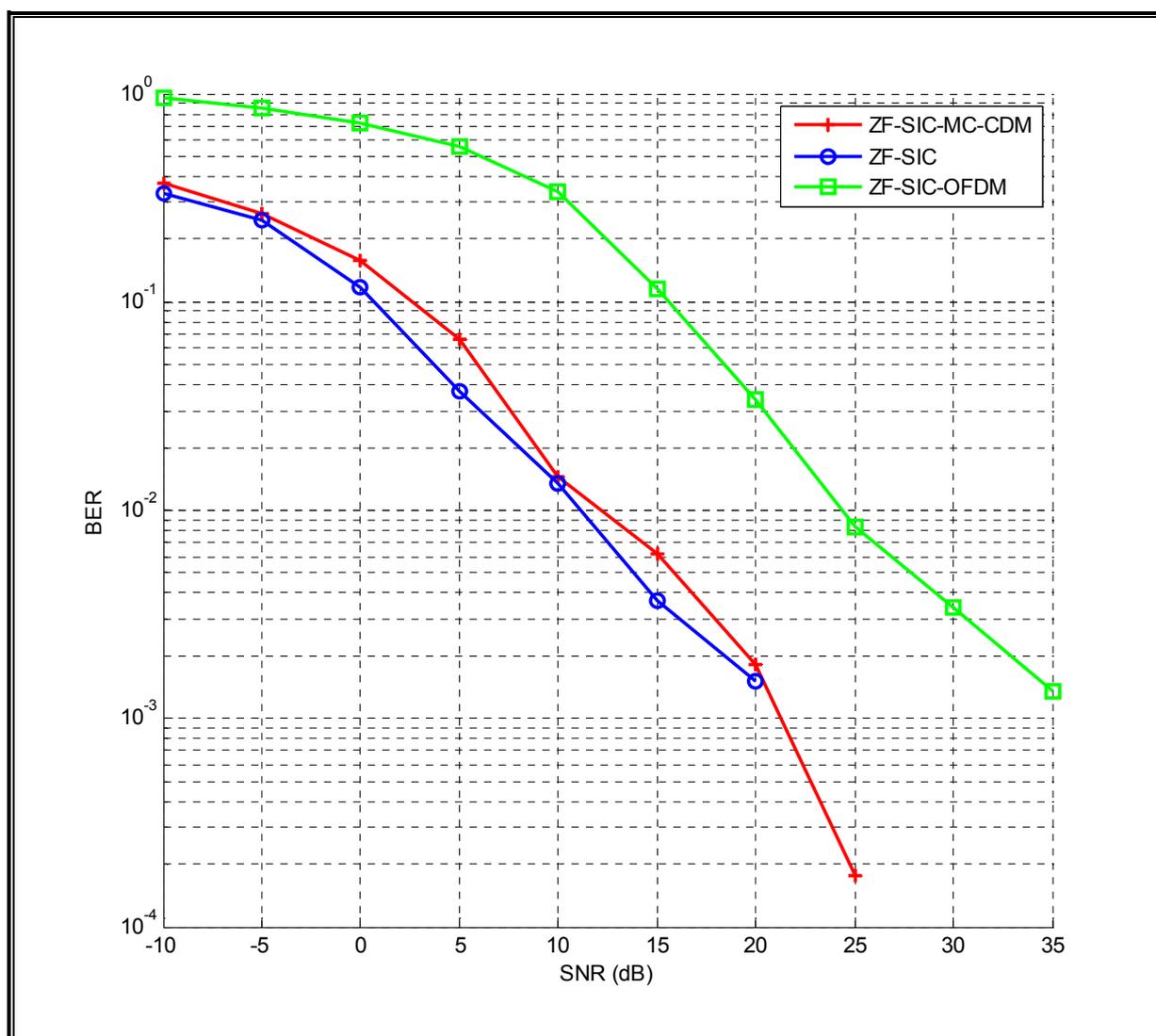


Figure IV.19: Comparaison des performances entre ZF-SIC-MIMO
ZF-SIC-MIMO-OFDM et ZF-SIC-MIMO-MCCDMA (pour $N = M = 2$).

