

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

وزارة التعليم العالي والبحث العلمي

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

جامعة أبي بكر بلقايد - تلمسان

Université Aboubakr Belkaïd - Tlemcen -

Faculté de TECHNOLOGIE



THESE

Présentée pour l'obtention du **grade de DOCTORAT 3^{ème} Cycle**

En : Télécommunications

Spécialité : Télécommunications

Par : SOFI Naima

Sujet

**Etude et optimisation d'un système de communications
sans fil MIMO-OFDM pour des applications WIFI et
WIMAX**

Soutenue publiquement, le 06 / 07 /2019 , devant le jury composé de :

Mr. KAMECHE Samir	Professeur	Univ. Tlemcen	Président
Mr. BENDIMERAD Fethi Tarik	Professeur	Univ. Tlemcen	Directeur de thèse
Mme. DEBBAT Fatima	Professeur	Univ. Mascara	Co-directeur de thèse
Mr. KAMECHE Mohammed	Directeur de recherche	C.D.S. Oran	Examineur
Mr. BOUACHA Abdelhafid	MCA	Univ. Tlemcen	Examineur

وَقُلْ أَصْحَابُ الْأَنْبِيَاءِ
أَكْبَرُ

﴿114﴾ سورة طه

Dédicaces

A ma source d'inspiration, ma source d'encouragement et la raison pour laquelle je dois continuer à réussir. A qui je consacre toute ma vie, ma santé et tous ce que je l'ai.

Pour les heures que je t'ai dérobé et je t'ai laissé seule, pour les moments où vous m'avez demandé de jouer avec toi et je t'ai dit non, C'est pour accomplir ce travail.

J'espère que ce travail deviendra une source de fierté et d'inspiration dans ta vie, j'espère tu m'excuser pour le temps que j'ai passé loin de toi.

Je te dis ma petite, ce modeste et simple travail est sacré pour toi, ma petite perle ELENA. Tu es la joie de ma vie. Que Dieu te garde et te protège.

Remerciements

Ma louange est pour Dieu, le plus gracieux le plus miséricordieux. « Alhamdulillah », pour m'avoir donnée le courage, la force et la volonté qui m'ont accompagné tous au long de cette période de Doctorat.

*Je tiens à exprimer ma gratitude et mes remerciements les très chaleureuses à mes directeurs de thèse, **Pr. BENDIMERAD Fethi Tarik** et **Pr. DEBBAT Fatima**, qui ont su diriger mes travaux avec beaucoup de disponibilité, de soutien et d'encouragement. Je les remercie pour la confiance qu'ils m'ont accordée au moment de faiblesse et de stress. Pour les chances qu'ils m'ont données pour reprendre et pour relever à nouveau le défi de réussite. Je les remercie pour leur patience et bienveillance tout au long de ces années. Ma profonde gratitude est également adressée au jeune Professeur, **KAMECHE Samir**, pour son soutien, ses conseils précieux qui m'ont apporté beaucoup de courage et d'énergie et qui m'ont changé ma vision de la vie. Et qui me fait l'honneur de présider ce jury.*

J'exprime aussi mes remerciements aux membres de jury :

***Mr. KAMECHE Mohamed** et **Mr. BOUACHA Abdelhafid** de l'honneur qu'ils m'ont fait en acceptant évaluer et juger mes travaux.*

Mes derniers remerciements vont à la personne qui a tous fait pour m'aider et me soutenir dans les moments les plus difficiles. Et à toute ma famille qui m'a soutenu et surtout supporté dans tous ce que j'ai entrepris, je vous dis Merci.

Résumé

Les communications sans fil sont devenues une partie intégrante de notre vie quotidienne. En plus, l'immense augmentation de la demande pour des hauts débits et une meilleure fiabilité de transmission devient une source d'opportunités, mais pose pareillement des nouveaux challenges technologiques pour les chercheurs.

L'avènement des technologies MIMO (Multi-Input Multi-Output) et OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) et leur combinaison a constitué le fondement de tous les réseaux sans fil des dernières générations grâce à ses avantages démontrés par nombreux travaux tels que la robustesse sur des canaux non corrélés pour le MIMO et la robustesse sur des canaux sélectifs en fréquence pour l'OFDM.

En raison des limitations accompagnant cette évolution technologique, telle que les limitations des ressources radio et les limitations posées par la nature du milieu de propagation, cette thèse porte sur l'étude des codes correcteurs d'erreurs et leurs effets sur les systèmes MIMO dans un premier temps, et l'étude de la réduction des émissions hors bande pour l'OFDM qui peuvent causer une utilisation inefficace des ressources radio.

L'objectif principal de ce travail est la proposition des nouvelles techniques basée sur la combinaison et l'optimisation des techniques existant pour surpasser ces limitations et pour améliorer les systèmes de communication MIMO-OFDM.

Mots clés : MIMO, OFDM, FEC, OOBE, Pré-codage, SVD, Optimisation.

ملخص

أصبحت الاتصالات السلكية واللاسلكية جزءاً لا يتجزأ من حياتنا اليومية. كما أن الطلب المتزايد على تحسين موثوقية النقل و على تدفق أعلى للمعلومات , كانت مصدراً لفرص جديدة وفي نفس الوقت خلقت تحديات تكنولوجية جديدة.

إن ظهور تكنولوجيات ال MIMO (متعدد المداخل متعدد المخارج) و ال OFDM (مضاعفة الانقسام الترددي المتعامد) والتقنيات الجامعة بينهما كون الأساس لجميع الشبكات اللاسلكية في الأجيال الماضية والحالية والأجيال القادمة بفضل المزايا التي اقترحتها وأظهرتها العديد من الأبحاث مثل سلامة وقوة الاتصال عبر القنوات الغير مترابطة في الفضاء باستخدام ال MIMO و كذلك سلامة وقوة الاتصال عبر قنوات تتميز بانتقائية الترددات بفضل تقنية ال OFDM.

وبسبب القيود المرافقة لهذه التطورات مثل محدودية موارد الراديو وكذلك القيود التي وضعتها طبيعة وسط الانتشار، تركز هذه الأطروحة على دراسة قدرة رموز التصحيح وأثرها على نظام ال MIMO و على دراسة تقليص الانبعاث خارج نطاق الترددات في نظام ال OFDM التي يمكن أن تتسبب في عدم كفاءة النظام وكذلك عدم الاستغلال الأمثل للموارد.

الهدف الرئيس من هذه الأطروحة هو اقتراح أساليب جديدة تقوم على الجمع والاستغلال الأمثل للتقنيات الحالية لتجاوز القيود الموجودة ولتحسين كفاءة النظام.

الكلمات الدلالية:

،SVD ،(Precoding) ،التشفير القبلي (OOBE) ، الانبعاث خارج نطاق مجال الترددات (FEC ،OFDM ،MIMO التحسين (Optimization)).

Abstract

Wireless communications became an integral part of our every day life. As well as the immense increase of the demand for broadbands and better transmission reliability becomes a source of opportunities, but put in the same time new technological challenges for researchers.

The success of the two technologies MIMO and OFDM and their combination, established the foundation of all the wireless networks of the last generations, thanks to its demonstrated advantages with numerous works such as the robustness on non correlated channels with MIMO technologie and the robustness against frequency selective channel with OFDM.

Because of the limitations accompanying this technological evolution, such as radio resources limitations and the limitations put by the propagation medium nature, the work of this thesis focuses on the study of some forward error correction codes and their effect on MIMO technologie. On the other hand, it focuses on the study of the OOB emission reduction in OFDM, wich can cause ineffective use of the radio ressources.

The main objective of this work is the proposal of new techniques based on combination and optimization of existing techniques to surpass these limitations and to improve the quality and the performance of MIMO-OFDM systems.

Keywords : MIMO, OFDM, FEC, OOBE, Precoding, SVD, Optimization.

Table Des Matières

Dédicace	I
Remerciement	II
Résumé	III
ملخص	IV
Abstract	V
Table Des Matières	VI
Liste des Figures et Tableaux	X
Liste des Acronymes	XII
Introduction Générale	1

CHAPITRE I. Les réseaux de communications sans fil

I.1. Introduction	6
I.2. Les normes des réseaux de communications sans fils	6
I.2.1. Réseaux personnels sans fil (WPAN)	7
I.2.2. Réseaux locaux sans fil (WLAN)	8
I.2.3. Réseaux métropolitains sans fil (WMAN)	10
I.2.4. Réseaux Étendus Sans fil (W-WAN)	12
I.2.5. Réseaux corporels sans fil (WBAN)	15
I.3. Les techniques de modulation et de multiplexage avancées	16
I.3.1. Le CDMA (Code Division Multiple Access)	16
I.3.2. L'OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing)	17
I.3.3. La MC-CDMA	18
I.3.4. La FBMC (Filter Bank Multi-Carrier)	19
I.3.5. L'UFMC (Universal Filter multi carrier)	19
I.3.6. La F-OFDM (Filtered-OFDM)	19
I.4. Le canal de propagation	20
I.4.1. Propagation en espace libre	20
I.4.2. Propagation en environnement réel	21
I.4.2.1. Les altérations du canal de propagation	22

I.4.2.2. Modélisation du canal de propagation	23
I.4.3. La dispersion temporelle	25
I.4.4. La bande de cohérence	26
I.4.5. L'étalement Doppler et le temps de cohérence	26
I.4.6. L'évanouissement.....	27
I.4.6.1. Evanouissements dus à la dispersion temporelle.....	27
I.4.6.2. Evanouissements dus au décalage Doppler	28
I.4.7. Modèles statistiques pour un canal à évanouissement	29
I.4.7.1. Distribution de Rayleigh.....	29
I.4.7.2. Distribution de Rice	29
I.4.7.3. Distribution de Nakagami-m.....	30
I.4.8. La lutte contre l'évanouissement.....	30
I.5. Notion de diversité	31
I.6. Conclusion	33
Bibliographie	34

CHAPITRE II. La technologie MIMO

II.1. Introduction	39
II.2. Principe de système multi-antennaire	39
II.3. Modélisation des systèmes multi-antennaires	43
II.4. Capacité des systèmes multi-antennes	45
II.4.1.Capacité du système SISO.....	45
II.4.2.Capacité des canaux MIMO déterministes :	45
II.4.2.1. Capacité du canal : Cas du CSI absent au niveau de l'émetteur	47
II.4.2.2. Capacité du canal : Cas de CSI connu au niveau de l'émetteur.....	48
II.4.3.Capacité du système MISO et SIMO :	49
II.4.4.Capacité des canaux MIMO stochastiques	50
II.4.5.Capacité de coupure	50
II.5. Architecture des techniques MIMO	51
II.5.1.Codage espace-temps	52
II.5.1.1. Codage espace-temps en bloc (STBC)	53
A. Code d' Alamouti.....	54
B. Codes espace temps orthogonaux en bloc (OSTBC)	55
C. Codes espace temps non-orthogonaux en bloc(N-OSTBC).....	57

II.5.1.2. Codage espace-temps en treillis (STTC)	58
II.5.2. Multiplexage spatial	59
II.5.2.1. Architecture H-BLAST :	60
II.5.2.2. Architecture V-BLAST :	61
II.5.2.3. Architecture D-BLAST	62
II.6. Techniques de décodage associé aux systèmes multi antennes	62
II.6.1. Le décodage utilisant des techniques d'égalisation	63
II.6.1.1. L'égaliseur de forçage à zero :	63
II.6.1.2. L'égaliseur à erreur quadratique moyenne minimale (MMSE):	63
II.6.2. Le décodage par annulations successives d'interférences ordonnées (OSIC) :	63
II.6.3. Le décodeur à maximum de Vraisemblance (Maximum Likelihood) ML :	65
II.6.4. Le décodage sphérique :	66
II.6.5. Le décodage de QRM-MLD :	66
II.7. Applications envisagées pour les systèmes multi antennes	66
II.8. Conclusion	67
Bibliographie	68

CHAPITRE III. La technologie MIMO-OFDM

III.1. Introduction	72
III.2. l'OFDM	72
III.2.1. Principe de l'OFDM	73
III.2.2. Notion d'orthogonalité	74
III.2.3. Interférence inter symboles et Interférence inter porteuses.....	76
III.2.4. Le Préfixe cyclique	77
III.2.5. La Complétion à Zéros (Zero Padding)	78
III.2.6. Modulation et démodulation OFDM	78
III.2.7. Avantages et inconvénients de l'OFDM.....	80
III.3. L'association MIMO-OFDM	81
III.3.1. Technique OFDM associé aux STC (Code Espace Temps).....	82
III.3.2. Principe de l'association STC-OFDM.....	82
III.3.3. Capacité du système MIMO-OFDM :	84
III.3.4. Performances du système MIMO-OFDM :	87
III.4. Conclusion	88
Bibliographie	90

CHAPITRE IV. Optimisation des systèmes MIMO-OFDM par l'intégration des techniques de codage et de pré-codage.

IV.1. Introduction	93
IV.2. Codage du canal et FEC	93
IV.2.1. Codage FEC : Forward Error Correction.....	94
IV.2.2. Codage FEC pour les systèmes MIMO	95
IV.3. L'émission OOB dans les systèmes OFDM	97
IV.4. La réduction des émissions OOB pour un signal OFDM	99
IV.5. Techniques de réduction de l'émission OOB conventionnelles	101
IV.5.1. Pré-codage spectrale.....	101
IV.5.1.1. Pré-codage Orthogonal ou SVD de Ma	102
IV.5.1.2. Pré-codage par projection orthogonale	106
IV.5.1.3. Pré-codage SVD.....	108
IV.5.1.4. Pré-codage N-continus.....	111
IV.5.2. Filtrage du signal OFDM.....	113
IV.5.3. Pré-codage Hybride.....	114
IV.6. Techniques de réduction de l'émission OOB hybrides Proposés	115
IV.6.1. Proposition de pré-codage hybride I : OP-N-Continus	115
IV.6.2. Proposition de pré-codage hybride II :N-Continuous -Ma_SVD	118
IV.6.3. Proposition de pré-codage hybride III :OP-Ma_SVD	122
IV.6.4. Proposition de pré-codage hybride IV :Filtrage-pré-codage.....	125
IV.7. Conclusion	131
Bibliographie	133
Conclusion Générale	135
Annexe A : les codes en bloc	137
Annexe B : les codes convolutifs et les codes Turbo	140
Travaux De Recherche	144
Bibliographie Générale	145

Liste des Figures et Tableaux

Figure I. 1 Les catégories des réseaux sans fil.	7
Figure I. 2 Illustration des réseau WMAN.....	11
Figure I. 3 Exemple d'un réseau WBAN.....	15
Figure I. 4 Principe de CDMA.....	17
Figure I. 5 Principe de l'OFDM.....	17
Figure I. 6 Principe de la technique MC-CDMA.....	18
Figure I. 7 Principe de FBMC.....	19
Figure I. 8 La propagation en espace libre.....	20
Figure I. 9 Propagation Multi-Trajet dans un environnement réel.....	21
Figure I. 10 Variation de la propagation [29].....	23
Figure I. 11 Représentation en bande de base d'un canal de propagation.....	24
Figure I. 12 Représentation d'un canal variant dans le temps.....	24
Figure I. 13 Représentation d'un canal non sélectif en fréquence.....	28
Figure I. 14 Représentation d'un canal sélectif en fréquence.....	28
Figure I. 15 Représentation de la distribution de Nakagami-m [38].....	30
Figure II. 1 Principe du MIMO.....	40
Figure II. 2 Représentation de la diversité de temps.....	41
Figure II. 3 Représentation de la diversité fréquentielle.....	41
Figure II. 4 Structure de base de diversité d'antennes.....	42
Figure II. 5 Schéma présentatif de SISO, SIMO, MISO, MIMO.....	43
Figure II. 6 Système MIMO.....	44
Figure II. 7 Conversion de canal MIMO au n sous canaux SISO.....	47
Figure II. 8 Illustration de l'algorithme d'allocation de puissance dit Water –filling.....	49
Figure II. 9 Capacité ergodique pour canal MIMO en absence de CSI.....	51
Figure II. 10 Block diagramme de système MIMO avec codage espace-temps.....	52
Figure II. 11 Principe de codage espace-temps d'Alamouti.....	54
Figure II. 12 Treillis de 4 états, 2 antennes émettrices, QPSK modulation.....	59
Figure II. 13 Multiplexage spatial H-BLAST.....	60
Figure II. 14 Multiplexage spatial V-BLAST.....	61
Figure II. 15 Multiplexage spatial D-BLAST.....	62
Figure II. 16 Illustration de méthode détection OSIC.....	64
Figure III. 1 Principe d'un modulateur OFDM.....	74
Figure III. 2 Principe d'orthogonalité des sous-porteuses.....	75
Figure III. 3 Propagation des trames OFDM sans intervalle de garde : retards, trajets multiples et interférences.....	76
Figure III. 4 Insertion d'un intervalle de garde en temps pour OFDM.....	77
Figure III. 5 Modulateur OFDM numérique.....	79

Figure III. 6 Démodulateurs OFDM numérique.....	79
Figure III. 7 Schéma bloc d'un système OFDM [11].....	80
Figure III. 8 Principe de système STC-OFDM.	84
Figure III. 9 Système équivalent en bande de base d'un système MIMO-OFDM à K sous-porteuses.....	85
Figure III. 10 Capacités du système SISO-OFDM [11]	86
Figure III. 11 Capacités du système MIMO-OFDM [11].	87
Figure III. 12 Comparaison entre les performances de l'OFDM et MIMO-OFDM.	88
Figure IV. 1 OSTBC concaténé avec différents code FEC.	96
Figure IV. 2 Performance de l'OSTBC sans et avec le BCH-TURBO code.	97
Figure IV. 3 Perte de spectre dans les systèmes coexistant.....	98
Figure IV. 4 Structure générale d'un système OFDM Pré-codé	102
Figure IV. 5 PSD de 2*2 MIMO-OFDM avec pré-codage Ma_SVD.....	104
Figure IV. 6 PSD de CP-OFDM avec pré-codage Ma_SVD	104
Figure IV. 7 CCDF de l'OFDM avec pré codage Ma_SVD	105
Figure IV. 8 BER de l'OFDM avec le pré-codage MA_SVD.....	105
Figure IV. 9 PSD de 2*2 MIMO-OFDM avec pré-codage par la projection orthogonale.....	106
Figure IV. 10 PSD de CP-OFDM avec pré-codage proposé en [23].	107
Figure IV. 11 CCDF du MIMO-OFDM avec pré-codage proposé en [23].....	107
Figure IV. 12 BER de l'OFDM avec le pré-codage par projection orthogonale.....	108
Figure IV. 13 PSD du Système MIMO-OFDM pré-codée avec SVD	109
Figure IV. 14 CCDF d du système MIMO-OFDM avec pré-codage SVD.....	110
Figure IV. 15 BER de l'OFDM avec le pré-codage SVD.	110
Figure IV. 16 PSD de 2*2 MIMO-OFDM avec pré-codage N-continuous.	112
Figure IV. 17 CCDF du système MIMO-OFDM avec pré-codage N-continuous.	112
Figure IV. 18 BER de l'OFDM avec pré-codage N-continus.	113
Figure IV. 19 Structure d'un pré-codeur OP-N-Continu.....	115
Figure IV. 20 Décodeur itératif pour le schéma proposé.	117
Figure IV. 21 PSD de l'OFDM avec le pré-codage proposé I	118
Figure IV. 22 CCDF de l'OFDM avec le pré-codage proposé I.	118
Figure IV. 23 BER de l'OFDM avec le pré-codage proposé I.....	119
Figure IV. 24 PSD de l'OFDM avec pré-codage proposé II.....	121
Figure IV. 25 CCDF de l'OFDM avec le pré-codage proposé II.	121
Figure IV. 26 BER de l'OFDM avec le pré-codage proposé II.....	122
Figure IV. 27 PSD de l'OFDM avec pré-codage proposé III.....	124
Figure IV. 28 CCDF de l'OFDM avec le pré-codage proposé III.....	124
Figure IV. 29 BER de l'OFDM avec le pré-codage proposé III.	125
Figure IV. 30 le schéma de l'approche hybride IV.	126
Figure IV. 31 la réponse impulsionnelle du filtre passe bas utilisé.....	126
Figure IV. 32 PSD de l'OFDM avec pré-codage proposé IV	128
Figure IV. 33 CCDF de l'OFDM avec le pré-codage proposé IV.	128
Figure IV. 34 BER de l'OFDM avec le pré-codage proposé IV	129
Tableau IV. 1 les paramètres utilisés pour différents codes FEC.....	96
Tableau IV. 2 Paramètres du système MIMO-OFDM utilisés dans les simulations	101
Tableau IV. 3 La complexité des schémas proposés et leurs constituants	130
Tableau IV. 4 Comparaison des performances des différents schémas	131

Liste des acronymes

ARQ	Automatic Repeat reQuest
AWGN	Additive white Gaussian noise
BCH	Bose–Chaudhuri–Hocquenghem
BER	Bit Error Rate
BLAST	Bell Laboratories Layered Space-Time
CC	Cancellation carrier
CCDF	Complementary Cumulative distribution function
CDMA	Coded division multiple Access
CP	Cyclic Prefix
CSI	Channel State Information
D-BLAST	Diagonal-BLAST
FBMC	Filter Bank Multi Carrier
FEC	Forward Error Correction
FFT	Fast Fourier Transform
F-OFDM	Filtered-OFDM
H-BLAST	Horizontal-BLAST
ICI	Inter-Carrier-Interference
IFFT	Inverse Fast Furier Transform
ISI	Inter Symbole Interference
LDPC	Low-density parity-check code
MC-CDMA	Multi Carrier-Code Devision Multiple Access
MIMO	Multi Input_Multi Output
MISO	Multi Input-Single Output
ML	Maximum likelihood
MMSE	Minimum mean square error,

N-OSTBC	Non orthogonal space time codes
OFDM	Orthogonal Frequency division Multiplexing
OOBE	Out Of Band Emission
OP	Orthogonal Projection
OSIC	Ordered Successive Interferences Cancellation
OSTBC	Orthogonal Space Time Block Coding
PAPR	Peak to Average Power Ratio
PDP	profile de retard de puissance
PSD	Power Spectral Density
QO-STBC	Quasi Orthogonal-STBC
QRM-MLD	QR decomposition and M-Algorithm Maximum Likelihood Detection
RMS	Root Mean Square
RS	Reed Solomon
SIMO	Single Input-Multi Output
SISO	Single Input-Single Output
SM	SpAtial Multiplexing
SNR	Signal to Noise Ratio
STBC	Space Time Block Coding
STTC	Space Time Treillis Coding
SVD	Singular Value Decomposition
TEB	Teax d'Erreur Binaire
TFD	Transformé de fourier discret
UFMC	Universal Filtered Multi Carrier
V-BLAST	Vertical-BLAST
WBAN	Wireless Body Area Network
WIFI	Wireless Fidelity
WIMAX	Worldwide Interoperability for Microwave Access
WLAN	Wireless Local Area Network
WMAN	Wireless Metropolitan Area Network
WPAN	Wireless Personal Area Network
WWAN	Wireless Wide Area Networ
ZF	Zero Forcing
ZP	Zero Padding

Introduction Générale

1. Contexte

Au cours de ces deux dernières décennies, on assiste à un développement spectaculaire dans le domaine de la communication sans fil, accompagné par une immense augmentation de la demande pour des hauts débits et une meilleure fiabilité de transmission, à cause de l'intensification des applications et des services intelligents ainsi que des dispositifs dits Smart qui permettent ces types d'applications. Cet énorme développement par rapport aux applications ordinaires exige un changement dans la conception des systèmes de communication. En particulier, des nouvelles technologies sont nécessaires pour permettre répondre à cette forte demande. En effet, la mise en place de ces technologies est limitée par les ressources spectrales en raison de l'existence d'un nombre important des standards, ainsi que par la nature de milieu de propagation.

Pour faire face à ces avancées technologiques, plusieurs techniques ont été adoptées pour améliorer l'efficacité spectrale, lutter contre la sélectivité fréquentielle ainsi d'apporter une robustesse de transmission. L'OFDM est une de ces techniques, elle est largement adoptée dans la majorité des nouveaux standards hauts débits des réseaux sans fil tels que les WLAN802.11a-n, ac, ah, ah, le WIMAX, les réseaux LTE-4G, comme elle est proposée pour la 5G.

Par ailleurs, il est maintenant prouvé, que l'apport de la technologie MIMO (entrées multiples-sorties multiples) à différentes normes des réseaux sans fil ou des réseaux cellulaires de 4G et 5G, permettait d'atteindre des débits historiques, tous en garantissant une grande fiabilité de transmission. Plusieurs architectures ont été développées parallèlement, allant des codes spatio-temporels au multiplexage spatial, et proposant des améliorations incroyables des performances des systèmes.

2. Problématique

Vu la sensibilité des systèmes multi antennes aux erreurs de transmission qui nécessite une amélioration de la qualité de transmission, une augmentation de la puissance peut être envisagé. Mais malheureusement, cette solution implique des couts énergétiques supplémentaires. Une solution plus simple permet de minimiser le taux d'erreurs. Cette solution consiste à utiliser des codes correcteurs d'erreurs.

En outre, un des principaux inconvénients des systèmes intégrant la modulation multi-porteuse est l'OOB émission (Out Of Band Emission). Ce phénomène gêne les communications sur les bandes adjacentes et provoque des interférences inter-porteuses et inter-symbole conduisant à une dégradation de la fiabilité et la robustesse de la transmission. L'insertion des bandes de gardes est une solution pour ce problème mais cela conduit à une perte d'efficacité spectrale alors à une utilisation inefficace des ressources radio. Une autre solution consiste à intégrer des techniques de pré-codage pour annuler ce phénomène indésirable.

Le grand défi qui s'impose est comment arriver à une exploitation optimale des ressources radio en maintenant une robustesse contre les erreurs et les interférences avec une complexité acceptable.

3. Objectif et contribution

L'objectif de notre thèse consiste à proposer des solutions efficaces et optimisés prenant en compte les contraintes de canal de transmission. Ainsi, de développer des approches visant à optimiser les caractéristiques des éléments d'une chaîne de transmission.

Tout d'abord, nous avons étudié l'effet des différentes techniques de codages du canal (FEC) sur des systèmes MIMO-OFDM, en proposant un code qui peut améliorer les performances du système tous en gardant une complexité réduite.

Ensuite, nous avons étudié les différentes techniques de réduction d'OOB émission, en proposant quatre approches hybrides de pré-codage qui permettent de réduire considérablement les émissions OOB sans augmenter la complexité et sans aucun sacrifice de l'efficacité spectrale ou de BER. Une évaluation a été faite pour comparer ces approches avec les techniques de réduction existantes.

4. Organisation de la thèse

Cette thèse est structurée en quatre chapitres :

Le premier chapitre rappellera des notions sur les communications sans fil, les types de réseaux sans fil, les canaux et l'environnement de transmission.

Le deuxième chapitre présente les concepts de base liés à la terminologie MIMO. Nous allons nous intéresser, particulièrement, à la technique de diversité. Enfin, une étude de la capacité qui peut déterminer les débits attendus de la technologie multi-antennaire sera effectuée.

Le troisième chapitre explique le principe et les avantages de la modulation multi-porteuse sur la transmission sans fil et plus particulièrement sur la technologie MIMO, en étudiant en détail l'association de ces deux techniques.

Le dernier chapitre sera consacré à la proposition des approches pour l'amélioration des performances des systèmes MIMO-OFDM. Premièrement, un schéma basé sur la combinaison des codes turbo et BCH pour la correction des erreurs dues aux interférences sera examiné. Ensuite, nous allons développer des nouveaux schémas pour la réduction des OOB basés sur les techniques N-continus, le pré-codage par projection orthogonale, le pré-codage orthogonal (Ma_SVD) et le pré-codage SVD de Beek ainsi que le filtrage, qui sont destinés à la réduction des émissions hors bande. Ces schémas proposés incorporent les avantages des différentes techniques de pré-codage étudiées en gardant la même complexité et le même BER, mais avec des performances remarquables en terme de réduction des émissions OOB. Nous présentons des résultats de simulations comparant les performances des schémas existants et nos schémas proposés.

Finalement, nous allons conclure cette thèse par une conclusion générale résumant les principales contributions et les perspectives pour les futures recherches et travaux.

Chapitre 01

Les réseaux de communications sans fil

I.1. Introduction	6
I.2. Les normes des réseaux de communications sans fils	6
I.2.1. Réseaux personnels sans fil (WPAN)	7
I.2.2. Réseaux locaux sans fil (WLAN).....	8
I.2.3. Réseaux métropolitains sans fil (WMAN)	10
I.2.4. Réseaux Étendus Sans fil (W-WAN).....	12
I.2.5. Réseaux corporels sans fil (WBAN).....	15
I.3. Les techniques de modulation et de multiplexage avancées	16
I.3.1. Le CDMA (Code Division Multiple Access).....	16
I.3.2. L'OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing)	17
I.3.3. La MC-CDMA	18
I.3.4. La FBMC (Filter Bank Multi-Carrier)	19
I.3.5. L'UFMC (Universal Filter multi carrier)	19
I.3.6. La F-OFDM (Filtered-OFDM)	19
I.4. Le canal de propagation	20
I.4.1. Propagation en espace libre	20
I.4.2. Propagation en environnement réel	21
I.4.2.1. Les altérations du canal de propagation	22
I.4.2.2. Modélisation du canal de propagation	23
I.4.3. La dispersion temporelle	25
I.4.4. La bande de cohérence	26

I.4.5. L'étalement Doppler et le temps de cohérence	26
I.4.6. L'évanouissement.....	27
I.4.6.1. Evanouissements dus à la dispersion temporelle.....	27
I.4.6.2. Evanouissements dus au décalage Doppler	28
I.4.7. Modèles statistiques pour un canal à évanouissement	29
I.4.7.1. Distribution de Rayleigh.....	29
I.4.7.2. Distribution de Rice	29
I.4.7.3. Distribution de Nakagami-m.....	30
I.4.8. La lutte contre l'évanouissement.....	30
I.5. Notion de diversité	31
I.6. Conclusion	33
Bibliographie	34

« Les personnes qui ont du succès se posent de meilleures questions et comme résultat ils obtiennent de meilleures réponses. »

–Anthony Robbins

I.1. Introduction

La qualité de transmission fournie par les différents réseaux sans fil dépend de plusieurs critères, parmi ces critères le type de réseau, le type de canal et la méthode d'accès. Le fonctionnement des réseaux sans fil peut être plus ou moins perturbé en fonction des environnements dans lesquels ils ont été déployés. Il est, donc, nécessaire de rappeler ces concepts pour mieux comprendre leurs impacts sur la qualité de la liaison.

Dans la première partie de ce chapitre, nous dressons un état de l'art des réseaux sans fil existants et nous expliquons leurs concepts de base. Les types et les standards des réseaux sans fil sont aussi présentés, en mettant l'accent sur le WIFI et le WIMAX qui présentent le contexte d'application de ce travail de thèse.

Vu que l'information subit des perturbations, lors de son passage par le canal de propagation, dus aux phénomènes physiques. Ces perturbations affectent le fonctionnement de ces réseaux. Alors, il est évident de parler de ces phénomènes en montrant leurs impacts sur la performance de la liaison.

Nous enchaînons la deuxième partie de ce chapitre, par une présentation de différentes technologies d'accès multiples qui se manifestent comme des techniques qui essayent d'améliorer ou d'augmenter l'efficacité de transmission.

I.2. Les normes des réseaux de communications sans fils

Les communications sans fil représentent aujourd'hui la plus grande part de l'industrie de télécommunications. En effet, les utilisateurs exigent toujours des hauts débits ainsi que de la mobilité qui permet d'accéder au service n'importe-où sur une zone géographique donnée.

Selon la portée du réseau et les débits utilisés, différentes technologies de réseaux sans fil sont désormais couramment installées et pour cela on peut distinguer plusieurs catégories de réseaux sans fil qui vont de la simple liaison entre un périphérique et un ordinateur, en passant par les WPANs aux réseaux étendus WWANs.

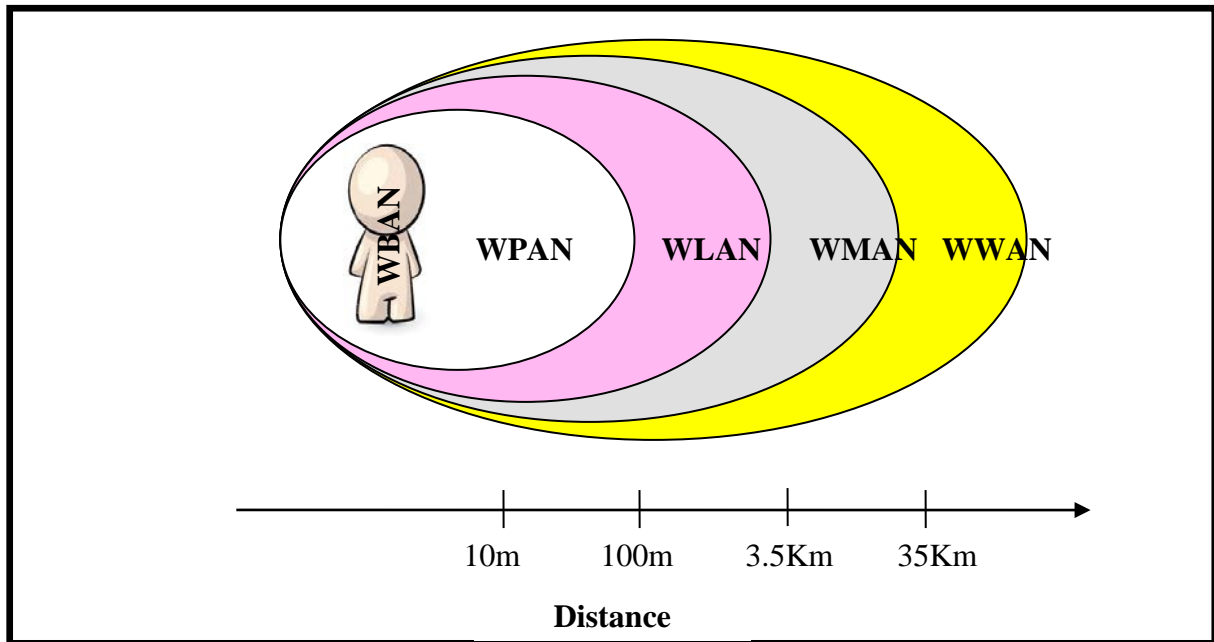


Figure I. 1 Les catégories des réseaux sans fil.

I.2.1. Réseaux personnels sans fil (WPAN)

Les WPANs (Wireless Personnel Area Network) concernent les liaisons sans fil qui peuvent relier des périphériques à un ordinateur ou deux ordinateurs éloignés de quelques dizaines de mètres, mais avec des faibles débits. Les technologies utilisées pour ces réseaux obéissent aux critères spécifiés par le comité de normalisation IEEE 802.15 [1]. Plusieurs technologies de WPAN coexistent à ce jour :

- **Bluetooth** : connue par la norme IEEE802.15.1 est l'un des WPAN les plus connus, lancé par ERICSSON en 1994, ce standard propose un débit de 1 Mbit/s. il définit trois classes d'émetteurs qui permettent d'atteindre une portée maximale de dizaines à une centaine de mètres. Grâce à sa faible consommation d'énergie, le Bluetooth permet aussi la création des petits capteurs. Il utilise la bande des fréquences des 2.4 GHz (la même que WIFI) qui ne nécessite pas de licence. Ce standard a évolué, en apportant des améliorations dans le débit et la consommation d'énergie. La dernière version Bluetooth 5, qui a vu le jour en juin 2016, a marqué un débit de 4 Mbps et une portée poussée à 200 mètres avec une consommation d'énergie inférieure aux autres versions [2].

- **Liaisons infrarouges** : L'infrarouge est une technologie qui permet la transmission des informations par rayonnement électromagnétique, elle est utilisée principalement pour les communications de courte portée, avec des débits qui peuvent

monter à quelques Mégabits par seconde. Ces liaisons sont très utilisées dans la domotique.

- **Zig Bee** : La norme ZigBee relatif à la norme IEEE 802.15.4, lancé en 2002 par ZigBee Alliance, est un protocole de communication de haut niveau permettant la communication sans fil entre deux radios à consommation réduite [3].

Le ZigBee peut être opéré sur trois différentes bandes de fréquences

- 2.4 GHz pour (WorldWide) avec un débit qui peut atteindre 250 Kbit/s sur 16 canaux.
- 915 MHz, pour l'Amérique et l'Australie avec un débit de 40 Kbit/s
- 868 MHz pour l'Europe avec un débit de 20 Kbit/s sur un canal.

Les débits fournis peuvent atteindre 250 Kbits/s avec une portée maximale d'environ 100 mètres, voire 1500 mètres avec la version ZigBee Pro de 2007. On trouve le ZigBee aussi bien dans des applications domotiques mais également dans des applications industrielles et médicales.

- **RFID** : Le RFID (Radio Frequency Identification) est un type des réseaux WPAN qui permet de mémoriser et récupérer des données à distance en utilisant des rayonnements radiofréquences et des radio-étiquettes ou des puces sous-cutané. Il peut fournir jusqu'à 115 Kbps de débit.

Les gammes de fréquences sur lesquelles le RFID peut être opéré, se diffèrent selon les applications et les débits souhaités. On distingue trois bandes de fréquences ; basses fréquences (LF 125-134 KHz), hautes fréquences (HF : 13.56 MHz) et Ultra hautes fréquences (UHF : 868-928 MHz) [4]. Ce réseau se compose d'un **Lecteur** ou **Interrogateur** et un **Tag RFID**. Ce dernier est composé d'une puce (qui contient des informations), une antenne et un substrat.

Ce type de réseau est considéré, parfois, comme un contrôleur Radiofréquence, car il ne possède pas de la couche MAC [4].

I.2.2. Réseaux locaux sans fil (WLAN)

Le réseau local sans fil relie deux terminaux ou plus en utilisant une méthode de communication sans fil. Il fournit généralement une connexion à l'internet par un point d'accès (AP) [5]. Cela donne à l'utilisateur la possibilité de se déplacer dans une zone de couverture

locale tout en restant connecté au réseau. Cette zone n'est pas mesurée en pieds ou en mètres, mais en milles ou kilomètres.

Il existe aujourd'hui plusieurs technologies pour les réseaux locaux sans fil, avec divers niveaux de standardisation et d'interopérabilité.

- **WIFI** pour **Wireless Fidelity** est le réseau le plus connu actuellement. Il est proposé en 1999 par l'organisme IEEE. Il englobe l'ensemble des normes 802.11. ces normes définissent les deux couches matérielles du modèle OSI ; la couche physique et la couche MAC. La version 802.11b est approuvée en 1999. elle a été commercialisée en premier avec un débit de 5.5 jusqu'à 11Mbps et avec une complexité moyennement réduite et une couverture typique qui peut atteindre 100 mètres. Cette version est la plus répandue. Elle est opérée sur la bande de fréquences libre ISM autour de 2.4GHz. Une autre version, la 802.11a est apparu en même temps que le 802.11b mais pour la raison de sa complexité et son cout d'implémentation élevé, elle a été commercialisée en dernier. Cette norme offre aussi un haut débit mais elle n'a pas été adoptée comme le WIFI. Elle est opérée sur la bande de fréquences U-NII (Unlicensed National Information Infrastructure) de 5.15 GHz-5.825GHz qui est moins encombrée que la bande ISM, ce qui rend cette norme moins vulnérable aux interférences en supportant un très haut débit et une couverture faible de 30 mètres. Le 802.11a fait usage de nombreuses techniques telles que l'OFDM, AMC (Adaptive Modulation and Coding) et le FEC (Forward Error Correction). Son débit élevé, fait de 802.11a plus attrayant, car il supporte jusqu'aux 104 Mbps (en combinant deux canaux, ceci est appelé 2X Mode ou Mode Turbo) [6].

Après le succès des deux derniers standards, plusieurs propositions ont conduit à des standards combinant les avantages des normes 802.11a et 802.11b. Cela a abouti à un nouveau standard 802.11g en 2003, qui peut atteindre 54Mbps en opérant sur la bande de fréquences ISM. Il assure également une compatibilité avec le 802.11b.

Quelques années plus tard, un nouveau standard, le 802.11n a pu augmenter le débit à 200Mbps et la couverture, en s'appuyant fortement sur la technologie MIMO (Multi-Input Multi-Output). Il peut fonctionner sur les deux bandes de fréquences 2.4GHz ou 5GHz.

En prenant quelque chose de bien et le rendre encore meilleure, Le 802.11ac, la révision de l'ancienne version de WIFI, normalisé en 2014, a apporté un débit autour de 866 Mbps avec des canaux larges et un ordre de modulation élevé (256-QAM). En

opérant sur la bande de fréquences des 5GHz et par l'introduction de la technique d'agrégation des canaux qui est spécifiée à 8 canaux, la modulation multi porteuse (OFDM) et la technologie multi antenne (MIMO, cette version a pu atteindre son débit maximal de 7 Gbps.

Une nouvelle version de WIFI, le **802.11ax** également appelé High-efficiency Wireless (HEW) est prévu pour la fin 2019. Cette version a pour but d'améliorer le débit d'au moins quatre fois (x4) dans les milieux denses et encombrés en implémentant plusieurs mécanismes et en utilisant efficacement le spectre de fréquence. Cette norme fonctionnera dans les bandes de fréquences 2.4 et 5 GHz avec une FFT quatre fois (x4) plus grande et un ordre de modulation quatre fois plus élevé que le 802.11ac [7].

Ces différentes normes 802.11 sont concurrencées par des standards européens élaborés par l'ETSI (European Telecommunication Standards Institute); HiperLAN1 finalisé en 1995 et suivi par HiperLAN2 en 2000, où leurs capacités et caractéristiques sont très proches de celles de 802.11.

- **HiperLAN1** pour **High Performance Radio LAN**, fonctionnant sur la bande de fréquences 5.15 à 5.3 GHz, ce standard supporte la mobilité en offrant un débit de 23 Mbps et avec une couverture de 100 mètres. c'est une technologie qui peut atteindre jusqu'à 54 Mbps. Ce réseau ne nécessite pas une infrastructure, où deux stations pourront échanger des données sans aucune intervention d'une infrastructure Radio ou filaire. Et dans le cas où ces deux terminaux ne sont pas dans la même zone de couverture, un autre terminal peut être considéré comme un intermédiaire entre eux.

- **HiperLAN2** est une version améliorée de **HiperLAN1**. Il est très similaire au 802.11a. Il fonctionne aussi sur la même bande de fréquences U-NII de 5GHz et intègre la technologie OFDM. Il atteint 54 Mbps de débit avec une couverture de 50 mètres et une faible mobilité.

I.2.3. Réseaux métropolitains sans fil (WMAN)

A une échelle plus grande que les réseaux locaux sans fil, on trouve les réseaux métropolitains sans fil, connus aussi sous le nom Boucle Locale Radio (BLR). C'est un réseau qui permet de créer des liens de communication sur des zones étendues de la taille d'une région où il est difficile ou très coûteux de réaliser des liaisons filaires. Donc, il vient en complément d'un réseau filaire. Contrairement à la faible mobilité offerte par les réseaux WPANs et WLANs, l'WMAN offre une mobilité plus large. Le WMAN est basé principalement sur la norme 802.16 élaboré en 1999.

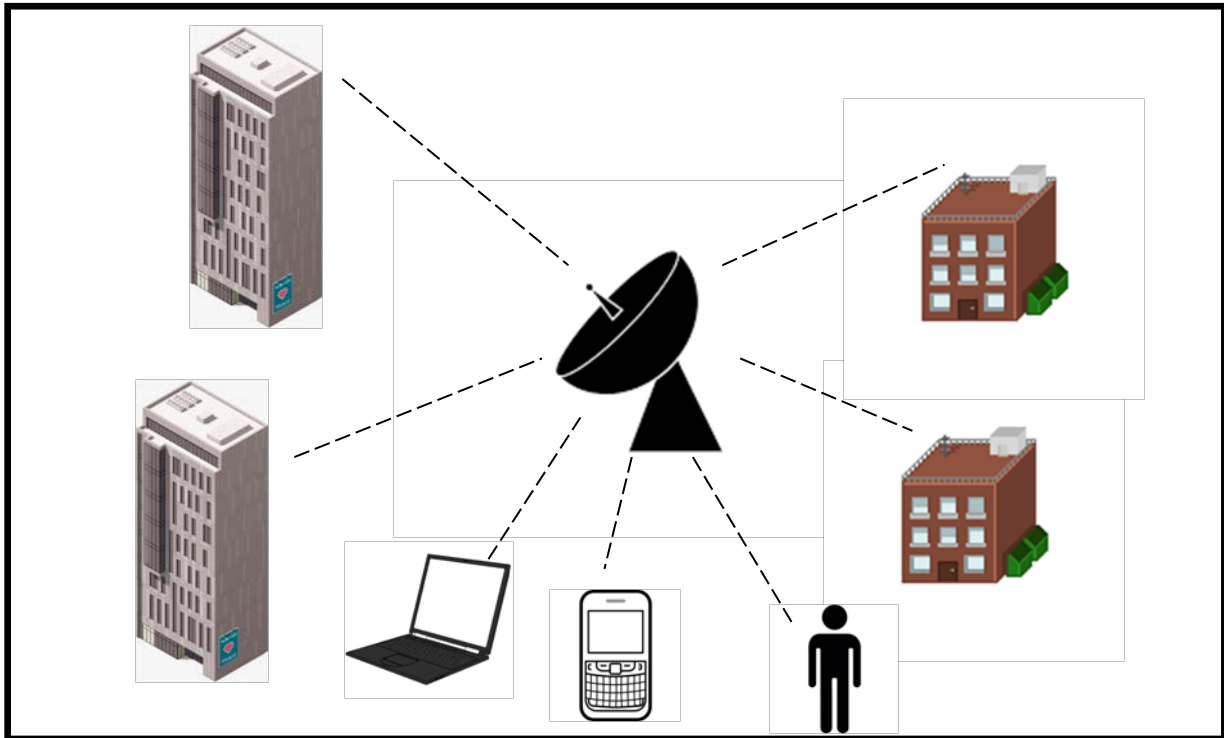


Figure I. 2 Illustration des réseau WMAN

Le WMAN se décline en plusieurs versions présentant des performances différentes en fonction des applications visées. La première version a été introduite en 2001. Elle fonctionne sur la bande de fréquences de 10-66GHz et permettant la technologie BWA (Broad Band Wireless Access).

- **802.16a ou WIMAX (World Wide Interoperability for Microwave Access)** souvent appelé technologie pour accès Last Mile (Last Mile Access), est un amendement de 802.11, apparu en 2003. L'objectif de cette technologie est de fournir une connectivité de haut débit et une couverture plus large et surmonter les contraintes physiques des réseaux filaires. Ce réseau met en œuvre deux types de liaisons ; soit liaison point à multipoint (WIMAX fixe) ou liaison Multipoint à Multipoint (WIMAX mobile). Il fonctionne sur la bande de fréquences de 2-11GHz. En intégrant la technologie Multi-Antenne (MIMO) et la technologie des antennes intelligentes (Smart Antenna) et la modulation multi porteuse (OFDM), il peut fournir jusqu'à 70 Mbps de débit, une large couverture qui peut atteindre 50 Kms et une meilleure efficacité spectrale [8].

- **802.16d** est le résultat de la combinaison des caractéristiques et les avantages de 802.11 et 802.11a. il est dénommé le WIMAX fixe.

- **802.16e et 802.16m ou WIMAX Mobile**, ratifiés en 2005 et 2010, ils fournissent une configuration Multi-point à Multi-point qui apporte la mobilité aux usagers ou pour les

terminaux. Le 802.16m est la version évoluée de 802.16e. il peut fournir un débit quatre fois plus élevé que celui de 802.16e.

- Le WIMAX mobile permet le fonctionnement sur la bande de fréquences de 2-66GHz. Avec l'intégration de la technologie MIMO et les codes Turbo et LDPC, il peut offrir un haut débit avec un taux d'erreurs réduit. Il fournit également de couverture de 1.5 à 5 Kms avec une vitesse maximale de mobilité de 100Km/h et un débit jusqu'à 1Gbps. Il peut être considéré comme faisant partie de la 4^{ème} génération de la téléphonie cellulaire (4G). Mais il a connu peu de succès car le marché des réseaux sans fil a été dominé par la technologie LTE (4G) depuis 2013.