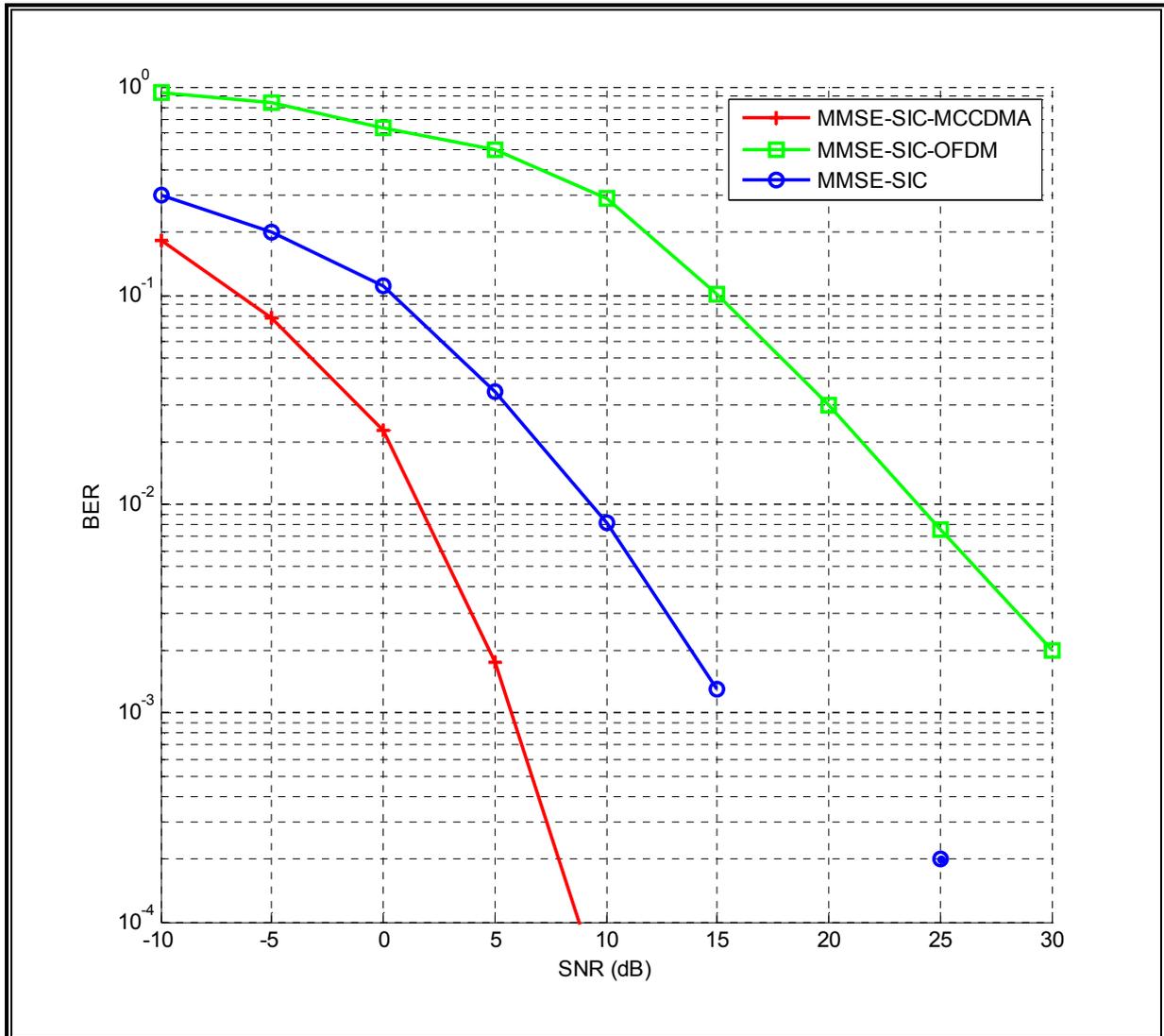


Figure IV.20: Comparaison des performances entre MMSE-SIC-MIMO

MMSE-SIC-MIMO-OFDM et MMSE-SIC-MIMO-MCCDMA (pour $N = M = 2$).

Les figures IV.19 et IV.20 présentent les comparaisons entre les systèmes SIC-MIMO, SIC-MIMO-OFDM et SIC-MIMO-MCCDMA pour les deux types de détection ZF et MMSE respectivement.

On peut remarquer selon les deux figures que les performances de la technique SIC-MIMO sont meilleures par rapport aux performances des systèmes SIC-MIMO-OFDM et SIC-MIMO-MCCDMA. On peut dire d'après ces résultats que le détecteur ZF ne permet pas une séparation parfaite des symboles reçus dans un contexte OFDM et MCCDMA.

Par contre pour le détecteur MMSE, les meilleures performances sont obtenues par le système SIC-MIMO-MCCDMA suivi par le système SIC-MIMO. Les mauvaises performances sont obtenues par le système SIC-MIMO-OFDM. Ceci s'explique par le fait que la modulation

multi-porteuses OFDM permet d'augmenter le débit de transmission et par conséquent la dégradation de la qualité de transmission.

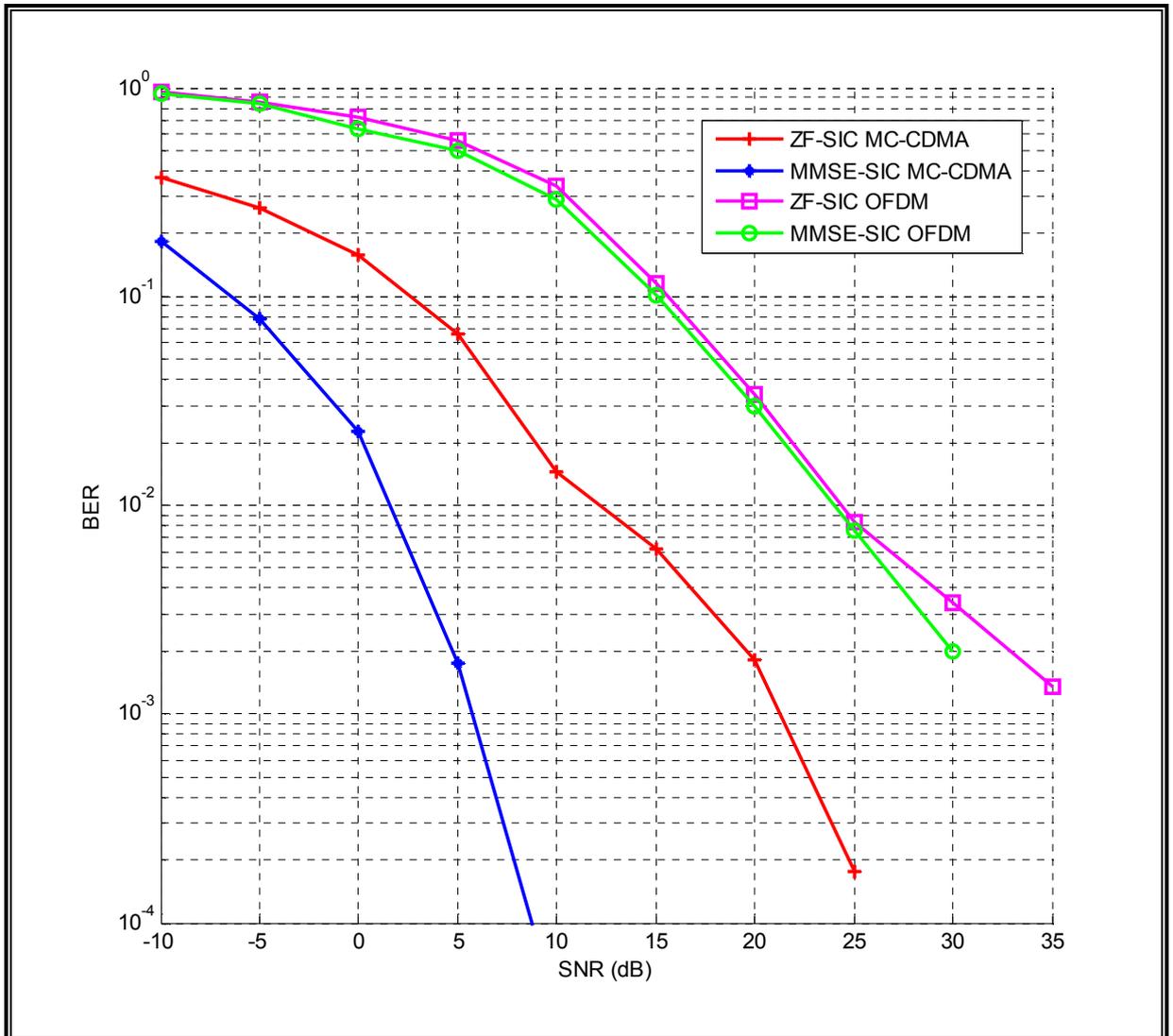


Figure IV.21 : Comparaison des performances entre VBLAST-MIMO-OFDM et VBLAST-MIMO-MCCDMA avec les deux critères ZF et MMSE.

Les résultats de comparaison de la figure IV.21 montrent clairement que le système VBLAST-MIMO-MCCDMA est meilleur que celui de VBLAST-MIMO-OFDM. Ceci s'explique par l'orthogonalité présentée par les codes de Walsh Hadamard de la technique d'étalement de spectre.