- Le **WIBRO** et **HiperMAN** sont des réseaux similaires au WIMAX mobile, lancés par la Corée du sud et l'ETSI, respectivement.

I.2.4. Réseaux étendus sans fil (W-WAN)

Le réseau sans fil étendu ou WWAN (Wide Wireless Area Network) permet de créer une connexion sans fil dans une zone géographique très vaste comme un pays ou une région du globe. Le réseau de téléphonie mobile est le type le plus répandu des réseaux WWAN.

Après l'introduction de concept de cellule et de la réutilisation des fréquences, en 1980, le **1G** fait son apparition. Ce système est caractérisé par la transmission des signaux analogiques. Il a été déployé sur la bande de fréquences de 450MHz à 1GHz en utilisant la technique d'accès multiple à répartition de fréquence FDMA (Frequency Division Multiple Access) [9].

- **L'AMPS** (Advanced Mobile phone services) est l'une des premières normes de cette génération, développée par le Bell Labs aux Etats unis, en 1983. Une autre version améliorée a été introduite ensuite par Motorola, le N-AMPS.

- Le **TACS** (Total Access Communication Systems) est une version européenne, déployée en 1985. Elle est identique à l'AMPS.

- Le **NMT** (Nordic Mobile Telephone), développé par Ericsson. en 1981 au suède avec d'autres systèmes tels que le RadioCom, RTMS et le COMvic. Ces standards sont généralement identiques, sauf pour la bande passante et le débit.

Les imperfections de la 1G ont été surmontées par l'introduction des systèmes numériques. La **2G** (2^{ème} Génération) a été introduite dans les années 90s. Cette génération implémente des nouvelles techniques d'accès telles que le TDMA (Time Division Multiple Access) et le CDMA (Code Division Multiple Access) au lieu du FDMA.

Les normes les plus dominantes de cette génération sont :

- Le **GSM** (Global System for Mobile communications). Les bandes de fréquences utilisées pour cette norme sont celles de 900 et 1800Mhz pour l'Europe et de 850 et 1900MHz pour les États unis. Le GSM atteint un débit maximal de 9.6 Kbps. Il permet la transmission de la voix et des données de faible volume (SMS).

- Le **GPRS (General Packet Radio-Services)** et **EDGE (Enhanced Data Rates for GSM Evolution)** sont des extensions du GSM qui peuvent prendre en charge des plus hauts débits avec une transition de mode CSD (circuit-Switched Data) au mode PSD (Packet-Switched Data). Ces deux extensions de GSM sont dénommés 2.5G et 2.75G. Elles peuvent atteindre des débits de 115 Kbps et 384 Kbps, respectivement [10].

La **3G** est la 3^{ème} génération des technologies sans fil, proposée en 2000 par IMT (International Mobile Telecommunication). Intégrant le IP (Internet Protocol) et se basant sur la technique CDMA, Elle permet des débits de 2 à 42 Mbps et permet ainsi des nouvelles applications telles que des services Multimédias, l'accès internet, la visiophonie, le Roaming et l'émission TV [11].

- Le **CDMA 2000** est la version américaine de 3G. son déploiement a commencé au début de 2000. Il fournit un débit de 2.4 Mbps en fonctionnant sur la bande de fréquences de 2GHz.

- L'**UMTS** (Universal Mobile Telecommunication System), est la norme européenne de la 3G, basée sur W-CDMA et opérée sur la bande de fréquences de 2GHz. Elle a été standardisée en 1999 par 3GPP (3rd generation partnership project). Elle permet un débit maximal de 384 Kbps. Après le déploiement de l'UMTS, les exigences de prendre en charge des débits encore plus élevé n'ont cessé d'augmenter d'un rythme très élevé. D'où la nécessité d'introduire une nouvelle norme.

- le **HSDPA** (High Speed Downlink Packet Access) et le **HSUPA** (High Speed Uplink Packet Access), incluent une évolution logicielle de l'UMTS et permettent une amélioration de débit à plusieurs Mbps. Cette technologie permet aussi une utilisation efficace des ressources radio, par l'introduction du concept des canaux partagés (Shared Channels) [11]. Elle repose sur l'utilisation d'un ordre de modulation élevé et implémente le codage HARQ (Hybrid Automated Retransmission Request) pour la détection et la correction des erreurs qui sont engendrées par le débit élevé. Cette norme a été suivie par des extensions telles que le **HSPA+** qui permet d'atteindre des

débits théoriques crête par l'utilisation de l'agrégation des porteuses (Dual carrier ou Dual cell), et par l'introduction de la technologie MIMO.

Le **LTE** (Long Term Evolution) est considéré comme une évolution de la **3G**, dénommé souvent **3.9G**. Son premier déploiement a eu lieu en 2010. Il intègre l'OFDMA (Orthogonal Frequency Division Multiple Access) et la SC-FDMA (Single Carrier-Frequency Multiple Access) qui peuvent apporter une amélioration de l'efficacité spectrale [12]. Il a introduit des nombreuses technologies, y compris le MIMO et le concept de partout sur IP (All over-IP).

Tous les dix ans ou plus, une nouvelle génération de systèmes cellulaires apparaît pour répondre aux exigences des nouvelles applications. Suivant cette tendance, la **4G** ou **LTE avancé** (Advanced LTE), la version améliorée de LTE, a fait son apparition. Ratifiée en 2010, Elle vise à mettre en œuvre le principe de n'importe où & n'importe quand (Any where & Any time). Elle utilise les technologies OFDM et OFDMA pour une meilleure allocation des ressources du réseau. Elle introduit également le SDR (Software Defined Radio) pour permettre l'utilisation simultanée des canaux. Cette génération permet des débits 2000 fois plus élevés que le débit atteint en 2001 par l'implémentation de plusieurs techniques (multi user MIMO, l'agrégation des canaux...).

Afin de répondre au mieux aux exigences du nombre excessivement élevés des nouvelles applications et des services sans fil (l'internet tactile, l'internet des objets **IoT**, la communication Machine à Machine **M2M**,...), une vraie révolution technologique est nécessaire. La nouvelle 5^{ème} génération **5G** est prévue d'être déployée pour l'année 2020. Le massive MIMO, le F-OFDM, FBMC, UFMC, le NOMA (Non Orthogonal Multiple Access), la communication D2D (Device to Device) et la communication VLC (Visible Light Communication), sont les techniques qui vont être implémentées par la 5G. Cette génération vise à atteindre un débit crête de 10 Gbps [13]. Elle fonctionne sur la bande de fréquences de 30-300GHz (MmWave) [14].

1.2.5. Réseaux corporels sans fil (WBAN)

Afin d'améliorer l'exploitation de la technologie sans fil dans tous les domaines de la vie, une nouvelle catégorie des réseaux sans fil a émergé. Il s'agit de réseaux sans fil corporel WBAN (Wireless Body Area Network). Ce terme a été initialement inventé en 2001 [15], [16] et il a été standardisé officiellement en 2012 sous IEEE802.15.6 comme le standard dédié aux communications corporelles. Ce réseau est constitué des petits dispositifs intelligents portables ou implantés sur le corps humain pouvant collecter des informations vitales, ensuite les communique avec des dispositifs qui ont un lien avec un autre réseau ou avec l'internet.

Le réseau WBAN possède une couverture réduite par rapport au réseau WPAN qui peut atteindre une dizaine de mètres maximum pour une communication haut débit. Sa couche physique est identifié sur trois bandes de fréquences [17] , [18] ;

- la bande étroite (Narrow Band) pour la communication des capteurs implantés sur le corps.
- Ultra Large Bande (UWB) caractérisé par une faible consommation d'énergie, des hautes performances et une faible complexité.
- Communication de corps humain (Human Body Communication) : sa fréquence est centrée autour de 21 MHz. Elle ne nécessite pas d'antenne, ce qui peut minimiser la taille de la puce. Elle se caractérise par ses faibles interférences, sa faible consommation d'énergie grâce à sa nature de canal (corps humain) qui a un gain élevé et qui peut diminuer la puissance d'émission [19] [20].

Actuellement, ce type de réseau se trouve dans divers domaines tels que le sport, les jeux, la défense et essentiellement dans le domaine médical au point où des chercheurs considèrent ce type de réseau comme étant un réseau médical ou de la santé.

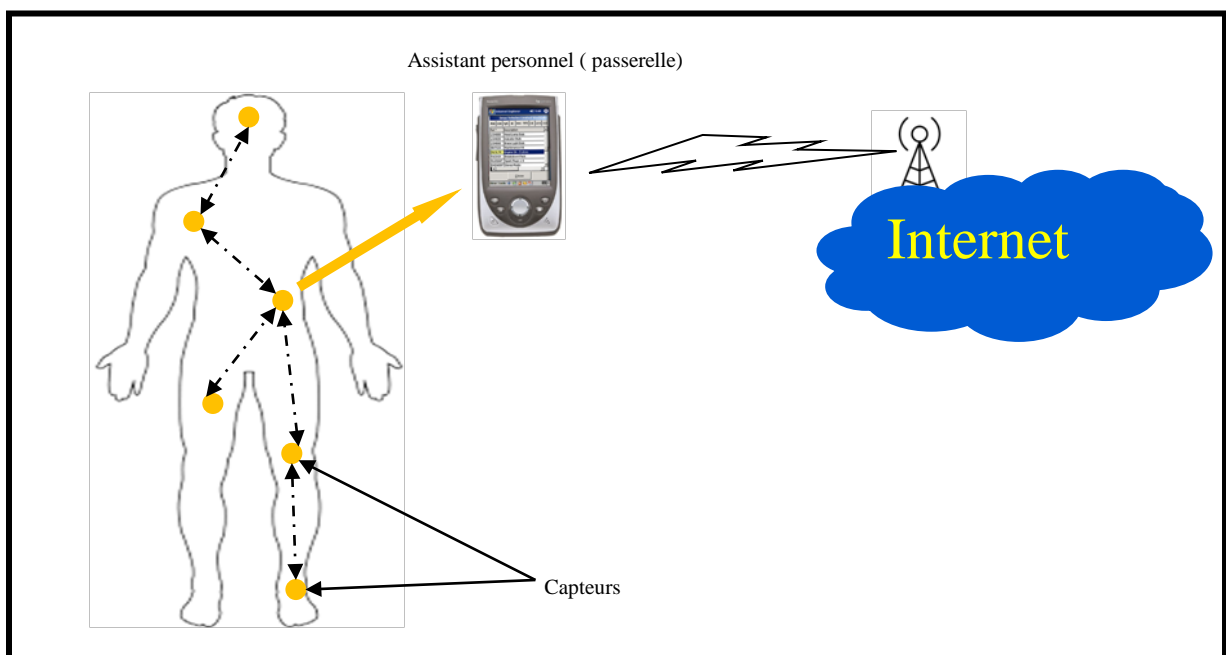


Figure I. 3 Exemple d'un réseau WBAN.

I.3. Les techniques de modulation et de multiplexage avancées

Le principal objectif des nouvelles techniques de communication est d'assurer un taux de transmission élevé et une haute qualité de transmission. Dans cette partie, nous mettons en évidence certaines techniques avancées qui se combine généralement avec la technologie multi-antennes afin de parvenir à des performances agréables.

I.3.1. Le CDMA (Code Division Multiple Access)

Les performances d'un système de radiocommunications sont excessivement attachées aux techniques d'accès utilisées dans le système pour assurer l'accès de plusieurs utilisateurs au canal de propagation. Conventionnellement, les techniques d'accès se répartissent en trois catégories [21] : le FDMA (Frequency division Multiple Access), le TDMA (Time Division Multiple Access) et le CDMA (Code Division Multiple Access).

Le CDMA est inspiré de transmissions utilisées dans le domaine militaire qui reposent sur le concept d'étalement du spectre (Spread Spectrum). Il permet aux utilisateurs d'accéder simultanément au canal, en partageant les mêmes fréquences, avec un code d'étalement spécifique pour chaque utilisateur. Grâce à ces codes qui sont orthogonaux ou quasi-orthogonaux, les utilisateurs peuvent être distingués à la réception [22].

L'étalement de spectre consiste à étaler le signal d'information sur une bande de fréquences plus large que la bande nécessaire. L'étalement peut se faire en multipliant le signal par une séquence pseudo-aléatoire (pseudo noise) dite code d'étalement. Ces codes étalent le spectre du signal sur une bande large en réduisant simultanément la densité spectrale du signal. Ainsi, les signaux CDMA résultants occupent la même largeur de la bande et apparaissent comme du bruit entre eux. Dans ce schéma, Chaque utilisateur reçoit un code au moment de l'initialisation de la transmission. Ce code est utilisé aussi bien pour étaler le signal et pour le dés-étaler au moment de la réception.

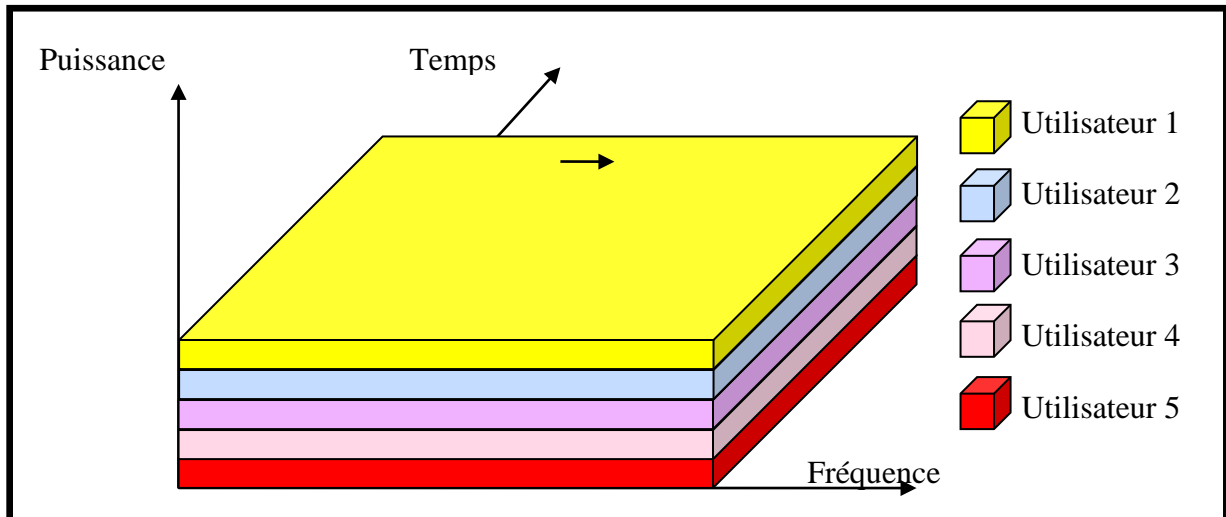


Figure I. 4 Principe de CDMA.

Cette technique possède des caractéristiques qui la donnent des avantages distincts qui font d'elle une technique attrayante pour plusieurs technologies [23].

I.3.2. L'OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing)

Le principe de la modulation OFDM consiste à répartir des symboles modulés sur un ensemble de sous-porteuses et les transmettre simultanément. Elle présente l'avantage d'améliorer l'efficacité spectrale en respectant la contrainte d'orthogonalité entre les porteuses, ce qui nécessite l'implémentation de la transformé de Fourier inverse. Grâce aux progrès dans la fabrication des circuits numérique, la réalisation de ce système devient simple et plausible. L'un des avantages les plus attrayants de cette technique est sa robustesse vis-à-vis des canaux sélectifs en fréquence. Elle offre une efficacité spectrale élevée et une résistance aux interférences. Nous mettons l'accent sur cette technique dans le 3^{ème} chapitre.

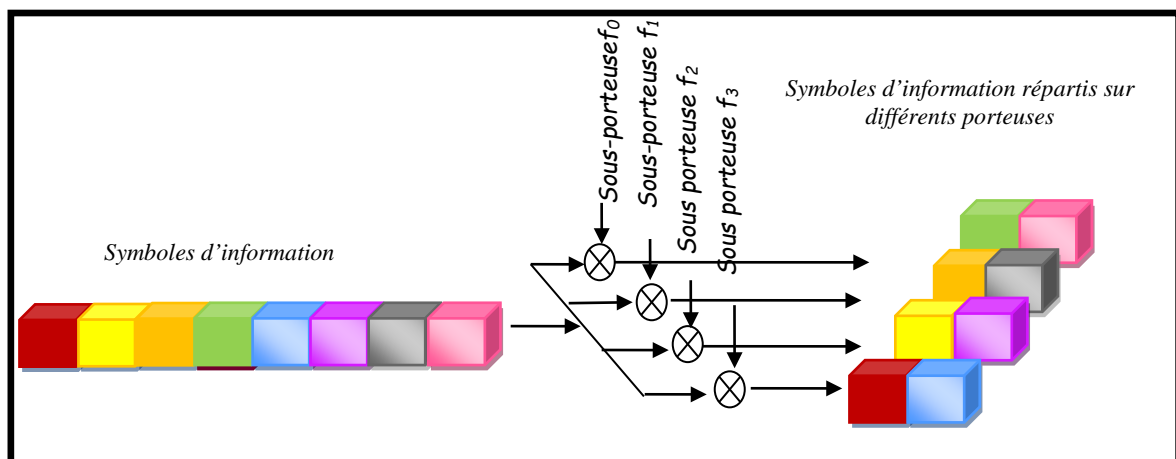


Figure I. 5 Principe de l'OFDM

I.3.3. Le MC-CDMA

Plusieurs techniques ont été proposées, dans la littérature, pour tirer profit des avantages des deux techniques OFDM et CDMA, en combinant la flexibilité d'accès multiple avec la robustesse et l'efficacité spectrale de l'OFDM.

La MC-CDMA fait son apparition en 1993 par Yee, Linnartz et Fettweis et par Fazel et Papke lors d'une même conférence [24]. Sa supériorité par rapport aux autres techniques qui combinent l'OFDM avec la CDMA a été prouvé dans plusieurs analyses techniques [25].

Dans cette technique, l'étalement de spectre se fait dans le domaine fréquentiel au lieu de le faire dans le domaine temporel, en modulant les différents **chips** (une série d'impulsions qui compose les séquences des codes d'étalements) du code d'étalement avec les sous-porteuses OFDM. Le principe de cette technique est illustré dans la figure I.6.

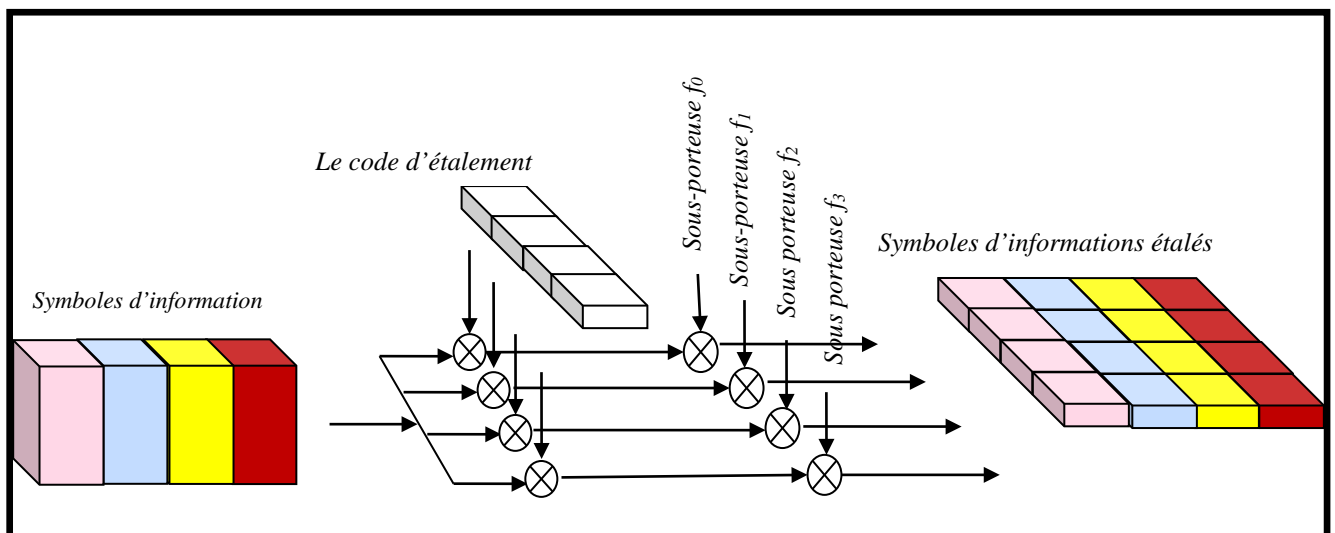


Figure I. 6 Principe de la technique MC-CDMA

I.3.4. La FBMC (Filter Bank Multi Carrier)

C'est un système de filtres qui est appliqué à l'émission, pour synthétiser les signaux multi-porteurs, Ainsi qu'à la réception pour analyser les signaux reçus. Il peut être considéré comme une version évoluée de l'OFDM.

Contrairement à l'OFDM qui consiste à filtrer toute la bande avec un filtre, le FBMC filtre chaque sous-porteuse indépendamment. Il ne nécessite pas de préfixe cyclique, par conséquent, il peut fournir une meilleure efficacité spectrale [26].

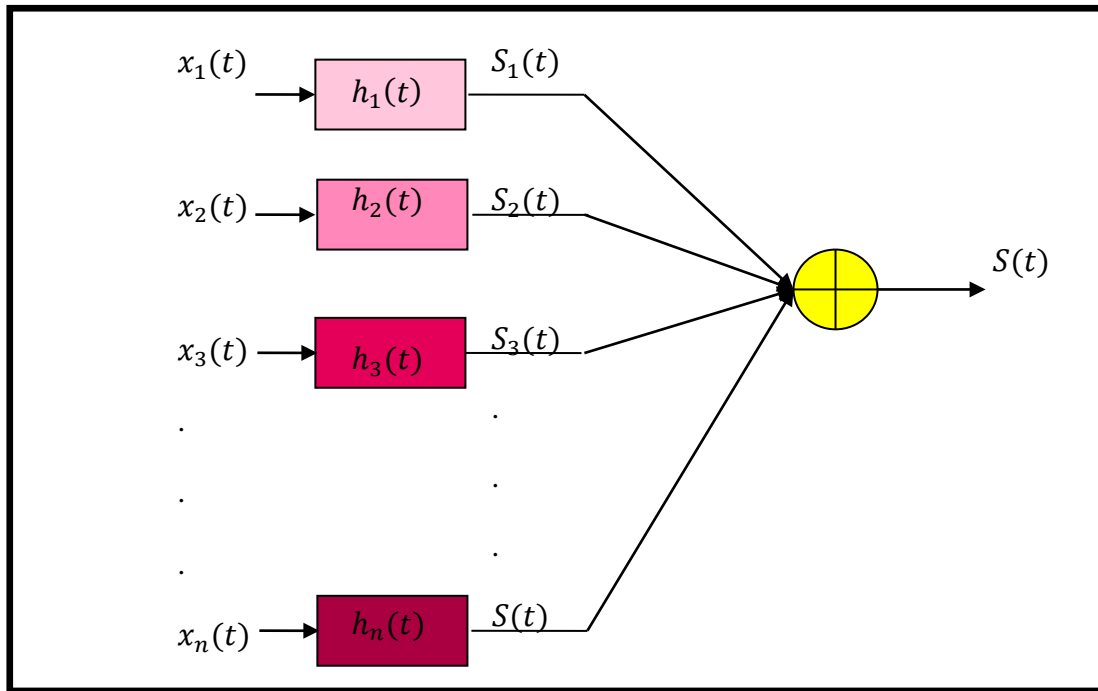


Figure I. 7 Principe de FBMC

I.3.5. L'UFMC (Universal Filter Multi Carrier)

Dénoté aussi UF-OFDM, est une généralisation du F-OFDM et le FBMC. Cette technique consiste à grouper les sous-porteuses puis de filtrer chaque groupe. Cela permet de réduire la longueur du filtre et de préserver l'orthogonalité.

La bande de fréquences dédiée à la transmission est divisée en plusieurs sous bande, chaque sous bande est constituée d'un nombre de sous-porteuses. Après l'IFFT et l'insertion de ZP (Zero Padding), chaque sous bande est filtrée et les réponses résultantes sont sommées. Le filtrage consiste à réduire l'effet de l'émission OOB (Out Of Band) [26].

I.3.6. La F-OFDM (Filtered-OFDM)

Cette technique a le même principe que l'UF-OFDM, dans le sens où elle introduit également du filtrage des symboles OFDM dans le domaine temporel, tous en maintenant l'orthogonalité de ces symboles. Cependant, elle n'impose pas que la longueur du filtre soit égale au CP, comme dans le cas d'UF-OFDM.

Le signal résultant après l'IFFT et l'introduction du CP, de la sous bande, est passé à travers le filtre conçu. Ceci permet une utilisation efficace de spectre de fréquence. Cette technique présente un inconvénient majeur : le filtre peut augmenter le PAPR (Peak To Average Power Ratio).

I.4. Le canal de propagation

Quel que soit le réseau de communication sans fil, le milieu dans lequel les informations provenant de l'émetteur sont transmises au récepteur représente son canal de propagation. Ce canal est l'endroit qui transforme une onde électromagnétique lors de sa propagation de l'émetteur vers le récepteur. Il peut être de différentes natures et il provoque multiples perturbations qui affectent les signaux transmis. Ainsi, ces signaux sont sujets à différents phénomènes, à des évanouissements et des pertes de puissance qui contribuent généralement à la dégradation de la qualité du signal.

On peut distinguer deux modèles de propagation selon l'environnement, où les influences de canal se diffèrent.

I.4.1. Propagation en espace libre

L'espace libre peut être schématisé comme le montre la figure suivante. Dans le cas où l'émetteur a une vue directe et dégagée de tout obstacle du récepteur, connu aussi sous le terme **LOS(Line of Sight)**, on parle alors de l'espace libre.

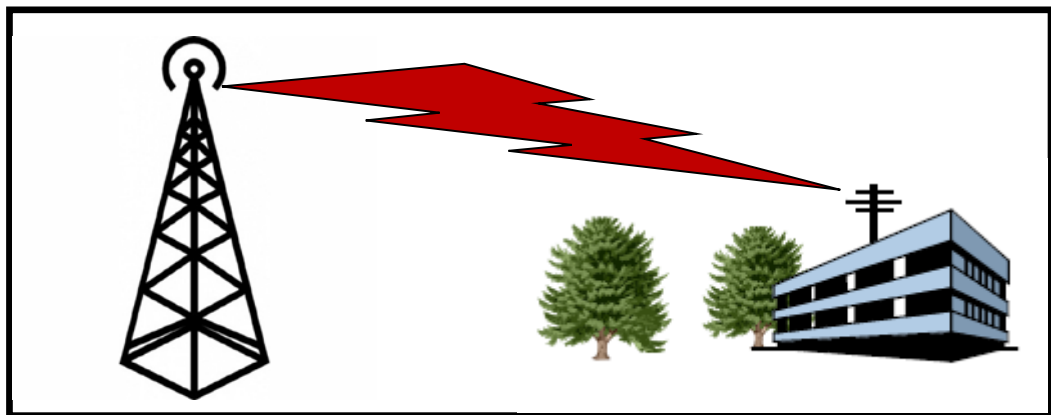


Figure I. 8 La propagation en espace libre

A la réception, la puissance du signal disponible aux bornes de l'antenne réceptrice, P_r , peut s'exprimer, D'après l'équation de FRIIS, en fonction du gain de l'émetteur G_e et de récepteur G_r , de la distance entre l'émetteur et le récepteur d et de la longueur d'onde λ comme suit [27] [28]:

$$P_r = P_e G_e G_r \left(\frac{\lambda}{4\pi d}\right)^2 \quad (\text{I.1})$$

On en déduit l'atténuation de la liaison comme étant le rapport entre la puissance du signal émis et celui du signal reçu, on obtient :

$$A = \frac{P_e}{P_r} = \frac{1}{G_e G_r} \cdot \frac{(4\pi d)^2}{\lambda^2} \quad (I.2)$$

I.4.2. Propagation en environnement réel

La propagation en espace libre est un cas idéal. Généralement, le signal émis par une source, et lors de sa propagation, il interagit avec l'environnement selon différents mécanismes dus aux obstacles entourant l'émetteur et le récepteur. Ainsi, le récepteur reçoit le signal via plusieurs trajets, qui présentent différents états d'atténuation, à des instants différents. Le canal est alors dit **Multi-Trajets (Figure I.9)**. On parle de canal dispersif dans le temps.

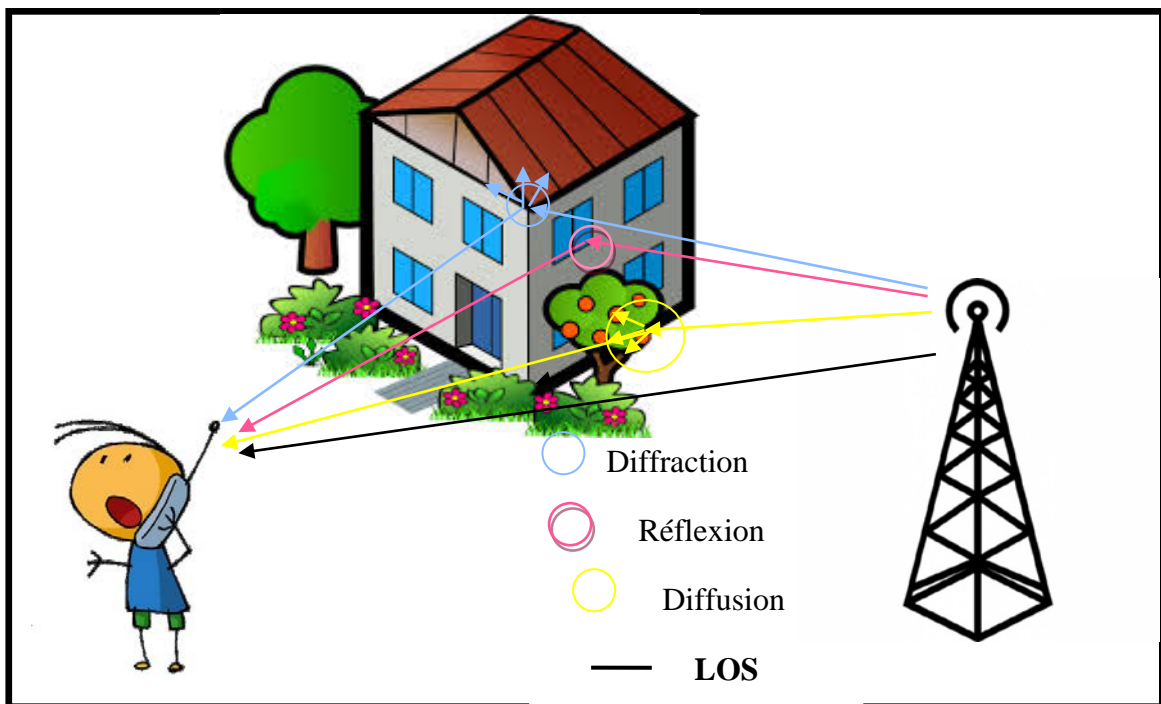


Figure I. 9 Propagation multi-trajet dans un environnement réel.

Lors de la propagation multi-trajets, deux situations peuvent être distinguées selon l'existence de la visibilité directe entre l'émetteur et le récepteur. La première est désignée par **NLOS**, où il n'y a pas de visibilité directe. Et quand une visibilité directe existe entre l'émetteur et le récepteur, alors, les propagations LOS et NLOS coexistent.

Durant le parcours de multi-trajets, plusieurs phénomènes sont dégagés, dus à l'interaction du signal ou bien l'onde électromagnétique avec les obstacles, et qui ont un impact sur la propagation [29], [30]. A savoir :

La diffraction: elle se produit lorsqu'une onde électromagnétique est obstruée par un obstacle épais et de grandes dimensions par rapport à la longueur d'onde. Dans ce cas, des ondes secondaires sont générées et se propagent derrière l'obstacle (Shadowing). Ainsi, cet effet permet d'éclairer des zones qui peuvent être considérées comme des zones d'ombre.

La réflexion: elle apparaît lorsqu'un obstacle entrave une onde électromagnétique où la dimension de cet obstacle est grande par rapport à sa longueur d'onde. En fait, une partie de l'énergie de l'onde est réfléchiée et l'autre partie est absorbée par l'obstacle.

La réfraction : elle décrit l'onde transmise à travers un obstacle, si l'obstacle n'est pas conducteur et ayant un indice de réfraction différent du milieu de propagation. Ce phénomène conduit à une variation de la direction de propagation.

La diffusion : elle peut être produite lorsque l'onde électromagnétique rencontre un obstacle de dimensions du même ordre que sa longueur d'onde ou inférieur, comme des forêts ou des falaises. Dans ce cas, l'énergie est dispersée dans toutes les directions.

I.4.2.1. Les altérations du canal de propagation

Lors de sa propagation, les phénomènes présentés dans la partie précédente engendrent plusieurs répliques du signal transmis. Au niveau du récepteur, ces répliques arrivent avec des retards différents selon les longueurs des trajets empruntés, avec une certaine atténuation en amplitude et un déphasage. En fait, elles se combinent de façon constructive ou destructive conduisant à l'apparition des trois types d'évanouissement distincts qui se traduisent par une fluctuation de la puissance du signal reçu en fonction de la distance, illustrés dans **(Figure I.10)**.

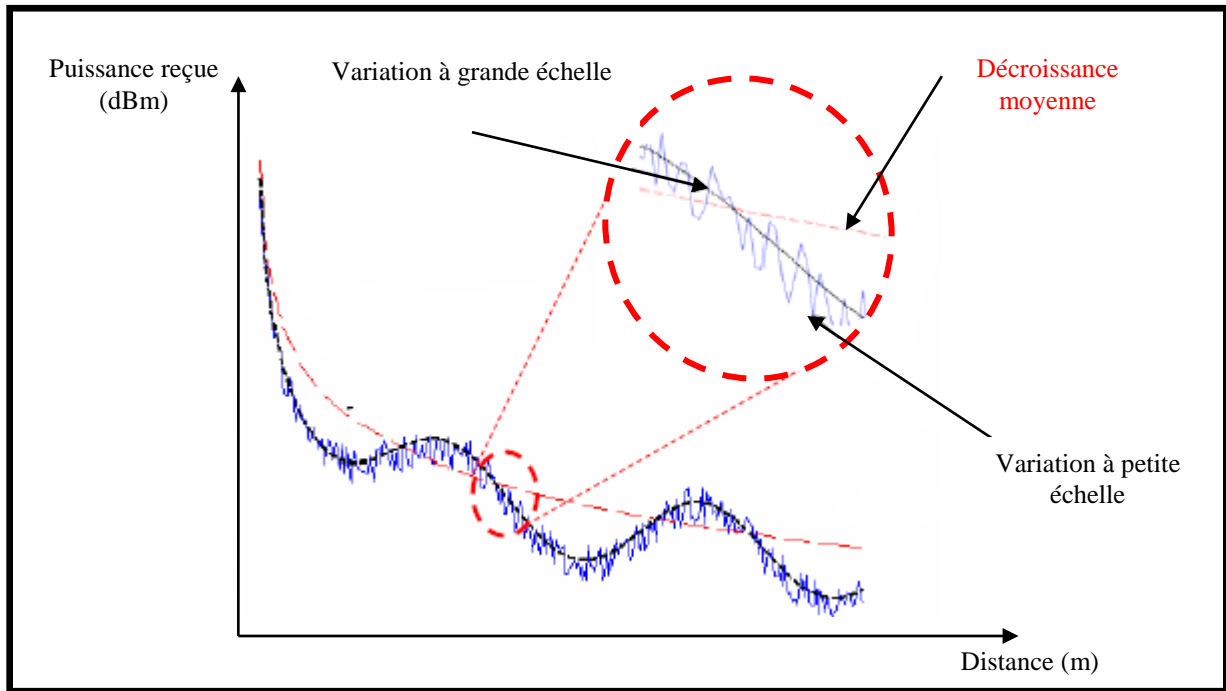


Figure I. 10 Variation de la propagation [29].

- A. **Variation à grande échelle ou l'ombrage (shadowing):** définissent les fluctuations de la puissance moyenne mesurée sur un déplacement de l'ordre de dizaines de longueurs d'onde.
- B. **Décroissance moyenne ou affaiblissement de parcours (Path Loss) :** dû à l'augmentation de la distance entre l'émetteur et le récepteur.
- C. **Variation à petite échelle** qui peut être vue comme une variation rapide du niveau du signal sur un déplacement suffisamment petit de l'ordre de quelque longueur d'onde.

I.4.2.2. Modélisation du canal de propagation

Considérant un canal radio mobile caractérisé par L trajets et des retards associés à ces trajets. Dans la plupart des cas, un canal radio peut être modélisé comme un filtre linéaire qui se caractérise par une réponse impulsionnelle $h(t, \tau)$ (Figure I.11). Cette réponse est une fonction à la fois de la variation de temps(t), et de retard des trajets multiple (τ).

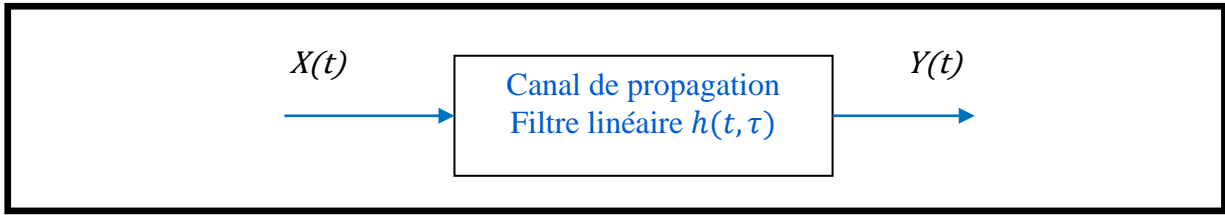


Figure I. 11 Représentation en bande de base d'un canal de propagation.

La réponse impulsionnelle d'un canal à multi-trajet peut être écrite de la manière suivante [31]:

$$h(t, \tau) = \sum_{l=1}^L \alpha_l(t) e^{j(2\pi f_c \tau_l(t))} \delta(t - \tau_l(t)) \quad (\text{I.3})$$

Cette relation montre que chaque trajet est caractérisé par une amplitude α_l , et un déphasage $\varphi_l = 2\pi f_c \tau_l(t)$ et un retard temporel τ_l .

Où δ représente la fonction du Dirac, et t le temps.

Une représentation d'un canal variant dans le temps est illustrée dans la **figure I.12**.

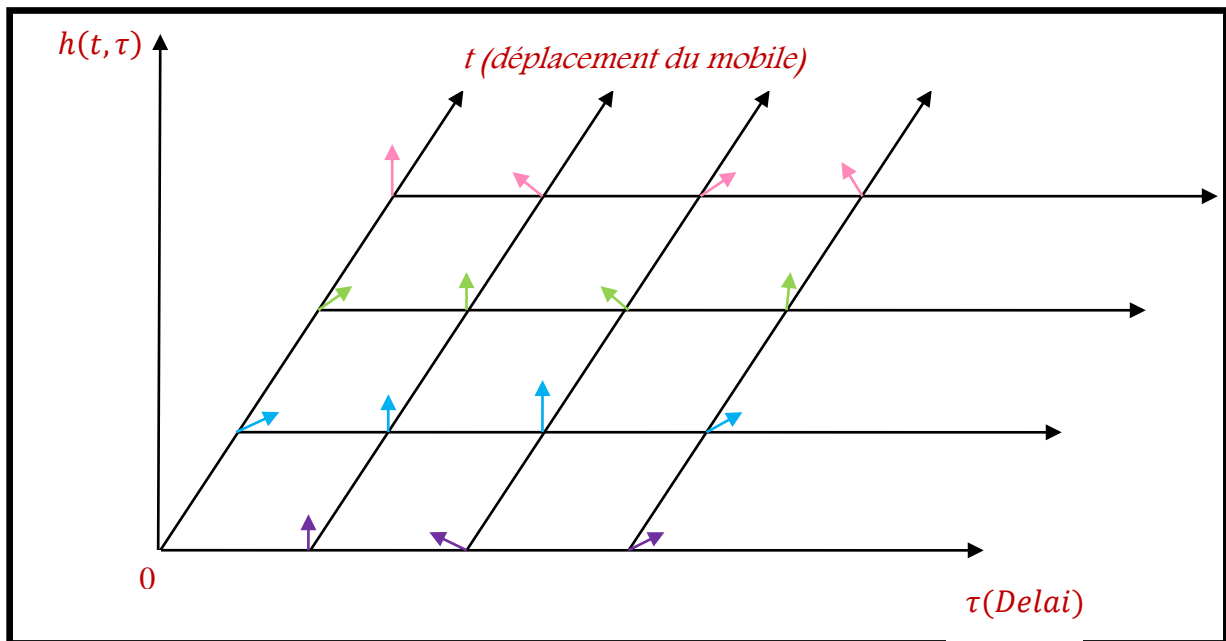


Figure I. 12 Représentation d'un canal variant dans le temps.

En passe bande, le signal émis $\tilde{x}(t)$ peut s'exprimer sous la forme :

$$\tilde{x}(t) = \text{Re}\{x(t)\exp(j2\pi f_c t)\} \quad (\text{I.4})$$

Avec $x(t)$ est l'enveloppe complexe du signal, et f_c est la fréquence porteuse.

De même, le signal reçu peut s'écrire :

$$\tilde{y}(t) = \text{Re}\{y(t)\exp(j2\pi f_c t)\} + n(t) \quad (\text{I.5})$$

Où $y(t) = h(t, \tau) * x(t)$ représente le résultat de l'interaction du signal avec le canal et $n(t)$ est un bruit blanc additif gaussien (AWGN).

Il existe certains paramètres qui permettent de quantifier, alors de caractériser le canal de propagation. Ces paramètres sont à l'origine des phénomènes qui affectent les paramètres de l'onde émise (l'amplitude, la fréquence et la phase) [32].

Ces paramètres peuvent être distingués comme suit :

- La dispersion temporelle (étalement de retard) et bande de cohérences.
- L'effet doppler (Doppler Spread).
- Le temps de cohérence.
- La distorsion d'amplitude (Fading).

I.4.3. La dispersion temporelle

Comme il a été susmentionné, un signal émis est porté par un certain nombre de trajets, lors de sa propagation. Chaque réplique de ce signal est reçue par le récepteur avec une certaine puissance et un retard qui dépend de trajets empruntés. Cela engendre un profil de retard de puissance qui caractérise le canal de propagation. Ce profil est connu comme le PDP (**Power Delay Profile**). Les paramètres de dispersion temporelle qui sont mis en place pour caractériser le canal sont :

- **Le délai moyen des retards** : est le moment du premier ordre de PDP, il représente le retard relatif moyen de l'ensemble des retards [33], il peut s'exprimer comme suit :

$$\bar{\tau} = \frac{\sum_{l=1}^L \alpha_l^2 \tau_l}{\sum_{l=1}^L \alpha_l^2} \quad (\text{I.6})$$

- **L'écart type des retards (RMS)**: il est défini comme étant la racine carrée du moment du second ordre du PDP, il détermine la sélectivité du canal qui peut causer la dégradation des performances. Il décrit aussi la dispersion d'un signal à travers la propagation multi-trajets en tenant compte des retards de l'ensemble des trajets et en se basant sur le premier trajet reçu. Il vérifie l'équation suivante :

$$\tau_{RMS} = \sqrt{\overline{\tau^2} - \bar{\tau}^2} \quad (I.7)$$

- **Le retard maximal** : également appelé écart de retard maximal, est la différence de temps relatif entre la première composante du signal reçue par le récepteur et la dernière composante ayant un niveau de puissance supérieure à un certain seuil.

Ainsi : $\tau_{max} = \tau_l - \tau_0$. Ce paramètre τ_{max} et la période de symbole T_{sym} peuvent être utilisés pour catégoriser un canal, entre sélectif ou non sélectif en fréquences. Alors si $\tau_{max} > T_{sym}$, le canal est dit sélectif en fréquence. Dans le cas contraire, le canal est dit non sélectif en fréquence. Ce paramètre peut également être utilisé pour déterminer le préfixe cyclique d'un system OFDM [34].

Cette dispersion temporelle des retards se caractérise dans le domaine fréquentiel par une corrélation sur une bande de fréquences.

I.4.4. La bande de cohérence

L'étalement temporel peut également être représenté dans le domaine fréquentiel par la bande de fréquences dans laquelle les amplitudes des signaux reçus ont une forte corrélation. Cela est désigné par le terme « Bande de cohérence ». En fait, c'est un paramètre dérivé de la fonction de corrélation de fréquence espacée qui est à son tour la représentation en domaine fréquentiel de profile de retard de puissance (PDP). Elle est inversement proportionnelle à l'étalement RMS et s'exprime comme suit [35] :

$$B_c \approx \frac{1}{\rho_e \cdot \tau_{RMS}} \quad (I.8)$$

Avec ρ_e est le coefficient de corrélation.

Cette mesure statistique dans lequel le canal de propagation peut être considéré comme « plat » peut catégoriser le canal comme sélectif ou non sélectif en fréquence [29], en le comparant avec la bande de fréquences du signal transmis B_s .

Donc, si $B_s < B_c$, dans ce cas, le canal est considéré comme étant non sélectif en fréquence. Dans le cas contraire, le canal est dit sélectif en fréquence.

I.4.5. L'étalement Doppler et le temps de cohérence

Généralement, la réponse impulsionnelle du canal peut varier au cours du temps, à cause de la mobilité de l'émetteur, du récepteur ou d'un ou des objets environnants à une certaine vitesse.

La caractérisation de cette évolution temporelle a donné lieu de deux notions : **l'Étalement Doppler et le temps de cohérence.**

Tout d'abord, on appelle la fréquence Doppler f_D , le décalage fréquentiel du spectre des signaux émis, connu aussi comme effet Doppler. Elle dépend de la vitesse du mouvement, la fréquence porteuse f_c et l'angle d'incidence θ . Elle est donnée par la relation suivante :

$$f_D = f_c \frac{v}{c} \cos \theta \quad (\text{I.9})$$

Où C est la célérité de la lumière.

Selon cette expression, on peut définir **l'étalement Doppler** B_D comme étant la largeur de la bande de fréquences où le spectre de puissance est non nul. Il est égale à :

$$B_D = 2f_{D_{max}}. \text{ Avec } f_{D_{max}} = f_c \frac{v}{c} \quad (\text{I.10})$$

Le temps de cohérence T_c peut être défini comme la durée pendant laquelle la réponse impulsionnelle du canal est considérée comme constante. Il est inversement proportionnel à la valeur de $f_{D_{max}}$. Il permet de mesurer la rapidité des fluctuations du canal.

En fait, dans le cas où le $T_{sym} > T_c$, le canal est dit sélectif en temps. Et non sélectif en temps dans le cas contraire.

I.4.6. L'évanouissement

En combinant les effets présentés précédemment, on peut lister quatre types de canaux qui se différencient par leur sélectivité en fréquence qui dépend de la bande de cohérence et par leur rapidité d'évanouissement qui s'exprime par le temps de cohérence.

I.4.6.1. Evanouissements dus à la dispersion temporelle

A. Evanouissement plate (Flat Fading): le canal est dit non sélectif en fréquence ou plat si sa bande de cohérence est supérieure à la bande de fréquences du signal. Et la dispersion temporelle τ_{max} est inférieure à la durée du symbole émis T_{sym} . Dans ce cas, toutes les composantes spectrales du signal subissent les mêmes amplifications et atténuations (**Figure I.13**).