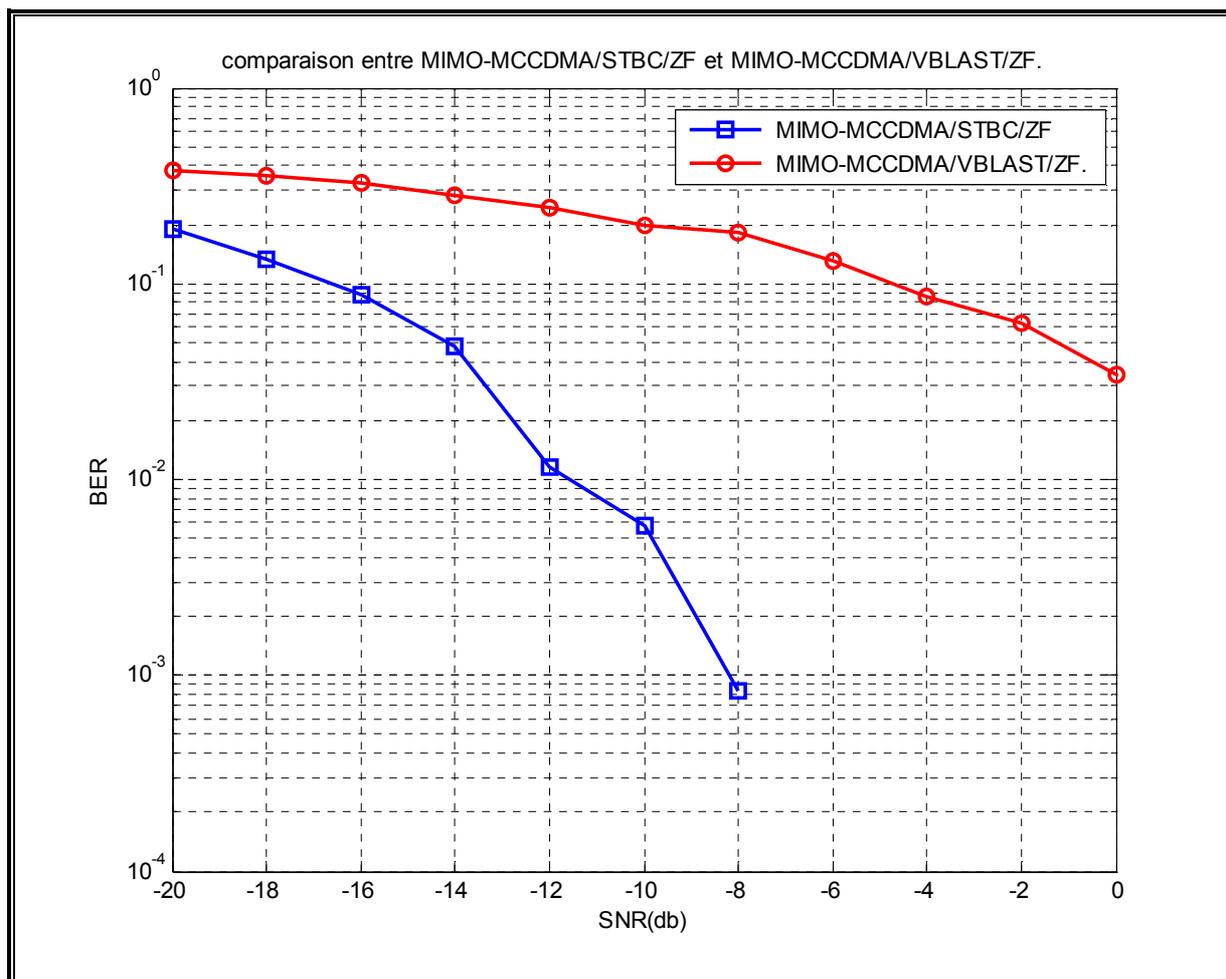


Figure IV.22 : Comparaison des performances entre ZF-SIC-MIMO-MCCDMA et ZF-MIMO-STBC-MCCDMA (pour N=M=2)

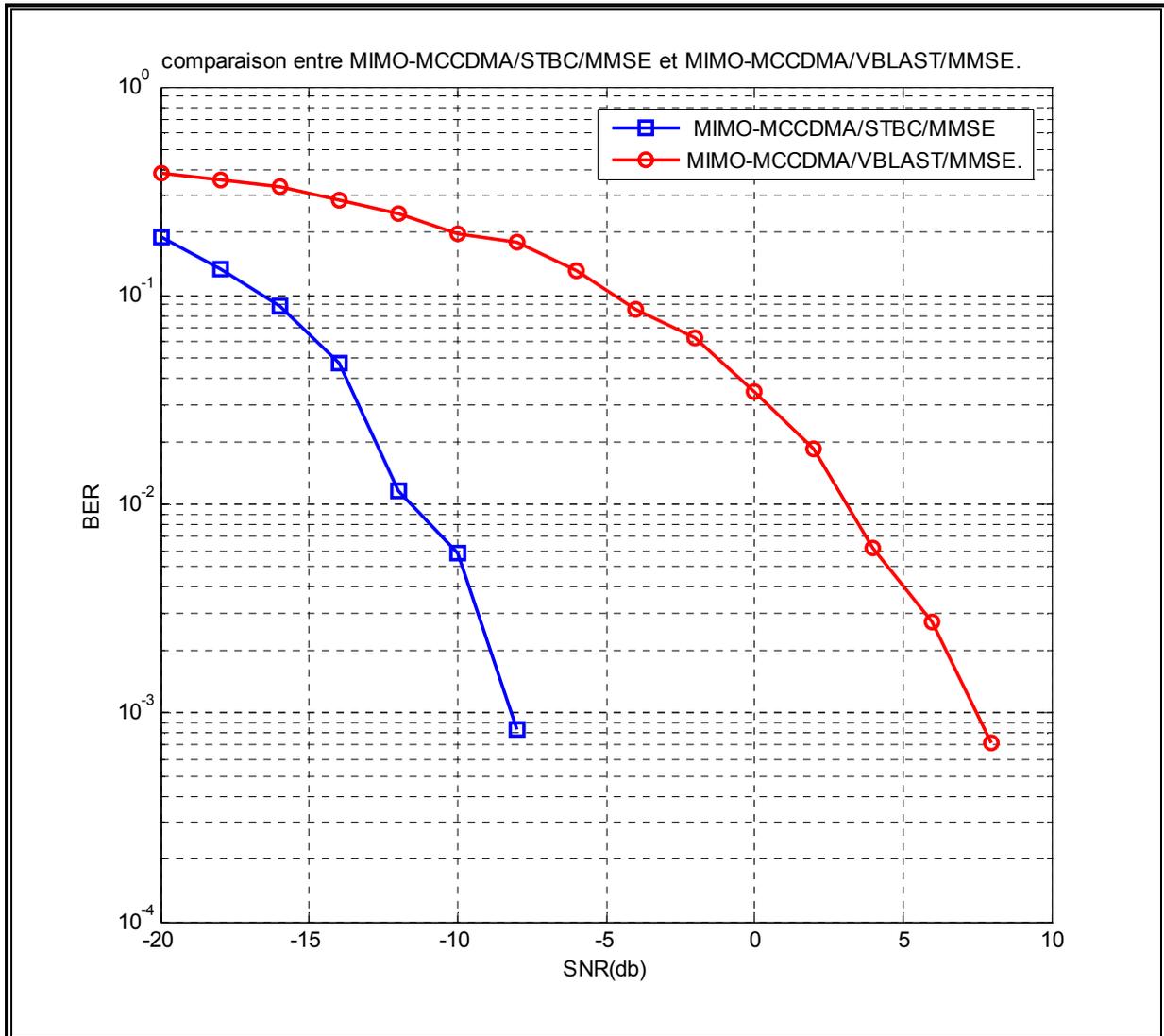


Figure IV.23 : Comparaison des performances entre MIMO-VBLAST-MMSE-MCCDMA et MIMO-STBC-ZF-MCCDMA (pour $N=M=2$)

Les figures IV.22 et IV.23 présentent une comparaison entre notre système et le système STBC-MIMO-MCCDMA avec les deux critères ZF et MMSE. Nous considérons pour cela des réseaux d'antennes 2x2 dans un canal de Rayleigh avec un trajet direct. Les résultats montrent que les performances du système MIMO-STBC-MCCDMA sont meilleures par rapport à notre système MIMO-VBLAST-MCCDMA car le but du premier système est d'améliorer la qualité de transmission donc diminuer le BER, par contre notre système sert à augmenter la capacité de transmission c'est à dire l'augmentation de débit.

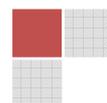
IV.6-Conclusion

Nous avons proposé dans ce chapitre la combinaison du système MIMO basé sur l'algorithme VBLAST avec les modulations multi-porteuses OFDM et MC-CDMA.