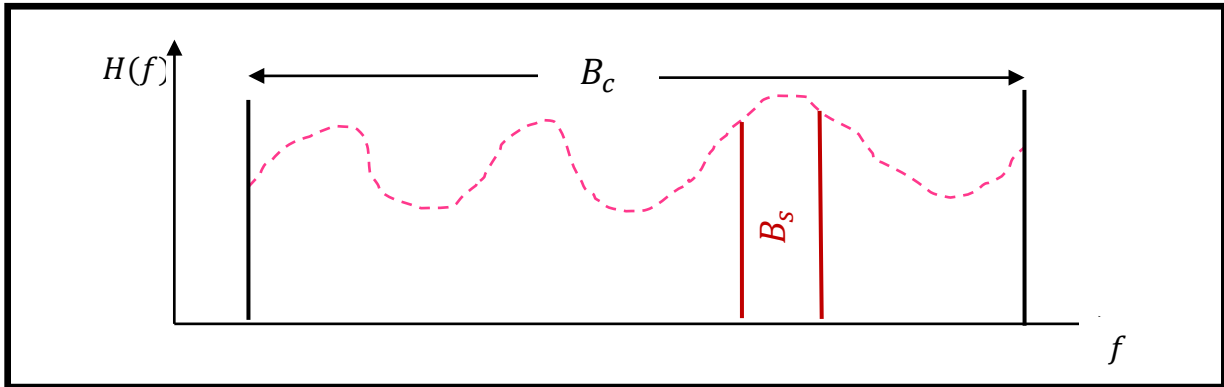


Figure I. 13 Représentation d'un canal non sélectif en fréquence.

B. Sélectivité en fréquence : si la bande occupée par le signal est plus grande par rapport à la bande de cohérence du canal, dans ce cas, les évanouissements n'atténuent que certaines composantes du spectre du signal et ce spectre peut être considéré comme décorrélé. En effet, le récepteur distingue plusieurs trajets. Ainsi, l'étalement du retard étant supérieur à la durée du symbole. Cela veut dire que des interférences entre symboles peuvent être générées. Alors, le canal est qualifié de sélectif en fréquence.

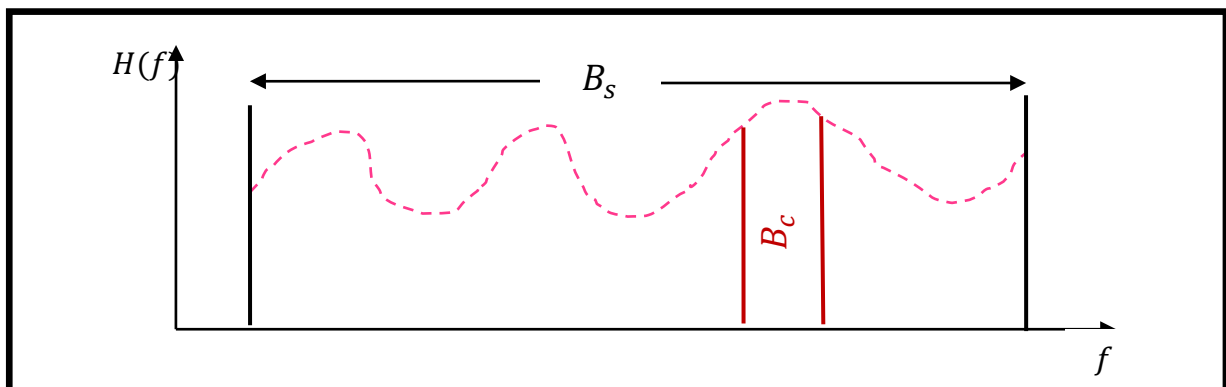


Figure I. 14 Représentation d'un canal sélectif en fréquence

I.4.6.2. Evanouissements dus au décalage Doppler

L'évolution temporelle du canal, qui est créée par le déplacement du récepteur par rapport à l'émetteur et qui se caractérise par le spectre Doppler, apporte la notion de sélectivité en temps du canal [10].

A. Evanouissement lent : si le temps de cohérence de canal T_c est supérieur à la durée du symbole, le canal est dit non sélectif en temps. De même, la bande occupée par le signal est supérieure au décalage Doppler. Dans ce cas, la réponse impulsionnelle

du canal reste constante sur plusieurs symboles consécutifs. Alors, l'évanouissement peut apparaître lent.

B. Evanouissement Rapide : le canal est sélectif en temps, si le temps de cohérence est inférieur à la durée du symbole, et la bande du symbole est supérieure au décalage Doppler. Dans ce cas, la réponse impulsionnelle varie rapidement pendant la durée d'un seul symbole. Alors l'évanouissement peut être considéré comme rapide.

I.4.7. Modèles statistiques pour un canal à évanouissement

A leur arrivée sur l'antenne réceptrice, les répliques du signal sont souvent déphasées. Leur combinaison peut être destructive ou bien constructive donnant naissance à des évanouissements profonds. En ajoutant la mobilité continue des terminaux mobile, l'amplitude des signaux varie très rapidement sur des distances très courtes. L'évaluation des pertes en puissance sera très compliquée. C'est pour cela une description statique des évanouissements rapides est adéquate. Ce type d'évanouissement est beaucoup plus connu sous le nom « évanouissements de Rayleigh ».

Les distributions statiques les plus utilisées sont : Rayleigh, Rice et Nakagami-m [30].

I.4.7.1. Distribution de Rayleigh

Représente un cas particulier, utilisé souvent dans les communications numériques. Il ne considère pas un trajet direct (LOS), et représente le cas le plus favorable en termes d'évanouissement. L'enveloppe du signal reçu suit une distribution de Rayleigh défini par [36] :

$$p(x) = \frac{x}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{x^2}{2\sigma^2}\right) \quad (\text{I.11})$$

Où x est l'enveloppe du signal, et σ est le paramètre de Rayleigh. Avec $E\{r^2\} = 2\sigma^2$.

I.4.7.2. Distribution de Rice

Pour la modélisation d'un canal de propagation avec des trajets indirects et un trajet dominant direct(LOS), L'enveloppe du signal reçu suit une distribution dite « distribution de Rice ». Il peut s'exprimer comme suit :

$$p(x) = \frac{x}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{x^2+v^2}{2\sigma^2}\right) I_0\left(\frac{xv}{\sigma^2}\right) \quad (\text{I.12})$$

Avec v^2 est l'amplitude du trajet direct, I_0 est la fonction de Bessel modifiée d'ordre zéro [37]. Les paramètres statistiques de la loi de Rice sont décrits dans [30].

I.4.7.3. Distribution de Nakagami-m

Les distributions de Rayleigh et de Rice sont généralement suffisantes pour la caractérisation des signaux reçus. Cependant, pour un cas où le canal est caractérisé par deux trajets de puissances équivalentes et plus fortes que les autres. Dans ce cas-là, l'expression statiques de l'enveloppe du signal ne peut plus être rapprochée ni de la distribution de Rayleigh ni de Rice.

Une autre distribution est proposée pour modéliser ce cas [38]. Cette distribution est désignée par « Distribution de Nakagami-m ». Elle est définie à partir de deux paramètres m et σ et sa densité de probabilité est donnée par :

$$p(x) = \frac{2}{\Gamma(m)} \left(\frac{m}{\Omega}\right)^m x^{2m-1} \exp\left(-\frac{m}{\Omega} x^2\right), x \geq 0 \text{ et } m \geq 0.5 \quad (\text{I.13})$$

Où $\Gamma(\cdot)$ est la fonction gamma, $\Omega = E\{x^2\}$ est la valeur quadratique moyenne.

Et $m = \frac{E^2\{x^2\}}{\text{Var}\{x^2\}}$ est le paramètre d'évanouissement.

La distribution de Nakagami inclut d'autres distributions, en variant la valeur de m . pour décrire la distribution de Rayleigh, on affecte pour m la valeur « 1 ». Et la valeur $m = \frac{1}{2}$ est une approximation de la distribution de Rice (**Figure I.15**).

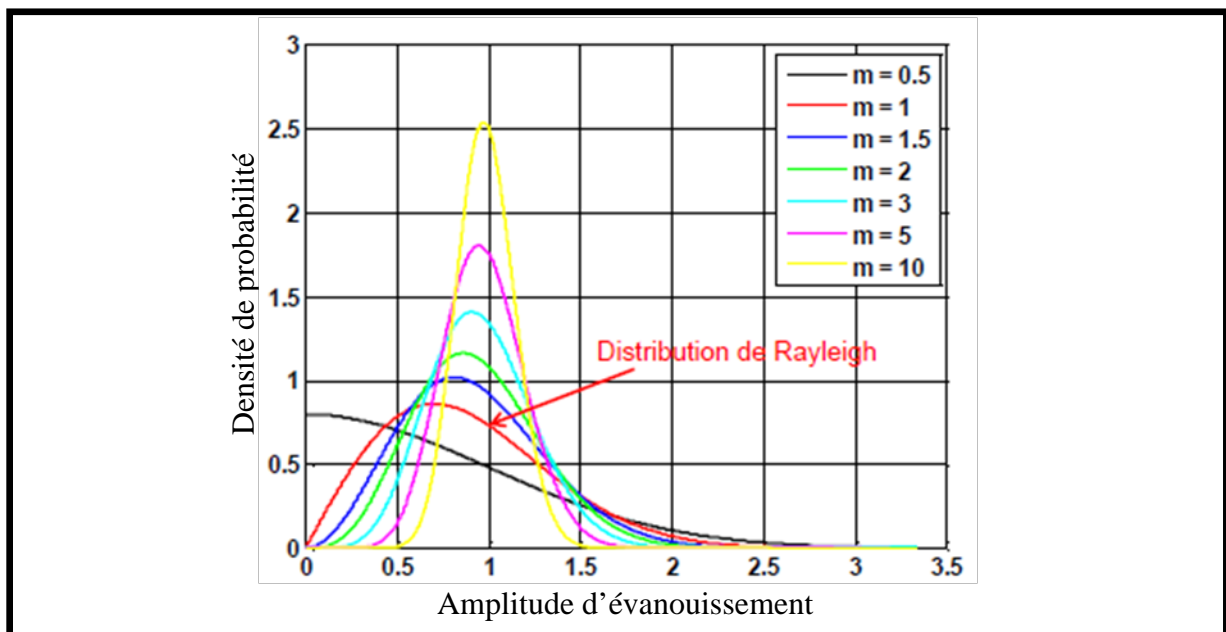


Figure I. 15 Représentation de la distribution de Nakagami-m [38]

I.4.8. La lutte contre l'évanouissement

De nombreuses techniques sont mises en place pour venir à bout des problèmes d'évanouissement, en limitant les effets des multi-trajets tout en exploitant les domaines spatiaux et fréquentiels existants. Ces techniques dépendent en général de la source des distorsions, la sélectivité de canal ou la non-stationnarité du signal.

Où la sélectivité du canal peut se combattre par :

- L'égalisation.
- L'étalement du spectre.
- Le multiplexage fréquentiel (OFDM), ou la diversité fréquentielle.

Par ailleurs, la non-stationnarité du signal, peut être contré par :

- Le codage correcteur d'erreurs et l'entrelacement.
- La diversité temporelle.
- L'égalisation et la synchronisation adaptatives.

Les techniques de diversité, le multiplexage fréquentiel (OFDM), le codage correcteur d'erreurs, qui s'inscrivent dans ce contexte, seront plus détaillées dans la suite de ce manuscrit.

I.5. Notion de diversité

La diversité est utilisée dans les systèmes de communications sans fil pour lutter contre les effets d'évanouissement à faible échelle dû aux multi-trajets. Elle est définie par la présence de plusieurs répliques de la même information en réception. La diversité se révèle comme étant un outil puissant pour se tenir contre les évanouissements et les interférences entre les canaux de transmissions. Elle permet particulièrement d'accroître la capacité du système, ainsi que sa couverture. On distingue plusieurs formes de diversité physiques apportées par le canal de transmission : Diversité spatiale (nécessite l'utilisation des multiples antennes à l'émission et/ou à la réception), Diversité temporelle (différents intervalles de temps en un codage canal) et Diversité fréquentielle (différents canaux, étalement de spectre, OFDM),...etc [39].

La diversité est caractérisée par une grandeur qui est connue comme « ordre de diversité D » par laquelle la robustesse d'un système peut être évaluée. Cette grandeur peut être définie comme étant le nombre de répliques indépendantes dont dispose le récepteur. Il a été démontré dans [40] que la probabilité d'erreur à fort rapport signal à bruit décroît

exponentiellement avec D . Alors, cette technique peut garantir une bonne transmission de l'information.

En outre, le codage peut également exploiter la diversité présentée par le canal. Et il peut se faire à plusieurs niveaux :

- **Le codage canal**, qui introduit de la redondance dans le message afin de détecter ou de corriger les erreurs à la réception. Cela va être détaillé dans le 4^{ème} chapitre.
- **Le codage espace-temps** : il s'associe aux systèmes multi-antennes. il introduit de la redondance et de la corrélation entre symboles dans le domaine spatial et temporel. il permet alors d'atteindre de haut degré de diversité. Ces systèmes multi-antennes, qui seront étudiés plus en détail dans le chapitre suivant, réduisent les fluctuations du signal tout en éliminant les évanouissements profonds.

Il existe plusieurs paramètres évaluant les performances de la diversité, décrits en détails dans [41] :

- **Gain de diversité** : c'est le paramètre central d'évaluation de la diversité, il permet de quantifier l'apport de la diversité dans le système.
- **Coefficient de corrélation** : est le paramètre qui permet de mesurer le degré de la similitude entre les signaux reçus. Idéalement, la diversité exige un coefficient faible ou nul.
- **Gains moyens effectifs** : la diversité dépend des gains moyens effectifs, qui représentent la capacité d'une antenne à recevoir de la puissance dans un environnement électromagnétique donné [42].

Comme nous avons précisé que la diversité s'évalue principalement par le gain de diversité qu'il agit sur l'amélioration du rapport signal à bruit (SNR), cette amélioration peut être vue de plusieurs façons. Un SNR élevé peut améliorer la robustesse de la transmission qui peut se traduire par une augmentation de débit tout en préservant une faible probabilité d'erreur. En revanche, si le SNR est supérieur au seuil autorisant le service, cela peut être traduit par une amélioration du porté radio. Ce qui est équivalent à une augmentation de la couverture pour une meilleure qualité de service.

I.6. Conclusion

Dans ce chapitre, après un bref rappel sur les réseaux de communications sans fil en particulier le WIFI et le WIMAX qui représentent notre domaine d'intérêt, nous avons décrit les principales notions du canal de propagation. Les modèles de canaux ont ainsi été présentés, en particulier les canaux à évanouissement qui caractérisent les canaux radio-mobiles. Pour combattre cet évanouissement, nous étions intéressés par la diversité, et par les techniques des modulations avancées. La technologie MIMO, la modulation OFDM et les codes correcteurs d'erreurs seront présentés d'une manière exhaustive dans les chapitres suivants.

Bibliographie

- [1] IEEE Computer Society, "IEEE 802.15 WPAN Task Group 1 (TG1)". IEEE Standards Association. February 9, 2004.
- [2] IEEE Computer Society, "802.15.1, IEEE Standard for Information technology— Telecommunications and information exchange between systems— Local and metropolitan area networks— Specific requirements", 14 June 2005.
- [3] IEEE Computer Society, "IEEE Standard for Local and metropolitan area networks- Part 15.4: Low-Rate Wireless Personal Area Networks (LR-WPANs) " *New York, NY 10016-5997 USA*, 5 September 2011.
- [4] C.M.Roberts, "Radio frequency identification (RFID)," *Computers & Security*, vol. 25, no. 01, pp. 18-26, February 2006.
- [5] B. Putman, *WLAN Hands-On Analysis: Unleashing the Network Monitor for Troubleshooting and Optimization.*: AuthorHouse, December 2005.
- [6] S. Kumar, *Wireless Communications Fundamental & Advanced Concepts*. Denmark: Rivers Publishers, 2015.
- [7] D. Deng, K. Chen, and R. Cheng, "IEEE 802.11ax: Next generation wireless local area networks," in *10th International Conference on Heterogeneous Networking for Quality, Reliability, Security and Robustness*, Rhodes, Greece, Aug. 2014, pp. 77-82.
- [8] L. Korowajczuk, *LTE, WiMAX and WLAN Network Design, Optimization and Performance Analysis*, John Wiley & Sons 2011, Ed., août 2011.
- [9] K.Pahlavan and P. Krishnamurthy, *Networking Fundamentals: Wide, Local and Personal Area Communications*, John Wiley & Sons, Ed., 2009.
- [10] K.K. Du and M. N. S. Swamy, *Wireless Communication Systems: From RF Subsystems to 4G Enabling Technologies*. New York: Cambridge University press, 2010.
- [11] M. Sauter, *3G, 4G and Beyond: Bringing Networks, Devices and the Web Together.*: John Wiley & Sons, 2013.
- [12] M.M. da Silva and F.A. Monteiro, *MIMO Processing for 4G and Beyond: Fundamentals and Evolution*, Taylor and Francis group, Ed.: CRC Press, 2016.
- [13] V. W. S. Wong, R. Schober, D. W. Kwan-Ng, and L. C. Wang, *Key Technologies for 5G Wireless Systems*, Cambridge University Press, Ed., 2017.
- [14] T. S. Rappaport et al., "Overview of Millimeter Wave Communications for Fifth-Generation (5G) Wireless Networks—With a Focus on Propagation Models," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 65, no. 12, pp. 6213 - 6230, Dec. 2017.

- [15] K. Van-Dam, S. Pitchers, and M. Barnard, "Body area networks: Towards a wearable future," in *WWRF kick off meeting*, munich, 2001.
- [16] A. Milenkovic, C. Sanders, and E. Jovanov, C. Otto, "System architecture of a wireless body area sensor network for ubiquitous health monitoring," *Journal of Mobile Multimedia*, vol. 01, no. 04, pp. 307-326, 2006.
- [17] M. Li and M. Zhuang, "An Overview of Physical Layers on Wireless Body Area Network," in *Anti-counterfeiting, Security, and Identification*, Taipei, aout 2012, pp. 1-5.
- [18] "IEEE Standard for Local and metropolitan area networks - Part 15.6: Wireless Body Area Networks," *IEEE Std 802.15.6-2012*, vol. 1-271, février 2012.
- [19] J. A. Ruiz, J. Xu, and S. Shimamoto, "Propagation characteristics of intra-body communications for body area networks," *Proceedings of the 3rd IEEE Consumer Communications and Networking Conference (CCNC '06)*, vol. 01, pp. 509–513, January 2006.
- [20] B.Latré, B.Braem, I. Moerman, C. Blondia, and P. Demeester, "A Survey on Wireless Body Area Networks," *Journal of Medical Systems*, vol. 17, no. 1, pp. 1-18, January 2011.
- [21] J. D. Gibson, *The Communication Handbook*. 2 nd edition: CRC Press LLC, , 2002.
- [22] V. LeNir, "Étude et optimisation des systèmes multi-antennes associés à des modulations multiporteuses," Rennes, INSA, thèse de Doctorat, NOVEMBRE 2004.
- [23] L.C. GODARA, *Handbook of Antennas in Wireless Communications*. United States: CRC Press, 2002.
- [24] J.P. Linnartz and G. Fettweis N. Yee, "Multicarrier cdma in indoor wireless radio networks," in *In IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications*, JAPAN, September 1993, pp. 109–113.
- [25] S. Hara and R. Prasad, "Ds-cdma, mc-cdma and mt-cdma for mobile multimedia communications," *In IEEE Vehicular Technology Conference, VTC. Atalanta, USA*, pp. 1106–1110, April 1996.
- [26] F. Luo and C. Zhang, *Signal Processing for 5G: Algorithms and Implementations*, John Wiley & Sons, Ed. UK, oct. 2016.
- [27] M. Jankiraman, *Space-time Codes and MIMO systems*.: Artech House , 2004.
- [28] C.P. Narayan, *Antennas and Propagation*.: Technical Publications Pune, 2007.
- [29] T. S. Rappaport, *Wireless communications: principles and practice*.: Prentice Hall PTR, 2002.
- [30] S. R. Saunders and A. Aragon, *Antennas and Propagation for Wireless communication system*.: Wiley & Sons, 2 ed., May 2007.
- [31] R.B. Ertel and P. Cardieri, "Overview of Spatial Channel Models for Antenna Array Communication Systems", *IEEE Personal Communications*., February 1998.

- [32] J. Bocuzzi, *Signal processing for Wireless Communications*. USA: McGraw-Hill, 2008.
- [33] A. CHOUMANE, Synthèse d'un canal de propagation par système multi-antennes pour la caractérisation de terminaux mobiles à diversité, juin 2011, Thèse de doctorat, Université de Limoges.
- [34] A. Hüseyin, *Cognitive Radio, Software Defined Radio, and Adaptive Wireless Systems (Signals and Communication Technology)*. Dordrecht, Netherlands: Springer Netherlands, 2007.
- [35] H. Jafarkhani, "Space-Time coding : theory and practice," 2005.
- [36] K. D. Wong, *FUNDAMENTALS OF Wireless communication Engineering Technologies*. New Jersey.: John Wiley & Sons, 2012.
- [37] H. Hashemi, "The Indoor Radio Propagation Channel," *Proceedings of the IEEE*, vol. 81, no. 7, pp. 943–968, Juillet 1993.
- [38] M. Nakagami, "The m-Distribution- a general formula of intensity distribution of rapid fading, reprint from Statistical Methods of Radio wave Propagation," *Pergamon Press*, 1960.
- [39] Y.S. Cho, J. Kim, W.Y. Yang, and C.G. Kang, *MIMO OFDM WIRELESS COMMUNICATIONS WITH MATLAB.*: John Wiley & Sons (Asia), 2010.
- [40] L. Zheng and D. N. C. Tse, "Diversity and multiplexing : a fundamental tradeoff in multiple-antenna channels," *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 49, no. 5, pp. 1073–1096, May 2003.
- [41] C. Tounou, Contribution à l'étude de systèmes à diversité d'antennes sur terminaux compacts, Mesures de performances en environnement réel, 2008, Thèse de doctorat, université de Limoges.
- [42] T. Taga, "Analysis for mean effective gain of mobile antennas in land mobile radio environments," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 39, no. 2, pp. 117 - 131, 2002.

Chapitre 02

La technologie MIMO

II.1. Introduction	39
II.2. Principe de système multi-antennaire	39
II.3. Modélisation des systèmes multi-antennaires	43
II.4. Capacité des systèmes multi-antennes	45
II.4.1. Capacité du système SISO	45
II.4.2. Capacité des canaux MIMO déterministes :	45
II.4.2.1. Capacité du canal : Cas du CSI absent au niveau de l'émetteur	47
II.4.2.2. Capacité du canal : Cas de CSI connu au niveau de l'émetteur	48
II.4.3. Capacité du système MISO et SIMO :	49
II.4.4. Capacité des canaux MIMO stochastiques	50
II.4.5. Capacité de coupure	50
II.5. Architecture des techniques MIMO	51
II.5.1. Codage espace-temps	52
II.5.1.1. Codage espace-temps en bloc (STBC)	53
A. Code d'Alamouti	54
B. Codes espace temps orthogonaux en bloc (OSTBC)	55
C. Codes espace temps non-orthogonaux en bloc (N-OSTBC)	57
II.5.1.2. Codage espace-temps en treillis (STTC)	58
II.5.2. Multiplexage spatial	59
II.5.2.1. Architecture H-BLAST :	60
II.5.2.2. Architecture V-BLAST :	61
II.5.2.3. Architecture D-BLAST	62

II.6. Techniques de décodage associé aux systèmes multi antennes	62
II.6.1. Le décodage utilisant des techniques d'égalisation.....	63
II.6.1.1. L'égaliseur de forçage à zero :	63
II.6.1.2. L'égaliseur à erreur quadratique moyenne minimale (MMSE):	63
II.6.2. Le décodage par annulations successives d'interférences ordonnées (OSIC) :	63
II.6.3. Le décodeur à maximum de Vraisemblance (Maximum Likelihood) ML :.....	65
II.6.4. Le décodage sphérique :.....	66
II.6.5. Le décodage de QRM-MLD :	66
II.7. Applications envisagées pour les systèmes multi antennes	66
II.8. Conclusion	67
Bibliographie	68

« Tous ceux qui réussissent font des efforts continus. Ils ne se contentent jamais de bons résultats et cherchent toujours à se surpasser. »

– Anthony Robbins

II.1. Introduction

Actuellement, les systèmes des radiocommunications doivent fournir des débits de plus en plus élevés, indépendamment du type du réseau sans fil. Plusieurs solutions sont étudiées afin de proposer un maximum de débit aux utilisateurs. En outre, des solutions classiques telles que l'introduction des types de modulation d'ordre supérieur ou l'utilisation des bandes passantes plus élevées sont limitées.

La technologie MIMO qui consiste à utiliser multiples antennes à l'émission ainsi qu'à la réception, permet d'augmenter le débit de la transmission (multiplexage spatial) et la robustesse de canal (diversité spatiale) et d'améliorer la fiabilité. Avec un codage spatio-temporel, elle peut atteindre des hauts débits avec des gains de diversité et de codage tous en gardant la même largeur de la bande et la même puissance.

Ce chapitre donne une introduction aux concepts de base liés à la terminologie MIMO avec ses différentes configurations SISO, SIMO, MISO et MIMO. Nous allons aborder particulièrement les techniques de diversité soit en réception ou en émission, en rappelant le codage spatio-temporel. Finalement, la capacité des systèmes multi antennaires est étudiée afin de déterminer les débits théoriques qu'on peut atteindre de ces systèmes.

II.2. Principe de système multi-antennaire

Les systèmes MIMO sont apparus dans les années 1990 grâce à Gérard J. Foschini, et Greg Rayleigh [1]. Leurs objectifs sont d'augmenter le débit et la portée des réseaux sans fil, en se basant sur l'utilisation de plusieurs antennes sur l'émetteur et le récepteur (**figure II.1**). Le fait d'utiliser plus d'une antenne sur les deux côtés de canal permet d'introduire une nouvelle forme de diversité spatiale, où plusieurs répliques de la même information sont transmises sur plusieurs canaux ayant des puissances comparables et des évanouissements indépendants. Il est fort probable qu'au moins un, ou plus, des signaux reçus ne soit pas atténué à un moment donné ou à une fréquence identique. Cela a pour conséquence l'amélioration de la fiabilité de transmission, en réduisant la probabilité d'erreur, et d'augmenter le débit de la transmission.

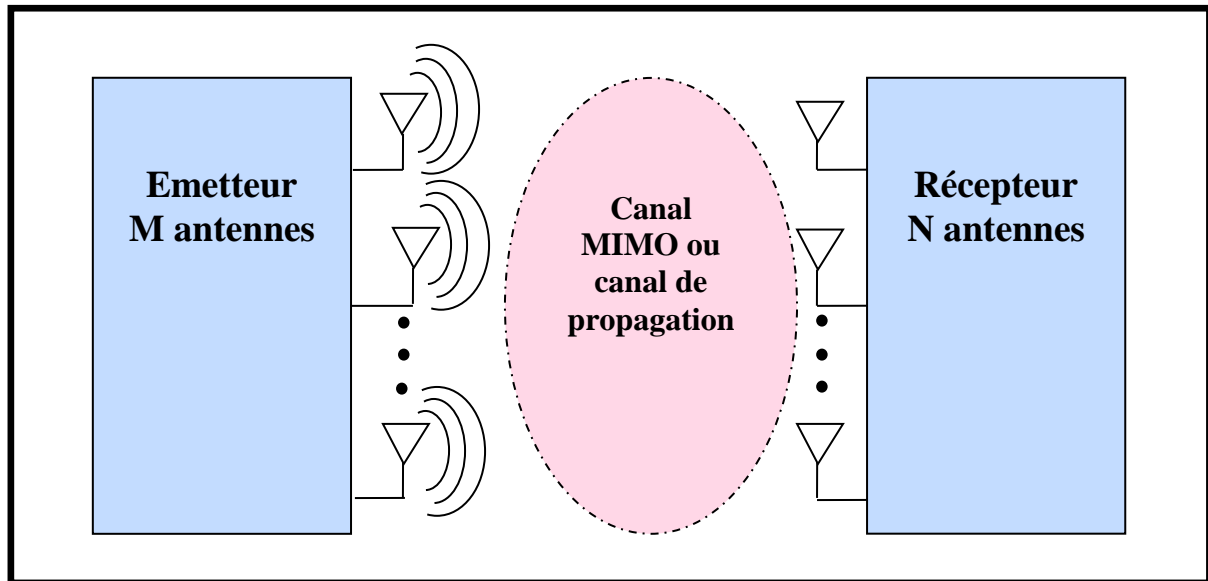


Figure II. 1 Principe du MIMO

Comme il a été expliqué dans le 1^{er} chapitre, lors de la propagation d'un signal, le canal est la principale source de perturbations subies par ce signal. En fait, à cause de phénomènes de propagation multi-trajet, le signal subit des évanouissements et des décalages fréquentiels et temporels. Les systèmes à diversité prennent avantage de ces types de propagation pour l'amélioration des performances du système.

Les systèmes multi-antennaires ont évolué au cours du dernier siècle apportant de nombreux avantages en exploitant plusieurs techniques, pour mettre en place leurs améliorations, telles que :

- **Diversité temporelle** : l'envoi des copies identiques de même durée d'un seul message dans des intervalles temporels séparés représente la diversité temporelle.

Et pour que ces messages soient statistiquement dé-corrélés à leur arrivée au récepteur, il faut que les messages soient envoyés à des instants régulièrement espacés d'une durée égale au temps de cohérence T_c , (**Figure II.2**), et ce temps de cohérence doit être au moins égal à la période de cohérence du canal de propagation, dans laquelle ce canal peut être considéré comme constant. Le principal désavantage de ce procédé est le retard induit par la diversité.

L'entrelacement associé à un code correcteur d'erreurs peut être considéré comme une forme de diversité temporelle [2].

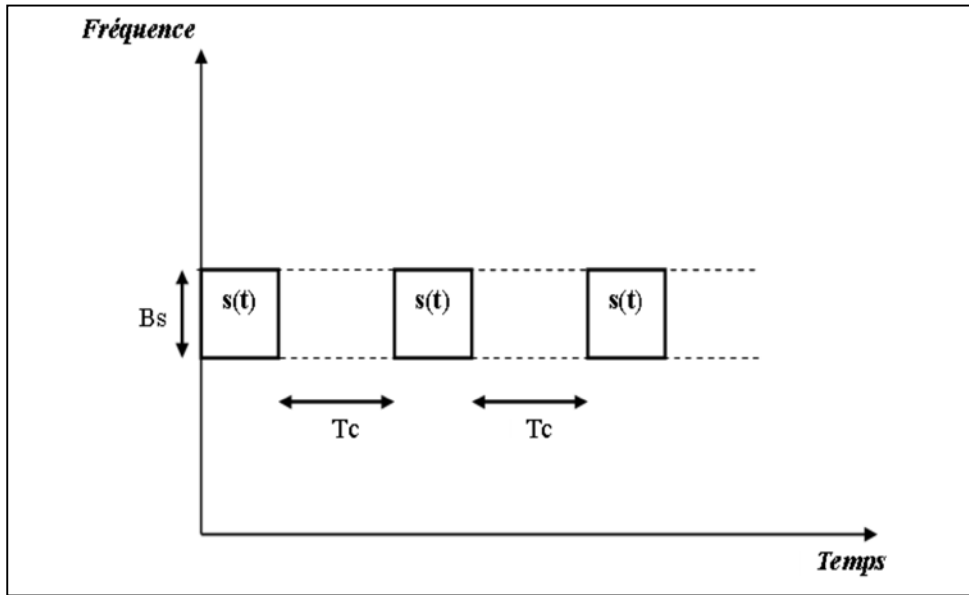


Figure II. 2 Représentation de la diversité de temps.

- Diversité fréquentielle** : la diversité fréquentielle sert à envoyer des répliques du même signal sur des fréquences porteuses différentes, avec une séparation de fréquence égale à un multiple entier de la bande de cohérence du canal de propagation B_c , illustrée sur la **figure II.3** [3]. où la bande de cohérence de canal est la bande de fréquences dans laquelle la fonction de transfert de canal est constante.

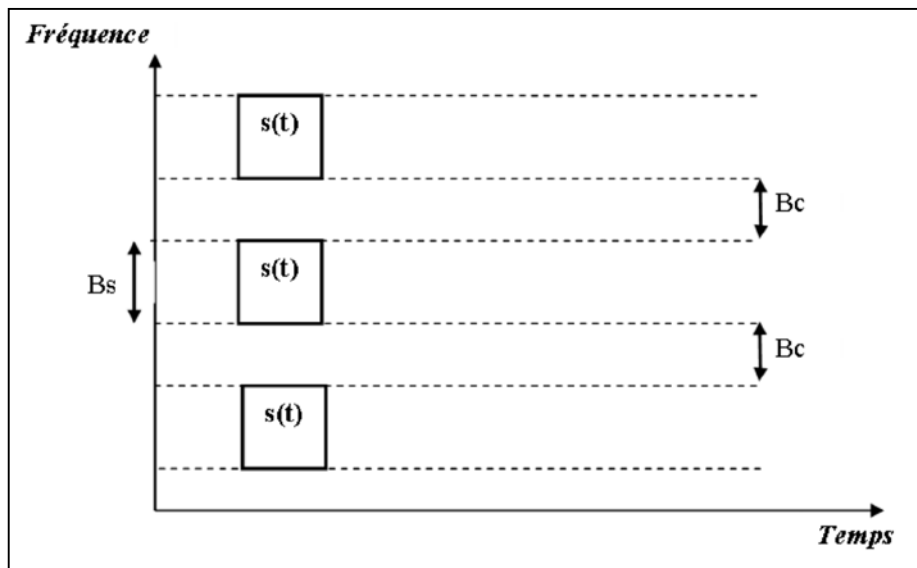


Figure II. 3 Représentation de la diversité fréquentielle.

- Diversité spatiale**: ou diversité d'antenne consiste habituellement à utiliser plusieurs antennes à l'émission et à la réception, séparées dans l'espace d'au moins la distance de cohérence. Cette distance est d'au moins dix fois la longueur

d'onde, quand elles sont situées dans une station de base. Et elle est moins, quand ces antennes sont situées dans une unité mobile.

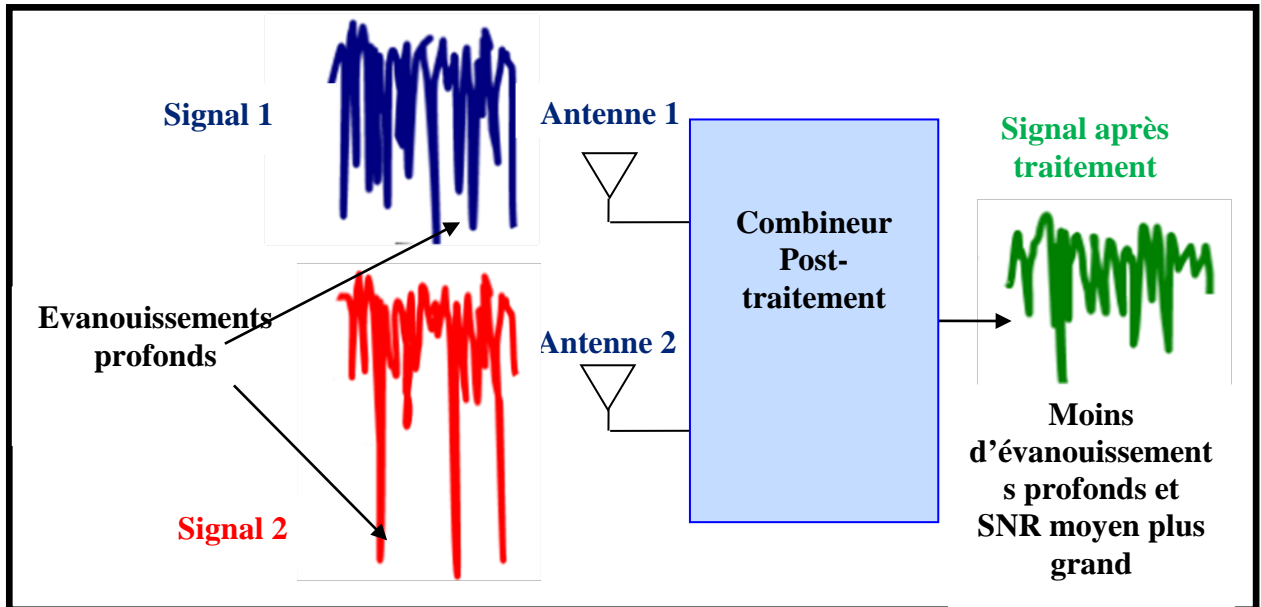


Figure II. 4 Structure de base de diversité d'antennes.

La structure de diversité d'antenne est représentée sur la **figure II.4**. Elle peut montrer que les évanouissements profonds des signaux reçus sont moins importants sur le signal à la sortie du combineur. Les techniques de diversité d'antennes sont souvent associées aux diversités de temps ou de fréquences. Il existe en général trois grandes catégories de diversité d'antennes [3] :

- **Diversité d'espace** : elle consiste à utiliser plusieurs antennes qui possèdent le même gain. La différence entre ces antennes réside au niveau du facteur de phase introduit par la distance « D » qui les sépare. En effet, le décalage en phase qui en résulte permet aux signaux issus de chacune des antennes d'être dé-corrélés l'un de l'autre.
- **Diversité de polarisation** : elle peut être implémentée en tirant profit de la polarisation d'antenne en se basant sur le principe que l'onde émise est souvent dé-polarisée à son arrivée sur l'antenne de réception, à cause des réflexions et des diffractions.
- **Diversité de diagramme de rayonnement** : où la forme de diagramme de rayonnement de chacune des antennes est différente des autres, pour que chaque antenne capte donc un maximum de puissance dans des directions différentes.

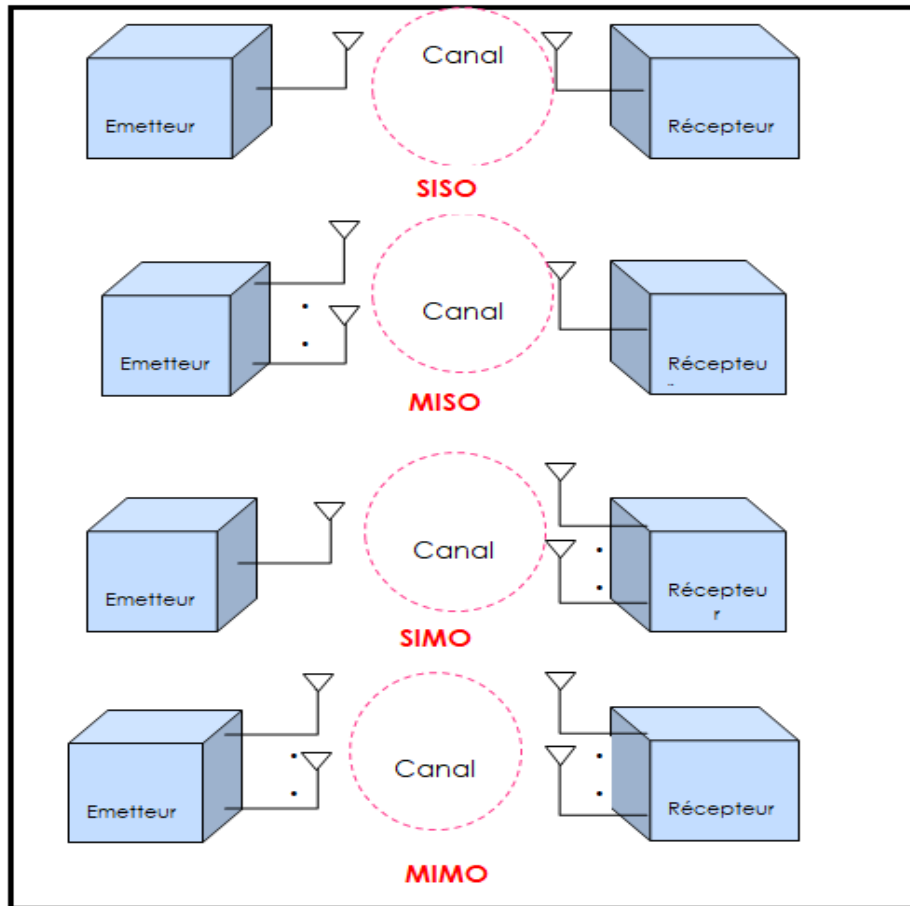


Figure II. 5 Schéma présentatif de SISO, SIMO, MISO, MIMO.

Un système multi-antenne se caractérise par l'utilisation de plusieurs antennes à l'émission et/ou plusieurs antennes à la réception. Lorsque ce système comprend seulement une seule antenne à la réception et plusieurs antennes à l'émission, on parle alors de système MISO. De même, lorsqu'il comprend plusieurs antennes à l'émission et une seule antenne à la réception, il est nommé SIMO (Single Input Multiple Output). En outre, si les deux côtés contiennent une seule antenne chacune, le système est considéré comme SISO (Single Input Single Output) [4].

II.3. Modélisation des systèmes multi-antennaires

Un système MIMO est constitué d'un réseau de N_t antennes émettrices et N_r antennes réceptrices. Illustré par la **figure II.6**. L'information est émise à la fois par les N_t antennes émettrices. Elle est portée, lors de sa propagation, par $N_t \cdot N_r$ sous-canaux reliant chacun une antenne d'émission à une antenne de réception, Lors de sa propagation, et qui constituent le canal sans fil MIMO.

Chaque sous-canal est représenté par le coefficient d'évanouissement complexe ou la réponse impulsionnelle du canal $h_{j,i}$ entre l'antenne émettrice i et l'antenne réceptrice j . Ces

coefficients peuvent être plus ou moins corrélés en fonction de l'environnement de propagation, l'espacement entre les antennes et de leurs polarisations.

A la réception on détecte le signal $y(t)$ qui peut s'écrire sous le forme matricielle:

$$y(t) = H \cdot x(t) + b(t) \quad (\text{II.1})$$

Avec H est la matrice de canal, $x(t)$ est le signal émis et $b(t)$ est un bruit additif gaussien.

Et

$$x(t) = [x_1(t) \quad x_2(t) \quad \dots \quad x_{N_t}(t)] \quad (\text{II.2})$$

$$y(t) = [y_1(t) \quad y_2(t) \quad \dots \quad y_{N_r}(t)]$$

$$H = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} & \dots & h_{1N_t} \\ h_{21} & h_{22} & \dots & h_{2N_t} \\ \vdots & & \ddots & \vdots \\ h_{N_r1} & h_{N_r2} & \dots & h_{N_rN_t} \end{bmatrix} \quad (\text{II.3})$$

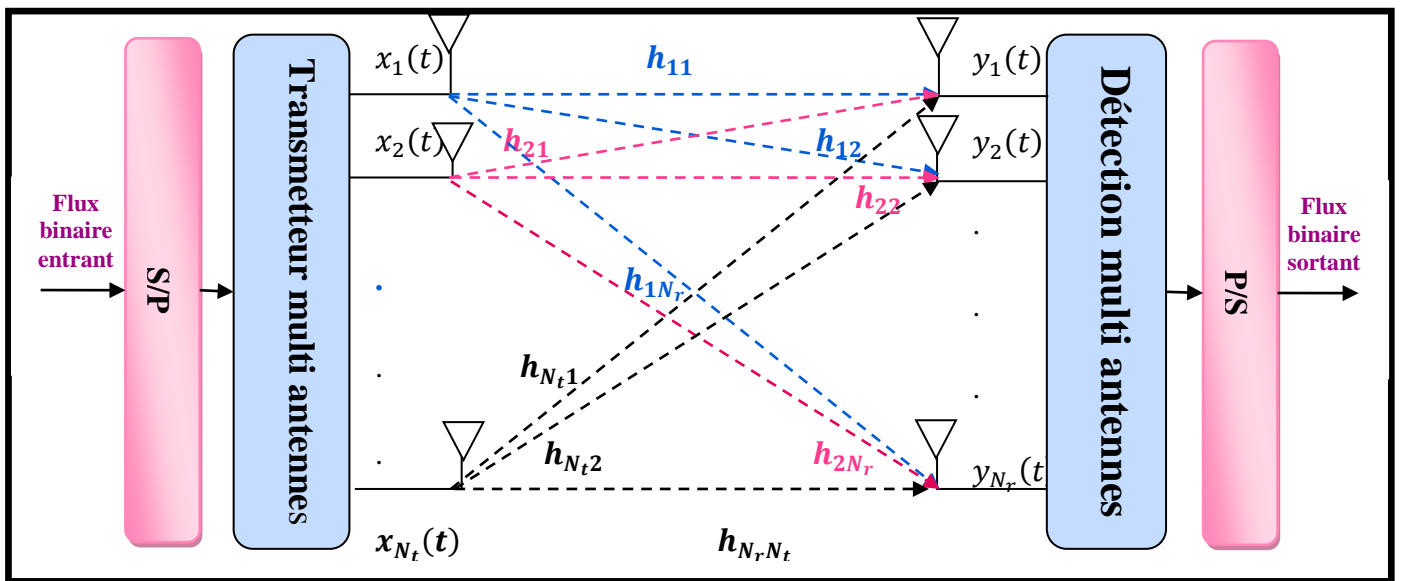


Figure II. 6 Système MIMO.

Après avoir défini d'une manière générale le système MIMO, nous nous intéressons maintenant à sa capacité, essentiellement, mesuré pour évaluer et étudier les performances d'un système sans fil.

II.4. Capacité des systèmes multi-antennes

Le premier intérêt des systèmes MIMO est d'augmenter la capacité. Cette notion de capacité est introduite par Shannon dans les années 40. Elle est définie comme étant le débit maximal possible que peut supporter le canal tout en assurant une probabilité d'erreur très faible [5].

Pour montrer cet intérêt nous allons calculer les capacités des trois systèmes SISO, SIMO et MIMO, en considérant que le canal est non sélectif en fréquence, inconnu à l'émetteur et avec des coefficients indépendants et identiquement distribués.

II.4.1. Capacité du système SISO

La capacité d'un canal mono antenne non sélectif en fréquence et qui est seulement perturbé par un bruit additif gaussien, peut atteindre la capacité maximale [6] :

$$C_{SISO} = W \log_2\left(1 + \frac{P}{N_0 W}\right) \quad \text{Bits/s/Hz} \quad (\text{II.4})$$

Où P est la puissance du signal utile en Watt.

N_0 est la densité spectrale de puissance du bruit calculé en Watt/Hz.

W la bande passante mesurée en Hz.

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

$$C = \log_2(1 + \rho) \quad \text{Bits/s/Hz} \quad (\text{II.5})$$

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

Et si on considère un canal non idéal sujet à des évanouissements aléatoires, on peut introduire un gain de canal h et écrire la capacité ergodique sous la forme :

$$C_{SISO} = E[(1 + \rho|h|^2)] \quad \text{Bits/s/Hz} \quad (\text{II.6})$$

On constate que la capacité augmente en fonction du logarithme de $(1+\rho)$. Donc, il faut un gain de 3dB sur le ρ pour augmenter la capacité de 1 bit/s/Hz, pour des hauts rapports signal sur bruit.

II.4.2. Capacité des canaux MIMO déterministes :

Pour un système MIMO avec N_t antennes à l'émission et N_r antennes à la réception (**figure II.6**), un canal sans fil à bande étroite invariable dans le temps peut être représenté par une matrice déterministe $H \in \mathbb{C}^{N_t \times N_r}$ d'une dimension $N_t \times N_r$.

On considère un vecteur de symboles transmis $x \in \mathbb{C}^{N_t \times 1}$, qui est composé de N_t symboles entrants indépendants x_1, x_2, \dots, x_{N_t} . Donc, le signal reçu $y \in \mathbb{C}^{N_r \times 1}$ peut s'écrire comme suit :

$$y = \sqrt{E_x/N_t} H x + b \quad (\text{II.7})$$

Où $b = (b_1, b_2, \dots, b_{N_r}) \in \mathbb{C}^{N_r \times 1}$ est le vecteur du bruit, supposé d'être à moyenne nulle, et gaussien complexe, symétrique et circulaire [7].

La matrice de covariance du vecteur du signal transmis est définie comme :

$$R_{xx} = E\{xx^H\} \quad (\text{II.8})$$

Il est prouvé dans [8] et [9] que la capacité du canal MIMO peut être estimée par l'équation suivante :

$$C = \max_{\text{tr}(R_{xx}) \leq p} \log_2[\det(I + HR_{xx}H^H)] \quad (\text{II.9})$$

Où p est la puissance transmise maximale normalisée, H^H est le transposé conjugué de la matrice H . Cette équation est un résultat des calculs théoriques étendus, et son utilisation n'est pas évidente.