En utilisant une programmation dans MATLAB, nous avons montrés l'influence du nombre d'antennes pour l'amélioration des performances du signal reçu. Enfin, nous avons constaté que la capacité augmente avec le nombre d'antennes émettrices et réceptrices pour des rapports signal sur bruit croissants. Ces performances sont très améliorées lorsqu'on associe la technologie MIMO avec la technique OFDM, car cette dernière permet d'éliminer le phénomène d'interférences entre symboles et donc assurer une transmission parfaite. Ensuite, nous avons fait la même étude mais pour l'association de système MIMO avec la technique MCCDMA. Aussi, de meilleures performances sont obtenues par la technique MC-CDMA que celles obtenues par la modulation OFDM, dans une configuration MIMO-VBLAST.

Nous avons fini notre travail par une étude comparative entre les différentes configurations proposées et les configurations proposées par nos collègues, basées sur le système MIMO à codage spatio-temporel.

Conclusion générale



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 de mémoire 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'utilisation de la modulation OFDM et la modulation multi porteuse MC-CDMA afin d'évaluer les performances.

Dans un premier temps, nous avons brièvement décrit le fonctionnement d'une chaîne classique de transmission numérique, 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.

Dans un second lieu, Nous avons vu la technique OFDM permettant de traiter la sélectivité, due au canal multi-trajet, en augmentant la durée du symbole par rapport au retard maximum du canal. L'ajout d'intervalle de garde permet d'éliminer totalement le résidu des interférences inter-symbole. Nous avons présenté la technique DS-SS qui permet un accès multiple par répartition de code.

Au cours de ce chapitre nous avons donné les concepts utilisés dans les systèmes MC-CDMA, la structure du signal émis et reçu dans la voie montante et descendante, les techniques d'étalement et les différents codes d'étalement.

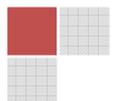
Dans le troisième chapitre, nous avons décrit les différentes architectures MIMO, et les codages spatio-temporels en blocs ou en treillis, ainsi que le multiplexage spatial a été présenté, telle l'architecture VBLAST développée par les laboratoires Bell doit cependant respecter un bon nombre de contraintes, dont la bande étroite reste la principale.

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 trop médiocres 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.

Le dernier chapitre a consacré à la simulation de capacité d'un schéma de système MIMO, nous avons décrit brièvement la technique OFDM et son intérêt d'association avec la technologie MIMO associée à l'algorithme V-BLAST.

En utilisant une programmation dans MATLAB, nous avons montrés l'influence du nombre d'antennes pour l'amélioration des performances du signal reçu. Enfin, nous avons constaté que la capacité augmente indéfiniment avec le nombre d'antennes émettrices et réceptrices pour des rapports signal sur bruit croissants. Ces performances sont très améliorées lorsqu'on associe la technologie MIMO avec la technique OFDM, car cette dernière permet d'éliminer le phénomène d'interférence entre symbole et donc assurer une transmission parfaite. Dans ce contexte nous projetons d'abord l'estimation du canal MIMO des systèmes MIMO-OFDM. Ensuite, nous avons fait la même étude mais pour l'association MIMO-MCCDMA et comparer entre les deux cas V-BLAST-MIMO-OFDM et V-BLAST-MIMO-MC-CDMA avec les deux critères ZF et MMSE.