Néanmoins, on peut faire des transformations du côté émetteur et récepteur. Cette transformation nommée la décomposition en valeurs singulières (SVD) de la matrice H qui sert à transformer le canal MIMO à un ensemble $n = \min(N_t, N_r)$ de sous-canaux SISO. Cette transformation peut être trouvée en détail dans [9] et [7].

La transformation est donnée par l'équation suivante :

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

Où les matrices U et V sont des matrices unitaires de dimension $N_r \times N_r$ et $N_t \times N_t$ respectivement. Et la matrice D est une matrice diagonale, ayant des éléments réels non négatifs sur son diagonal, et les autres éléments non diagonaux sont nuls. Les entrées sur la diagonale de la matrice D représentent les racines carrées des valeurs propres positives de la matrice HH^H , ou les valeurs singulières de la matrice de canal H . On peut les noter par $\varepsilon_1, \varepsilon_2, \dots, \varepsilon_n$ ou $n = \min(N_r, N_t)$. le rang de la matrice H correspond aux valeurs singulières non nulles de cette matrice, qui vaut au maximum $n = \min(N_r, N_t)$.

La transformation aux valeurs singulières peut être décrite comme suit :

Au début, le transmetteur multiplie le signal émis x par la matrice V , et le récepteur multiplie le signal reçu y et le bruit b par le transposé conjugué de la matrice U .

En substituant l'expression (II.1) dans l'équation (II.10) et en effectuant plusieurs transformations, On obtient que :

$$Y(t) = D.X(t) + B \quad (\text{II.11})$$

Chaque composante du vecteur reçu $Y(t)$ peut s'écrire :

$$y^k = \varepsilon_k x^k + b^k \quad (\text{II.12})$$

Où ε_k sont les valeurs singulières de la matrice H . Nous avons abouti au fait que le canal MIMO peut être considéré comme un ensemble de n sous canaux parallèles et distincts et chaque valeur singulière correspondant au gain en amplitude d'un des sous canaux. Comme il est illustré sur la **figure II.7**.

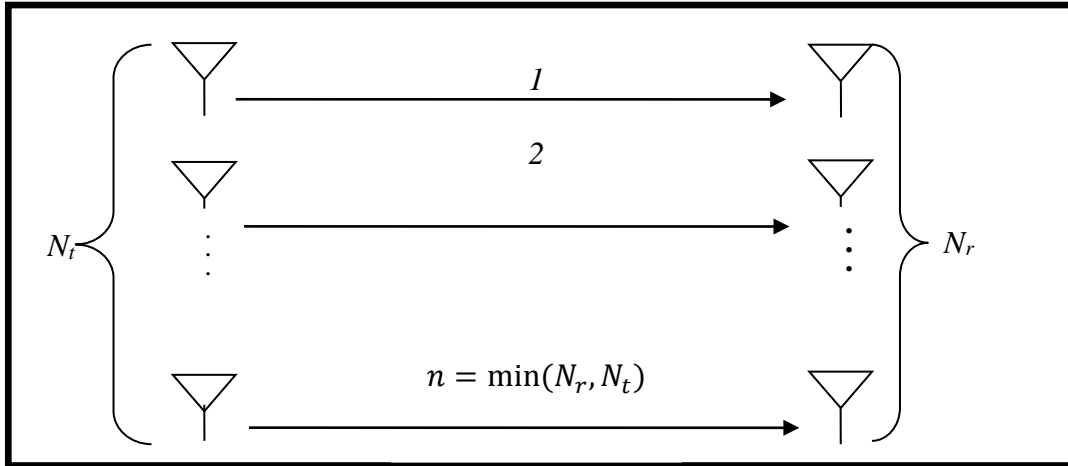


Figure II. 7 Conversion de canal MIMO au n sous canaux SISO

Il a été prouvé dans [9] que la capacité totale des n sous canaux SISO est la somme des capacités individuelles de chaque sous canal, et la capacité totale résultante de MIMO est :

$$C = \sum_{k=1}^n \log_2(1 + p_k \varepsilon_k^2) \quad (\text{II.13})$$

Où p_k est la puissance allouée pour le $k^{\text{ème}}$ sous canal. Et ε_k^2 est le gain en puissance. Ainsi, auprès de l'algorithme d'allocations de puissance utilisé, p_k doit satisfaire la condition suivante à cause de la contrainte de la puissance voulue [10]:

$$\sum_{k=1}^n p_k \leq p$$

A ce stade, il y a deux cas particuliers qu'on doit leur donner plus de considération : la connaissance ou l'absence de CSI par l'émetteur.

II.4.2.1. Capacité du canal : Cas du CSI absent au niveau de l'émetteur

Considérant l'équation (II.13), on peut noter que la capacité obtenue dépend de l'algorithme utilisé pour l'allocation de puissance pour chaque sous canal. Quand le CSI (Channel State Information) est non connu à l'émetteur, le signal transmis x est choisi d'être statistiquement non préférentiel, ce qui implique que les N_t composantes du signal transmis sont

indépendantes et avec des puissances équivalentes sur les antennes émettrices. Ainsi la puissance allouée pour chaque N_t sous canal est $p_k = p/N_t$. Si on applique cette dernière expression dans l'équation (II.9) on trouve :

$$C = \log_2 \left[\det \left(I + \frac{p}{N_t} HH^H \right) \right] \quad (\text{II.14})$$

Et

$$C = \sum_{k=1}^n \log_2 (1 + p/N_t \varepsilon_k^2) \quad (\text{II.15})$$

L'équation (II.15) peut-être obtenu à partir de l'équation (II.14) comme il est décrit en détail dans [10].

II.4.2.2. Capacité du canal : Cas de CSI connu au niveau de l'émetteur

Dans le cas où l'émetteur a une connaissance de canal, il peut accomplir une méthode de combinaison optimale pendant le processus d'allocation de puissance.

Une des méthodes de calcul de la puissance optimale allouée pour les N_t sous canaux est d'utiliser l'algorithme de Water-filling illustré dans la **figure II.8**.

Prenant en considération la supposition de la connaissance de CSI pour l'émetteur, on peut obtenir la formule de la capacité comme suit :

$$C = \sum_{k=1}^n \log_2 \left(1 + \frac{\gamma_k \cdot p}{N_t} \varepsilon_k^2 \right) \quad (\text{II.16})$$

Le coefficient γ_k correspond à la puissance assignée au $k^{\text{ème}}$ sous canal, il est donné par :

$$\gamma_k = E\{|x_k|^2\} \quad (\text{II.17})$$

Et il satisfait la contrainte suivante :

$$\sum_{k=1}^n \gamma_k = N_t$$

Le but de l'algorithme de water-filling est de trouver γ_k optimal qui maximise la capacité donnée par l'équation (II.16).

Une solution est donnée par :

$$\gamma_k^{opt} = \left(u - \frac{N_t}{p \varepsilon_k^2} \right)^+ \quad (\text{II.18})$$

Où u est une constante et $(x)^+$ défini comme

$$(x)^+ = \begin{cases} x & \text{si } x \geq 0 \\ 0 & \text{si } x < 0 \end{cases}$$

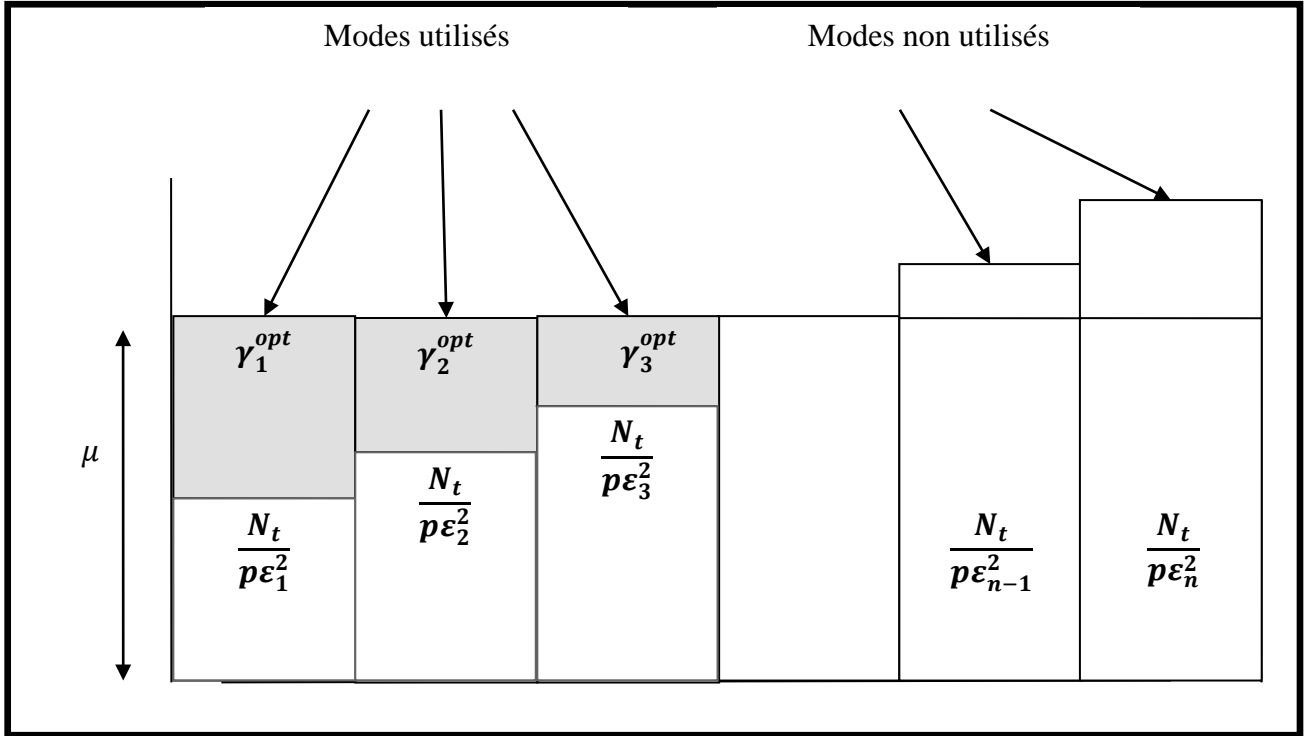


Figure II. 8 Illustration de l’algorithme d’allocation de puissance dit Water –filling

II.4.3. Capacité du système MISO et SIMO :

Pour le cas d’un canal SIMO avec une seule antenne à l’émission et N_r antennes à la réception, alors $n = \min(N_t, N_r) = 1$. Ainsi, le CSI à l’émetteur n’affecte pas la capacité de canal SIMO :

$$C_{SIMO} = \log_2(1 + p \cdot \varepsilon_1^2) \quad (II.20)$$

Si on considère $|h_i|^2 = 1$ alors $\varepsilon_1^2 = N_r$.

Alors l’équation précédente devient :

$$C_{SIMO} = \log_2(1 + pN_r) \quad (II.21)$$

Pour le cas d’un canal MISO avec $N_r = 1$ et N_t antennes à la réception, $n = \min(N_t, N_r) = 1$, en absence de CSI à l’émetteur, la capacité peut être exprimée sous la forme suivante :

$$C_{MISO} = \log_2(1 + \frac{p}{N_t} \cdot \varepsilon_1^2) \quad (II.22)$$

Si on considère de même $|h_i|^2 = 1$ alors $\varepsilon_1^2 = N_t$.

Donc, l’équation (II.22) devient :

$$C_{MISO} = \log_2(1 + p) \quad (\text{II.23})$$

Si on compare les équations(II.21) et (II.23) on constate que $C_{SIMO} > C_{MISO}$.

II.4.4. Capacité des canaux MIMO stochastiques

Afin d'utiliser les formules des capacités précédentes, il est nécessaire d'avoir l'expression de la matrice du canal. Cependant, les canaux MIMO se changent d'une façon aléatoire dans le temps. Donc, H est une matrice aléatoire, et sa capacité obtenue est une variable aléatoire. Autrement dit, sa capacité peut être donnée par sa moyenne temporelle [11]. Pour étudier son comportement, on doit utiliser des quantités stochastiques. On parle alors de capacité ergodique des canaux MIMO.

Elle est donnée par :

$$\bar{C} = E\{I\} \quad (\text{II.24})$$

La capacité du canal pour un système sans présence du CSI au niveau de l'émetteur est donnée par :

$$\bar{C} = E \left\{ \log_2(\det(I + \frac{p}{N_t} HH^H)) \right\} \quad (\text{II.25})$$

Tandis qu'avec la présence de CSI à l'émetteur on utilise l'équation (II.16), et la capacité ergodique devient :

$$\bar{C} = E \left\{ \sum_{k=1}^n \log_2(I + \frac{p}{N_t} \gamma_k \varepsilon_k^2) \right\} \quad (\text{II.26})$$

La figure II.9 représente la variation de la capacité ergodique en fonction de SNR pour différentes configurations d'antennes. Pour le cas où le CSI est absent à l'émetteur, on constate que la capacité ergodique augmente avec un SNR plus élevé. En plus, la capacité ergodique pour un système SIMO est supérieure à celle du système MISO, pour la raison que l'émetteur ne puisse exploiter le gain de densité d'antenne (Array Gain), puisqu'il n'a pas une connaissance de CSI.

II.4.5. Capacité de coupure

Une autre notation de la capacité du canal est la capacité de coupure, elle peut être définie comme le niveau de la performance de la capacité garantie par un certain niveau de fiabilité [11].

Pour q % de capacité de coupure, $C_{out,q}$ indique le maximum du niveau de la capacité qui peut atteindre le système avec une probabilité de $(100-q)$ %.

Pour les canaux stochastiques, il y a une possibilité de coupure pour la réalisation d'un système MIMO donnée, sans se soucier du taux d'information voulu.

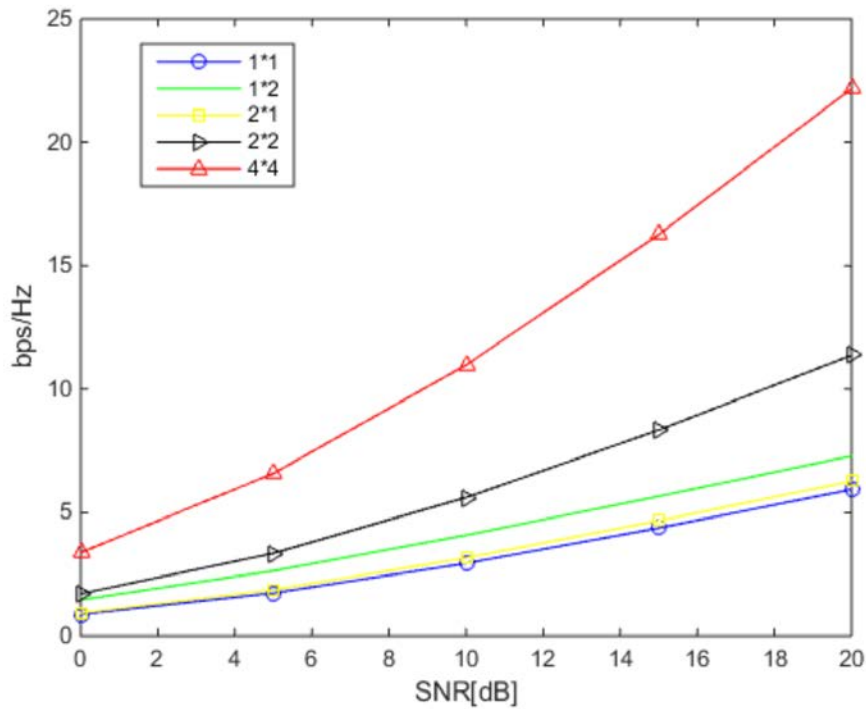


Figure II. 9 Capacité ergodique pour un canal MIMO en absence de CSI.

II.5. Architecture et techniques MIMO

Plusieurs architectures ont été développées pour mieux bénéficier et d'exploiter, encore plus, la diversité qu'offre un système MIMO. L'approche la plus classique consiste à utiliser des antennes multiples à la réception et d'appliquer un combineur à Rapport maximal MRC (Maximal Ratio Combiner), aux signaux reçus. Mais cette approche augmente la complexité du récepteur. Dans le cas où l'émetteur est muni de multiples antennes, nous devons définir le traitement que les signaux doivent subir avant d'être transmis. Ce traitement est appelé un codage. Cette méthode exploite la diversité spatiale pour combattre l'évanouissement. Elle tend à améliorer la fiabilité de la liaison en émettre et recevoir des multiples répliques d'une même information à travers des chemins indépendants. Ce codage est nommé selon le domaine où la diversité est appliquée. On trouve, alors, le codage espace-temps (domaine spatiale et temporel), codage espace-fréquence (pour le domaine fréquentiel et spatiale) et le codage espace-temps-fréquence quand la diversité est appliquée pour les trois domaines. Cette technique est moins optimale pour des systèmes MIMO ayant un grand nombre d'antennes, appliquée avec un SNR très élevé. Tant que la capacité du système MIMO augmente en fonction du nombre d'antennes,

cette augmentation de capacité peut être exploitée d'une manière différente pour les systèmes MIMO qu'ils n'ont pas une limitation de nombre d'antennes. Cette méthode qui peut exploiter cette capacité différemment, sert à envoyer le maximum possible de données. Elle est particulièrement intéressante pour les environnements avec une vue directe (Line Of Sight) où le canal, pratiquement, n'a aucun évanouissement. Cette approche est appelé multiplexage spatial (Spatial Multiplexing).

II.5.1. Codage espace-temps

Considérant un système MIMO avec N_t antennes à l'émission et N_r antennes à la réception, illustré dans la figure II.10. Le codage espace-temps est chargé d'exécuter la conversion série-parallèle et vice versa des informations à transmettre. Son rôle n'est pas limité à cette transformation, puisqu'il peut réaliser plusieurs processus au même temps tel que l'encodage et le décodage, la modulation et la démodulation, le multiplexage et le démultiplexage ou l'égalisation.

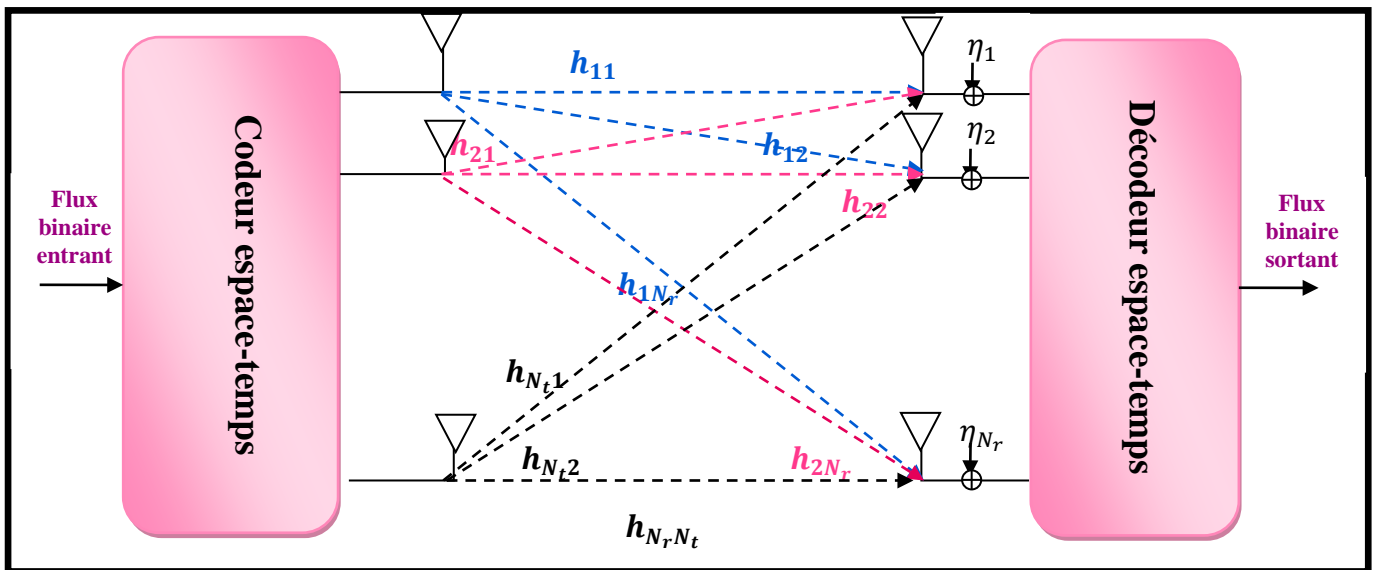


Figure II. 10 Block diagramme de système MIMO avec codage espace-temps

Si on prend les mêmes notations décrites dans la section II.3. Afin d'obtenir un système MIMO équivalent à un système SISO, la somme des puissances transmises par toutes les N_t antennes émettrices doit être égale à la puissance transmise par un système SISO noté p . Alors la puissance transmise par chaque antenne est $\frac{p}{N_t}$.

La composante du bruit additif blanc gaussien (AWGN) est ajoutée à chaque antenne réceptrice, et elle est désignée par η_j et supposée identique et indépendamment distribuée. Le système MIMO peut être décrit par la forme matricielle suivante:

$$\left\{ \begin{array}{l} y_1 = \sum_{i=1}^{N_t} h_{1,i} \cdot x_i + \eta_1 \\ y_2 = \sum_{i=1}^{N_t} h_{2,i} \cdot x_i + \eta_2 \\ \vdots \\ y_{N_r} = \sum_{i=1}^{N_t} h_{N_r,i} \cdot x_i + \eta_{N_r} \end{array} \right. \Rightarrow Y = H X + N$$

$$\Rightarrow \begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \\ \vdots \\ y_{N_r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} & \cdots & h_{1 N_t} \\ h_{21} & h_{22} & \cdots & h_{2 N_t} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{N_r 1} & h_{N_r 2} & \cdots & h_{N_r N_t} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \vdots \\ x_{N_t} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \eta_1 \\ \eta_2 \\ \vdots \\ \eta_{N_r} \end{bmatrix} \quad (\text{II.27})$$

Il a été démontré dans [1] que la capacité fournie par un système MIMO est considérable. Elle est exprimée en bits/s/Hz (bps/Hz) et elle peut être écrite comme suit, dans le cas de l'absence de CSI au niveau de l'émetteur :

$$C = \log_2 \left[\det \left(I_{N_r} + \frac{p}{N_t} H H^H \right) \right]$$

Où I_{N_r} est la matrice d'identité de dimensions $N_r * N_r$.

II.5.1.1. Codage espace-temps en bloc (STBC)

C'est le premier et le plus simple type de codage. Il a été conçu par Alamouti en 1998 [12], quand il a présenté une simple technique de diversité avec deux antennes à l'émission et une ou deux antennes réceptrices respectivement, fournissant un gain en diversité maximal. Le code d'Alamouti n'est adapté que pour des systèmes possédants deux antennes à l'émission. Il a été généralisé par Tarokh et al dans [13], [14], pour un large nombre d'antennes émettrices. Ces codes sont connus comme (OSTBC) codes espace-temps orthogonaux en bloc.

A. Code d'Alamouti

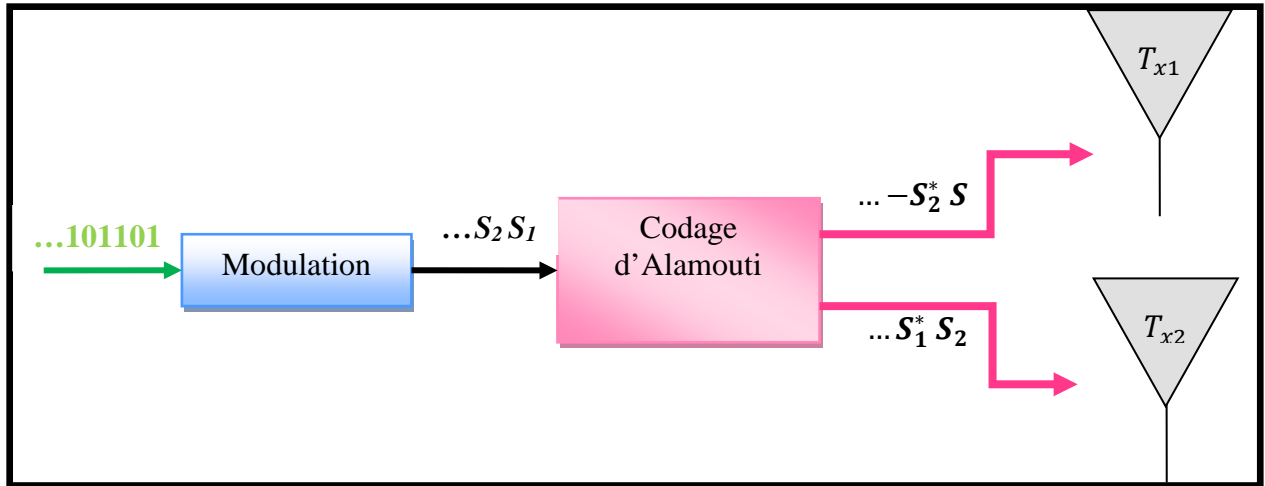


Figure II. 11 Principe de codage espace-temps d'Alamouti

Tout d'abord, les données sont modulées. L'encodeur sélectionne, à chaque opération de codage, deux symboles réels ou complexes, x_1 et x_2 , et les transmet aux antennes selon la matrice de codage suivante :

$$\varphi = \begin{pmatrix} x_1 & -x_2^* \\ x_2 & x_1^* \end{pmatrix} \quad (\text{II.28})$$

Durant la première période, les deux signaux de la première colonne de la matrice φ , x_1 et x_2 , sont transmis simultanément par la première antenne et la deuxième antenne, respectivement. Et les signaux de la deuxième colonne, $-x_2^*$ et x_1^* , sont ensuite transmis via la première et la deuxième antenne respectivement, durant la deuxième période. L'encodage s'effectue ainsi dans l'espace et dans le temps.

Nous pouvons définir le taux de codage comme étant le rapport R entre le nombre de symboles entrants k à chaque opération d'encodage et le nombre de symboles spatio-temporels sortant q qui est aussi le nombre des périodes requises pour transmettre le bloc de k symboles, soit $R = \frac{k}{q}$. Pour le schéma d'Alamouti le taux de codage vaut $R = \frac{2}{2} = 1$.

En réception, l'opération de décodage suppose que les coefficients d'évanouissement de canal sont indépendants et constants durant deux périodes. Autrement dit, les coefficients $h_{j,1}$ et $h_{j,2}$ doivent satisfaire l'ensemble de ces équations :

$$\begin{aligned} h_{j,1} &= h_{j,1}(t) = h_{j,1}(t + T_s) = h_{j,1}(t_1) = h_{j,1}(t_2) \\ h_{j,2} &= h_{j,2}(t) = h_{j,2}(t + T_s) = h_{j,2}(t_1) = h_{j,2}(t_2) \end{aligned} \quad (\text{II.29})$$

L'expression de signaux reçus par la $j^{\text{ième}}$ antenne réceptrice aux instants t et $(t+T_s)$, y_1^j et y_2^j respectivement, est donnée par :

$$\begin{aligned} y_1^j &= h_{j,1} \cdot x_1 + h_{j,2} \cdot x_2 + \eta_1^j \\ y_2^j &= -h_{j,1} \cdot x_2^* + h_{j,2} \cdot x_1^* + \eta_2^j \end{aligned} \quad (\text{II.30})$$

η_1^j et η_2^j représente le BBGA (bruit blanc gaussien additif) pour les instants t_1 et t_2 , respectivement.

Le processus de décodage est simple, il nécessite une combinaison linéaire de l'ensemble des signaux reçus par les N_r antennes réceptrices. Et un décodage de maximum de vraisemblance (maximum likelihood). Le canal est supposé parfaitement connu par le récepteur. Le détecteur génère les statistiques de décision, comme suit :

$$\begin{aligned} \tilde{x}_1 &= \sum_{j=1}^{N_r} \{h_{j,1}^* \cdot y_1^j + h_{j,2} \cdot (y_2^j)^*\} = \sum_{i=1}^2 \sum_{j=1}^{N_r} |h_{j,i}|^2 \cdot x_1 + \sum_{j=1}^{N_r} \{h_{j,1}^* \cdot \eta_1^j + h_{j,2} \cdot (\eta_2^j)^*\} \\ \tilde{x}_2 &= \sum_{j=1}^{N_r} \{h_{j,2}^* \cdot y_1^j + h_{j,1} \cdot (y_2^j)^*\} = \sum_{i=1}^2 \sum_{j=1}^{N_r} |h_{j,i}|^2 \cdot x_2 + \sum_{j=1}^{N_r} \{h_{j,2}^* \cdot \eta_1^j + h_{j,1} \cdot (\eta_2^j)^*\} \end{aligned} \quad (\text{II.31})$$

B. Codes espace temps orthogonaux en bloc (OSTBC)

Ces codes sont une généralisation du code d'Alamouti en appliquant la théorie des constructions orthogonales. Ils permettent d'atteindre un gain maximal en diversité. Puisqu'ils sont basés sur des designs orthogonaux, ils sont nommés des codes espace-temps orthogonaux en bloc. Ils sont introduits par Tarokh et al [13], afin de créer des codes pour un nombre d'antennes émettrices quelconque.

L'idée de l'exploitation des constructions orthogonales est de fournir des codes OSTBC ou des matrices de codage qui peuvent satisfaire la condition suivante :

$$\varphi_1 \cdot \varphi_1^H = \rho \cdot (\sum_{i=1}^k |x_i|^2) \cdot I_{N_t} \quad (\text{II.32})$$

ρ est une constante, I_{N_t} est la matrice d'identité de dimension $N_t * N_t$ et k est le nombre des symboles x_i transmis par un bloc de transmission dans la matrice φ .

L'orthogonalité permet d'atteindre une diversité de transmission maximale suivant le réseau d'antenne disposé. Elle facilite le processus de décodage en réception.

Pour les signaux réels, il est possible d'atteindre le taux de codage unitaire et une diversité maximale. Dans le cas des signaux complexes, le code d'Alamouti constitue un cas

particulier de matrice de transmission carrée avec un taux de codage unitaire. Au-delà de deux branches émettrices, le taux de codage est inférieur à l'unité. La théorie des constructions orthogonales peut être utilisée pour générer des matrices de codages qui ne peuvent pas atteindre un taux de codage unitaire, seuls des taux de $\frac{1}{2}$ pour le cas de 3 et 4 antennes [13].

$$\varphi_{1/2} = \begin{bmatrix} x_1 & -x_2 & -x_3 & -x_4 & x_1^* & -x_2^* & -x_3^* & -x_4^* \\ x_2 & x_1 & x_4 & -x_3 & x_2^* & x_1^* & x_4^* & -x_3^* \\ x_3 & -x_4 & x_1 & x_2 & x_3^* & -x_4^* & x_1^* & x_2^* \end{bmatrix} \quad (\text{II.33})$$

$$\varphi_{1/2} = \begin{bmatrix} x_1 & -x_2 & -x_3 & -x_4 & x_1^* & -x_2^* & -x_3^* & -x_4^* \\ x_2 & x_1 & x_4 & -x_3 & x_2^* & x_1^* & x_4^* & -x_3^* \\ x_3 & -x_4 & x_1 & x_2 & x_3^* & -x_4^* & x_1^* & x_2^* \\ x_4 & x_3 & -x_2 & x_1 & x_4^* & x_3^* & -x_2^* & x_1^* \end{bmatrix} \quad (\text{II.34})$$

L'utilisation des constructions orthogonales n'est pas la seule approche pour construire des codes STBC, il existe quelques codes STBC alternatifs mentionnés dans la littérature [15], [16], qu'ils peuvent fournir un taux de transmission de $\frac{3}{4}$ pour des schémas de 3 ou 4 antennes émettrices.

Il est important de noter que les coefficients de canal doivent rester constants pendant la transmission d'un bloc de symboles de φ .

Des autres travaux ont montré qu'on peut atteindre des taux de codage unitaires avec 3 et 4 antennes émettrices [17]. Ces schémas permettent une perte de performance mais cette perte est compensée par l'insertion des codes correcteurs d'erreurs.

Pour le décodage, et d'une manière analogue au décodage appliqué pour le codage d'Alamouti et en s'appuyant toujours sur la propriété d'orthogonalité du code espace-temps φ , des statistiques de décision du signal désiré x_i sont déterminées indépendamment des autres symboles transmis x_j , ou $j=1,2,\dots,N_t$. Avec $j \neq i$ [18].

Ces statistiques de décision sont générées suivant une combinaison linéaire des signaux reçus comme suit :

$$x_i = \sum_{t \in \mu(i)} \sum_{j=1}^{N_r} \text{sgn}_t(i) \cdot \dot{y}_t^j \cdot \ddot{h}_{j, \epsilon_t(i)} \quad (\text{II.34})$$

Avec :

- $\mu(i)$: est l'ensemble des colonnes dans lesquelles x_i apparait,
- $\text{sgn}_t(i)$: est le signe de x_i dans la $t^{\text{ième}}$ colonne,
- $\epsilon_t(i)$: est la position de x_i dans la $t^{\text{ième}}$ colonne.

et :

$$\dot{y}_t^j = \begin{cases} y_t^j & \text{si } x_i \text{ appartient à la } t^{\text{ième}} \text{ colonne,} \\ (y_t^j)^* & \text{si } x_i^* \text{ appartient à la } t^{\text{ième}} \text{ colonne,} \end{cases} \quad (\text{II.35})$$

$$\ddot{h}_t^j = \begin{cases} h_{j,\epsilon_t(i)}^* & \text{si } x_i \text{ appartient à la } t^{\text{ième}} \text{ colonne ,} \\ h_{j,\epsilon_t(i)} & \text{si } x_i^* \text{ appartient à la } t^{\text{ième}} \text{ colonne ,} \end{cases} \quad (\text{II.36})$$

Où $i=1,2,\dots, q$. le canal est supposé constant durant la transmission d'un code, soit q période.

Il a été conclu qu'une augmentation de nombre des antennes émettrices fournit un gain de performance important. De plus, cette augmentation a une influence sur la complexité de décodage, mais cette complexité est négligeable puisque seulement des traitements linéaires sont nécessaires. Les performances de ces codes STB peuvent être encore améliorées en les associant à des codes correcteurs d'erreurs [17].

C. Codes espace temps non-orthogonaux en bloc (N-OSTBC)

Les codes STBC offrent un gain maximal de diversité avec une simple implémentation. Cependant, il a été montré dans [19] qu'ils entraînent une perte de capacité si le taux de codage est inférieur à 1 ou il y a plusieurs antennes à la réception. Pour résoudre ce problème, différents designs ont été proposés en éliminant la contrainte d'orthogonalité, mais au prix de perdre la simplicité de décodage offert par les codes orthogonaux. Le plus intéressant des codes non orthogonaux est le QO-STBC (Quasi Orthogonal-STBC).

Les travaux de [20], [21] et [22] ont proposé de tels codes, en conservant une partie des avantages offerts par l'orthogonalité de l'OSTBC pour atteindre une transmission à débit maximal.

Les codes QO-STBC sont des codes avec un nombre d'antennes à l'émission supérieur à 2, $N_t > 2$. Son principe est de regrouper les symboles après un filtrage adapté. Ensuite à la réception le ML décodeur détecte conjointement les symboles groupe par groupe, en parallèle. En conséquence, la complexité de décodeur est réduite par rapport à un code non orthogonal, particulièrement lorsque la constellation est grande [23].

Un simple exemple de ces codes est le code proposé par **Jafarkhani** dans [20] pour 4 antennes émettrices.

$$J_4 = \begin{bmatrix} A & B \\ -B^* & A^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} C_1 & C_2 & C_3 & C_4 \\ -C_2^* & C_1^* & -C_4^* & C_3^* \\ -C_3^* & -C_4^* & C_1^* & C_2^* \\ C_4 & -C_3 & -C_2 & C_1 \end{bmatrix} \quad (\text{II.37})$$

Où A, B sont des codes d'Alamouti pour $N_t=N_r=2$.

A la réception, la détection peut se faire en détectant deux symboles complexes séparément. Les métriques de décodage ont été présenté dans [20], résultant d'un décodage par maximum de vraisemblance (ML). Donc, il suffit de minimiser quelques métriques.

Il est évident que le décodage des paires de symboles est plus compliqué que le décodage des symboles uniques comme ceux introduits dans [12].

Par conséquent, le code QO-STBC est très attrayant grâce à sa capacité [23] et sa faible complexité de décodage par rapport aux autres codes non orthogonaux [20]. Plusieurs optimisations ont été faites pour ce code pour mieux améliorer sa performance en terme de capacité, de complexité de décodage et de l'efficacité spectrale [23], [24], [25] et [26].

II.5.1.2. Codage espace-temps en treillis (STTC)

Ce code est introduit pour la première fois par Tarokh, Seshadri et Calderbank [27], ce codage offre non seulement la diversité mais aussi un gain de codage et une efficacité spectrale, avec une complexité qui augmente en fonction de nombre des bits de transmission de la modulation utilisée. Ces codes proposés connus dans la littérature comme des codes espace-temps en treillis STTC (Space Time Trellis Codes), ils sont basés sur le codage conventionnel.

Dans un code en treillis, le traitement consiste à encoder un groupe de bits en symboles modulés. Pour une modulation M-PSK, et à un instant p , l'encodeur traite un groupe de $m = \log_2 M$ bits d'information, dénoté $C[p]$:

$$C[p] = [C_1[p], C_2[p], \dots, C_m[p]]. \quad (\text{II.38})$$

L'encodeur génère, à partir de la séquence d'entrée binaire C , une séquence X de symboles M-PSK, dénommée symbole spatio-temporel dont l'expression est donnée par:

$$X[p] = [X_1[p], X_2[p], \dots, X_{N_t}[p]]^T \quad (\text{II.38})$$

Les signaux modulés $X_1[p], X_2[p], \dots, X_{N_t}[p]$ sont transmis simultanément et respectivement par les N_t antennes émettrices. Ce codeur est composé de registres de décalage et des multiplieurs et d'additionneurs modulo M . Après quelques opérations décrites en [18], la sortie de décodeur à l'instant p pour l'antenne i , dénotée $X_i[p]$, peut être calculé par :

$$X_i[p] = \sum_{k=1}^m \sum_{j=1}^{v_k} g_{j,i}^k \cdot C_k[p-j] \text{mod} M, \quad i = 1, 2, \dots, N_t \quad (\text{II.40})$$

Avec v_k est la taille du registre de décalage pour la $k^{\text{ième}}$ branche, et $g_{j,i}^k$ sont les coefficients pour la séquence génératrice g_k .

$$\text{Où } g_k = [(g_{0,1}^k, \dots, g_{0,N_t}^k) \quad (g_{1,1}^k, \dots, g_{1,N_t}^k) \dots (g_{v_k,1}^k, \dots, g_{v_k,N_t}^k)] \quad (\text{II.41})$$

Ce codage permet d'atteindre une efficacité spectrale de m bits/s/Hz.

La figure II.12 illustre un exemple de code en treillis de 4 états et avec une modulation QPSK ($M=4$) et à deux antennes émettrices.

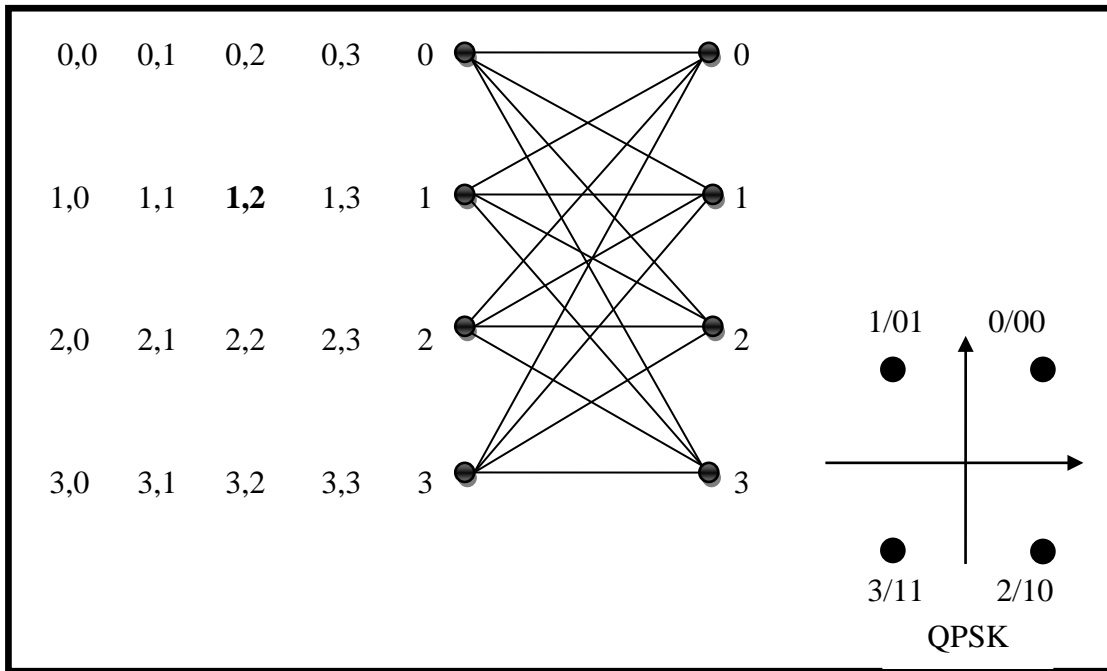


Figure II. 12 Treillis de 4 états, 2 antennes émettrices, QPSK modulation

Chaque nœud représente un des quatre états. Chaque branche sortant d'un état correspond à une entrée possible. Chaque branche est étiquetée par x_1, x_2 . Où x_1 et x_2 représentent les deux symboles transmis simultanément et respectivement par l'antenne 1 et 2. Par exemple, on suppose qu'on est à l'état 1, et les bits d'entrée sont 1 et 0 qui correspondent au symbole QPSK étiqueté par 2. Alors, l'état suivant est 2, et les deux symboles transmis par les deux antennes sont les symboles QPSK étiquetés par 1 et 2.

Le décodage d'un code en treillis se fait par l'algorithme de **Viterbi**. Cet algorithme minimise une métrique additive sur toutes les branches dans le treillis [18]. La complexité de cet algorithme augmente exponentiellement en fonction de nombre d'états du codeur, ce qui rend ce type de codage peu pratique.

Afin de construire des codes en treillis optimaux, il a été proposé en [28], de choisir un code en treillis ayant une distance euclidienne optimale et un multiplexage spatio-temporel des symboles d'information maximisant le gain de codage.

II.5.2. Multiplexage spatial

Le multiplexage spatial a une orientation différente de celle de codage espace-temps. Initialement, l'architecture a été proposée par **Foschini** [29], elle procède à découper le flux d'information selon le nombre d'antennes émettrices en un ensemble de sous-flux et les transmettre simultanément dans la même bande de fréquence. En général, afin de réaliser le

multiplexage spatial, le nombre d'antennes réceptrices doit être supérieur ou égal au nombre d'antennes émettrices.

Le système transmet Nt fois plus de symboles utiles par unité de temps qu'un système SISO. Comme il a été montré précédemment (section II.4.2) la capacité d'un système MIMO croit avec le SNR. Le débit étant lié à la capacité, alors le débit peut augmenter pour un SNR croissant. Donc le gain de multiplexage spatial sera : $GMS = \lim_{SNR \rightarrow \infty} \frac{R(SNR)}{\log(SNR)}$

Où $R(SNR)$ est le taux de codage (Code Rate) en fonction de SNR. Donc, au lieu d'utiliser les antennes multiples pour réaliser un maximum possible de gain de diversité, nous pouvons s'en servir pour accroître le débit de transmission.

L'idée principale pour la technique de multiplexage spatial, est d'appliquer un décodeur puissant à la réception. Au niveau du transmetteur, le flux d'information est subdivisé en Nt sous flux à travers un démultiplexeur. Chaque sous flux se réfère à une couche, d'où vient son nom (Layered Space Time) codage spatio-temporel par couches.

Il existe plusieurs architectures pour ce type de codage, selon la position de démultiplexeur et l'utilisation ou non d'un code correcteur d'erreurs. Les processus d'encodage sont connus comme un multiplexage spatial vertical, horizontal ou diagonal. Ils sont décrits ci-dessous.

II.5.2.1. Architecture H-BLAST :

Cette architecture dé-multiplexe directement le flux de symboles codés en Nt sous-flux puis chacun est ensuite entrelacé et modulé indépendamment. Puis transmis simultanément par une antenne spécifique (Figure II.13).

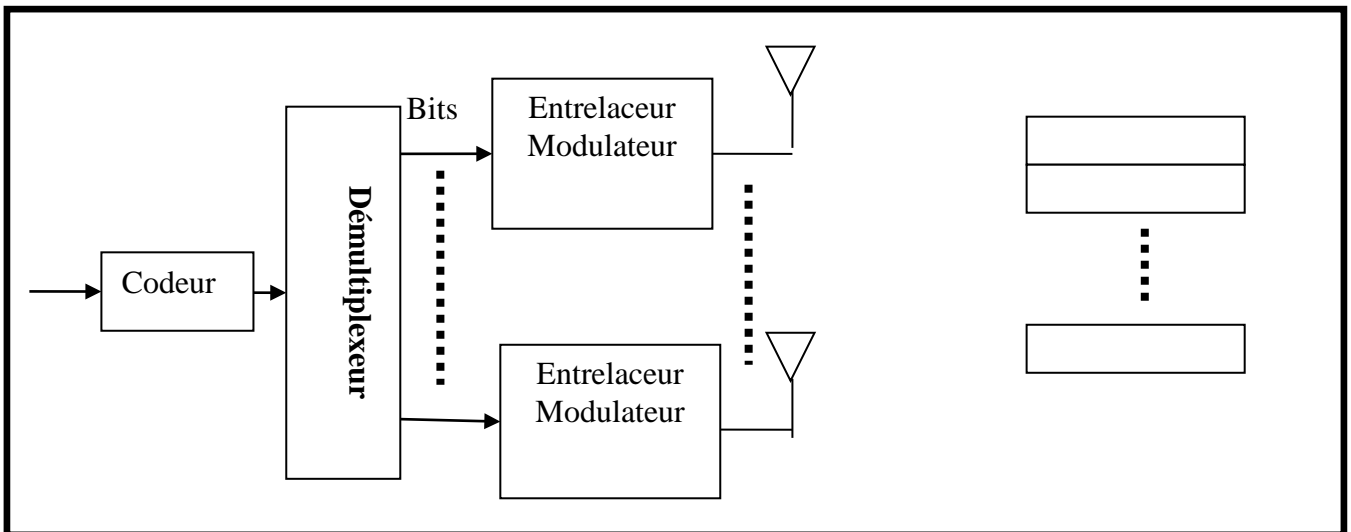


Figure II. 13 Multiplexage spatial H-BLAST.

Le processus d'H-Blast peut être représenté par (II.42). Soit (b_1, b_2, \dots, b_k) les bits d'information à transmettre et (c_1, c_2, \dots, c_k) la chaîne des symboles codés et $(X_1^l, X_2^l, \dots, X_k^l)$ la $l^{i\grave{e}me}$ chaîne de symboles entrelacés et modulés, par le $l^{i\grave{e}me}$ entrelaceur et modulateur et transmis par la $l^{i\grave{e}me}$ antenne.

$$((b_1, b_2, \dots, b_k) \rightarrow (c_1, c_2, \dots, c_k) \rightarrow \begin{pmatrix} c_1 & c_{N_t+1} & \dots \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ c_{N_t} & c_{2N_t} & \dots \end{pmatrix} \xrightarrow[1^{er} \text{ entrelaceur, modulateur}]{N_t^e \text{ entrelaceur, modulateur}} \begin{pmatrix} X_1^1 & X_2^1 & \dots \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ X_1^{N_t} & X_2^{N_t} & \dots \end{pmatrix}) \quad (\text{II.42})$$

Une autre approche consiste à déplacer le codeur sur chacune des couches. Les codeurs sont identiques d'une couche à une autre. Mais le code peut être varié selon les conditions de la transmission.

II.5.2.2. Architecture V-BLAST :

Cette architecture est la plus simple, et la seule qui n'utilise pas un codage correcteur d'erreurs (**Figure II.14**). Elle est composée d'un démultiplexeur qui consiste à dissocier le flux d'informations en N_t sous flux muni chacun d'un modulateur [30]. Les sous flux de symboles résultants sont ensuite transmis sur l'antenne qui leur est associé.

Soit $(S_1^l, S_2^l, \dots, S_k^l)$ la $l^{i\grave{e}me}$ chaîne de symboles. (II.43) représente le processus de codage V-BLAST.

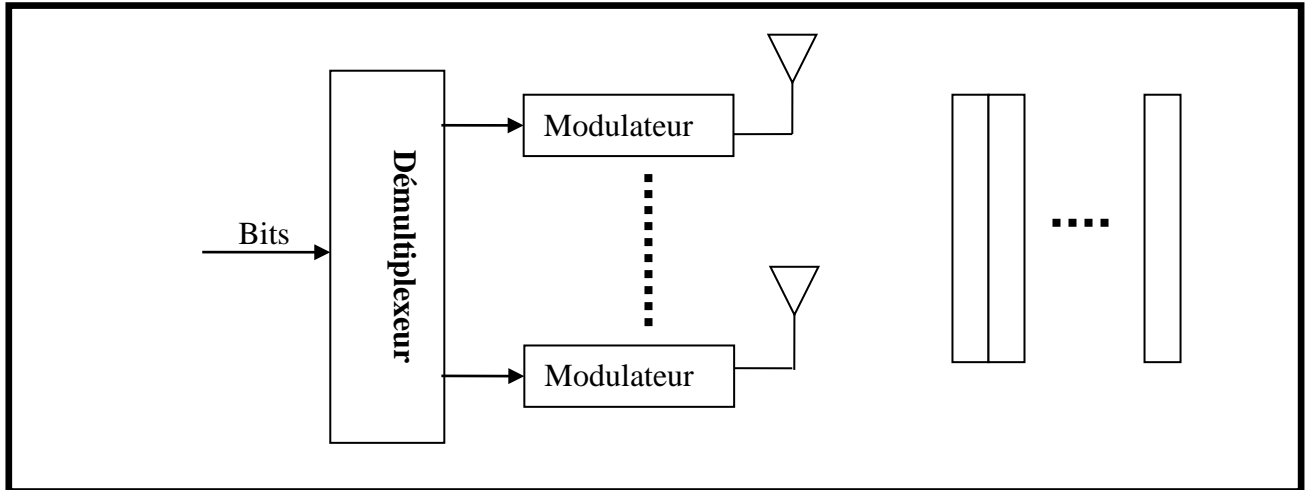


Figure II. 14 Multiplexage spatial V-BLAST

$$(b_1, b_2, \dots, b_k) \rightarrow \begin{pmatrix} b_1 & b_{N_t+1} & \dots \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ b_{N_t} & b_{2N_t} & \dots \end{pmatrix} \xrightarrow[1^{er} \text{ modulateur}]{N_t^e \text{ modulateur}} \begin{pmatrix} S_1^1 & S_2^1 & \dots \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ S_1^{N_t} & S_2^{N_t} & \dots \end{pmatrix} \quad (\text{II.43})$$

II.5.2.3. Architecture D-BLAST

Des meilleures performances sont obtenues par la technique D-BLAST, cependant, cette architecture est la plus complexe des architectures BLAST. Comme le H-BLAST, le flux est démultiplexé en N_t sous-flux, chaque sous flux est codé et modulé indépendamment, mais au lieu de transmettre les symboles d'un sous flux sur la même antenne, ils sont transmis successivement par chacune des N_t antennes. Autrement dit, les symboles sont décalés après chaque transmission. Dans cette architecture les symboles résultants d'un seul sous-flux occupent une diagonale de la matrice de transmission. Cette structure permet une résistance importante aux atténuations dues au canal, et permet aussi une perte d'efficacité, dû à une partie nulle de la matrice, qui ralentit la transmission. Le processus de ce multiplexage est représenté par (II.44).

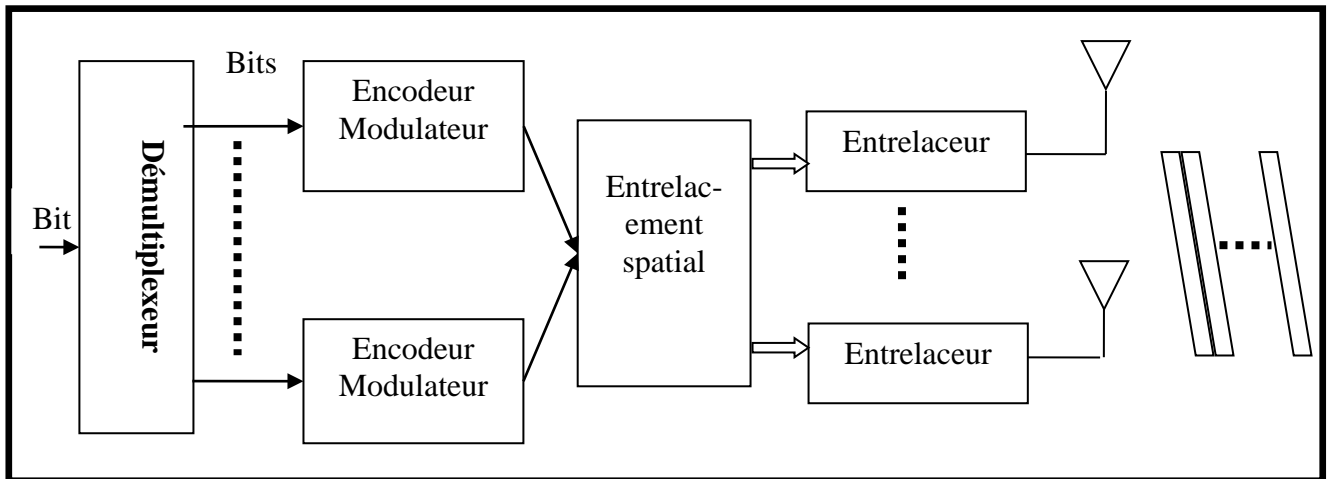


Figure II. 15 Multiplexage spatial D-BLAST

$$\begin{pmatrix} S_1^1 & S_2^1 & \dots \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ S_{N_t}^1 & S_{N_t}^2 & \dots \end{pmatrix} \xrightarrow{\text{entrelacement spatial}} \begin{pmatrix} S_1^1 & S_1^2 & \dots & S_1^{N_t} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & S_2^1 & S_2^2 & \dots & S_2^{N_t} & \dots & 0 \\ \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & 0 \\ 0 & \dots & 0 & S_{N_t}^1 & S_{N_t}^2 & \dots & S_{N_t}^{N_t} \end{pmatrix} \quad (\text{II.44})$$

II.6. Techniques de décodage associé aux systèmes multi antennes

Il existe plusieurs techniques de décodages associés aux systèmes MIMO. Quelques-unes sont assez générales et moins complexe tels que ZF et MMSE et d'autres non linéaire et plus complexe tel que OSIC.

II.6.1. Décodage en utilisant des techniques d'égalisation :

Cette technique traite tous les signaux reçus et les considère comme des interférences, sauf pour le flux désiré de l'antenne émettrice cible. Donc, les interférences des autres antennes émettrices sont minimisées ou annulées au cours de détection du signal désiré à partir de l'antenne émettrice visée. L'égalisation permet donc de résoudre le problème de l'interférence entre symboles (ISI). Les deux méthodes d'égalisation retenues pour la conception d'un récepteur MIMO sont ZF (Zero Forcing) et l'égaliseur à erreur quadratique moyenne minimale MMSE (Minimum Mean Squared Error).

II.6.1.1. L'égaliseur par forçage à zero :

Le forçage à zéro est un égaliseur qui consiste à appliquer au vecteur de signaux reçus l'inverse de la matrice de canal W , en garantissant une annulation d'interférences en sortie de l'égaliseur.

$$W_{ZF} = (H^H H)^{-1} H^H \quad (\text{II.45})$$

Puisqu'il ne tient pas compte au bruit et peut l'amplifier, cet égaliseur peut devenir inefficace en cas de SNR faible.

II.6.1.2. L'égaliseur à erreur quadratique moyenne minimale (MMSE):

Contrairement au critère de forçage à zéro, le MMSE prend en compte le bruit. Ce qu'il le rend mieux résistant. Il est basé sur la minimisation de l'erreur quadratique moyenne donnée par :

$$\tilde{W} = \underset{W}{\operatorname{argmin}} E[\|W^H y - s\|^2] \quad (\text{II.46})$$

La relation de base est la suivante :

$$W_{MMSE} = (H^H H + \frac{\sigma_b^2}{\sigma_x^2} I_{N_t})^{-1} H^H \quad (\text{II.47})$$

Avec $E[xx^H] = \sigma_x^2 I_{N_t}$ et $E[bb^H] = \sigma_b^2 I_{N_r}$. Le facteur $\sigma^2 = \frac{\sigma_b^2}{\sigma_x^2}$ représente le rapport signal sur bruit moyen pour une antenne réceptrice.

Cet égaliseur devient équivalent à l'égaliseur de ZF en l'absence de bruit.

II.6.2. Décodage par annulations successives d'interférences ordonnées (OSIC) :

En général, les performances des méthodes de détection ou de décodage linéaires (ZF ou MMSE) ne sont pas toujours satisfaisantes. Avec une complexité réduite par rapport aux autres

récepteurs, Golden et Foschini [30], [31] ont proposé un algorithme basé sur le critère de ces deux récepteurs (ZF et MMSE) à retour de décision afin de décoder les codes BLAST, pour augmenter leurs performances sans augmenter la complexité par une méthode appelée annulation successive d'interférences ordonnées (Ordered Successive Interferences Cancellation OSIC). Cet algorithme est basé sur la combinaison de la détection des symboles et l'annulation d'interférences.

Le principe de cet algorithme est de décoder d'abord le symbole le plus puissant, puis d'annuler l'effet de ce symbole sur le reste des symboles en le soustraire du vecteur de signaux reçus. Ensuite, il passe au prochain symbole et continue le même procédé jusqu'à ce que tous les symboles soient détectés.

La figure II.16 illustre la méthode de détection OSIC pour 4 flux spatiaux($N_t=4$).

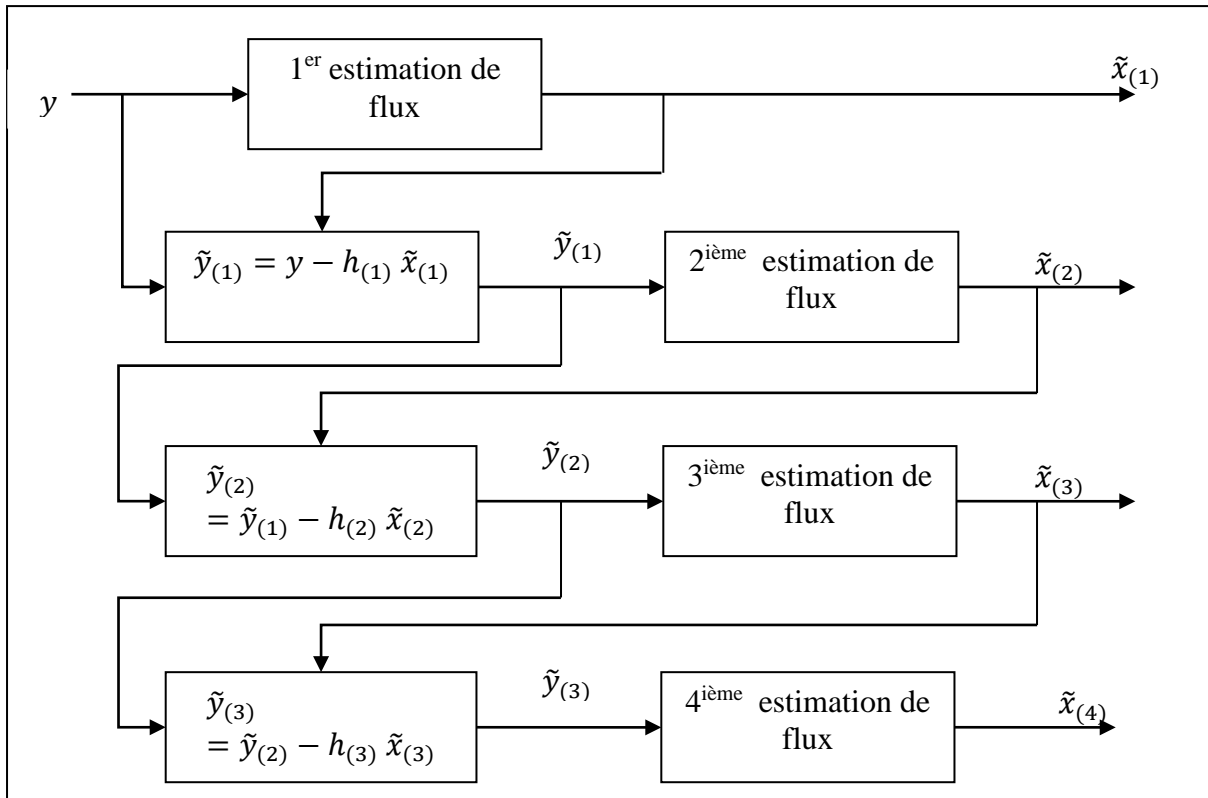


Figure II. 16 Illustration de méthode détection OSIC

Où $x_{(i)}$ dénote le symbole à détecter dans le $i^{ième}$ ordre. L'estimation est faite soit par ZF ou MMSE. L'ordre de détection utilisé a une grande influence sur la performance du système OSIC.

Il existe trois méthodes OSIC selon l'ordre de détection :

- La 1^{ère} méthode : l'ordre est basé sur le SINR (Signal Interférence Plus Noise Ratio), donc, les signaux avec un SINR élevé sont premièrement détectés.
- La 2^{ème} méthode : la détection est ordonnée suivant le SNR. Comme la méthode précédente les signaux avec un SNR élevé sont détectés premièrement.
- La 3^{ème} méthode : puisque les deux méthodes précédentes exigent un calcul complexe pour un grand nombre de SINR et SNR, respectivement. Afin de réduire cette complexité, on peut utiliser la norme des vecteurs de colonnes dans la matrice de canal. Alors, on peut détecter le signal selon l'ordre des normes $\|h_i\|$. Nous devons calculer tous les N_t normes, puis les ordonnées une fois seulement. Puisque ce calcul se fait seulement une fois, ça peut réduire la complexité par rapport aux autres méthodes. Cette détection se fait selon un ordre décroissant de ces normes [7].
- La 4^{ème} méthode : est la détection selon l'ordre de signal reçu, ni par les caractéristiques de bruit ni de gain de canal comme les autres méthodes. Mais elle est la plus complexe, pour la raison que l'ordre soit requis, à chaque fois un signal est reçu.

L'inconvénient majeur de cet algorithme est que l'erreur pourra propager au cours de la détection.

II.6.3. Décodeur à maximum de Vraisemblance (Maximum Likelihood) ML :

Cette méthode consiste à calculer la distance euclidienne entre le vecteur de signal reçu et le produit de tous les vecteurs possibles de signal transmis avec le canal H donné. Et de sélectionner le plus vraisemblable, c.à.d. celui avec la distance minimale.

$$\tilde{x}_{ML} = \underset{x \in C^{N_t}}{\operatorname{argmin}} \|y - Hx\|^2 \quad (\text{II.48})$$

Cet égaliseur peut atteindre la performance optimale en termes de taux d'erreur, ainsi que sa performance sert comme une référence pour les autres méthodes de détection. Cependant, sa complexité augmente exponentiellement en fonction de l'ordre de modulation ou/et de croissance de nombre d'antennes émettrices [33].

II.6.4. Le décodage sphérique :

Le détecteur présenté précédemment présente une grande complexité au niveau matériel pour un ordre de modulation et nombre d'antennes émettrices élevés. Pour réduire cette complexité tout en ayant des performances proches de celle de ML, une méthode a été introduite en [34]. Elle consiste à chercher comme la méthode précédente le vecteur du signal transmis avec la distance minimale. Mais il considère seulement un ensemble de vecteurs transmis dans une sphère donnée de rayon \sqrt{R} où le centre est le point correspondant au vecteur de signal reçu, au lieu de tous les vecteurs possibles.

II.6.5. Le décodage de QRM-MLD :

Cette méthode utilise la décomposition QR de la matrice de canal et le M algorithmes avec la détection ML. Elle est moins complexe, puisque seulement M points qui ont une distance minimale sont considérés.

La matrice de canal H peut être décomposée en $H = QR$, puis la métrique de maximum de vraisemblance (ML) (II.48) peut être exprimée comme suit :

$$\begin{aligned}\|y - Hx\| &= \|y - QRx\| \\ &= \|Q^H(y - QRx)\| \\ &= \|\tilde{y} - Rx\|\end{aligned}\tag{II.49}$$

Elle sélectionne d'abord M vecteurs candidats qui correspondent aux M petites valeurs de distance euclidienne. Entre les M vecteurs, seulement celui qui minimise la métrique (II.49) sera sélectionné. Cette méthode est décrite en détail dans [7].

La performance de cette méthode dépend de la valeur de M et elle peut augmenter et atteindre la performance de méthode ML quand M est élevé.

Les méthodes présentées précédemment ont la propriété commune de nécessiter une connaissance sur l'état de canal, et le bruit. Donc, elles ne sont pas autonomes. Il existe d'autres méthodes adaptatives qui ne nécessitent pas une connaissance préalable, elles adaptent leur comportement par eux-mêmes.

II.7. Applications envisagées pour les systèmes multi antennes

Depuis quelques années, l'utilisation de la technologie multi antennes améliore considérablement la capacité théorique des canaux riches en diffuseurs tel que dans les réseaux WLAN. L'introduction de cette technique pour la génération courante (4G) et les futures générations permet d'envisager des débits dépassant 500 Mbps pour les réseaux mobiles et quelques Gbps pour les réseaux fixes.

Les premières applications des systèmes MIMO concernent essentiellement les réseaux locaux sans fil tels que le WIFI et le Hiper LAN, où l'environnement intramuros est très favorable pour ces systèmes, car il génère des multiples échos et que les canaux de transmission varient lentement avec le temps.

Les systèmes Hiper LAN2 et WIFI avec ses versions (802.11n, 802.11ac, 802.11ah) et les systèmes de la 4^{ième} génération utilisent cette technologie en association avec l'OFDM pour augmenter le débit et améliorer la qualité de transmission. L'occurrence des systèmes multi antennes concerne aussi les réseaux fixes à large bande. Avec L'arrivée des antennes multiples dans la 3^{ième} [35] et la 4^{ième} génération [36] a révolutionné le marché des télécommunications en augmentant les débits de transmission tous en garantissant une complexité réduite.

Plusieurs standards tels que le WIFI et le WIMAX, associent le MIMO avec d'autres techniques comme l'OFDM ou le CDMA dans le but d'améliorer encore plus les performances du système.

II.8. Conclusion

La technique multi antenne connaît ces dernières années un intérêt renouvelé, En raison de sa capacité d'améliorer les performances des systèmes sans accroître la complexité tout en maintenant l'utilisation des mêmes bandes.

Nous avons décrit dans ce chapitre la technologie multi antennes par ses différentes configurations et ses différentes techniques, d'émission ainsi que de réception.

Dans le but d'améliorer encore plus le débit de la transmission et d'obtenir une meilleure qualité du signal à la réception, nous allons introduire dans le chapitre suivant, l'association MIMO-OFDM.

Bibliographie

- [1] G. J. Foschini and M. J. Gans, "On limits of wireless communications in a fading environment," *Wireless Personal Communications*, vol. 6, no. 3, pp. 311–335, 1998.
- [2] L.C. GODARA, *HANDBOOK of anetenna in wireless communications*. Boca Raton London New York Washington, D.C.: CRC Press, 2002.
- [3] B. Vucetic and J. Yuan, *Space-Time Coding*, Wiley-Blackwell, Ed.: Wiley, 2003.
- [4] F. Kaltenberger and S. Yang, "MIMO-algorithms for wireless LAN," *Wireless Congress*, november, 2005.
- [5] B. Sklar, *Digital Communications - Fundamentals and Applications*. Upper Saddle River, New Jersey: Prentice-Hall PTR, 2001.
- [6] L. COLLIN, "Optimisation de systèmes multi antennes basée sur la distance minimale," Brest, thèse de Doctorat, 17 décembre 2002.
- [7] Y.S. Cho, J. Kim, W.Y. Yang, and C.G. Kang, *MIMO-OFDM wireless communications with matlab*. ASIA: wiley, 2010.
- [8] I.E. Telatar, "Capacity of multi-antenna Gaussian channels," *Eur. Trans. Telecom*, vol. 10, no. 6, Dec. 1999.
- [9] D.S. Shiu, J. Foschini, J. Gans, and J.M Kahn, "Fading correlation and its effect on the capacity of multielement antenna system," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 48, no. 502, 2000.
- [10] G. Tsoulos, *MIMO system technology for wireless communications*. Boca Raton , London, New York: Taylor & Francis Group, 2006.
- [11] A. Paulraj, R. Nabar, and D. Gore, *Introduction to Space-Time Wireless Communications*. Cambridge: Cambridge University Press, May 29, 2003.
- [12] S.M. Alamouti, "A simple transmit diversity technique for wireless communications ," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 16, no. 8, pp. 1451–1458, October 1998.
- [13] V. Tarok, H. Jafarkhami, and A.R. Calderbank, "Space-time block codesfrom orthogonal designs," *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 45, no. 5, pp. 1456–1467, July 1999.
- [14] V. Tarok, H. Jafarkhami, and A.R. Calderbank, "Space-time block codesfor wireless communications: performance results," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 17, no. 3, pp. 451–460, March 1999.
- [15] G. Ganesan and P. Stoica, "Space-time block codes: a maximum SNR approach ," *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 47, May 2001.
- [16] O. Tirkkonen and A. Hottinen, "Square-matrix embeddable space-time block codes for complex signal constellations," *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 48, no. 2, pp. 384–395,

February 2002.

- [17] X. Yu, D. Xu, and G. Bi, "Full-Rate Complex Orthogonal Space-Time Block Code for Multiple Antennas," *Wireless Personal Communications*, vol. 40(1), pp. 81–89, January 2007.
- [18] T. SAIDI, "Architectures matérielles pour la technologie W-CDMA étendue aux systèmes multi-antennes," UNIVERSITÉ DE RENNES, thèse de doctorat juillet 2008.
- [19] S. Sandhu and A. Paulraj, "Space-time block codes: a capacity perspective," *IEEE communications letter*, vol. 4, pp. 384-386, Dec. 2000.
- [20] H. Jafarkhani, "A quasi-orthogonal space-time block code," *IEEE Trans. on communications*, vol. 49, pp. 1-4, Jan. 2001.
- [21] O. Tirkkonen, A. Boariu, and A. Hottinen, "Minimal non-orthogonality rate 2 space time block code for 3+ tx antennas," *IEEE ISSSTA 2000*, vol. 2, pp. 429-432.
- [22] C. B. Papadias and G. J. Foschini, "Capacity-approaching space-time codes for systems employing four transmitter antennas," *IEEE Trans. on Information Theory*, vol. 49, pp. 726-733, Mar. 2003.
- [23] C. Yuen, GY. L. uan, and T.T Tjhung, *Quasi-Orthogonal Space time block code*, Prof. A. Manikas & Prof. A. G. Constantinides, Ed.: Communications and Signal Processing, 2007.
- [24] K.O.O. Anoh et al., "Performance Evaluation of Spatial Modulation and QOSTBC for MIMO Systems," *EAI Endorsed Transactions on MCA*, vol. 2, no. 6, 2014.
- [25] Y. Wang, J. Wang, Z. Lua, and X. Liub, "Performance improvement of QO-STBC over time-selective channel for wireless network," *Journal of Network and Computer Applications*, vol. 36, no. 3, pp. 1018-1026, May 2013.
- [26] U. Park, S. Kim, K. Lim, and J. Li, "A novel QO-STBC scheme with linear decoding for three and four transmit antennas," *IEEE Communications Letters*, vol. 12, no. 12, pp. 868-870, December 2008.
- [27] V. Tarok, N. Seshadri, and A.R. Calderbank, "Space-time codes for high data rate wireless communication: performance criterion and code construction ," *IEEE Transaction on Information Theory*, vol. 44, pp. 744–765, March 1998.
- [28] D. Aktas, H.E.Gamal, and M.P Fitz, "towards optimal space time coding ," *proceeding of asilomar conference on signals, systems and computers*, vol. 2, pp. 1137-1141, november 2002.
- [29] G.J. Foschini, "Layered Space-Time Architecture for Wireless Communication in a Fading Environment When Using Multiple Antennas," *Bell Labs Technical Journal*, vol. 1, no. 2, pp. 41–59, Autumn 1996.
- [30] P.W.Wolniansky, G.J. Foschini, G.D. Golden, and R.A.Valenzuela, "V-Blast: un architecture for realizing very high data rates over rich-scattering wireless channel.," *international Symposium on Signals, systems, and Electronics*, pp. 295-300, september 1998.
- [31] G. D. Golden, G. J. Foschini, R. A. Valenzuela, and P. W. Wolniansky., "Detection algorithm and

- initial laboratory result using V-BLAST space-time communication architecture," *Electron. Lett.*, vol. 35, pp. 14–15, 1999.
- [32] G. J. Foschini, G. D. Golden, and R. A. Valenzuela. P. W. Wolniansky, "V-BLAST : An Architecture for Realizing Very High Data Rates Over the Rich-Scattering Wireless Channel," *In ISSSE-98, Pisa, Italy*, Sept. 29 1998.
- [33] J Kim, "Computationally efficient signal detection method for next generation mobile communications using multiple antennas," *SK Telecommun. Review*, vol. 17, pp. 183–191., 2007.
- [34] E. Viterbo and J. Boutros, "A Universal Lattice Code Decoder for Fading Channels," *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 45, pp. 1639–1642, July 1999.
- [35] V.R. Rentapalli and Z.D. Khan, "MIMO and Smart antenna for 3G and 4G," *Springer, information technology and mobile communications*, vol. 147, pp. 493–498, 2011.
- [36] M.M. da-Silva and F. A. Monteiro, *MIMO processing for 4G and beyond.*: Taylor and Franciss Group, 2014.

Chapitre 03

La technologie MIMO-OFDM

III.1. Introduction	72
III.2. l'OFDM	72
III.2.1. Principe de l'OFDM	73
III.2.2. Notion d'orthogonalité.....	74
III.2.3. Interférence inter symboles et Interférence inter porteuses.....	76
III.2.4. Le Préfixe cyclique.....	77
III.2.5. La Complétion à Zéros (Zero Padding).....	78
III.2.6. Modulation et démodulation OFDM	78
III.2.7. Avantages et inconvénients de l'OFDM	80
III.3. L'association MIMO-OFDM	81
III.3.1. Technique OFDM associé aux STC (Code Espace Temps).....	82
III.3.2. Principe de l'association STC-OFDM	82
III.3.3. Capacité du système MIMO-OFDM :	84
III.3.4. Performances du système MIMO-OFDM :	87
III.4. Conclusion	88
Bibliographie	90

« Dans la vie vous avez besoin soit
d'inspiration soit de désespoir. »
-Antony Robbins

III.1. Introduction

La qualité du système sans fil se caractérise par trois paramètres essentiels, le taux de transmission, la portée de transmission et la fiabilité de transmission. Comme il a été indiqué dans [1], L'amélioration de l'un des paramètres se fait conventionnellement au détriment des autres ; c.à.d. le débit peut être augmenté en réduisant la portée et la fiabilité de transmission. En revanche, la portée de transmission peut être étendue au coût d'un débit et une fiabilité inférieure. Cependant, avec l'avènement de MIMO associé à l'OFDM, les trois paramètres peuvent être améliorés simultanément [1]. De plus, bien que la technique multi antennes puisse être combinée avec n'importe quelle technique de modulation ou d'accès multiple, des recherches récentes suggèrent que la combinaison MIMO-OFDM est la plus efficace. Elle a constitué le fondement de tous les réseaux sans fil des dernières générations.

Cette technique a attiré multiples chercheurs abordant nombreux aspects, tels que la capacité du système [2], [3], l'estimation de canal [4], [5] et le control de PAPR [6], le contrôle de l'OOB et d'autres aspects.

Dans ce chapitre nous allons décrire la modulation OFDM comme une solution pour le problème d'évanouissement dû aux canaux sélectifs en fréquence, lors de la transmission à haut débit sur un canal radio large bande.

III.2. La technologie OFDM

Pour des liens sans-fil à large bande, la durée du symbole transmis est plus petite que le retard maximum du canal ou l'étalement des retards du canal. Dans le domaine fréquentiel, cela se traduit par une bande de cohérence du canal inférieure à la bande passante du signal transmis. Ce dernier subit des évanouissements sélectifs en fréquence, et ce phénomène de sélectivité en fréquence peut être exacerbé par la présence des trajets multiples. Cependant, l'effet de la sélectivité en fréquence sur la dégradation de la performance augmente avec la bande de fréquences du signal émis. La mise en place des processus d'égalisation qui sont censés compenser ces effets, s'est cependant avérée d'une grande complexité surtout lorsque le canal varie beaucoup dans le temps ou suivant la fréquence du signal, puisqu'ils nécessitent à chaque instant la fonction de transfert du canal de transmission. Plusieurs techniques telles que la modulation multi-porteuse appliquées aux communications sans fil sont introduites pour les transmissions multi antennes pour remédier à ce problème en éliminant l'IES (Interférences entre symboles) et en simplifiant l'égalisation.

III.2.1. Principe de l'OFDM

La technique de transmission multi-porteuse ou multiplexage par division orthogonale de fréquence (OFDM) consiste à ramifier le flux de données en plusieurs sous flux parallèles et les transmettre parallèlement et simultanément sur des sous porteuses distinctes. Cela se traduit par la transformation d'un canal sélectif en fréquences en plusieurs canaux parallèles non sélectifs en fréquence qui peuvent être considérés comme plats sur chaque bande donnée, ce qui rend l'égalisation plus simple au niveau du récepteur. En d'autres termes, la bande de fréquences est subdivisée en des bandes contiguës (bandes étroites) et orthogonales de telle manière qu'aucune interférence entre porteuses ne perturbe le signal reçu.

Du point de vue de traitement, on considère les symboles complexes C_k qui sont définis à partir des éléments binaires suivant une constellation M-QAM ou M-PSK. Ces symboles sont groupés par paquets de N éléments correspondant aux N porteuses [7]. Ce paquet de N éléments C_1, C_2, \dots, C_{N-1} constitue le symbole OFDM. Les N symboles sont transmis en parallèle et modulent les N sous-porteuses : f_0, f_1, \dots, f_{N-1} . Les sous-porteuses sont séparées par $\Delta f = \frac{1}{T_s}$, Ou $f_k = f_0 + K\Delta f$ avec $K = 0, 1, \dots, N-1$, Pour garantir l'orthogonalité entre les sous-porteuses adjacentes.

Le signal résultant de la modulation de $k^{\text{ième}}$ train s'écrit sous la forme complexe suivante :

$$P_n(t) = C_k e^{j2\pi f_k t} \quad (\text{III.1})$$

L'assemblage des N symboles constitue le signal OFDM qui est donné par (**Figure III.1**) :

$$S(t) = \sum_{k=0}^{N-1} C_k e^{j2\pi f_k t} \quad t \in [0, T_s] \quad (\text{III.2})$$

Où T_s est la durée de symbole OFDM.

En réception, le signal reçu s'écrit comme suit :

$$y(t) = \sum_{K=0}^{N-1} C_K H_K(t) e^{j2\pi(f_0 + \frac{K}{T_s})t} \quad (\text{III.3})$$

Où $H_K(t)$ est la réponse impulsionnelle du canal au tour de la fréquence f_K et à l'instant t . cette fonction varie lentement et on peut la considérer comme constante durant la période T_s ou $T_s \ll \frac{1}{B_d}$. B_d représente le spectre doppler.

III.2.2. Notion d'orthogonalité

En OFDM, les sous-porteuses sont élaborées d'une façon à ce qu'elles soient orthogonales entre elles [8]. Alors, au sommet de spectre de chaque sous-porteuse, la puissance dans tous les autres spectres est nulle (Figure III.2). Et cela permet d'avoir un recouvrement entre les spectres des différentes sous-porteuses et d'éviter les interférences entre sous-porteuses, même si elles sont contiguës. Dans la figure III.2 (b), on voit que la bande de fréquences est occupée de façon optimale, puisque le spectre est plat dans cette bande.

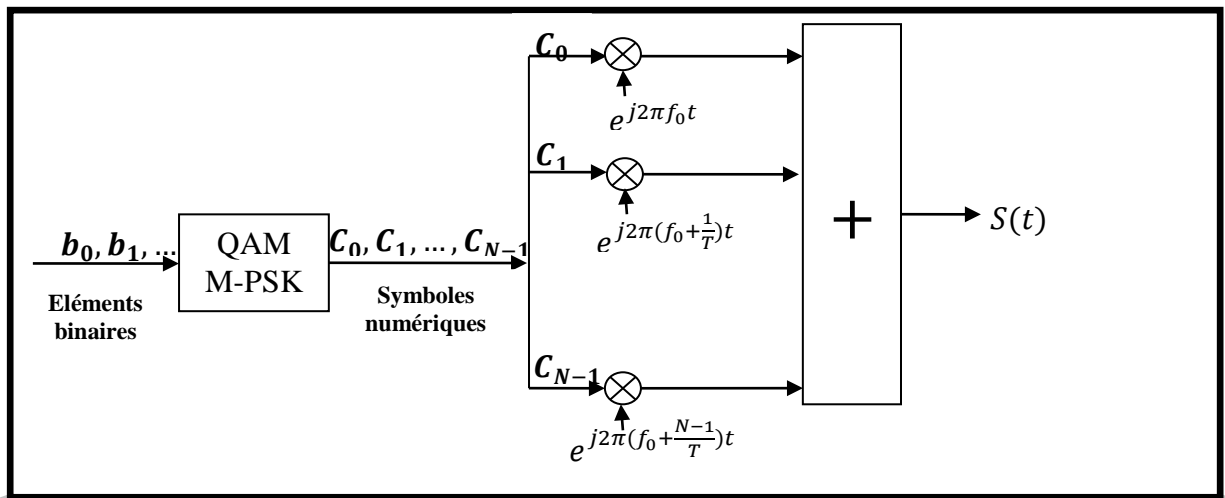
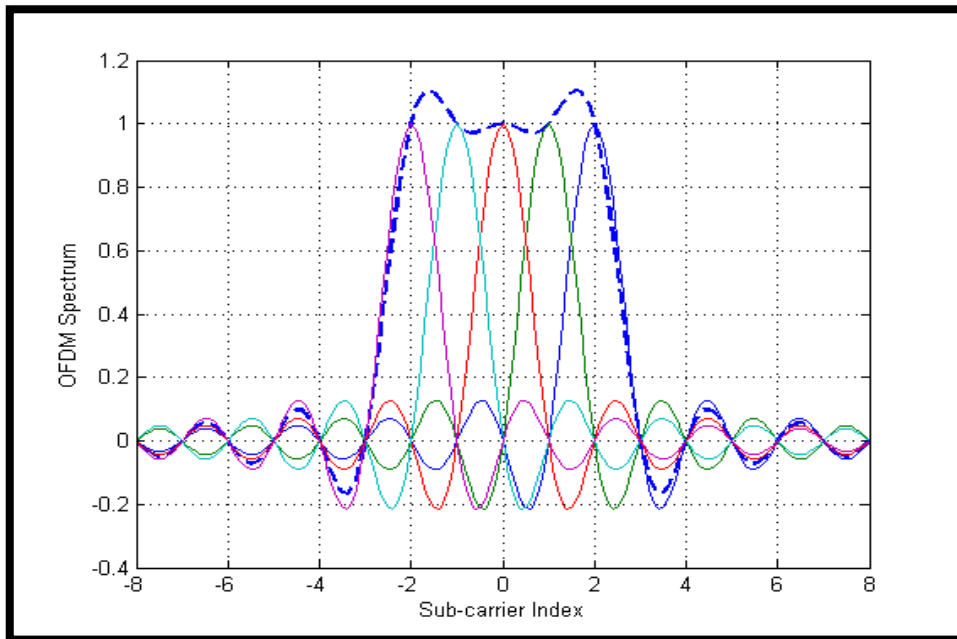
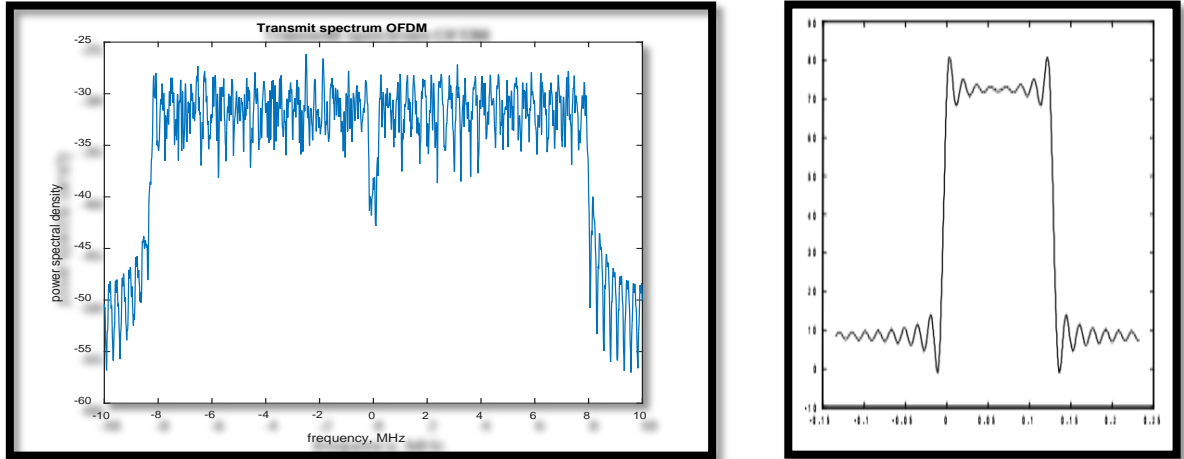


Figure III. 1 Principe d'un modulateur OFDM.



(a) Spectre des différentes porteuses .



(B) spectre de symbole OFDM.

Figure III. 2 . Principe d’orthogonalité des sous-porteuses.

Mathématiquement : si on considère deux fonctions $f(t)$ et $g(t)$. l’orthogonalité de ces deux fonctions peut être définie sur un intervalle $[a,b]$ comme :

$$\int_a^b f(t).g(t)dt = 0 \tag{III.4}$$

c.à.d. $f(t)$ et $g(t)$ sont disjointes sur ce segment $[a,b]$, elles sont mutuellement indépendantes.

Si on applique cette condition d’orthogonalité sur deux symboles modulés p_{n_1}, p_{n_2} résultants de la modulation des sous porteuses n_1, n_2 . Et on considère les symboles complexes $C_1 = C_2 = 1$ dans l’équation (III.1), on peut aboutir à la relation suivante :

$$\begin{aligned} \int_0^T p_{n_1}^*(t) . p_{n_2}(t)dt &= \int_0^T (e^{-j2\pi f_{n_1}t}) . (e^{j2\pi f_{n_2}t})dt \\ &= \int_0^T e^{j2\pi \frac{(n_2-n_1)}{T}t} dt = \begin{cases} 1 & \text{si } n_1 = n_2 \\ 0 & \text{si } n_1 \neq n_2 \end{cases} \end{aligned} \tag{III.5}$$

L’équation (III.5) montre que toutes les sous-porteuses d’une trame OFDM sont orthogonales. Cette condition est importante pour que le signal OFDM soit libre d’ICI (Inter Carrier Interference).

Chaque sous-porteuse, et comme le montre la figure III.2 (a), a une réponse fréquentielle en sinus cardinal, due à leur fenêtrage temporel par une fonction porte de durée T. la réponse en sinus cardinal possède un lobe principal de grande amplitude et de durée $1/T$ et multiples lobes secondaires. La propriété d’orthogonalité fait correspondre à chaque amplitude maximale d’un lobe centrale une sous-porteuses. Les amplitudes des autres lobes qui correspondent aux autres

sous-porteuses sont nulles. Lors de la récupération des signaux, la décision correspond au sommet de chaque lobe principal. Nous évitons la perte d'efficacité spectrale en réduisant l'espace entre les sous-porteuses, ce qui réduit l'occupation de l'information sur la bande du signal.

III.2.3. Interférence inter symboles et Interférence inter porteuses

Les trajets multiples peuvent intervenir avantageusement dans l'amélioration de la capacité du canal et l'efficacité spectrale, ils peuvent de même avoir un effet néfaste sur le canal de transmission en provoquant des échos à la réception. Puisque lors de transmission, nombreux symboles sont transmis les uns après les autres, et ces multi-trajets causent des délais de transmission différents, alors les symboles déjà envoyés interfèrent avec les symboles présents et c'est ça ce qu'il est nommé l'interférence inter symboles (ISI).

Comme il est illustré dans la figure III.3, si on considère deux trajets, un principal et un autre retardé pour une trame S.

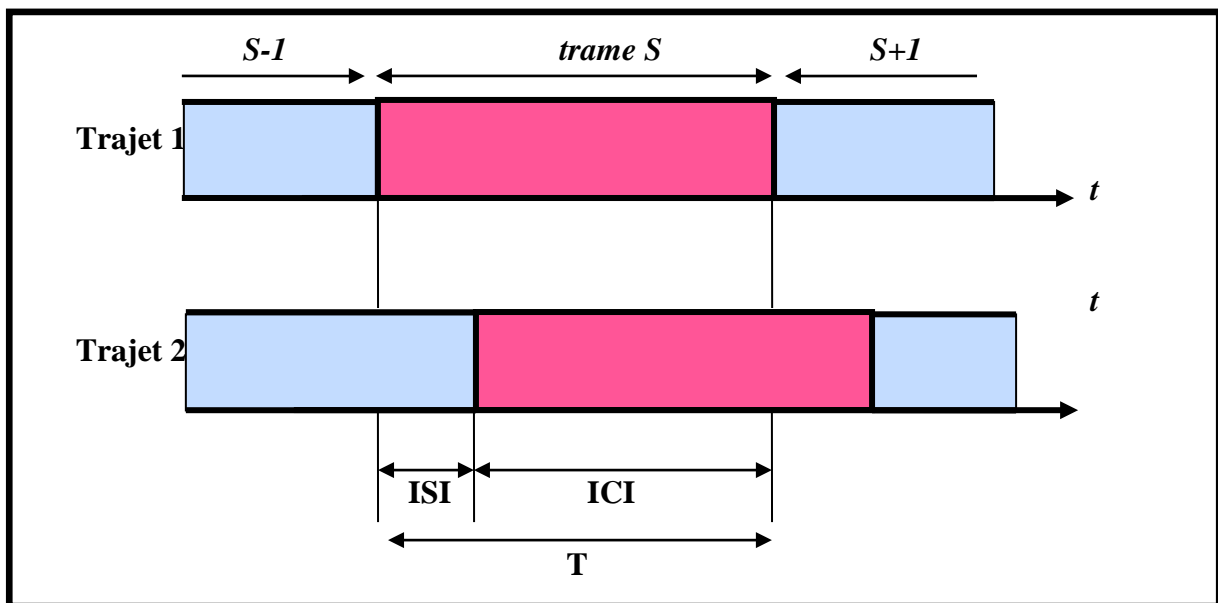


Figure III. 3 Propagation des trames OFDM sans intervalle de garde : retards, trajets multiples et interférences.

On observe que, le dépassement de la trame retardée S-1 de la période d'intégration T du signal issu de trajet principal est considéré comme une interférence inter-symboles (ISI), qui produit une réduction importante de la performance de transmission.

En outre, l'effet de l'écho de la trame S sur elle-même incite une interférence entre porteuses (ICI). Ces deux défauts provoquent plus ou moins une perte d'orthogonalité des sous porteuses. Et pour pallier à ce problème, il faut préserver l'orthogonalité en insérant une zone

morte entre chaque deux symboles consécutifs transmis, cette zone est appelée intervalle de garde, afin d'assurer que les avances et les retards des trames adjacentes s'influent pas en réception.

Comme indiqué dans la suite, L'intervalle de garde peut être inséré de deux façons, la première est la **Complétion à zéros** (Zero Padding) et l'autre connue comme le **Préfixe cyclique** [9], [8].

III.2.4. Le Préfixe cyclique

Le préfixe cyclique consiste à prolonger le symbole OFDM en copiant ses dernières composantes dans l'avant de ce même symbole. La durée de ce préfixe ou de cet intervalle doit être supérieure au retard maximum induit par le canal de transmission [10]. Donc, les derniers échos de ce symbole auront lieu pendant cet intervalle, dit de garde. Et le symbole suivant ne sera plus perturbé par le précédent.

La durée de symbole OFDM devient alors, $T_s = T + T_G$ ou T_G est l'intervalle de garde et T est la période d'intégration du symbole. Comme illustré dans la figure III.4, les trames adjacentes à S n'interfèrent pas pendant la période d'intégration T du symbole. Les ISI sont alors évitées puisque toutes les composantes arrivées dans la période T_s sont issues des mêmes trames en fonction des échos. Donc, l'intervalle de garde est un élément essentiel pour éviter les ISI et ICI, ainsi que pour préserver l'orthogonalité et améliorer la qualité de transmission.

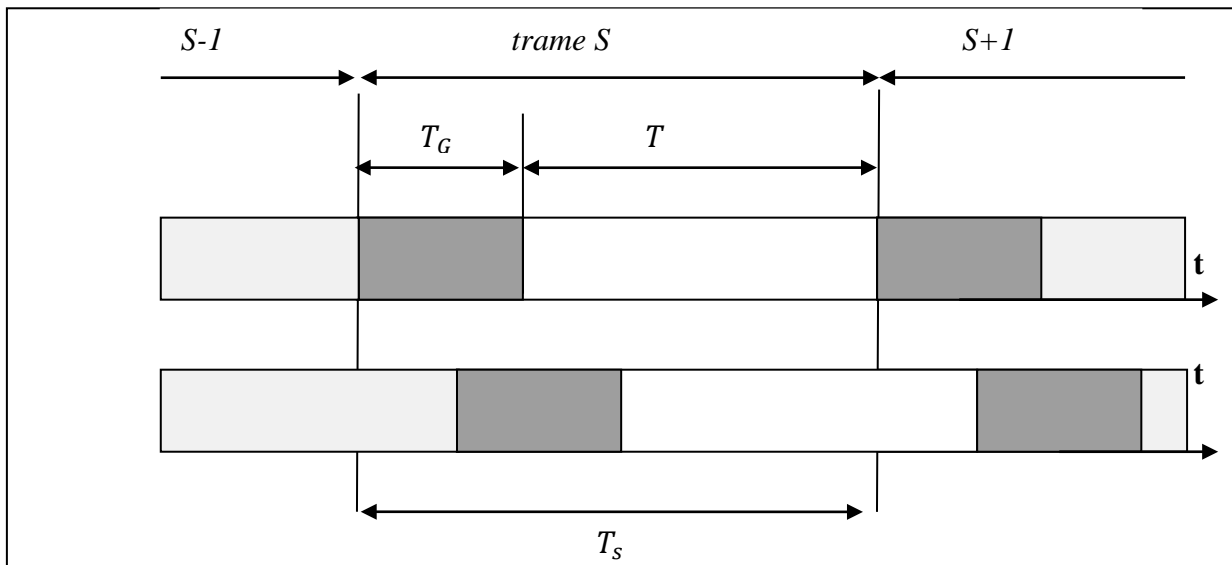


Figure III. 4 Insertion d'un intervalle de garde en temps pour OFDM.

III.2.5. La Complétion à zéros (Zero Padding)

Cette méthode sert à capitonner l'intervalle de garde entre deux symboles avec des zéros. Etant donné que le ZP est rempli de zéro, la longueur réelle d'un symbole contenant un ZP est forcément plus courte que celui contenant un CP. En conséquence, la longueur de la fenêtre rectangulaire de transmission sera plus courte, et le spectre qui est sous forme d'un sinus cardinal devient ainsi plus large. Cela implique qu'un symbole contient un ZP ait une densité spectrale de puissance avec la plus petite ondulation en bande, et la plus grande puissance hors bande, en comparant avec un symbole contient un CP. Permettant subséquemment une grande puissance utilisée pour la transmission avec une crête de puissance de transmission fixe [11].

III.2.6. Modulation et démodulation OFDM

L'implantation numérique des informations réduit efficacement les erreurs de transmission. De plus, elle permet d'intégrer des codes correcteurs d'erreurs pour bien protéger le signal de différentes perturbations.