Bibliographie



Bibliographie

- [1] **J. G. PROAKIS**, « *Digital Communications* ». MCGRAW-HILL , 2000.
- [2] **N. PRAYONGPUN**, « *Modélisation et étude de la capacité du canal pour un système multi-antennes avancé exploitant la diversité de polarisation* ». Thèse doctorat, université Joseph Fourier, Grenoble 1, avril 2009.
- [3] **P. DJIKNAVORIAN**, « *MIMO pour les nuls* ». Laboratoire de Radio télécommunications et de Traitement du Signal, Janvier 2006.
- [4] **AHAMAT BADAWI HAMIT**, « *Les antennes intelligentes MIMO* ». Mémoire de fin d'études, Institut des télécommunications ABDELHAFID BOUSSOUF – Oran, 2006.
- [5] **O. BERDER**, « *Optimisation et stratégies d'allocation de puissance des systèmes de transmission multi-antennes* ». Thèse doctorat, université de Bretagne Occidentale, décembre 2002.
- [6] **BERHAB SOUAD**, « *Algorithmes adaptatifs pour les transmissions multi-antennes MIMO haut débit en réseaux sans fil* ». Mémoire de magister, UNIVERSITE ABOU BEKR BELKAID – TLEMCEM, 2011.
- [7] **ZIDANE TERRA**, « *Evaluation des systèmes radio mobile à MC-CDMA* ». Mémoire de projet de fin d'étude en vue de l'obtention du diplôme d'ingénieur d'état en Electronique, ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE, Juin 2007.
- [8] **K.MABROUK**, « *Conception et réalisation d'un système de Télécommunications MIMO avec formation numérique de faisceaux en réception* ». Thèse doctorat, Ecole nationale supérieure des Télécommunications, Décembre 2008.
- [9] **H. BOEGLIN & Ch. CHATELLIER**, « *Un système de transmission d'images fixes robuste pour canaux radio mobiles sélectifs en temps et en fréquence* ». Laboratoire MIPS & laboratoire SIC, avril 2009.
- [10] **A. DIALLO**, « *Systèmes multi-antennes pour diversité et MIMO* ». Thèse doctorat, UNIVERSITE de Nice-Sophia Antipolis, Novembre 2007.
- [11] **FERHOUNI SOUHILA**, « *Etude de la capacité du canal de propagation dans un système MIMO* ». Mémoire de fin d'études, Université ABOU-BEKR BELKAÏD, Tlemcen 2007.
- [12] **S.KAISER**, « *Multi-carrier CDMA mobile radio systems, analysis and optimization of detection, decoding and channel estimation* », PhD thesis, Düsseldorf, 1998.
- [13] **S.KAISER et K.FAZEL**, « *Multi-carrier and spread spectrum systems* », Wiley, G Bretagne, 2003.
- [14] **N.YEE, J.P.LINNARTZ et G.FETTWEIS**, « *Multicarrier CDMA in indoor wireless radio network* », IEE Personal, Indoor and Mobile Radio Communication Symposium, pages 109-113, Septembre 1993.

[15] **S.NOBILET, J.HELARD et D.MOTTIER**, «*Spreading sequences for uplink and downlink MCCDMA systems: PAPR and MAI minimization*», *European Transactions on Telecommunications (ETT)*, pages 465–474, Octobre, 2002.

[16] **K.AMARONE**, «*Multi-carrier and spread spectrum systems*», Wiley, G Bretagne, 2005.

[17] **K. BOUKANTAR, C. LANGLAIS & M. BERBINEAU**, «*Association du précodage diagonal et des systèmes MIMO dans des environnements fortement corrélés* ». Conférence sur les technologies de l'information, université de Lille, 2009.

[18] **ZERROUKI EL-HADJ**, «*Application de la technologie MIMO dans les réseaux WI-FI*». Thèse de Magister en Télécommunications, Université ABOU-BEKR BELKAÏD, Tlemcen 2006.

[19] **Ch. LE GUELLAUT**, «*Prototypage d'un système MIMO-MC-CDMA sur plate forme hétérogène* ». Thèse doctorat, Institut National des Sciences Appliquées de Rennes, janvier 2009.

[20] **M. SAYED HASSAN**, «*Codage spatio-temporel optimisé pour une concaténation série avec les codes correcteurs d'erreurs* ». Thèse doctorat, université de Bretagne Occidentale, octobre 2010.

[21] **E. TELETAR**, «*Capacity of multi-antenna gaussian channels* ». Bell Labs, Tech. Rep., june 1995.

[22] **V. TAROKH, H. JAFARKHANI & A.R. CALDERBANK**, «*Space-time block codes from orthogonal designs* ». IEEE Transactions on Information Theory, vol. 45, n°5, pp. 1456–1467, july 1999.

[23] **V. TAROKH, N. SESHADRI, & A. R. CALDERBANK**, «*Space-time codes for high data rate wireless communication: performance criterion and code construction* ». IEEE Transactions on Information Theory, vol. 44, n° 2, pp. 744–765, march 1998.

[24] **I. OUACHANI**, «*Analyse de performance de systèmes de communications sans-fil exploitant micro- et macro-diversité* ». Thèse doctorat, université de Paris XI Orsay, juin 2005.

[25] **J. RADON**, «*Linear sharen orthogonaler matrizen* ». Volume 1, in *Abhandlungen ausdem Methematischen Seminar der Hamburgishen universität*, 1922.

[26] **H. WANG**, «*Architectures reconfigurables à base d'opérateur CORDIC pour le traitement du signal: Applications aux récepteurs MIMO* ». Thèse doctorat, université de Rennes I, avril 2009.

[27] **Y. DING**, «*Amélioration de système MIMO par l'exploitation des propriétés du signal de Télécommunication* ». Laboratoire d'IREENA, Ecole Doctorale STIM, novembre 2009.

[28] **D. LE RUYET**, «*Systèmes MIMO et codage spatio-temporel* ». Conservatoire National des Arts et Métiers, pp.37-42, mai 2005.