D'après la **figure III.1** qui présente un modulateur OFDM, une implantation simpliste de ce schéma doit être évitée en raison de la complexité matérielle qui nécessite N modulateurs et démodulateurs selon le nombre de sous-porteuses N.

Comme on a vu précédemment **Section III.2.1**, le signal de sortie est sous la forme [12] :

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

Si on remplace f_k par sa valeur $f_k = f_0 + K\Delta f$, Avec $\Delta f = \frac{1}{T_s}$. L'équation (III.2) devient alors :

$$S(t) = \sum_{k=0}^{N-1} C_k e^{j2\pi(f_0 + \frac{K}{NT_s})t} \Leftrightarrow S(t) = e^{j2\pi f_0 t} \cdot \sum_{K=0}^{N-1} C_k e^{j2\pi \frac{K}{T_s} t} \quad (\text{III.6})$$

En discrétisant ce signal et en le numérisant en bande de base à l'instant $t = nT_s$. On obtient une sortie S_n sous la forme :

$$S[n] = \sum_{K=0}^{N-1} C_k e^{j2\pi \frac{Kn}{N}} \quad (\text{III.7})$$

$$= \mathbf{TFDI}(C_k)$$

Ce développement analytique montre que les modulateurs OFDM à l'émission peuvent être constitués par une transformée de Fourier Discrète Inverse (IDFT) ou par la transformée de Fourier Rapide Inverse (IFFT) des C_k . Conduisant au schéma suivant :

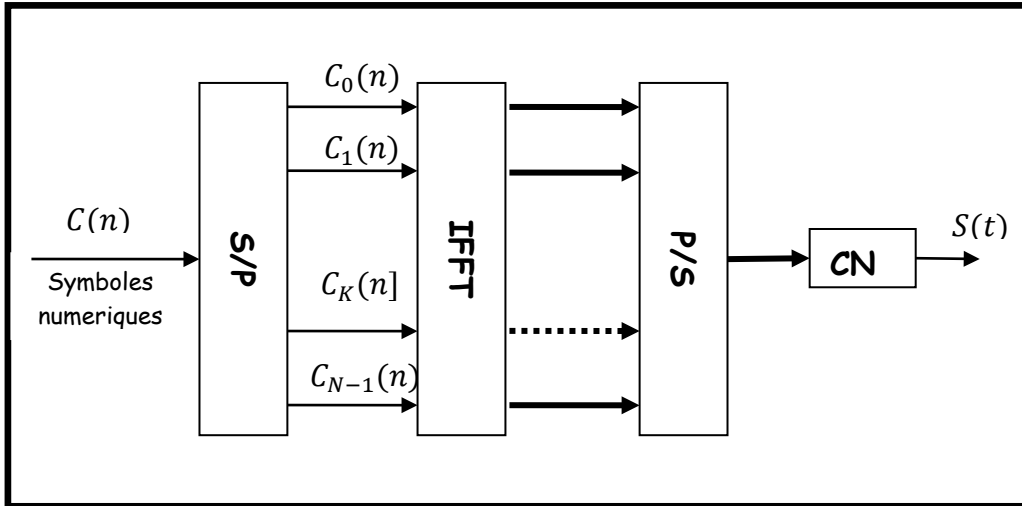


Figure III. 5 Modulateur OFDM numérique.

En réception, le signal discrétisé reçu est sous la forme :

$$z_n = \sum_{k=0}^{N-1} C_k H_k e^{j2\pi \frac{kn}{N}} \quad (\text{III.8})$$

z_n est la transformée de Fourier discrète inverse de $C_k H_k$. Alors, la démodulation consiste à effectuer une Transformée de Fourier discrète (TFD), ou une Transformée de Fourier rapide (FFT). Nous obtenons le schéma suivant pour un démodulateur OFDM :

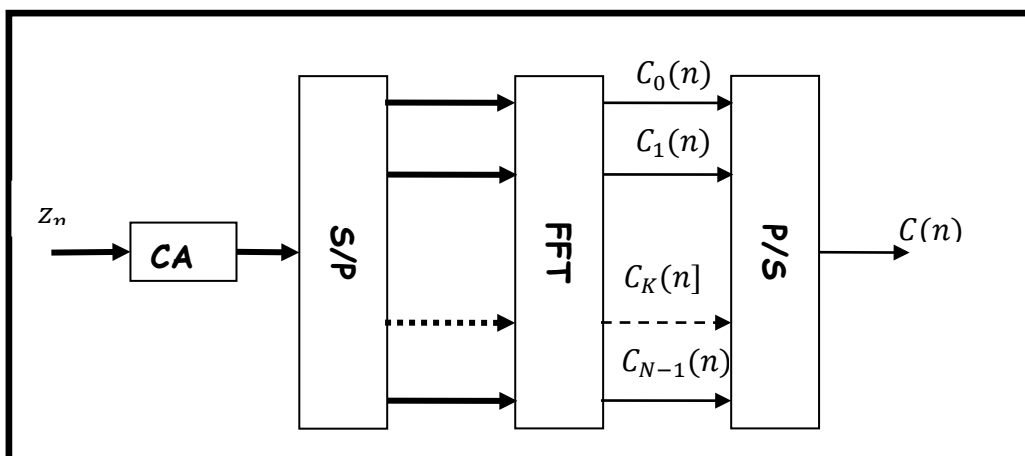


Figure III. 6 Démodulateurs OFDM numérique.

Le schéma suivant montre une chaîne de transmission à base d'une modulation OFDM :

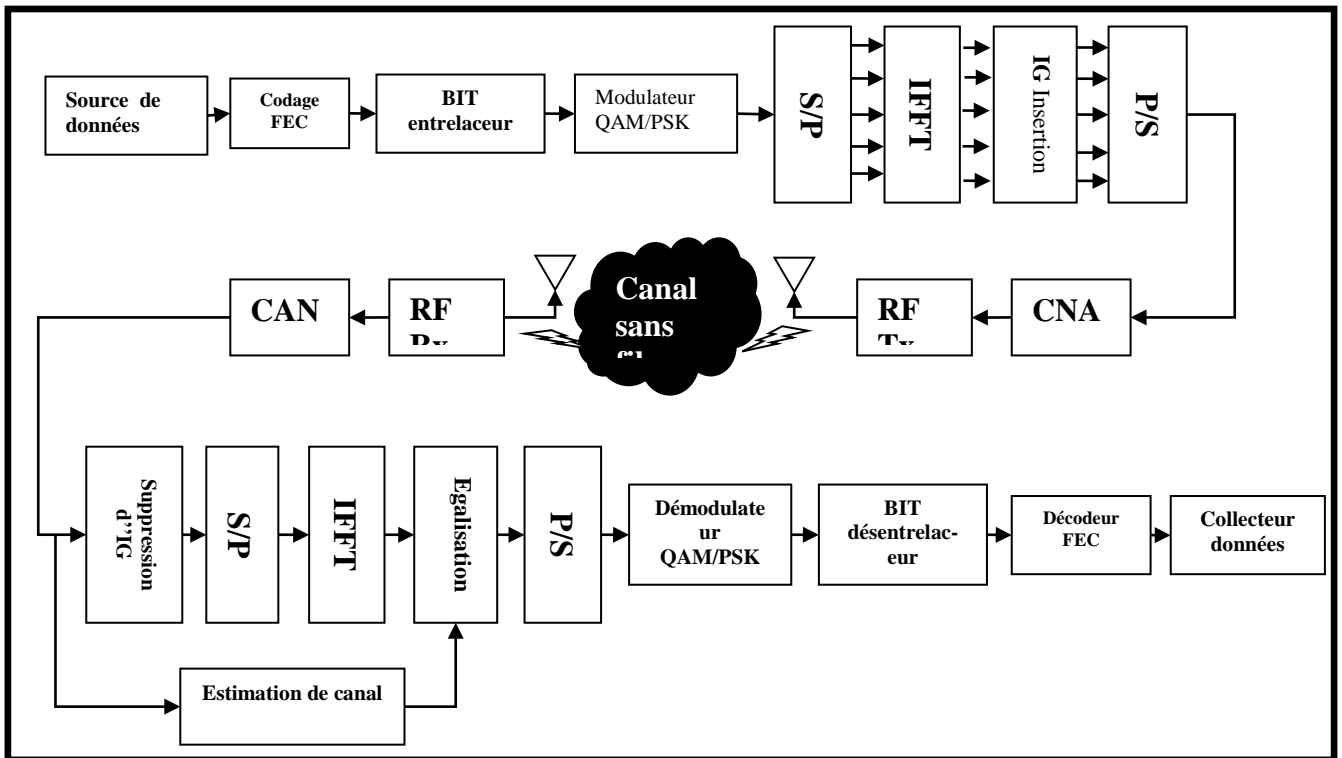


Figure III. 7 .Schéma bloc d'un système OFDM [11].

III.2.7. Avantages et inconvénients de l'OFDM

Contrairement au système mono-porteuses, les systèmes OFDM, ou à multi-porteuse présentent plusieurs avantages faisant d'elle une technique prometteuse pour les transmissions à haut débit. L'une des grandes avantages est la simplicité d'égalisation due à la diminution des taux de transmission et l'ajout de préfixe cyclique qui permet de d'éliminer les IES. En outre, le chevauchement entre les sous-porteuses permet de maintenir une grande efficacité spectrale.

Tant que l'orthogonalité est maintenue entre les sous-porteuses, l'ICI est négligeable (peut être supprimé), et cela conduit à une transmission sans distorsion. L'OFDM est aussi, très susceptible aux problèmes de décalage en fréquence (Frequency Offset), et le problème de synchronisation. En fait, ce décalage en fréquence engendre des interférences qui peuvent détruire l'orthogonalité entre les sous-porteuses. Cette technique souffre aussi, de problème de PAPR (Peak to Average Power Ratio) et le problème des émissions hors bande (OOB) qui sera traité dans ce travail de thèse.

III.3. L'association MIMO-OFDM

L'une des techniques les plus efficaces dans l'amélioration de l'efficacité spectrale est l'utilisation des antennes multiples à l'émission et à la réception (MIMO). Cette technique exploite le phénomène de multi trajets pour combattre les évanouissements. Elle offre une augmentation de capacité et une résistance accrue aux interférences. Dans une analyse des performances du système MIMO sur des canaux sélectifs en fréquence [13], il est montré que le gain de codage diminue considérablement, lorsque le retard de propagation devient relativement élevé. Ainsi, un traitement supplémentaire est nécessaire afin d'améliorer la performance du code. Dans une autre étude [14], il est exhibé qu'au moins le même gain de diversité peut être atteint avec un code espace-temps, sur des canaux sélectifs en fréquence que sur des canaux non sélectifs, pourvu qu'un décodage à maximum de vraisemblance soit effectué au niveau du récepteur. C'est-à-dire, un code espace-temps optimal est exigé sur des canaux sélectifs en fréquence, pour atteindre des gains de diversité très grands par rapport aux canaux non sélectifs en fréquence. Puisque le décodage à MV est complexe, il fallait trouver une solution pour améliorer les performances des codes espace-temps sur des canaux sélectifs en fréquence. Une des solutions est de mitiger l'ISI. Une première approche de mitigation d'ISI est d'utiliser un égaliseur adaptatif, avec un prix de complexité. Une autre approche est d'utiliser une modulation OFDM. L'OFDM peut simplifier l'égalisation pour des canaux à bande large qui se caractérise principalement par la sélectivité en fréquence, en divisant la bande large sélective en fréquences en plusieurs sous-bandes étroites non sélectives, Ainsi que par l'augmentant de la durée du symbole et l'élimination de l'ISI. L'association de ces deux fameuses techniques combine l'avantage de la capacité et la robustesse du système MIMO avec la simple égalisation assuré par l'OFDM. Par conséquent, des nouveaux systèmes de communications sans fil à haut débit profitent des avantages de ces deux techniques. En effet, cette combinaison a été adoptée dans plusieurs normes de transmissions sans fil due à sa performance, telle que la norme 802.11n, 802.11ac, 802.11ah et il est prévu qu'elle va jouer un rôle majeur dans le 802.11ax pour 2019, et les différentes versions de la norme 802.16 [15].

Les techniques MIMO peuvent être catégorisés en deux classes, comme il est décrit dans le chapitre précédent. La première classe utilise des techniques de codages telles que STC pour fournir la diversité spatiale afin d'améliorer la fiabilité. La deuxième catégorie utilise le multiplexage spatial qui permet d'obtenir un gain de capacité. Ces techniques peuvent être directement appliquées à chaque sous-porteuse pour un système MIMO-OFDM.

Dans cette partie, nous allons étudier cette combinaison dans le cas des codes espace-temps, étant donné que le multiplexage spatial peut être vu comme un cas particulier de ces codes (BLAST).

III.3.1. Technique OFDM associé aux STC (Code Espace Temps)

Les codes espace-temps peuvent être utilisés pour obtenir des débits très élevés dans des systèmes à bande étroite, où la contrainte de $T_s \ll T_d$ est satisfaite. Récemment, il y a un intérêt accru pour fournir des services de haut débit sur des canaux à large bande qui posent le problème de sélectivité en fréquences. Où la durée de symbole T_s devait être plus petite par rapport à la durée d'écho la plus grande T_d . Alors, les codes espace-temps pourraient être utilisés dans des systèmes à bande large, mais en association avec une technique qui peut transformer un canal sélectif en fréquence (à bande large) en des canaux parallèles corrélés non sélectifs en fréquences. Donc, pour des canaux MIMO sélectifs en fréquence,

Dans le paragraphe suivant, nous étudions la combinaison STC et l'OFDM à bande large pour des canaux MIMO sélectifs en fréquence, qui a le potentiel d'exploiter l'effet de multi-trajet et d'atteindre une robustesse de transmission avec des débits très élevés [16], [13], [17].

III.3.2. Principe de l'association STC-OFDM

Considérant un système STC-OFDM, **Figure III.8**, à bande de base, avec K-OFDM sous porteuses, munis de N_t antennes émettrices et N_r antennes réceptrices. Où la largeur de bande disponible \mathbf{W} est divisée en \mathbf{K} sous-bandes étroites.

A chaque instant t , une séquence des bits d'information entrelacés et mappés est transmise au codeur espace-temps qui va ensuite générer un mot code suivant une matrice de codage. En prenant à son entrée P_s séquences de L symboles, et générant en sortie $d_s N_t$ séquences de longueur L qui seront transmis sur d_s périodes symbole.

Soit :

$$X_t = \begin{bmatrix} x_{t,1}^1 & x_{t,2}^1 & \cdots & x_{t,L}^1 \\ x_{t,1}^2 & x_{t,2}^2 & \cdots & x_{t,L}^2 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ x_{t,1}^{N_t} & x_{t,2}^{N_t} & \cdots & x_{t,L}^{N_t} \end{bmatrix} \text{ est le mot code généré.}$$

Où chaque ligne correspond aux symboles émis par une antenne et passe par un modulateur OFDM.

Pour des raisons de simplicité, on considère que la longueur de mot code L est égale au nombre de sous-porteuse K . Alors, les signaux $x_{t,1}^i, x_{t,2}^i, \dots, x_{t,L}^i$ sont modulés sur K sous-

porteuses différentes par le modulateur OFDM, et transmis simultanément à partir de la $i^{\text{ème}}$ antennes pendant une trame OFDM [17]. Où $x_{t,k}^i$ est transmis sur la $k^{\text{ème}}$ sous-porteuse.

Au début de chaque trame OFDM, et durant l'intervalle de garde, un préfixe cyclique est inséré afin d'éviter le ISI (Inter Symbole Interférence) dû à l'étalement de propagation (Delay Spread) de canal.

A la réception, et après un filtrage adapté, le signal est échantillonné et le préfixe cyclique est enlevé de chaque trame. Ensuite, la partie utile est appliquée à un démodulateur OFDM. la sortie de ce démodulateur pour la $k^{\text{ème}}$ sous-porteuse ($k=1,2,\dots,K$) à l'antenne réceptrice j ($j=1,2,\dots,N_r$) est donnée par :

$$R_k^j = \sum_{i=1}^{N_t} H_{j,i}^{t,k} x_{t,k}^i + N_{t,k}^j \quad (\text{III.9})$$

Où $H_{j,i}^{t,k}$ est la réponse fréquentielle du canal pour le trajet entre la $i^{\text{ème}}$ antenne émettrice et la $j^{\text{ème}}$ antenne réceptrice, avec la $k^{\text{ème}}$ sous porteuse. Et $N_{t,k}^j$ c'est l'échantillon de bruit démodulé sur la $j^{\text{ème}}$ antenne réceptrice et avec la $k^{\text{ème}}$ sous porteuse.

Considérant une connaissance parfaite de l'état de canal au niveau du récepteur, Et en appliquant un décodage basé sur le critère de maximum de vraisemblance, la règle de décodage est donnée comme suit :

$$\tilde{x}_t = \arg \min \sum_{j=1}^{N_r} \sum_{k=1}^K |R_{t,k}^j - \sum_{i=1}^{N_t} H_{j,i}^{t,k} x_{t,k}^i|^2 \quad (\text{III.10})$$

Où la minimisation est effectuée sur tous les mots codes espace-temps possibles, afin de trouver le mot code le plus vraisemblable. Et la réponse en fréquence de canal $H_{j,i}^{t,k}$ peut s'obtenir par la transformé de Fourier de la réponse en impulsion du canal $h_{j,i}^t$ [17].

L'équation montrant la relation entre ces deux réponses est démontrée dans [17], et donnée comme suit :

$$H_{j,i}^{t,k} = (h_{j,i}^t)^H \cdot w_k \quad (\text{III.11})$$

Alors, La transformé est spécifiée par le vecteur w_k pour la $k^{\text{ème}}$ sous porteuse ($k=1,2,\dots,K$).

Où $w_k = [e^{-j2\pi kn_1/K}, e^{-j2\pi kn_2/K}, \dots, e^{-j2\pi kn_{L_p}/K}]^T$ avec L_p est le nombre de trajets multiples.

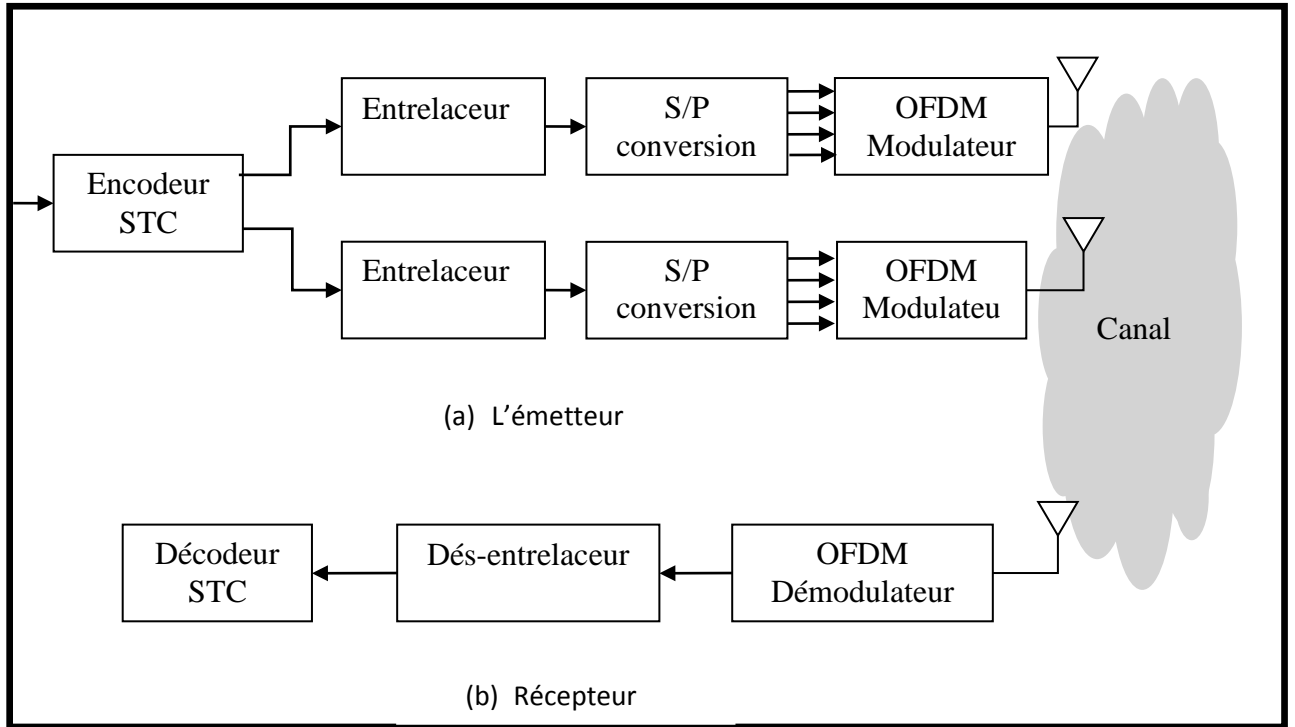


Figure III. 8 Principe de système STC-OFDM.

III.3.3. Capacité du système MIMO-OFDM

Considérant un système avec N_t antennes à l'émission et N_r antennes à la réception, L'émetteur et le récepteur sont parfaitement synchronisés et le canal est estimé par le récepteur.

Il est montré qu'un système MIMO-OFDM en bande de base et avec K sous-porteuses peut être vu comme un système à K branches parallèles et indépendantes d'un système MIMO mono-porteuse [18], le principe est illustré sur la **figure III.9**.

Pour un système MIMO-OFDM, les données à émettre sont d'abord dé-multiplexées en N_t voies indépendantes, pour être modulé par un modulateur OFDM sur chaque antenne émettrice, avant d'être émises. Au niveau du récepteur, le signal de chaque sous porteuses est séparé antenne par antenne, à l'aide de N_r démodulateurs OFDM [19]. Le signal de différentes antennes et qui correspond à une porteuses, est ensuite décodé par un récepteur MIMO classique. Finalement, les K signaux correspondent aux K sous-porteuses sont réassemblés afin de récupérer l'information originale.

Considérant $x_k = [x_{k1}, x_{k2}, \dots, x_{kN_t}]^T$ le vecteur des symboles émis par les N_t antennes sur la k -ième sous-porteuse. Le vecteur reçu correspondant est :

$$r_k = x_k H_k + n_k, k=1,2,\dots, K. \quad (\text{III.12})$$

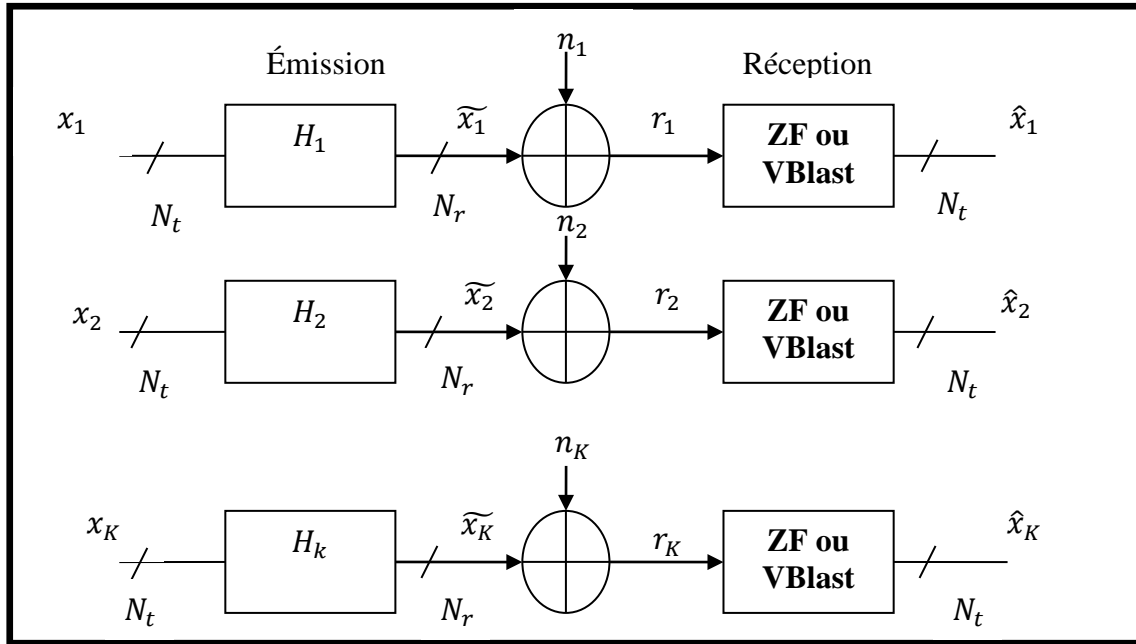


Figure III. 9 Système équivalent en bande de base d'un système MIMO-OFDM à K sous-porteuses.

Un canal MIMO large bande est modélisé par K matrices H_k de dimensions $(N_r * N_t)$ correspondant à la réponse de canal associé à la k-ième sous-porteuse entre le j^{ième} émetteur et le i^{ième} récepteur [20].

Pour illustrer l'intérêt de l'association des systèmes MIMO avec la modulation OFDM, nous allons prendre un exemple en comparant la capacité du système MIMO avec celle de système MIMO-OFDM et la capacité du système SISO-OFDM avec un système MIMO-OFDM.

L'information mutuelle par porteuse du système décrit en (III.12) s'écrit :

$$I(x, r / H) = \frac{1}{K} \log_2(\det[I_{N_r} + H_k \rho_k H_k^*]) \quad (III.13)$$

A partir de (III.13), on remarque que l'information mutuelle ne dépend que de la matrice du canal. L'expression de la capacité se dérive de celle de l'information mutuelle.

La capacité théorique représente la capacité de canal OFDM est [21] :

$$C = \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K C_k \quad (III.14)$$

C_k est la capacité pour une sous-porteuse k, peut être obtenue comme suit :

$$C_k = \xi \log_2(1 + \rho_k) \quad (III.15)$$

Où ρ_k est le SNR de la sous-porteuse k et $\xi = T_u / (T_u + \Delta)$ tient compte de la perte d'efficacité spectrale dans l'intervalle de garde.

La capacité étendue au canal MIMO-OFDM est donnée comme suit :

$$C_k = \xi \log_2(\det[I_{N_r} + H_k \rho_k H_k^*]) \quad (III.16)$$

Si on applique l'équation (III.15) en (III.13) la capacité du système MIMO-OFDM devient alors :

$$C_{MIMO-OFDM} = \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K \xi \log_2(\det[I_{N_r} + H_k \rho_k H_k^*]) \quad (III.17)$$

En comparant la capacité d'un système SISO-OFDM, **Figure III.10**, avec celui de MIMO-OFDM **Figure III.11**, on remarque un gain important en capacité et donc en débit, puisque la même bande passante est utilisée.

Pour comparer les performances des deux systèmes, il faut les mettre dans les mêmes conditions, la même puissance, la même bande passante et le même débit.

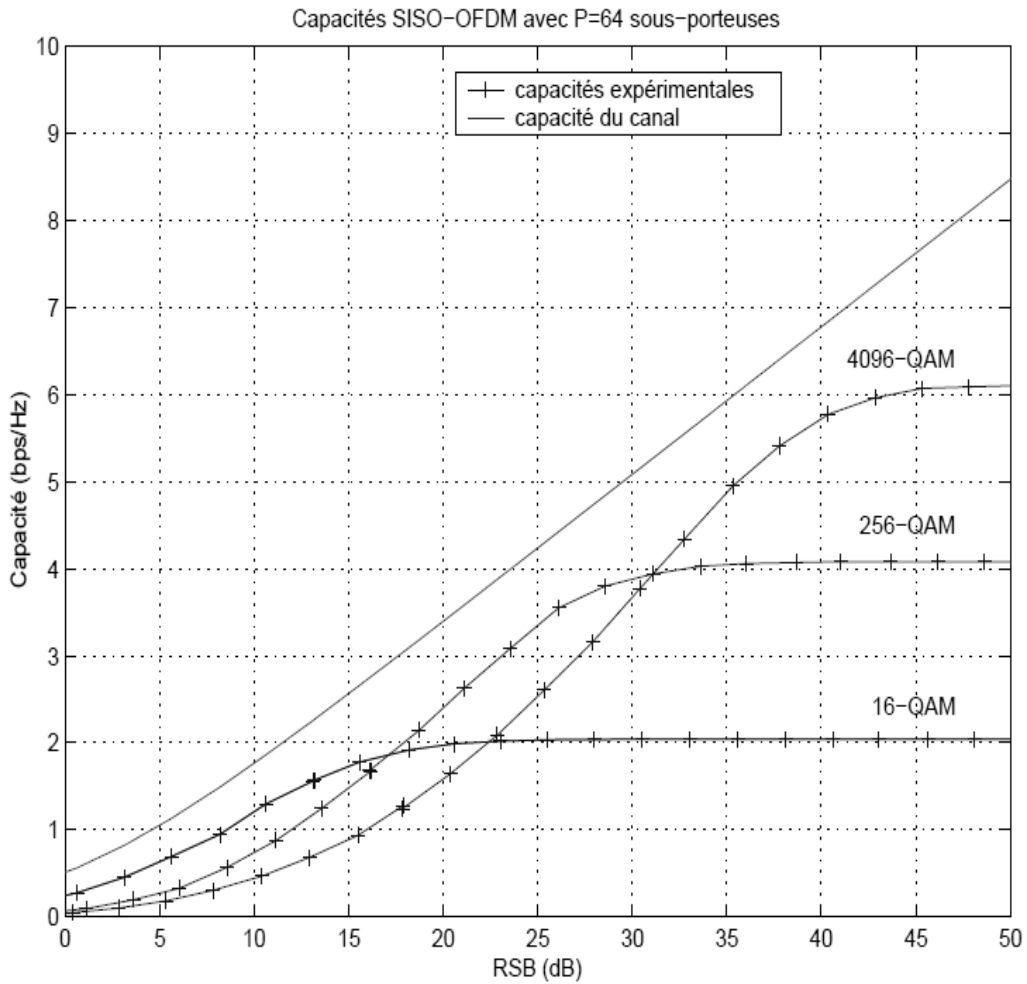


Figure III. 10 Capacités du système SISO-OFDM [11]

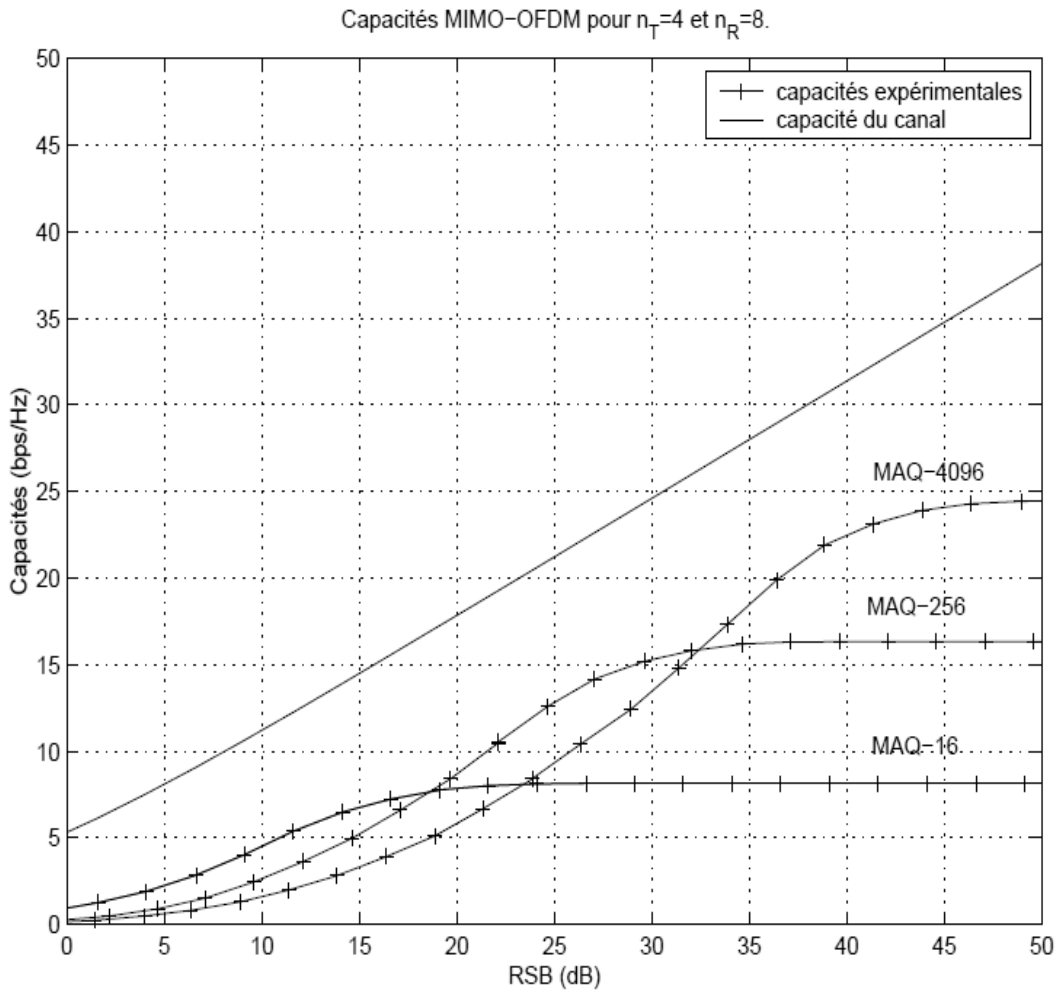


Figure III. 11 Capacités du système MIMO-OFDM [11].

III.3.4. Performances du système MIMO-OFDM

Les performances d'un système de communication sont généralement exprimées en TEB (Taux Erreur Bits) en fonction du rapport signal sur bruit (SNR). Les systèmes MIMO permettent d'atteindre des capacités très élevées, grâce à l'exploitation de la diversité en émission et en réception. En raison de la contrainte imposée par l'utilisation de la diversité, où la durée de symbole émis doit être grande devant la durée de la réponse impulsionnelle de canal, le débit est limité. Et pour s'affranchir de cette contrainte, une association de la modulation OFDM avec ce système MIMO peut être efficace.

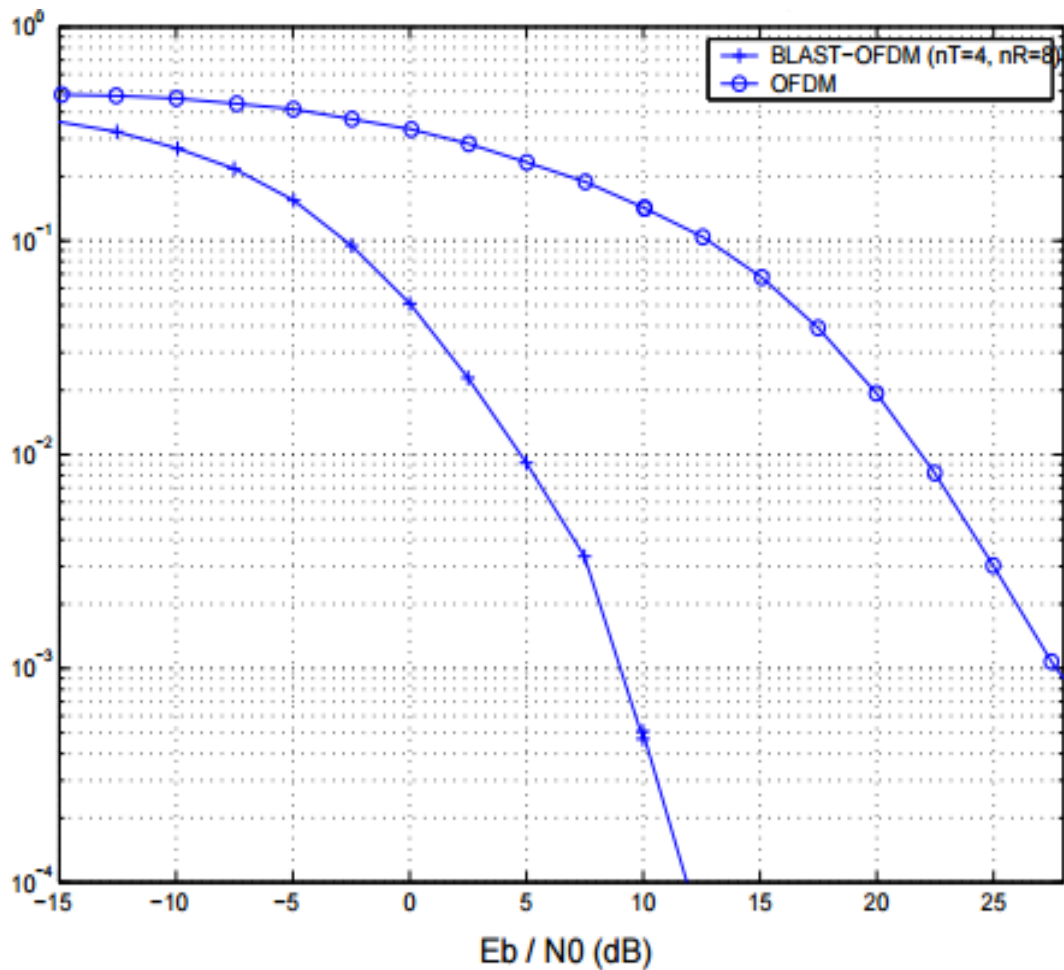


Figure III. 12 Comparaison entre les performances de l'OFDM et MIMO-OFDM[11].

La figure III.12 montre le TEB en fonction de RSB (SNR) de deux systèmes OFDM et MIMO-OFDM dans des mêmes conditions. Les performances de MIMO-OFDM sont nettement meilleures, montrant le net apport de la diversité spatiale. Quant à elle, la modulation OFDM permet d'élargir la bande passante du système MIMO, et d'augmenter son débit, tout en maintenant son efficacité spectrale [22]. Ceci démontre l'indiscutable supériorité de tel système et son utilité pour des transmissions à haute efficacité spectrale.

III.4. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté la combinaison des deux techniques MIMO et OFDM, en utilisant des codes espace-temps qui assurent la robustesse et la fiabilité du système. Après avoir détaillé le principe de la modulation OFDM, une investigation de l'apport de cette combinaison en gain de diversité, de multiplexage spatial et de réduction des interférences (IES) a été faite, en introduisant les notions de capacité et de performance (TEB). Nous avons vu

l'intérêt de la modulation OFDM, qui transforme un canal MIMO sélectif en fréquences en plusieurs sous-canaux à bande étroite et réduit la complexité d'égalisation au niveau du récepteur.

Les systèmes de codage MIMO-OFDM ont été divisés en deux catégories, des schémas de diversité tels que STBC-OFDM qui sert à lutter contre l'évanouissement. Et d'autre part un système MIMO-OFDM utilisant le multiplexage spatial pour transmettre des données distinctes à partir des antennes différentes, afin de fournir des débits de données élevés. En outre, pour des systèmes OFDM, il existe une probabilité d'erreur très élevée pour ses sous-canaux, d'où la nécessité de combiner des codes correcteurs d'erreurs avec l'OFDM pour atténuer les effets des évanouissements profonds.

L'incorporation des techniques de codage ou pré-codage pour des systèmes OFDM ou MIMO-OFDM qui se traduit par OFDM pré-codé, nous permet de maintenir la robustesse contre la sélectivité en fréquence et d'améliorer encore les performances du système, ces codes sont présentés dans le chapitre suivant.

Bibliographie

- [1] H. Sampath, S. Talwar, J. Tellado, V. Erceg, and A. Paulraj, "A fourth-generation MIMO-OFDM broadband wireless system: design, performance, and field trial results," *IEEE Communications Magazine*, vol. 40, pp. 143 - 149, November 2002.
- [2] D. Girdhar and Y. Juneja, "Analysis of Channel Capacity & PAPR in MIMO-OFDM System," *International Journal of Innovative Research in Computer and Communication Engineering*, vol. 3, pp. 5814-5819, June 2015.
- [3] L. R. Krushnarao and S. Akhila, "Performance Analysis of MIMO OFDM Systems for Wireless Communication using Adaptive Modulation Technique," *International Journal of Science and Research (IJSR)*, vol. 5, no. 8, August 2016.
- [4] S. Bhawna, "Study of Channel Estimation of MIMO-OFDM System," *International Journal of All Research Education and Scientific Methods (IJARESM)*, vol. 3, no. 4, April 2015.
- [5] A. Ajibade, O. Folorunso, and O.O. Adedayo, "Channel Estimation In MIMO -OFDM Wireless Communication Systems," *International Journal of Advancements in Research & Technology*, vol. 5, June-2016.
- [6] P. Vidyullatha, R. Chandrasekhar, K. R. Babu, and B. A. Kumar, "Performance Analysis of PAPR in STBC MIMO-OFDM System under Different Modulation Schemes," *International Journal of Advanced Research in Electrical, Electronics and Instrumentation Engineering*, vol. 5, no. 1, pp. 551-558, January 2016.
- [7] J.A.C. Bingham, "Multi-carrier modulation for data transmission: an idea whose time has come," *IEEE Commun*, vol. 28, pp. 17–25, 1990.
- [8] Y. Li and G. L. Stuber, *Orthogonal Frequency Division Multiplexing for Wireless Communications.*: Springer, 2006.
- [9] M. Ergen, "Principles of OFDM," *Mobile Broadband, Springer, Boston, MA* , pp. 109-175, January 2008.
- [10] W. Akmouche, "Etude et caractérisation des modulations multiporteuses OFDM," Université de Bretagne Occidentale, thèse de Doctorat , October 2000.
- [11] Y. S. Cho, J. Kim, W.Y. Yang, and C. G. Kang., *MIMO-OFDM Wireless Communication With Matlab*. Asia: John Wiley & Sons, 2010.
- [12] A. Skrzypczak, "Contribution à l'étude des modulations multiporteuses OFDM / OQAM et OFDM suréchantillonnées," Rennes 1 , Thèse de doctorat en Traitement du signal et télécommunications. 2007.
- [13] B. Lu and X. Wang, "Space-time code design in OFDM systems ," *IEEE GLOBECOM'00*, pp. 1000–1004, Nov. 2000,.

- [14] V. Tarokh, A. Naguib, N. Seshadri, and A. R. Calderbank, "Space-time codes for high data rate wireless communication: Performance criteria in the presence of channel estimation errors, mobility, and multiple paths," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 47, no. 2, pp. 199–207, Feb 1999.
- [15] B. Bellalta, L. Bononi, R. Bruno, and A. Kassler, "Next generation IEEE 802.11 Wireless Local Area Networks: Current status, future directions and open challenges," *Computer Communications*, vol. 75, pp. 1-25, February 2016.
- [16] D. Agrawal, V. Tarokh, A. Naguib, and N. Seshadri, "Space-time coded OFDM for high data rate wireless communication over wide-band channels", *IEEE VTC'98*, pp. 2232–2236, May 1998.
- [17] B. Vucetic and J. Yuan, *Space-Time Coding*. England: John Wiley & Sons , January 2003.
- [18] H. BÖLCSKEI, D. GESBERT, and A. J. PAULRAJ., "On the Capacity of OFDM-based Spatial Multiplexing systems," *In IEEE Transactions on Communications*, vol. 50, pp. 225–234, February 2002.
- [19] H. BÖLCSKEI, R. W. HEATH Jr, and A. J. PAULRAJ, "Blind Channel Identification and Equalization in OFDM-Based Multi-Antenna Systems," *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 50, no. 1, pp. 96 - 109 , Jan 2002.
- [20] T-L. TUNG and K. YAO, "Channel Estimation and Optimal Power Allocation for a Multiple-Antenna OFDM system," *EURASIP journal on Applied Signal Processing*, vol. 3, pp. 330–339, March 2002.
- [21] S. FEROUANI, "Traitement d'Antennes Adaptatives pour l'Optimisation des Performances des Systèmes MIMO-OFDM dans les Réseaux de Télécommunications Sans Fil," Université de tlemcen, thèse de Doctorat, 2014.
- [22] L. Collin, "Optimisation de systèmes multi-antennes basée sur la distance minimale," l'Université de Bretagne Occidentale, thèse de Doctorat 2002.

Chapitre 04

Optimisation d'un système MIMO-OFDM par l'intégration des techniques de codage et de pré-codage

IV.1. Introduction	93
IV.2. Codage du canal et FEC	93
IV.2.1. Codage FEC : Forward Error Correction.....	94
IV.2.2. Codage FEC pour les systèmes MIMO	95
IV.3. L'émission OOB dans les systèmes OFDM	97
IV.4. La réduction des émissions OOB pour un signal OFDM	99
IV.5. Techniques de réduction de l'émission OOB conventionnelles	101
IV.5.1. Pré-codage spectrale.....	101
IV.5.1.1. Pré-codage Orthogonal ou SVD de Ma	102
IV.5.1.2. Pré-codage par projection orthogonale	106
IV.5.1.3. Pré-codage SVD.....	108
IV.5.1.4. Pré-codage N-continus.....	111
IV.5.2. Filtrage du signal OFDM.....	113
IV.5.3. Pré-codage Hybride.....	114
IV.6. Techniques de réduction de l'émission OOB hybrides Proposés	115
IV.6.1. Proposition de pré-codage hybride I : OP-N-Continus	115
IV.6.2. Proposition de pré-codage hybride II :N-Continuous -Ma_SVD	118
IV.6.3. Proposition de pré-codage hybride III :OP-Ma_SVD	122
IV.6.4. Proposition de pré-codage hybride IV :Filtrage-pré-codage.....	125
IV.7. Conclusion	131
Bibliographie	133

« Une vraie décision est mesurée par le fait que vous avez pris une nouvelle action. S'il n'y a pas d'action vous n'avez pas vraiment décidé. »

- Anthony Robbins

IV.1. Introduction

Les bruits électromagnétiques et les sources potentielles d'interférences qui peuvent exister dans un environnement donné ont fait l'objet de nombreuses études, tant du point de vue de leur caractérisation que de leur modélisation.

Le système MIMO-OFDM intégrant la modulation multi-porteuse souffre des radiations hors bande (Out Of band Emission) en raison de l'utilisation de la mise en forme rectangulaire. Ce phénomène peut causer des interférences sévères. En pratique, un ordre de 10% de la bande passante est réservé pour la bande de garde ce qui conduit à une réduction de l'efficacité spectrale du système. Des méthodes et des techniques ont été proposées dans la littérature pour combattre cet effet d'émission OOB et pour maintenir une utilisation efficace de spectre de fréquence.

Dans ce chapitre, en premier temps, nous avons étudié le codage du canal et son utilité dans l'amélioration de la performance de système MIMO-OFDM en termes de réduction de taux d'erreurs binaire, en essayant de trouver une bonne combinaison des codes correcteurs d'erreurs.

Ensuite, nous avons étudié quelques techniques de réduction des émissions OOB tels que le filtrage et les pré-codages spectraux (Ma_SVD, N-continuous, projection orthogonale et le pré-codage SVD de Beek), qu'ils ont présenté des performances très importantes, en essayant de profiter des avantages de chaque technique pour aboutir à une technique optimale avec moins de complexité et une meilleure performance en termes de réduction de l'émission OOB.

Nous avons proposés en troisième partie du chapitre plusieurs schémas de pré-codage OFDM hybride : N-continuous_OP, Ma_SVD_OP, MA_SVD-N-continuous et N-Continuous_Filtered OFDM, qu'ils ont prouvé des meilleures performances en termes de BER et réduction de l'émission OOB.

IV.2. Codage du canal et FEC

Le codage du canal est l'une des techniques adoptées pour résoudre les problèmes dues aux interférences. Il est accompli principalement en introduisant des bits redondants dans le flux d'information, permettant la détection et la correction des erreurs dans le flux reçu et de fournir une transmission d'information plus fiable. Mais au détriment d'une réduction de débit et un élargissement de la bande passante.

D'après le deuxième théorème de Shannon [1], il est possible d'avoir une transmission fiable en utilisant un codage adéquat. Ce codage peut se mettre en œuvre de trois façons : FEC (Forward Error correction) codes, ARQ (Automatic Repeat reQuest), ou Hybride ARQ.

La première idée est proposée par un mathématicien américain Richard-Hamming en 1950 [2], qui a créé le premier code de Hamming, et qui consiste à ajouter une redondance dont le récepteur peut l'utiliser dans la détection et la correction des erreurs sans avoir besoin à la retransmission de message. Ce processus est dit **Forward Error Correction (FEC)**. Contrairement à l'ARQ (Automatic Repeat Request) qui nécessitent une retransmission du message.

IV.2.1. Codage FEC : Forward Error Correction

Le principe de FEC consiste à ajouter une redondance au message transmis, pour que le récepteur puisse décoder le message reçu avec un minimum d'erreurs. L'encodeur transforme la séquence d'informations en une séquence codée, et le décodeur retransforme la séquence reçue (du mot code éventuellement erroné) en une séquence binaire ou non binaire appelée l'information estimée.

Plusieurs techniques de contrôle d'erreurs ou de correction d'erreurs ont été conçues, mais leurs conceptions sont régies par des considérations telles que : le coût de la mise en œuvre de l'encodeur et le décodeur, la fiabilité de l'information après le décodage et la rapidité de la transmission [3], [4].

Les codes de correction d'erreurs ou les FEC sont fondamentalement distingués entre deux grandes catégories : les *codes en Block* et les *codes convolutifs*. La principale différence entre ces deux codes réside dans l'existence ou l'absence de mémoire dans ce type de codage, en d'autres termes, si le décodeur à la réception utilise pour le décodage les symboles de la trame courante uniquement, ou il se souvient et utilise une partie de la trame précédente.

En général, un code en bloc est un type de code correcteur d'erreurs sans mémoire qui encode les données en bloc. Il traite chaque bloc de données indépendamment. Alors, il agit sur chaque bloc de donnée de longueur k et le transforme en un mot code de n bits. Il existe plusieurs types de codes en bloc, dont beaucoup ont une vaste utilisation dans les réseaux de communication actuels [annexe A].

Un code convolutif traite les données comme des flux plutôt que les traiter en blocs. Il accepte un nombre fixe de symboles et il produit en suite un nombre fixe de symboles codés. La

principale caractéristique de ce type de code est qu'il prend en considération lors de traitement des symboles, non seulement les symboles actuels, mais aussi les séquences précédentes. Donc, c'est un code avec mémoire.

Des autres nouveaux codes se sont révélés être plus performants et qui ont surpassé les types de codage précédents. Citant ; LDPC, les Turbo Codes (TC) et les codes polaires [5].

La concaténation des codes est introduite pour la première fois dans les travaux de **Forney** où il a proposé l'implémentation en série d'un code convolutif et un code en bloc RS (Reed Solomon) code. Cette concaténation permet d'atteindre des performances très élevées [6]. Ensuite, plusieurs travaux ont été publiés, essayant d'atteindre plus de performance en concaténant des autres types de codes et ils ont également été appliqués aux systèmes de communications sans fil.

Les Turbo codes [**Annexe B**], ce sont un exemple de concaténation de deux codes conçus afin d'obtenir un code parfaitement puissant. Il comprend deux codes convolutifs concaténés en parallèle et qui nécessitent un décodeur itératif à la réception. Cette concaténation des codes peut se faire soit en série ou en parallèle.

IV.2.2. Codage FEC pour les systèmes MIMO

Autres designs de concaténation ont été étudiés dans la littérature. Ils impliquent la concaténation des codes de canal avec des codes Spatio-temporels (système MIMO). Ces schémas de concaténation se sont révélés extrêmement efficaces en termes de performance [7], [8]. L'un des principaux avantages de l'utilisation des codes FEC avec le codage STBC est de parvenir à la diversité temporelle qui est hors d'atteinte avec seulement les codes FEC.

Pour un système MIMO de N_t antennes émettrices et N_r antennes réceptrices, la diversité maximale qui peut être atteinte en utilisant un code FEC est égale à $N_t * N_r * d_{min}^H$. (d_{min}^H est la distance de Hamming minimale pour le code utilisé). Alors un gain de diversité supplémentaire, par rapport à un système MIMO non codé, est ajouté. Cependant, cet ajout s'accomplit évidemment au détriment d'une réduction de l'efficacité spectrale.

Plusieurs schémas ont été proposés pour la concaténation des codes FEC avec STBC :

- *Le turbo code spatio-temporel (Space Time Turbo Code)*, est la concaténation de code STBC en série ou en parallèle proposé dans [8] pour atteindre plein débit (**Full Rate**). Le décodeur utilisé est un décodeur itératif.

- La modulation codée en Turbo (Turbo Coded Modulation), c'est un autre model de concaténation proposé par **Stefanov** et **Duman** [9].
- Le modèle le plus simple, le plus performant et le plus flexible est celui proposé dans [7] où une concaténation en série d'un codeur de canal et un codeur STBC a été étudié.

Les paramètres utilisés pour les différents codes :

Code	Paramètres de l'encodeur	Paramètres de décodeur
TURBO	8 state , rate 1/2 code convolutif	Algorithme APP avec 4 itérations
CC	8 states, Rate 1/2	Algorithme de Viterbi
BCH	Longueur de mot code=15/ de message =5	Algorithme de Berlekamp
RS	Longueur de mot code =7/ de message =3	Dé-codage de Berlekamp-Massey
TCM	16 rectangular QAM , 4 state trellis	Algorithme de Viterbi

Tableau IV. 2 les paramètres utilisés pour différents codes FEC

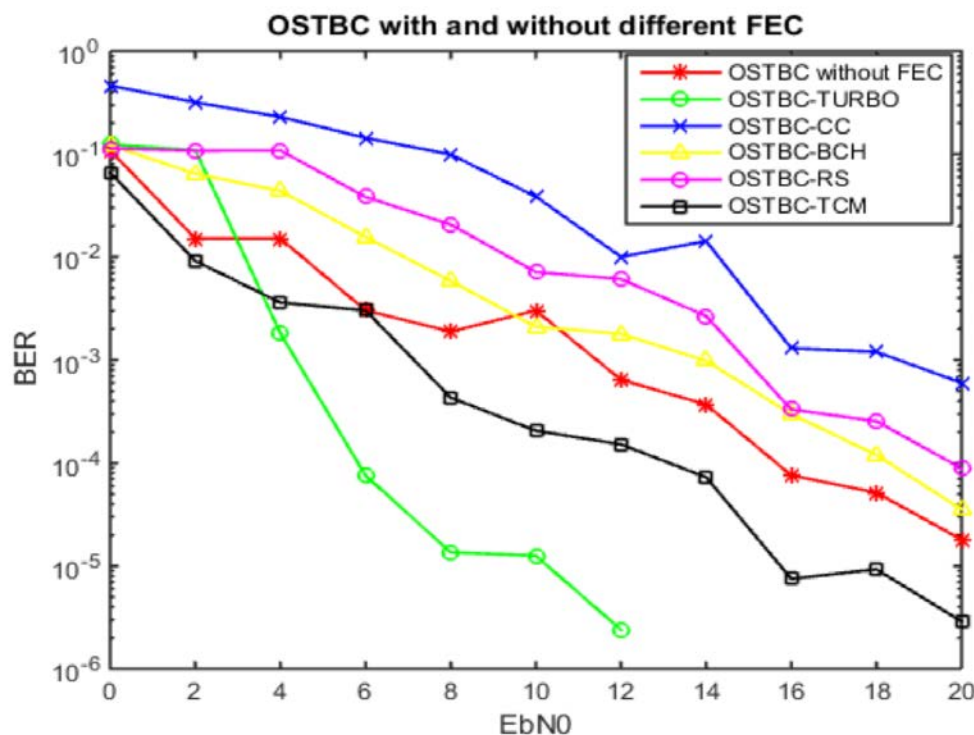


Figure IV. 1 OSTBC concaténé avec différents code FEC.

Il est montré dans la figure IV.1, que la performance de l'OSTBC est bien évidemment améliorée grâce à l'utilisation d'un code FEC performant comme le code turbo.

Les codes turbo dominent la recherche dans le domaine des FEC, en parallèle avec le code LDPC, en raison de leurs performances frappantes. Plusieurs recherches ont été faite pour comparer ces deux codes, LDPC et Turbo, et elles ont montré que le turbo code est plus performant [10].

Comme il a été vérifié dans [11] et [12] qu'un code BCH concaténé avec un Turbo code peut améliorer sa performance en abaissant le seuil d'erreur par la correction des erreurs résiduelles, nous avons étudié dans cette partie la concaténation de l'OSTBC avec BCH-Turbo code [13]. Dans ce schéma le code BCH est considéré comme un code externe et le codeur interne est un code Turbo. C.à.d. qu'un premier block de données est initialement codé par un code BCH. Ensuite, les mots de code BCH de longueur k sont codé par un code Turbo. Ainsi, des mots code de taille K sont générés. Ces mots code Turbo sont ensuite codés avec un codeur OSTBC en utilisant une matrice d'encodage G et transmis aux antennes émettrices. Du côté récepteur, un décodeur ML est utilisé pour décoder et détecter les symboles qui sont ensuite traité successivement par des décodeur itératifs pour le Turbo et BCH.

Nous avons essayé de donner un aperçu clair de l'effet de l'utilisation d'un codeur BCH-Turbo enchainé en série avec un code OSTBC sur les performances de ce système de communications sans fil en termes de BER. La Figure IV.2 montre la performance de la concaténation de l'OSTBC avec BCH-Turbo code par rapport à l'OSTBC avec Turbo code.

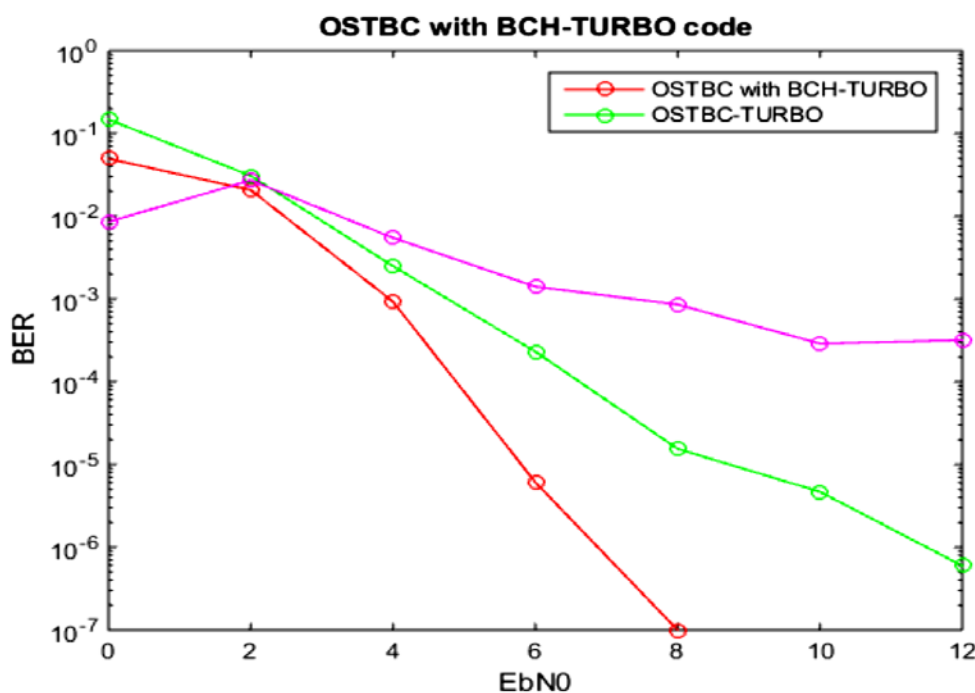


Figure IV. 2 Performance de l'OSTBC sans et avec le BCH-TURBO code.

Lorsqu'on observe la **Figure IV.2**, pour atteindre un BER de 10^{-6} , le E_b/N_0 devrait être supérieur à 10db avec un code Turbo. Par contre, avec le BCH-TURBO-OSTBC on atteint 10^{-6} à 6 db seulement, prouvant qu'un tel schéma de codage est efficace pour atteindre un BER plus bas et approprié pour des communications sans fil de haute qualité.

IV.3. L'émission OOB dans les systèmes OFDM

Chaque système peut avoir des émissions hors bande, lors de son fonctionnement, qui peuvent perturber les communications des systèmes opérés sur les bandes adjacentes. Et l'un des inconvénients majeurs des systèmes OFDM est le phénomène des émissions OOB élevé. Sa raison principale est la nature discontinue du signal OFDM. Cette discontinuité peut être contrôlée soit par la forme physique du signal modulé ou par la corrélation entre les symboles modulants le signal OFDM [14]. Pour résoudre ce problème, les systèmes de communications traditionnels traitent ces émissions OOB par l'insertion des filtres conventionnels, où ces derniers déforment la forme originale du signal OFDM pour le forcer continu, mais avec des interférences inter-symboles supplémentaires qui doivent être traité par l'extension du préfixe cyclique. Autres approches manipulent la corrélation des symboles de données pour contrôler ces émissions OOB. Une autre façon de réduire les radiations OOB dans un système de communications est de remplacer totalement l'OFDM par des nouvelles techniques telles que le FBMC et l'UFMC (décrit dans le 3^{ème} chapitre). Cependant, ces techniques présentent une complexité élevée de mise en œuvre [15].

Dans cette section, nous discutons la théorie derrière l'émission OOB dans les systèmes OFDM et sa réduction. L'OFDM est une transmission mutli-porteuses par laquelle un train de bits, à un débit élevé, peut être subdivisé en N flux binaires parallèles qui sont transmis sur un certain nombre de sous-porteuses avec des débits moins élevés.

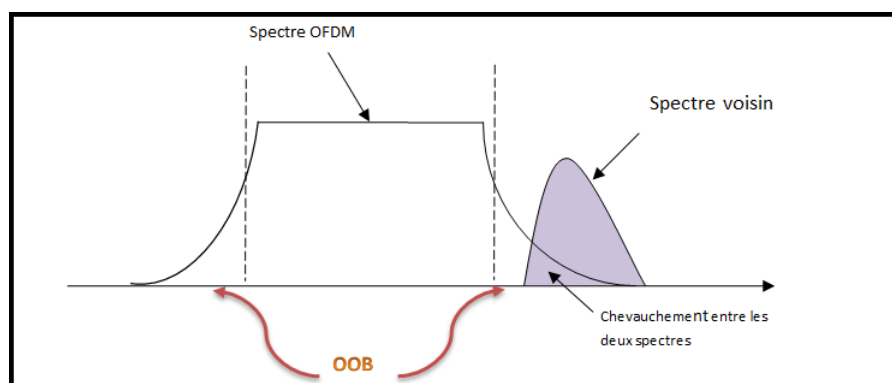


Figure IV. 3 Perte de spectre dans les systèmes coexistent.

Nous représentons mathématiquement l'ième OFDM symbole transmis comme:

$$\mathbf{s}_i(\mathbf{t}) = \sum_{k=0}^{N-1} \mathbf{X}_{i,k} e^{j2\pi k t / T_s} \mathbf{I}(\mathbf{t}) \quad (\text{IV. 1})$$

Où $\{\mathbf{X}_{i,k}\}_{k=0..N-1}$ représente les N symboles complexe portés et la fonction $\mathbf{I}(\mathbf{t})$ est défini par :

$$I(t) = \begin{cases} 1 & \text{for } -T_g \leq t \leq T_s \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases}$$

A partir de (IV. 1), chaque sous-porteuse est une sinusoïde à fenêtre rectangulaire, dans le domaine temporel. Après la transformée de Fourier, on obtient :

$$S_i(f) = \text{TF}\{s_i(t)\} = \text{TF}\left\{\sum_{k=0}^{N-1} X_{i,k} e^{-\frac{2\pi k t}{T_s}} I(t)\right\} \quad (\text{IV. 2})$$

Notant que le spectre de puissance du symbole OFDM peut s'écrire :

$$P(f) = \frac{1}{T} E\{|S_i(f)|_2^2\} = \frac{1}{T} E\left\{\left|\sum_{k=0}^{N-1} X_{i,k} a_k(f)\right|_2^2\right\} \quad (\text{IV.3})$$

Avec

$$a_k(f) = T \text{sinc}\left(\pi T \left(f - \frac{k}{T_s}\right)\right) = \frac{\exp[j2\pi(k-fT)] - \exp[-j2\pi(k-fT)T_{CP}/T]}{j2\pi(k-fT)(T+T_{CP})/T} \quad (\text{IV. 4})$$

est la représentation fréquentiel de k^{ième} sous porteuse, ce qui est évidemment une fonction de sinus cardinal (Sinc Function), qui se désintègre d'un facteur de $\frac{1}{f^2}$ et cause des émissions OOB élevées. Avec : $T = T_s + T_g$.

La somme de toutes les sous-porteuses dans le domaine fréquentiel se compose du lobe principal qui est la somme de tous les lobes principaux des fonctions Sinc de toutes les sous-porteuses, et deux lobes secondaires qui sont formés par la superposition de tous les lobes secondaires de ces sous-porteuses. Ces derniers représentent les radiations OOB que nous allons traiter par la suite.

IV.4. La réduction des émissions OOB pour un signal OFDM

Comme la discontinuité du signal OFDM est la raison principale des émissions OOB, la littérature définit diverses approches qui tentent de rendre le signal continu, alors de réduire ou supprimer les émissions OOB de manières différentes. Certaines approches examinent le signal

OFDM dans le domaine temporel. Par conséquent, le pré-codeur attaque cette discontinuité. Tandis que les autres examinent directement le spectre du signal OFDM et minimisent les lobes latéraux du spectre qui représentent les émissions OOB.

D'autres approches cherchent à profiter des avantages de plusieurs techniques en les combinant dans le même système et en proposant des schémas qui rassemble deux ou plusieurs techniques [16], [17].

Pour valider un nouvel algorithme ou une nouvelle approche de réduction des radiations OOB, des mesures de performance sont nécessaires :

- **La densité spectrale de puissance ou PSD (Power spectral Density)** : c'est le paramètre le plus utilisé pour la mesure des émissions hors bande. Il montre les émissions spectrales de l'émetteur sur la bande de fréquence. Précisément, il montre la distribution de l'énergie en fonction de fréquence.

Pour illustrer la réduction de puissance hors bande, la courbe PSD est obtenu en appliquant une transformée de Fourier sur un signal OFDM en calculant la puissance de ses coefficients DFT puis utiliser la moyenne mobile (Moving Average) pour son lissage.

- **Le Facteur crête ou PAPR (Peak to Average Power Ratio)** : indique le rapport entre le pic de puissance et la moyenne de puissance du signal transmis. L'OFDM présente un PAPR élevé due aux grands pics créés par l'addition cohérente des sous porteuses tandis que la puissance moyenne d'émission reste fixe. Alors, il est nécessaire que les algorithmes destinés à la réduction d'émission OOB, le fasse sans augmenter le PAPR du signal.
- **La complexité** : cette mesure peut prouver parfaitement l'efficacité d'un algorithme, pour la raison de la limitation en puissance et de mémoire des appareils sans fils. Alors qu'un algorithme inefficace exige une puissance de calcul supplémentaire et impose des retards de calcul à cause de sa complexité. Et cela peut le rendre inutilisable.
- **Le BER** : la plupart des techniques et des algorithmes de réduction des émissions hors bande négligent la réduction des erreurs de transmission. Donc, il est indispensable de prendre en considération l'effet de l'algorithme proposé sur le BER du système.

Les paramètres utilisés dans nos simulations sont résumés dans le tableau ci-dessous.

IFFT	2048
Nombre de sous-porteuses	N=500
Largeur de la bande	8 Mhz
Préfixe cyclique CP	75
La modulation utilisée	64-QAM
Espace entre les sous-porteuses	15 KHz
Nt*Nr	2*2

Tableau IV.3 les paramètres du système MIMO-OFDM utilisés dans les simulations

IV.5. Techniques de réduction de l'émission OOB conventionnelles

Dans ce travail, nous prêtons attention à certaines techniques de pré-codage spectral qui sont considérés comme un traitement fréquentiel puisque la réduction de l'émission OOB est effectuée avant l'opération de l'IFFT. Nous nous intéressons aussi au processus de réduction d'OOB réalisé après l'IFFT, c'est à dire dans le domaine temporel : le filtrage [18].

IV.5.1. Pré-codage spectral

Le pré-codage spectral est une technique largement utilisée dans la littérature du système OFDM, pour améliorer la performance et la fiabilité de la transmission. En outre, cette technique est récemment utilisée pour la réduction de l'émission OOB [19], [20].

Le principe de pré-codage spectral est illustré sur la figure IV.4. Après le pré-codage de chaque symbole de donnée $X_{i,k}$ en symboles pré-codés $\bar{X}_{i,k}$ modulant les sous-porteuses correspondantes, le symbole OFDM peut s'écrire comme suite [19]:

$$s_i^p(t) = \sum_{k=0}^{N-1} \bar{X}_{i,k} e^{-\frac{j2\pi kt}{T_s}} I(t) = P^T(t) \bar{X}_i \quad (IV.5)$$

Avec $\bar{X}_i \triangleq \{\bar{X}_{i,k0}, \bar{X}_{i,k1}, \bar{X}_{i,k2}, \dots, \bar{X}_{i,k-1}\}$ et $P(t) \triangleq \left[e^{-\frac{j2\pi k_0 t}{T_s}}, e^{-\frac{j2\pi k_1 t}{T_s}}, \dots, e^{-\frac{j2\pi k_{K-1} t}{T_s}} \right] I(t)$.

Et $\bar{X}_i = \mathbf{G} \mathbf{X}_i$, où G est la matrice de pré-codage. Le choix de cette matrice dépend de la perspective de l'émission de l'OOB, dans le domaine temporel ou fréquentiel.

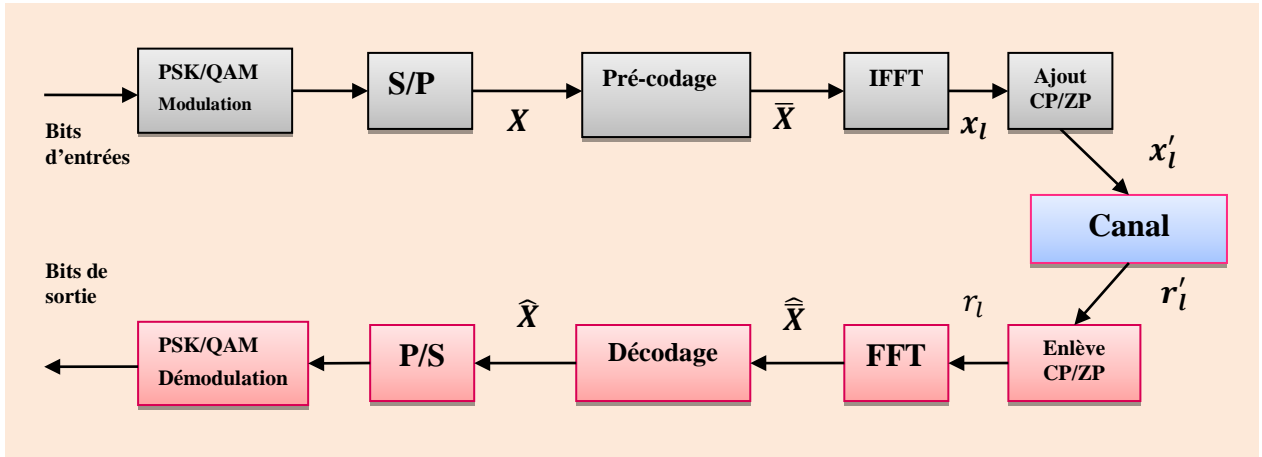


Figure IV. 4 Structure générale d'un système OFDM Pré-codé.

Parmi les techniques de pré-codage spectral, nous nous intéressons dans notre étude aux : pré-codage orthogonal [21], pré-codage par projection orthogonale [22], pré-codage SVD de Beek [23] et le pré-codage N-continu (N-continuous) [19].

IV.5.1.1. Le Pré-codage Orthogonal ou SVD de Ma

Le principe de cette technique consiste à minimiser l'OBE par la sélection de quelques fréquences dans une région optimisée. Ce problème de suppression d'OBE est d'abord traité comme un problème d'optimisation de la norme de Frobenius d'une matrice, ensuite, la matrice de pré-codage optimale est conçue par la décomposition SVD.

Dans cette méthode, la représentation fréquentielle des sous-porteuses est considérée comme un coefficient d'interférence entre la $i^{\text{ème}}$ sous porteuse et une fréquence f qui se situe hors de la bande allouée. La perte spectrale d'un symbole pré-codé \bar{X} pour un ensemble de fréquences $\emptyset = f_0, f_1, \dots, f_{M-1}$, peut s'exprimer comme :

$$\varepsilon = \mathbf{A}\bar{\mathbf{X}} = \mathbf{A}\mathbf{G}\mathbf{X} \quad (\text{IV. 6})$$

Avec la contrainte imposée $\mathbf{G} * \mathbf{G}^H = \mathbf{I}_N$. et \mathbf{G} est une matrice orthogonale $M*N$.

\mathbf{A} est une matrice de coefficients d'interférence de dimension $K*M$, avec des éléments $\mathbf{A} = (\mathbf{a}(f_0), \mathbf{a}(f_1), \dots, \mathbf{a}(f_{K-1}))^T$.

Et la perte de puissance moyenne est exprimée comme suit :

$$\mathbf{P} = \mathbf{E}\{\varepsilon^H \varepsilon\} = \mathbf{E}\{(\mathbf{A}\mathbf{G}\mathbf{X})^H \mathbf{A}\mathbf{G}\mathbf{X}\} \quad (\text{IV. 7})$$

Après une décomposition SVD de la matrice de pré-codage et la matrice des coefficients d'interférences AG , et en se basant sur la propriété que la carré de la norme Frobenius est égale à la somme des carré des valeurs singuliers, l'égalité dans (IV.7) devient [21] :

$$P = P_s \sum_0^{N-1} \sigma_i^2(AG) = P_s \|AG\|^2 \quad (\text{IV. 8})$$

Où $P_s = E[|V^H X|^2]$ est la puissance moyenne de chaque symbole. Et σ_i sont les valeurs singuliers de AG .

L'expression (IV.8) implique que la minimisation de la perte de puissance ou l'OOBE est équivalente à minimiser la norme Frobenius de AG . Et la matrice de pré-codage optimale peut être déterminée à partir de :

$$\mathbf{G}_{op} = \underset{\mathbf{A}}{\operatorname{argmin}} \|\mathbf{AG}\| \quad (\text{IV. 9})$$

La matrice de pré-codage optimale est dérivée après la résolution du problème (IV.9) qui est un problème de minimisation de la norme de Frobenius, et après une décomposition SVD de A [21]:

$$\mathbf{G}_{op} = \mathbf{V}_1 \mathbf{Q} \quad (\text{IV. 10})$$

Et pour que le signal pré-codé ait la même forme d'onde que le signal non pré-codé, un autre problème d'optimisation s'impose :

$$\mathbf{G}_{op} \approx \mathbf{B} \triangleq \begin{pmatrix} \mathbf{0}_{\frac{R}{2} \times N} \\ \mathbf{I}_N \\ \mathbf{0}_{\frac{R}{2} \times N} \end{pmatrix} \quad (\text{IV. 11})$$

Et le problème d'optimisation est reformulé comme suit :

$$\tilde{\mathbf{Q}} = \underset{\tilde{\mathbf{Q}}}{\operatorname{argmin}} \|\mathbf{V}_1 \tilde{\mathbf{Q}} - \mathbf{B}\|, \text{ Sujet à : } \tilde{\mathbf{Q}}^H \tilde{\mathbf{Q}} = \mathbf{I}. \quad (\text{IV. 12})$$

La solution de ce problème sera :

$$\tilde{\mathbf{Q}} = \tilde{\mathbf{U}} \tilde{\mathbf{V}}^H \quad (\text{IV. 13})$$

Et la matrice de pré-codage optimale devient :

$$\mathbf{G}_{op} = \mathbf{V}_1 \tilde{\mathbf{U}} \tilde{\mathbf{V}}^H \quad (\text{IV. 14})$$

Où $\tilde{\mathbf{U}}$ et $\tilde{\mathbf{V}}$ sont deux matrices unitaires de la décomposition SVD de la matrice $\mathbf{V}_1^H \mathbf{B}$.

Puisque la matrice de pré-codage optimale proposée est orthogonale G_{op} , la matrice de décodage peut être simplement $(G_{op})^H$ puisque $G_{op} \cdot (G_{op})^H = 1$.

Les performances de cette technique sont montrées ci-dessous, avec M est le nombre de fréquences choisies pour le pré-codage :

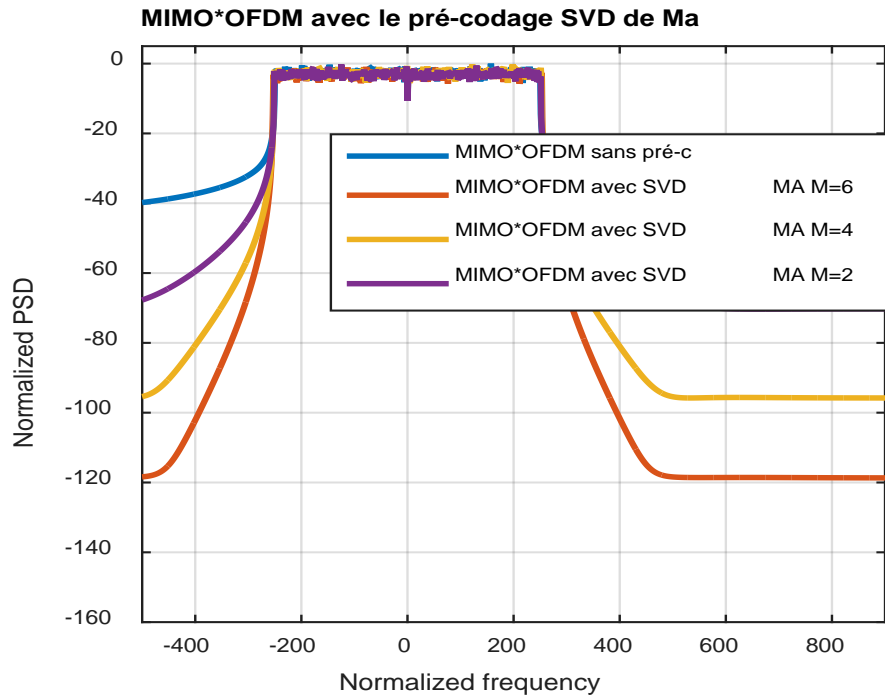


Figure IV. 5 PSD de 2*2 MIMO-OFDM avec pré-codage Ma_SVD

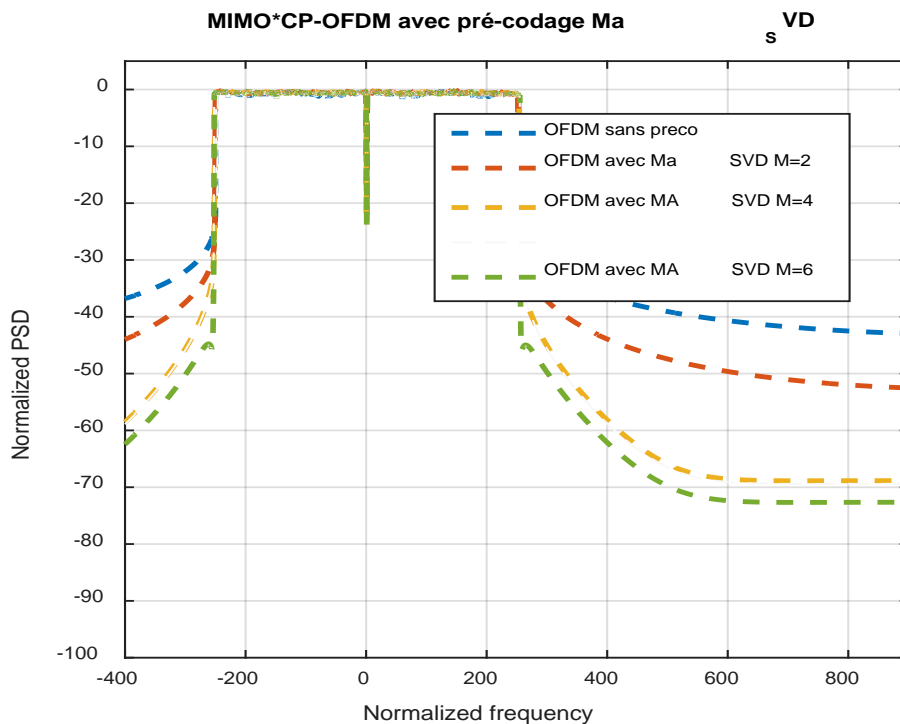


Figure IV. 6 PSD de CP-OFDM avec pré-codage Ma_SVD

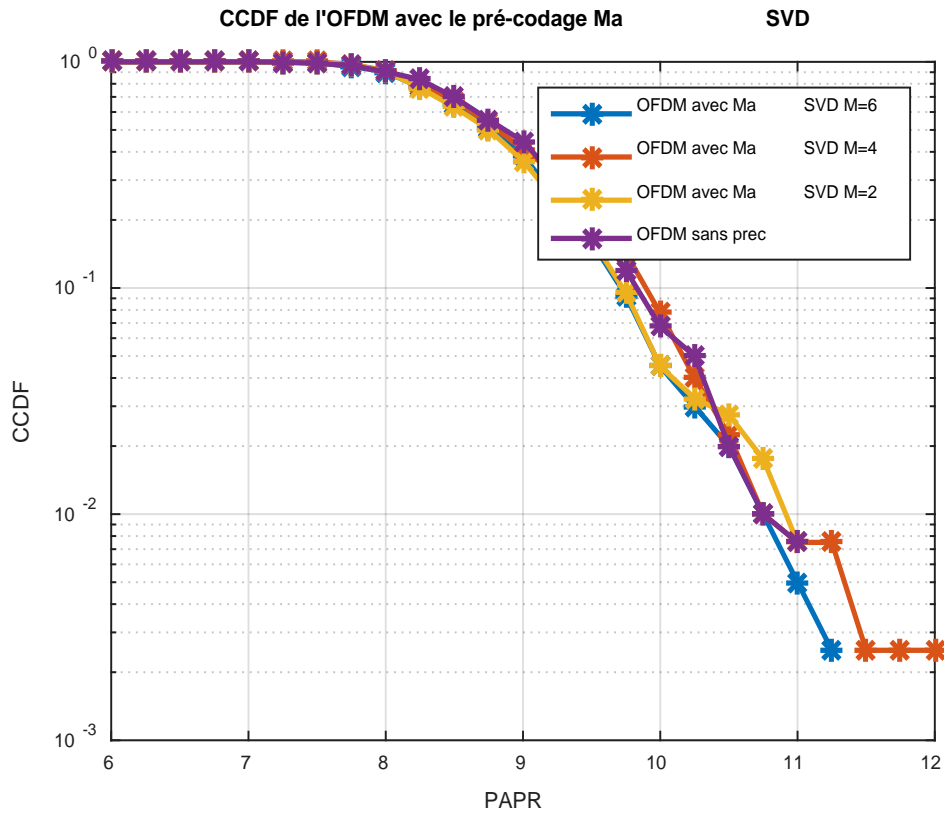


Figure IV. 7 CCDF de l'OFDM avec pré codage Ma_SVD

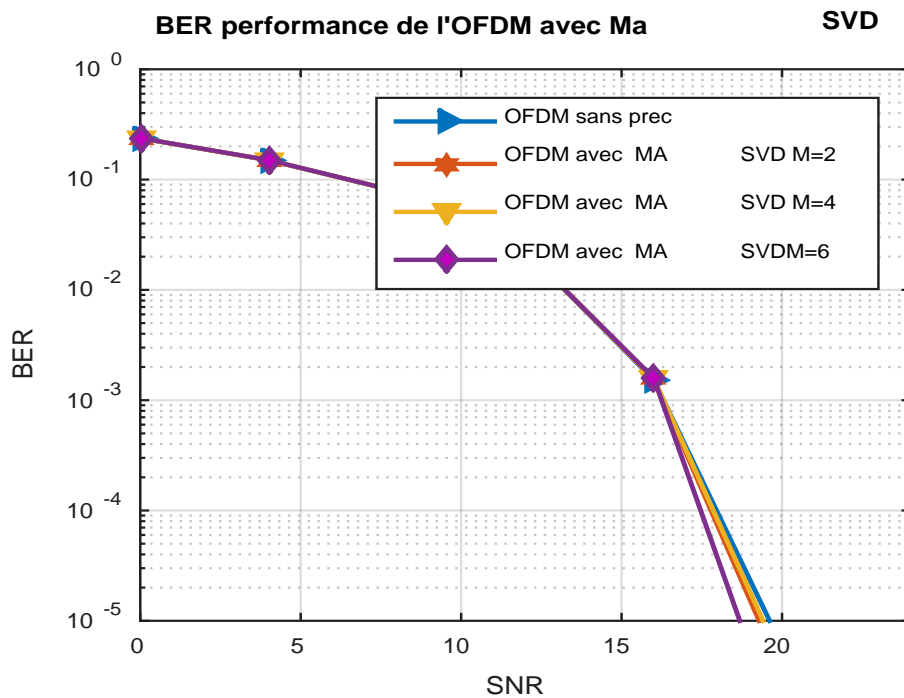


Figure IV. 8 BER de l'OFDM avec le pré-codage MA_SVD.

Il est évident à partir des figures IV.5-8, que le pré-codage Ma_SVD présente des performances importantes pour la réduction des émissions OOB mais au prix d'une dégradation de l'efficacité spectrale. Alors pour atteindre une suppression des émissions OOB de -120dB, il faut réserver plus de 6 sous-porteuses pour le pré-codage, qui veut dire une perte d'efficacité spectrale importante. Par ailleurs, il ne présente aucune dégradation de performance en terme de BER ni de PAPR. Et il n'exige aucun décodeur itératif, en raison de la nature orthogonale de sa matrice de pré-codage.

IV.5.1.2. Le Pré-codage par projection orthogonale

Le Pré-codage par Projection Orthogonale est une généralisation de l'approche proposée par [20], cette approche, appelé aussi le pré-codage par l'annulation des fréquences, proposée par [22], enlève toutes les contraintes imposées sur la matrice de pré-codage. La matrice de pré-codage supprime complètement les sous porteuses à des fréquences soigneusement choisies $[f_0, f_1, \dots, f_{M-1}]$ où la distance euclidienne $\|\bar{X} - X\|_2$ entre le symbole pré-codé \bar{X} et le symbole original X soit minimale. Ce nouveau pré-codeur a émergé avec une performance de suppression sur son spectre très remarquable par rapport à celle de [20].

Les performances de cette technique sont montrées sur les figures suivantes :

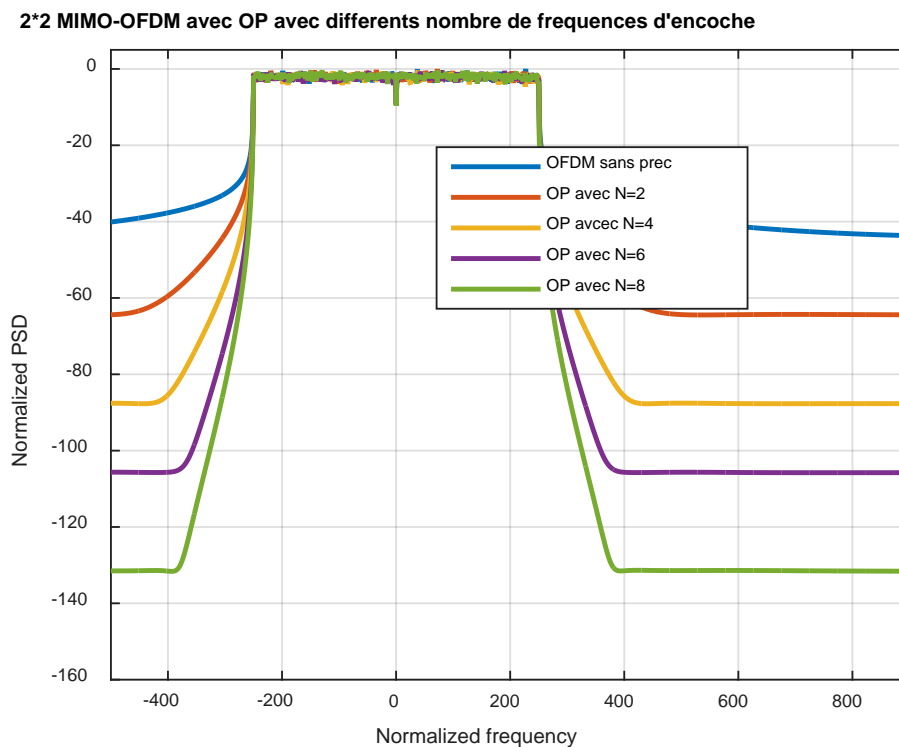


Figure IV. 9 PSD de 2*2 MIMO-OFDM avec pré-codage par la projection orthogonale.

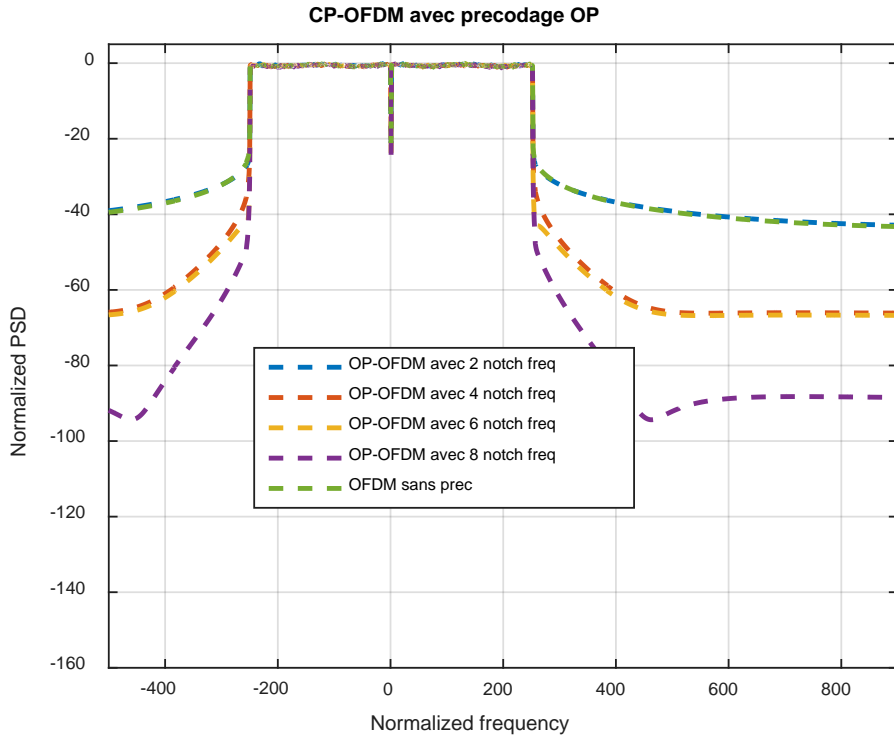


Figure IV. 10 PSD de CP-OFDM avec pré-codage proposé en [22].

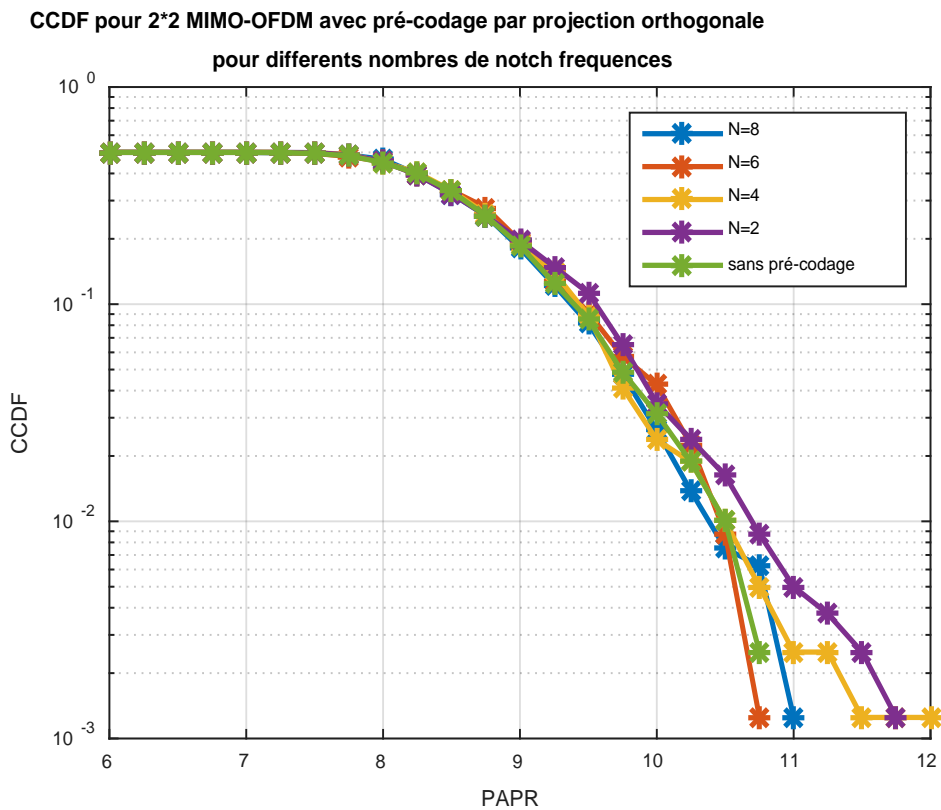


Figure IV. 11 La CCDF du MIMO-OFDM avec pré-codage proposé en [22].

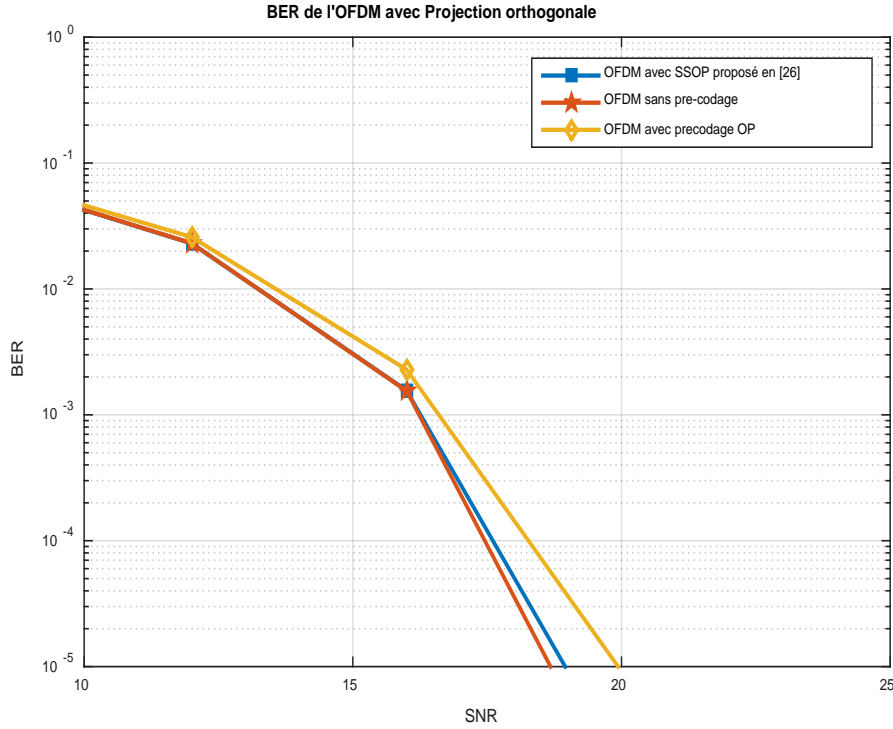


Figure IV. 12 BER de l'OFDM avec le pré-codage par projection orthogonale.

Nous pouvons constater à partir de ces figures que le pré-codage par la projection orthogonale présente un potentiel de suppression de l'OOBE de quelques dizaines de décibels par rapport au pré-codage original [20]. En outre, sa performance augmente avec le nombre des fréquences de coupures choisies. Pour les performances en BER, il est évident que la projection orthogonale présente une dégradation dans le taux d'erreur, pour la raison que la matrice de pré-codage est une matrice de projection alors elle présente une distorsion qui ne peut pas être compensée au niveau du récepteur, sauf avec un décodeur itératif.

IV.5.1.3. Pré-codage SVD

Cette technique minimise la puissance d'émission pour les fréquences correspondantes aux OOBE, y_1, y_2, \dots, y_M , par la conception d'une matrice de pré-codage SVD, G_S , tels que : $\bar{X}_i = G^S X_i$.