- [29] FOSCHINI, G. J., GOLDEN, G. D., VALENZUELA, R. A., & WOLNIANSKY, "Simplified processing for high spectral efficiency wireless communication employing multi-element arrays", *IEEE Journal on Selected Areas on Communications*, 17, 1841–1852, 1999.
- [30] G. GOLDEN, G. FOSCHINI, R. VALENZUELA & P. WOLNIASKY, « Detection algorithm and initial laboratory results using the V-BLAST space-time communication architecture ». *Electronics letters*, vol. 35, pp. 14–15, january 1999.
- [31] A. CHABOUB, "Etude des algorithmes de traitement de signal requis pour un système de communication MIMO". Thèse de doctorat, Ecole de technologie supérieur, Université du Québec, Montréal, 21 Mai 2003. Montréal, 21 Mai 2003.
- [32] H. H. PHAM, T. TANIGUCHI & Y. KARASAWA, « MIMO beamforming for high-bit-rate transmission over frequency-selective fading channels ». *ISSSTA, Sydney (Australia)*, 30 aug. - 2 sep. 2004.
- [33] D. IKEGAMI and Y. KAJI, « Maximum likelihood decoding linear block codes using gröbner bases ». *IEICE Trans. Fundamentals*, vol. E86, pp. 643-645, n°03, march 2003.
- [34] D. KARAKOLAH, « Conception et prototypage d'un récepteur itératif pour des systèmes de transmission MIMO avec Précodage linéaire ». Thèse doctorat, université de Bretagne-Sud, novembre 2009.
- [35] Z. REZKI, "Etude et optimisation des algorithmes de traitement de signal requis pour un système de communication MIMO", Thèse de doctorat, Ecole de technologie supérieur, Université du Québec, Montréal, 14 Octobre 2003.
- [36] K. 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 ». Thèse doctorat, Ecole National Supérieur des Télécommunications, decem2008.
- [37] WON-JOON CHOI; NEGI, R.; CIOFFI, J.M "Combined ML and DFE decoding for the VBLAST system". *ICC 2000*, vol. 3, pp. 1243 –1248.
- [38] GEORGE TSOULOS, Ed., "MIMO System Technology for Wireless Communications", CRC Press, Boca Raton, FL, 2006.

Résumé

Dans le cadre de ce travail, nous nous sommes intéressés à un système de télécommunications MIMO à multiplexage spatial dans un contexte OFDM et MCCDMA.

Il est à présent reconnu que les systèmes MIMO consistant en l'utilisation de plusieurs antennes en émission et en réception, permettant une amélioration de la fiabilité et des débits dans la communication sans fils. Le multiplexage spatial offre un moyen attractif d'atteindre de hauts débits avec des gains de diversité.

Une approche efficace pour traiter les canaux sélectifs en fréquence est l'utilisation des techniques de modulations multi-porteuses telles que l'OFDM et MCCDMA.

La combinaison du système MIMO et des techniques de modulation Multi-porteuses OFDM et MCCDMA permet d'exploiter les avantages des trois méthodes : la robustesse de la liaison sur des canaux sélectifs en fréquence pour l'OFDM, la robustesse contre les interférences entre les utilisateurs pour la CDMA et la robustesse sur des canaux non corrélés en espace pour les MIMO.

Cette étude montre que le système MIMO associé à la technique OFDM et MCCDMA apporte une amélioration significative des performances par rapport aux autres cas d'étude.

Mots-clés : Systèmes multi antennes (MIMO), V-BLAST, multiplexage spatial, OFDM, CDMA, MC-CDMA

Abstract

As part of this work, we are interested in a telecommunications system MIMO with spatial multiplexing in a context OFDM and MCCDMA.

It is now recognized that the MIMO system consisting of the use of multiple antennas for transmission and reception, allowing for improved reliability and data rates in wireless communication son. Spatial multiplexing offers an attractive way to achieve high data rates with gains of diversity.

An effective approach to treat frequency-selective channels is the use of techniques of multi-carrier modulations such as OFDM and MCCDMA.

The combination of MIMO and modulation techniques Multi-OFDM and MCCDMA able to exploit the advantages of the three methods: the strength of the bond on frequency selective channels for OFDM, robustness against interference between users for CDMA and robustness on uncorrelated space for the MIMO channel.

This study shows that the MIMO OFDM system associated with the MCCDMA and technique provides a significant performance improvement compared to the other case studies.

Key words: Multiple antenna systems (MIMO), V-BLAST, spatial multiplexing, OFDM, CDMA, MC-CDMA.