Dénotant le vecteur d'échantillonnage fréquentielle $S_i = [S_i(y_1), S_i(y_2), \dots, S_i(y_M)]^T$.

$$\text{Donc :} \quad S_i = P G^S X_i, \quad P = \begin{pmatrix} P_1(y_1) & \cdots & P_N(y_M) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ P_N(y_1) & \cdots & P_N(y_M) \end{pmatrix}. \quad (\text{IV. 15})$$

Pour minimiser $\|S_i\|$ sans se soucier de X_i , on doit accomplir une décomposition SVD de P , où $P = U\Sigma V^H$, U est une matrice unitaire $M \times M$, Σ est une matrice diagonale de $M \times N$ contenant les valeurs singulières de P et V est une matrice unitaire de $N \times N$ où ces colonnes sont notées v_1, v_2, \dots, v_N .

La matrice G^S de dimension $N \times K$ de pré-codage est choisie comme :

$G^S = [v_{N-K+1} v_{N-K+2} \dots v_N]$. Avec $R=N-K$ est la redondance de codage et K/N est le taux de codage. Par conséquent, $\|S_i\| = 0$ pour chaque X_i , si $R \geq M$, puisque \bar{X}_i est toujours dans l'espace nul de P .

A cause de la nature semi-unitaire de la matrice de pré-codage G^S , la matrice de décodage peut être simplement $(G^S)^H$ puisque $G^S \cdot (G^S)^H = 1$.

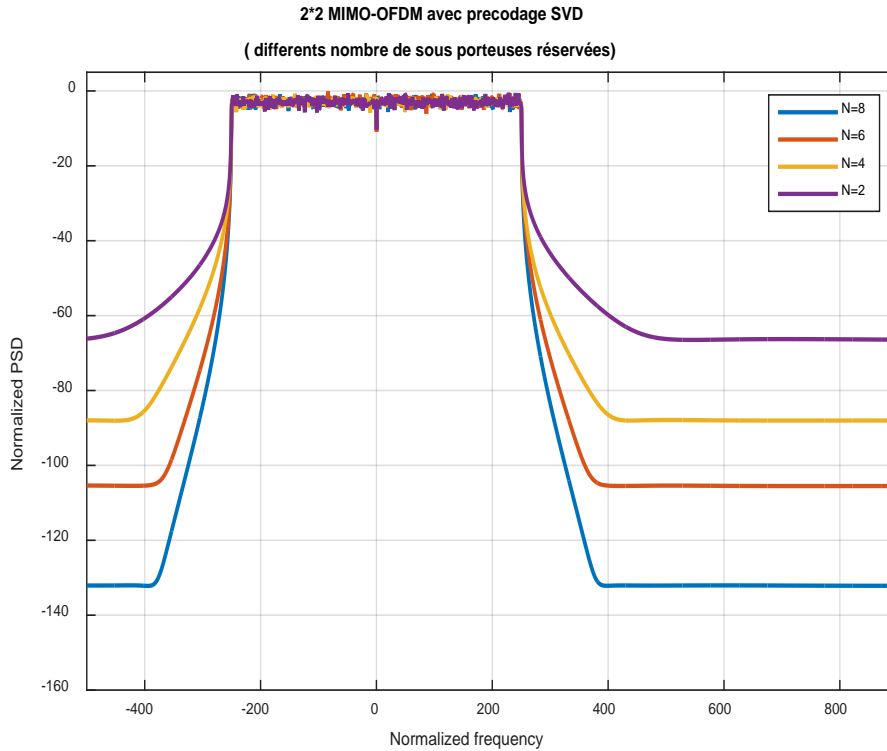


Figure IV. 13 PSD du Système MIMO-OFDM pré-codée avec SVD

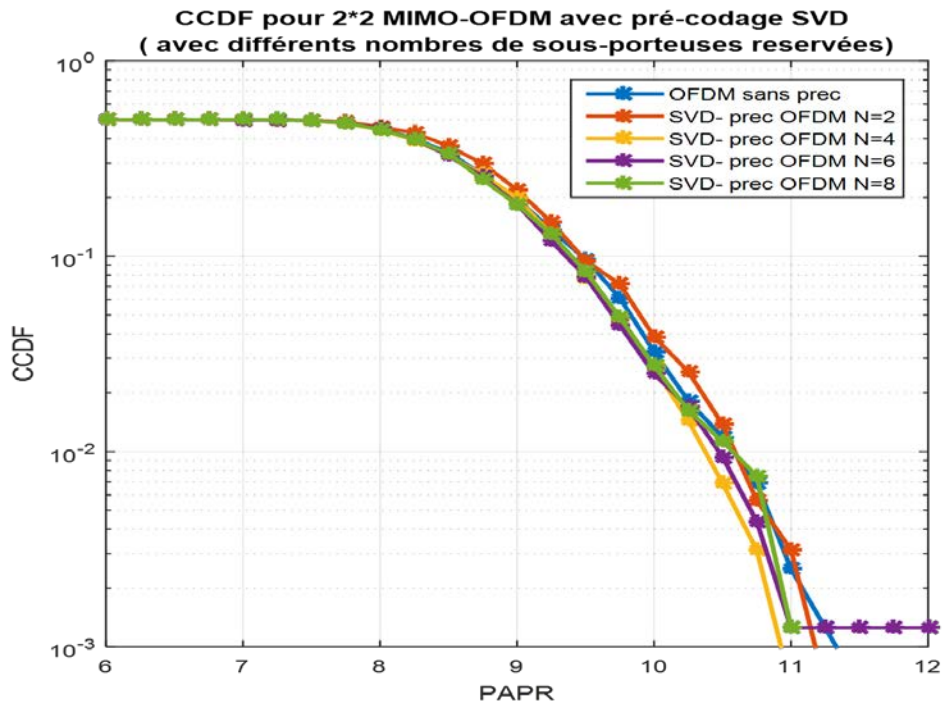


Figure IV. 14 CCDF d du système MIMO-OFDM avec pré-codage SVD.

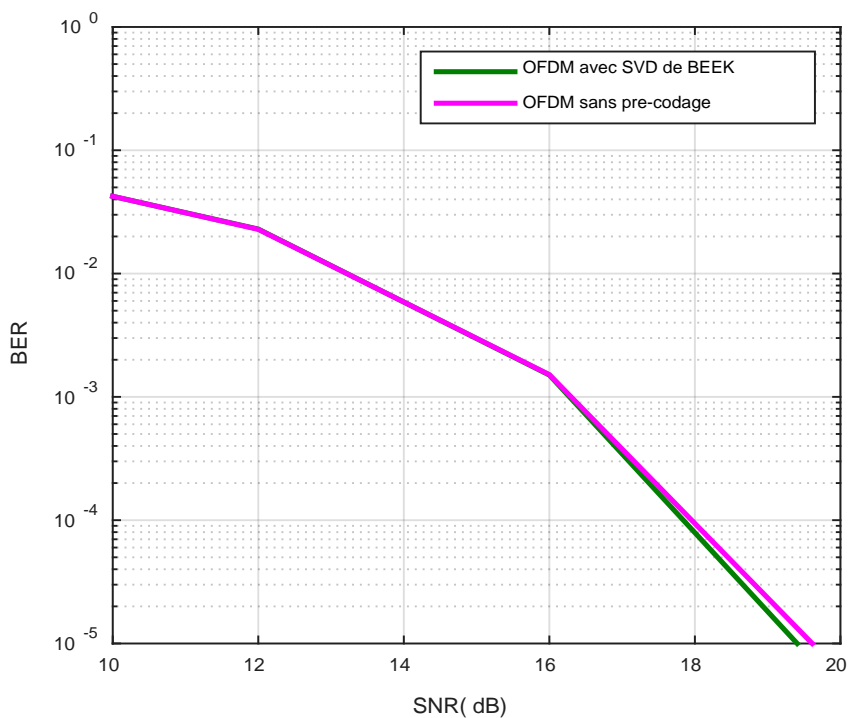


Figure IV. 15 BER de l'OFDM avec pré-codée SVD.

Les figures IV.13, IV.14 et IV.15 montrent la performance de pré-codage SVD proposé en [21], nous constatons que l'OFDM pré-codé avec SVD ou projection orthogonale optimale améliore considérablement les performances du système en termes de réduction des émissions

OOB sans perte de performance en BER. Ce pré-codage a le même PAPR que l'OFDM sans aucun pré-codage. Nous pouvons conclure que ce type de pré-codage n'introduit aucune perte de qualité dans le récepteur.

IV.5.1.4. N-continus OFDM

Ce type de pré-codage considère l'émission OOB comme une conséquence de la nature discontinue du signal OFDM. Le pré-codeur pousse le symbole OFDM à être continue en forçant le début et la fin du signal OFDM ainsi que ses dérivées $N^{\text{ième}}$ à zéro.

Pour répondre à cette exigence, l'équation suivante doit être respectée [19], [24].

$$\forall i: \frac{d^n}{dt^n} s_i(t) \Big|_{t=-T_g} = \frac{d^n}{dt^n} s_{i-1}(t) \Big|_{t=T_s} = 0, \quad n=0,1,2,\dots, N \quad (\text{IV. 16})$$

Par conséquent, la conception d'un signal OFDM avec N dérivées de début et de fin à l'origine rend le signal OFDM, dans (IV.1) continue. En substituant (IV.5) en (IV.16) et avec une notation vectorielle, on obtient :

$$\forall i: A\phi\bar{X}_i = A\bar{X}_i = 0 \quad (\text{IV. 17})$$

$$\text{Ce qui est équivalent à} \quad B\bar{X}_i = 0 \quad (\text{IV. 18})$$

Où $B \triangleq \begin{bmatrix} A\phi \\ A \end{bmatrix}$ et A une matrice de $(N+1)*K$ avec des entrées $[A]_{ij} = k_j^i$,

$i = 0, 1, \dots, N$ et $j = 0, 1, \dots, K-1$, et ϕ est une matrice diagonale de $K*K$, $\phi = \text{diag}(e^{j2\pi k_0}, e^{j2\pi k_1}, \dots, e^{j2\pi(K-1)})$.

L'équation (IV.18) indique que la matrice G est la matrice de projection complémentaire de X_i sur l'espace nul $\mathcal{N}(B)$ de B [19], [24].

Il est donné par [19] et [14] :

$$G \triangleq I - B^H(BB^H)^{-1}B \quad (\text{IV. 19})$$

Et le spectre de puissance peut être exprimé comme suit :

$$S^P(f) = 1/T \|G^T a(f)\|_2^2 \quad (\text{IV. 20})$$

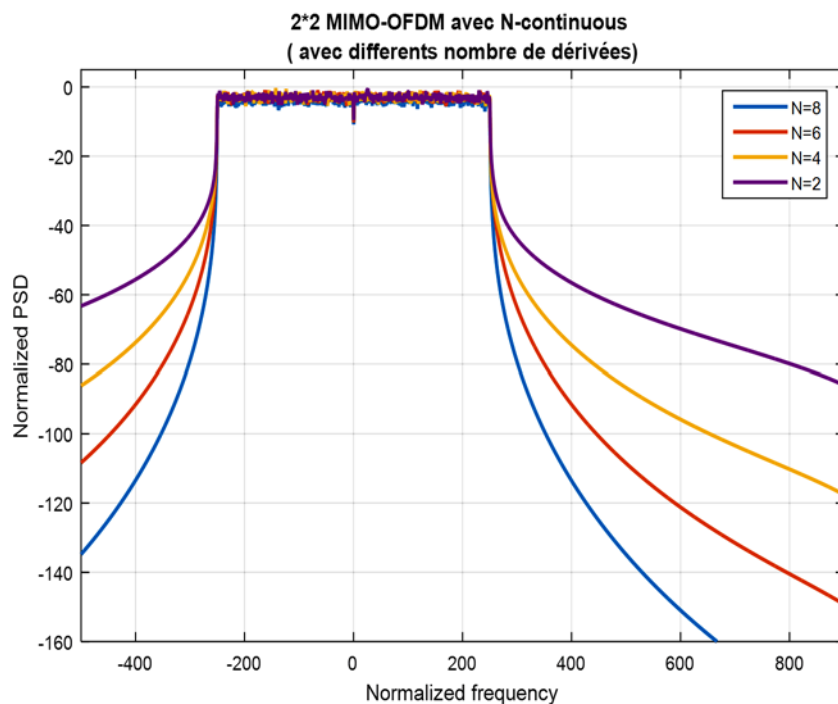


Figure IV. 16 PSD de 2*2 MIMO-OFDM avec pré-codage N-continuus.

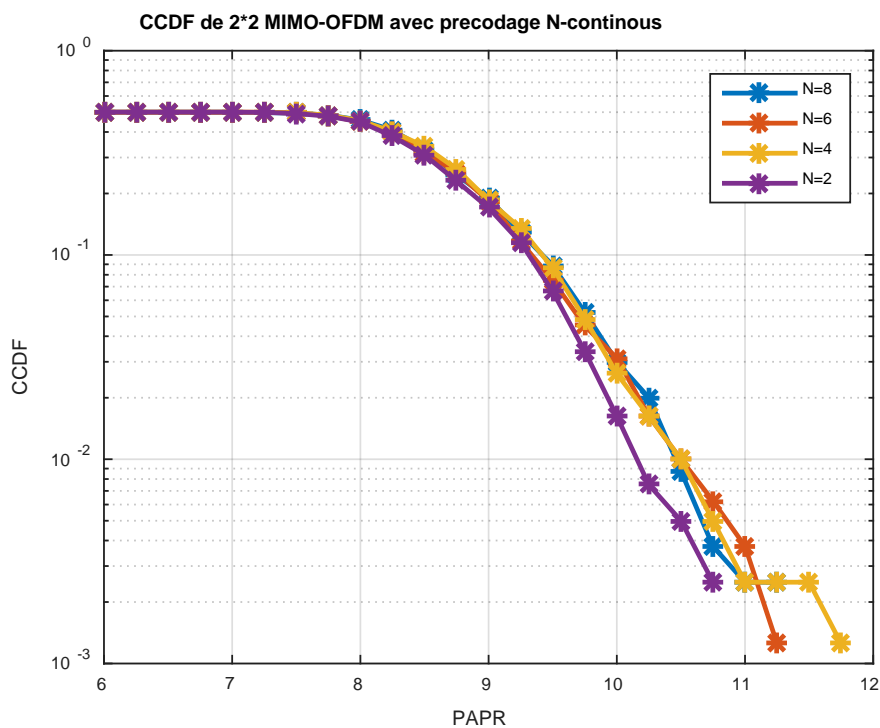


Figure IV. 17 CCDF du système MIMO-OFDM avec pré-codage N-continuus.

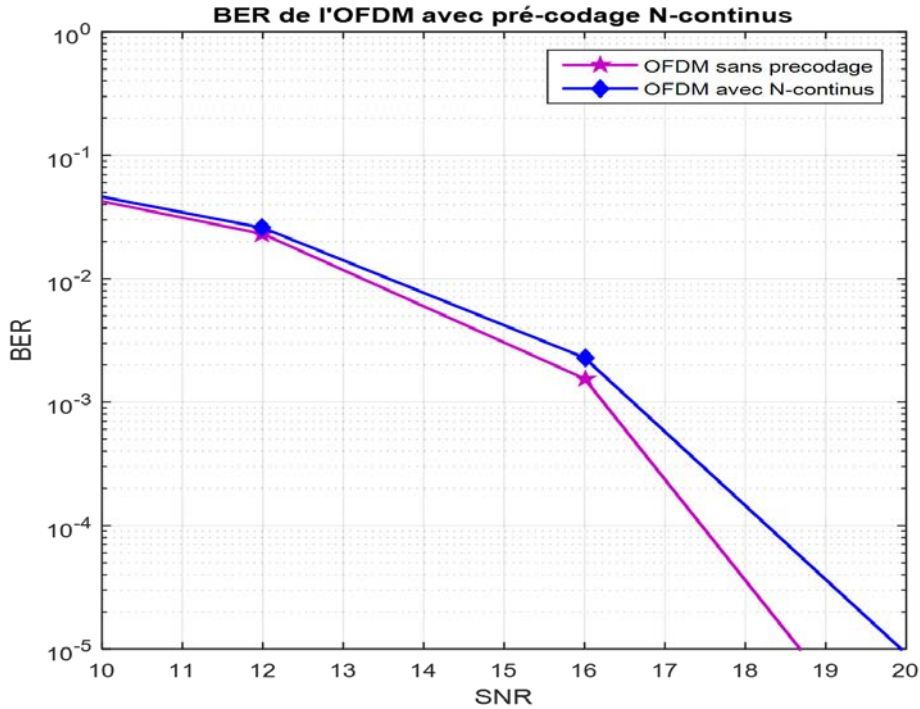


Figure IV. 18 le BER de l'OFDM avec pré-codage N-continu.

D'après les figures IV.16 IV.17 et IV.18, nous avons remarqué que le pré-codage N-continue (N-continuous precoding) présente des performances dans la réduction de l'OBE similaire au pré-codage SVD, avec un niveau de suppression de l'OBE qui augmente avec le nombre des dérivés prises en considération. Nous constatons également une dégradation de BER à cause du seuil d'erreur (Error Floors) introduit par le pré-codage et la perte d'orthogonalité qui peut être compensée au niveau de récepteur avec un décodeur itératif. Nous remarquons aussi une augmentation de PAPR par rapport à l'OFDM sans pré-codage.

IV.5.2. Filtrage du signal OFDM

Une autre technique plus efficace pour le traitement de l'émission OOB est l'utilisation d'un filtre passe-bas pour réduire les lobes latéraux, où un filtre bien conçu est appliqué au symbole OFDM dans le domaine temporel avec une bande passante équivalente à la bande de fréquences des sous-porteuses affectées. Le filtre déforme la forme originale du signal OFDM pour le rendre continu.

Considérant un filtre à réponse impulsionnelle $h(t)$ et de longueur T_h , qui sera appliqué au symbole OFDM $S_i(t)$, le $i^{\text{ème}}$ symbole de la sortie de filtre devient :

$$s_i^f(t) = s_i(t) * h(t) \quad (\text{IV. 21})$$

Avec une densité spectrale de puissance :

$$P^f(f) = |H(f)|^2 P(f) \quad (\text{IV. 22})$$

Où $|H(f)|$ est la transformée de Fourier de la réponse impulsionnelle du filtre.

A la réception, le signal reçu est passé d'abord par un filtre adapté au filtre de l'émission avec une réponse impulsionnelle $h^*(-n)$ ou $h^*(-t)$, suivi par le traitement de CP-OFDM normale.

Comme un inconvénient majeur de cette approche est qu'elle étale la longueur du signal de sortie. Et si le préfixe cyclique n'est pas assez long, le symbole OFDM résultant peut être affecté par l'ISI (Inter-Symbole-Interférence). Pour remédier à cette interférence, une extension de CP est nécessaire, et cela peut conduire à une perte d'efficacité spectrale.

IV.5.3. Pré-codage Hybride

Avec le besoin croissant des systèmes de communication de nouvelle génération pour des techniques de réduction des émissions OOB qui peuvent forcer aux maximums les communications sur leurs bandes spécifiques, tout en gardant une efficacité spectrale maximale. Malgré que les techniques précédentes présentent une performance de réduction d'OOB, elles présentent aussi certains inconvénients. Tels que l'interférence inter bande (In-band Interference) introduit par le filtrage et le fenêtrage, et le pré-codage qui souffre d'une augmentation de seuil de l'erreur en combinant les symboles de données indépendants et la de la perte d'orthogonalité.

Subséquentement, il a été nécessaire de trouver des nouvelles approches hybrides basées sur les techniques conventionnelles, en profitant des avantages de chaque technique pour relaxer les exigences imposées par autre, tout en maintenant une complexité réduite.

Il existe dans la littérature plusieurs travaux qu'ils ont étudié la concaténation des techniques de réduction des émissions OOB. Les auteurs dans [17] ont étudié la combinaison entre le pré-codage SVD et le N-continuous. Ce schéma a présenté des bonnes performances avec une réduction dans l'efficacité spectrale. Un autre travail consiste à combiner deux pré-codeurs : un pré-codeur par projection orthogonale et un pré-codeur SVD [25]. Ce schéma montre des performances importantes en termes de réduction d'émission OOB mais avec une complexité supplémentaire, à cause du double pré-codeur OP et le décodage itératif.

IV.6. Techniques de réduction de l'émission OOB hybrides Proposés

Pour remédier aux inconvénients des approches de réduction de l'émission OOB classiques, nous allons étudier différentes combinaisons de ces techniques de pré-codage qui pourrait améliorer parfaitement les performances du système en essayant de maintenir une complexité réduite et un taux d'erreur similaire à celui d'un système sans pré-codage.

La combinaison des techniques de pré-codage peut se faire sur un émetteur en utilisant la même structure qu'un système doté d'un seul pré-codeur (**Figure IV.4**). Ainsi, on peut bénéficier des avantages et propriétés de chacune des techniques telles que la continuité des symboles OFDM à partir de pré-codage N-continue et la caractéristique de la projection orthogonale sur le noyau, l'orthogonalité et le décodage non itératif à partir du pré-codage SVD de Beek et de MA.

Dans ce contexte, nous avons proposés plusieurs schémas hybrides basés sur la combinaison des pré-codeurs et des filtres, détaillés dans les sections suivantes.

IV.6.1. Proposition de pré-codage hybride I : OP-N-Continus

Pour ce schéma de pré-codage, nous avons combiné le pré-codage N-continous et le pré-codage par projection orthogonale OP. Le pré-codeur N-continous est placé en série avant le pré-codeur OP. Nous avons formulé une matrice de pré-codage permettant à la fois la continuité des symboles (assurée par le pré-codage N-continue) et la projection sur l'espace nul. Nous avons choisi une seule fréquence d'encoche à chaque extrémité pour le pré-codage OP ($M=2$) et un nombre de dérivés $N=1$ pour le pré-codage N-continue.

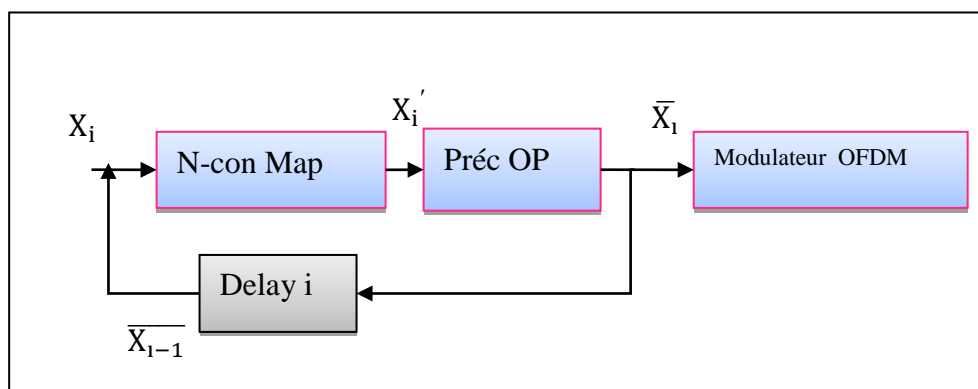


Figure IV. 19 Structure d'un pré-codeur OP-N-Continu

Il est souligné dans [24] que seulement un vecteur de perturbation γ_i peut être utilisé pour satisfaire la condition de pré-codage N-continous (IV.16).

On aura : $\bar{X}_i = X_i + \gamma_i$.

Et pour résoudre le problème, il suffit de trouver γ_i de telles sortes que (IV.17) est satisfaite.

Dans notre cas, et pour que le schéma ait à la fois la caractéristique du forçage à zéro du pré-codage par la projection orthogonale et de la continuité du pré codage N-continus, on doit prendre le vecteur de perturbation comme $\delta_i = \varepsilon_i + \gamma_i$ pour que le pré-codage OP ne détruit pas la continuité accomplit par le pré-codage N-continuos. Où ε_i et γ_i représentent respectivement, le vecteur de perturbation produit par la projection orthogonale et le vecteur de perturbation produit par le pré-codage N-continuos.

Notre problème est équivalent à :

$$\begin{cases} \bar{X}_i = X_i + \delta_i \\ \forall i : A_{OP}\bar{X}_i = 0 \\ \forall i : A\Phi\bar{X}_i = A\bar{X}_i = 0 \end{cases} \quad (IV.23)$$

En substituant les deux dernières équations dans la première (IV.23) et en utilisant la méthode de pseudo-inverse, on aboutit à la solution la moins complexe pour δ_i .

$$\delta_i = -B^\dagger B X_i \quad (IV.24)$$

Avec $B \triangleq \begin{bmatrix} A_{OP} \\ A\Phi \\ A \end{bmatrix}$. $()^\dagger$ est l'opérateur Moore-Penrose pseudo inverse.

En remplaçant (IV.24) dans (IV .23) on obtient la formule des symboles pré-codés \bar{X}_i :

$$\bar{X}_i = [I - B^H. (BB^H)^{-1}. B] . X_i \quad (IV.25)$$

À la réception, et après l'égalisation de canal, on peut trouver les symboles estimés depuis \tilde{r}_i à l'aide d'un vecteur de correction $\tilde{\omega}_i$, qui doit être estimé correctement à partir du vecteur de perturbation δ_i . Il est évident dans (IV.24) que ce vecteur dépend des données X_i , alors un décodeur itératif est nécessaire (**Figure IV.20**).

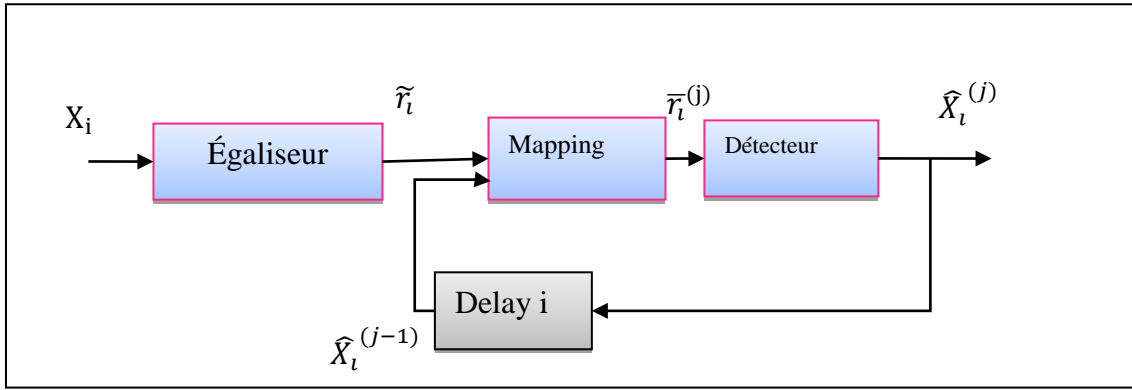


Figure IV. 20 Décodeur itératif pour le schéma proposé.

À la $j^{\text{ème}}$ itération, le récepteur peut générer les estimés du vecteur de perturbation, alors nous pouvons calculer les estimés des données originales $\hat{d}_i^{(j)}$ comme :

$$\hat{X}_i^{(j)} = \tilde{r}_i + \hat{\omega}_i^{(j)} \quad \text{Et} \quad \hat{\omega}_i^{(j)} = \mathbf{Q} \cdot \tilde{r}_i - \mathbf{Q} \hat{X}_i^{(j-1)} \quad (\text{IV. 26})$$

Alors :

$$\tilde{r}_i^{(j)} = \tilde{r}_i - \mathbf{Q} \cdot \tilde{r}_i + \mathbf{Q} \hat{X}_i^{(j-1)} = (\mathbf{I} - \mathbf{Q}) \tilde{r}_i + \mathbf{Q} \hat{X}_i^{(j-1)} \quad (\text{IV. 27})$$

Avec $\mathbf{Q} = \mathbf{B}^H (\mathbf{B} \mathbf{B}^H)^{-1} \mathbf{B}$. Et la détection se fait par la minimisation de $\|\tilde{r}_i^{(j)} - \hat{X}_i^{(j)}\|$.

Avec le vecteur initial $\hat{X}_i^{(0)} = 0$.

On peut également faire une décomposition en SVD de la matrice \mathbf{B} , pour obtenir une matrice de pré-codage orthogonale $\mathbf{G}_{op} = [v_{N-K+1} v_{N-K+2} \dots v_N]$.

Où $v_{N-K+1} v_{N-K+2} \dots v_N$ sont les $K=N-M$ dernières colonnes de la matrice \mathbf{V} issue de la décomposition en SVD de \mathbf{B} .

Au niveau du récepteur, il suffit seulement de multiplier le signal reçu par la matrice de décodage qui peut être simplement $(\mathbf{G}_{op})^H$ puisque $\mathbf{G}_{op} \cdot (\mathbf{G}_{op})^H = \mathbf{1}$.

En appliquant les formules obtenues dans nos simulations, nous avons obtenu les résultats suivants :

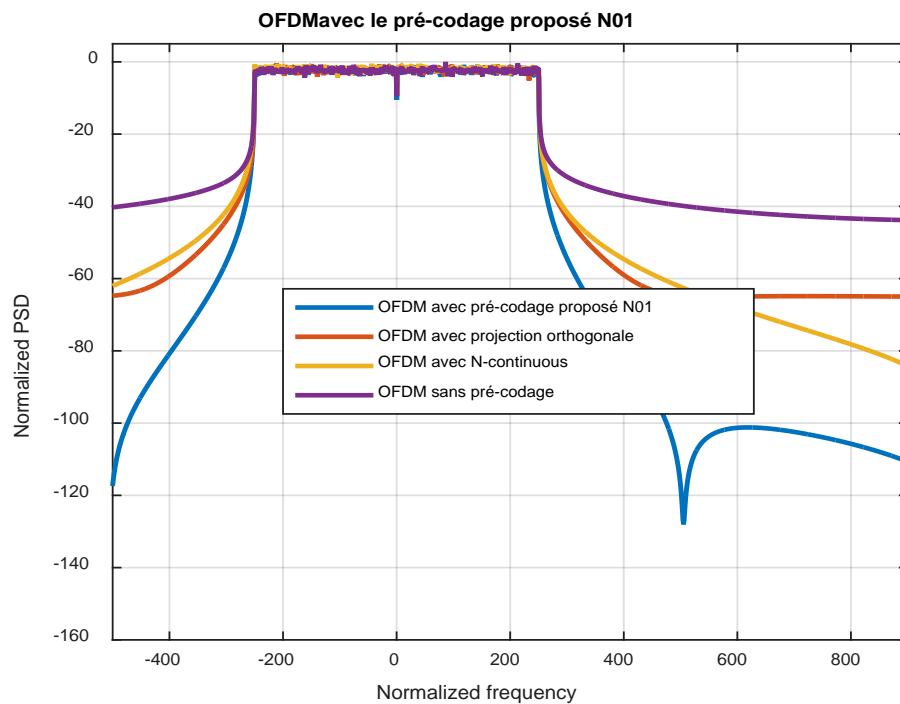


Figure IV. 21 PSD de l'OFDM avec le pré-codage proposé I

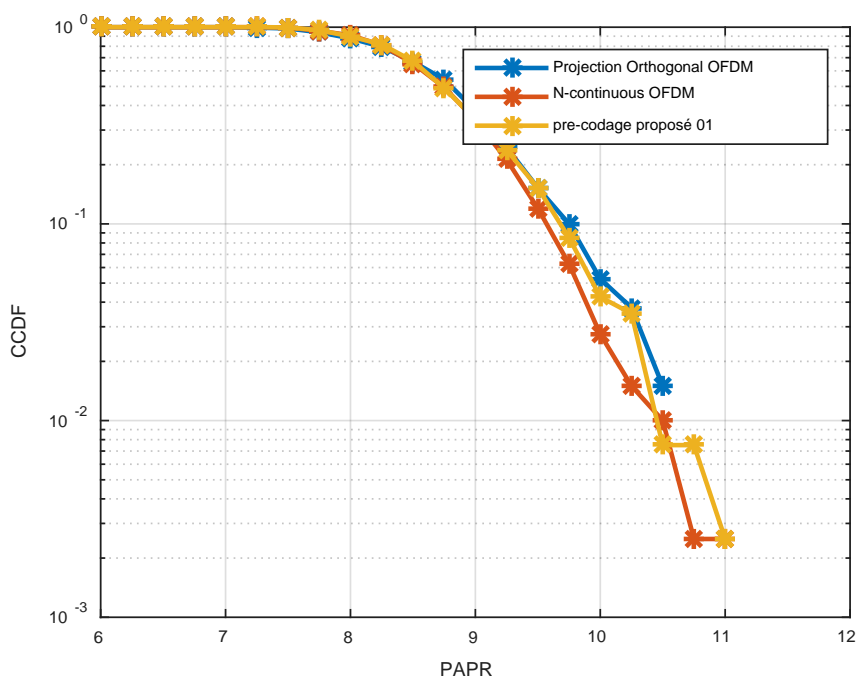


Figure IV. 22 CCDF de l'OFDM avec le pré-codage proposé I.

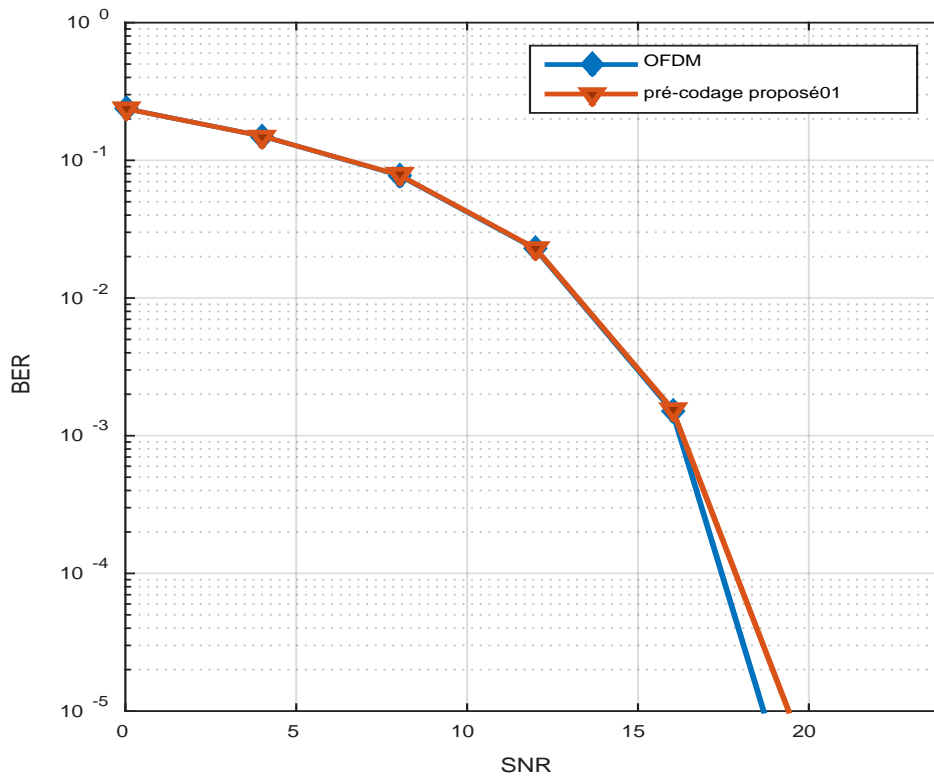


Figure IV. 23 BER de l'OFDM avec le pré-codage proposé I

D'après les figures IV.21, IV.22 et IV.23, il est clair que le pré-codage proposé à base d'OP et N-continu est très performant en termes de suppression des émissions hors bande, où la réduction de l'OOBE peut atteindre -120 dB, avec seulement deux sous-porteuses réservées au pré-codage. Contrairement au schéma utilisant un seul type de pré-codage où le sacrifice d'une efficacité spectrale est indispensable. Ce schéma ne présente aucune dégradation du BER, et il n'exige aucun décodage itératif à cause de la nature orthogonale de la matrice de pré-codage. Il montre également un PAPR similaire à celui de l'OFDM avec une seule technique de pré-codage. Il présente un léger sacrifice de l'efficacité spectrale où seulement deux sous porteuses sont réservées pour le pré-codage, contrairement au pré-codage proposé en [17] où 8 sous-porteuses sont réservées pour le pré-codage.

Notant bien que la combinaison de ces deux techniques de pré-codage sans fusion, n'améliore en rien la performance du système. Avec un schéma où le pré-codeur OP est placé en premier et le N-Continus en dernier la propriété d'espace nulle provient de pré-codage OP ne sera pas conservée. Par contre, si le pré-codeur OP est placé en dernier, la propriété de continuité sera perdue.

IV.6.2. Proposition de pré-codage hybride II :N-Continuous -Ma_SVD

Ce schéma propose de combiner les caractéristiques des pré-codages Ma _SVD et le n-continus : la continuité des symboles et l'optimisation d'OOBE dans une région optimisée.

La 1^{ère} étape consiste à concevoir la matrice de pré-codage N-continus décrite dans la section(IV.5.1.4):

$$\mathbf{G}_N = \mathbf{I} - \mathbf{B}^H(\mathbf{B}\mathbf{B}^H)^{-1}\mathbf{B} \quad (\text{IV. 28})$$

La deuxième étape consiste à trouver une matrice optimale qui peut minimiser l'OOBE dans une région optimisée en respectant la matrice de pré-codage N-continus.

Après le choix des fréquences utilisées pour la minimisation (seulement deux fréquences, dans notre cas), la matrice des coefficients d'interférences devient $A_{op} = A_0\mathbf{G}_N$. Où A_0 est obtenue a partir de (IV.4).

Et le problème d'optimisation devient :

$$\mathbf{G}_{OPN} = \underset{\mathbf{G}}{\text{argmin}} \|A_{op} \cdot \mathbf{G}\| \quad (\text{IV.29})$$

Alors, après une décomposition en SVD de la matrice $A_{op} = U_a \Sigma_a V_a^H$, et suivant [21], la matrice de pré codage sous optimale sera :

$$\mathbf{G}_{OPN} = \mathbf{V}_1 \cdot \mathbf{Q} \quad (\text{IV. 30})$$

Où \mathbf{V}_1 se compose des derniers N colonnes de la matrice V_a .

Pour le décodage, et puisque la matrice \mathbf{G}_{OP} est orthogonale, le décodeur inverse la matrice de pré-codage.

$$\text{Et : } \widehat{\mathbf{G}}_{OP} = \mathbf{G}_{OP}^H.$$

En appliquant les formules obtenues pour le codage et le décodage, dans notre système, on obtient les résultats suivants :

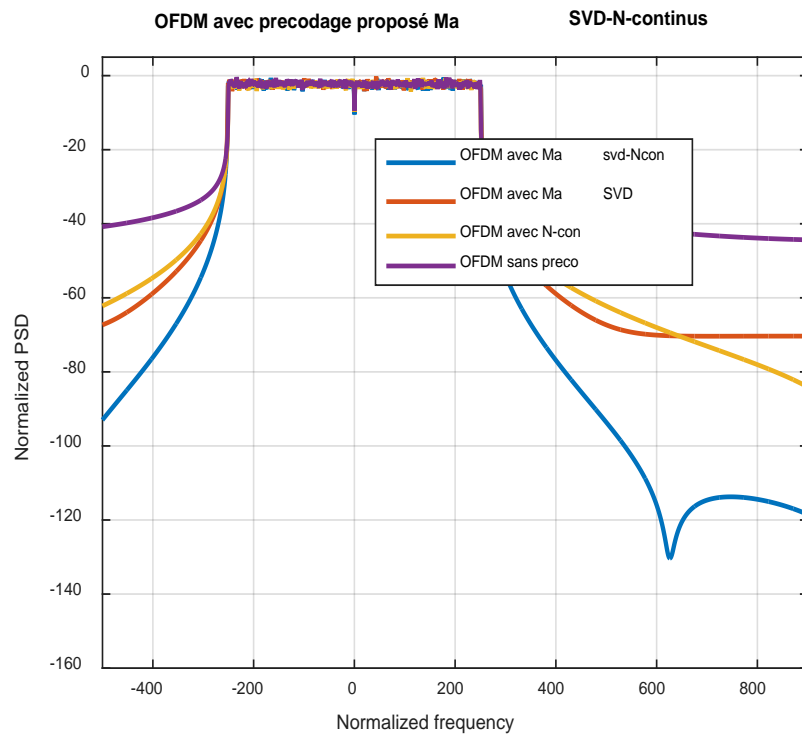


Figure IV. 24 PSD de l'OFDM avec pré-codage proposé II.

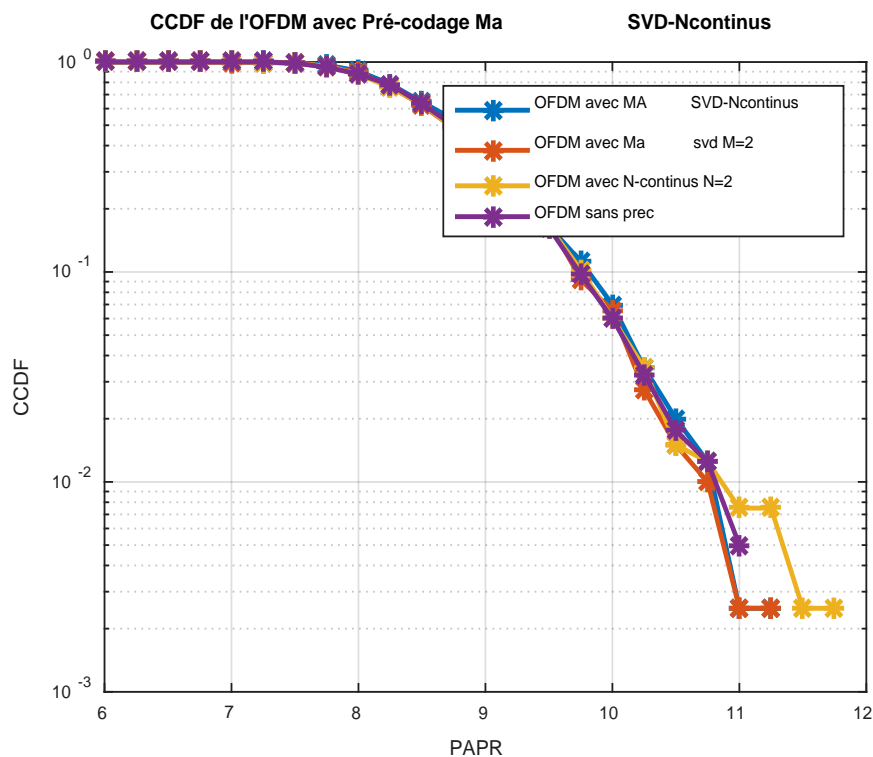


Figure IV. 25 CCDF de l'OFDM avec le pré-codage proposé II.

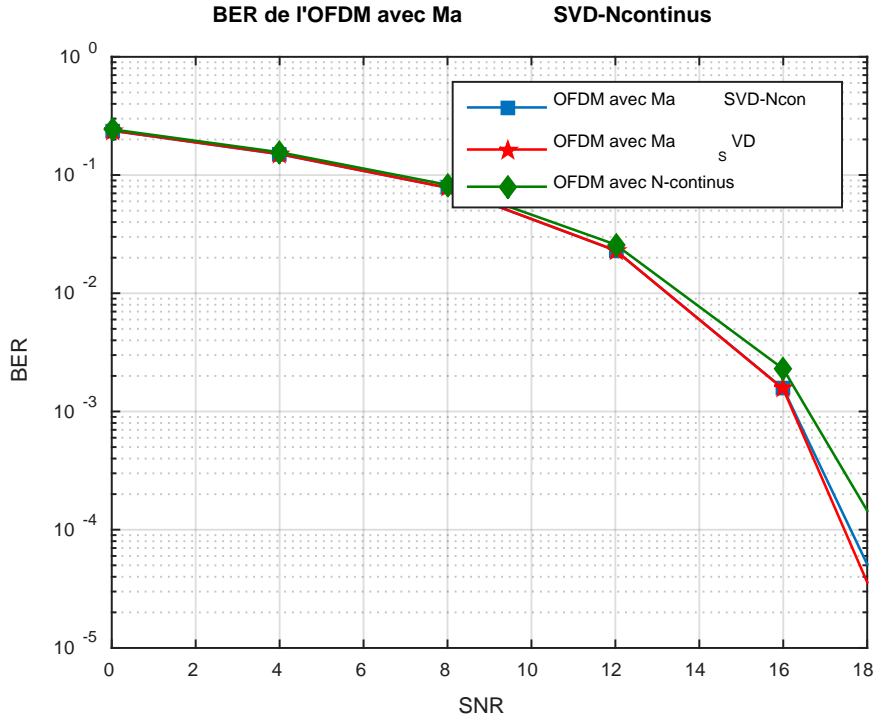


Figure IV. 26 BER de l'OFDM avec le pré-codage proposé II.

Il est clair que le pré-codage proposé à base de pré-codage N-continu et Ma_SVD, introduit une amélioration de suppression des émissions hors bande très remarquable, sans aucune augmentation du niveau de PAPR ni du BER. En outre, il n'exige pas un décodeur itératif puisque la matrice de pré-codage est une matrice orthogonale inversible.

IV.6.3. Proposition de pré-codage hybride III :OP-Ma_SVD [26]

Dans cette section, nous avons proposé un schéma hybride basé sur le pré-codage orthogonal et le pré-codage Ma_SVD. Le processus est donné sur deux étapes, la première étape sert à forcer la puissance de certaines fréquences pour être nulle. Ensuite, la deuxième étape sert à minimiser cette énergie dans une région optimisée. Pour que la réduction de l'OBE soit optimale, nous avons choisi des fréquences différentes pour le pré-codage OP et pour le SVD.

Pour la 1^{ère} étape, nous avons choisi 2 fréquences pour le forçage à zéro qui peuvent

satisfaire les contraintes imposées par le pré-codage OP :

$$\begin{cases} A\tilde{X} = 0 \\ \tilde{X} = G\hat{X} \\ \min_{\tilde{X}} \|\tilde{X} - \hat{X}\|_2 \end{cases}$$

Avec $\tilde{X} = \begin{pmatrix} 0_{(M-N)/2} \\ X \\ 0_{(M-N)/2} \end{pmatrix}$ et $G_1 \triangleq I - A^H(AA^H)^{-1}A$ [22].

Dans la 2^{ème} étape, nous cherchons à trouver la matrice de pré-codage optimale qui minimise l'OOBE dans une région optimisée. La matrice de coefficients d'interférence devient $A_{op} = A_0 G_1$. Où A_0 est la matrice des coefficients d'interférences pour les \mathbf{K} fréquences choisies. Ces éléments sont calculés à partir de (IV.4).

Ensuite, nous avons reformulé un autre problème pour minimiser la perte de puissance dans la région optimisée. Nous avons obtenu :

$$\mathbf{G}_{OP} = \underset{\mathbf{G}}{\operatorname{argmin}} \|\mathbf{A}_{op} \cdot \mathbf{G}\| \quad (\text{IV. 31})$$

Le problème (IV.31) est équivalent à celui de (IV.9).

Alors, après une décomposition en SVD de la matrice $A_{op} = U_a \Sigma_a V_a^H$, et suivant [21], la matrice de pré codage sous optimale sera :

$$\mathbf{G}_{OP} = \mathbf{V}_1 \cdot \mathbf{Q} \quad (\text{IV. 32})$$

Où V_1 se compose des derniers N colonnes de la matrice V_a . Il est évident que la matrice G_{OP} est orthogonale.

Pour le décodage, et puisque la matrice G_{OP} est orthogonale, le décodeur inverse la matrice de pré-codage est : $\widehat{G}_{OP} = G_{OP}^H$.

Dans cette section, nous avons réservé deux fréquences pour le pré-codage Ma_SVD, et d'autres fréquences d'encoche pour le pré-codage par la projection orthogonale qui sont fixées à ∓ 155 et la région optimisée est sélectionnée autour de ∓ 355 pour le pré-codage Ma_SVD. avec un taux de codage de 498/500 pour le pré-codage Ma_SVD. Comme il est illustré dans la figure IV.27, il est évident que la puissance des émissions hors bande en utilisant l'approche proposée est inférieure aux autres approches qui ont montré des performances similaires. Nous avons essayé de combiner les deux techniques en respectant la caractéristique de chaque pré-codage, puisque la combinaison des deux techniques sans fusion n'introduit aucune amélioration. La performance de ce schéma proposé est illustrée dans les figures suivantes.

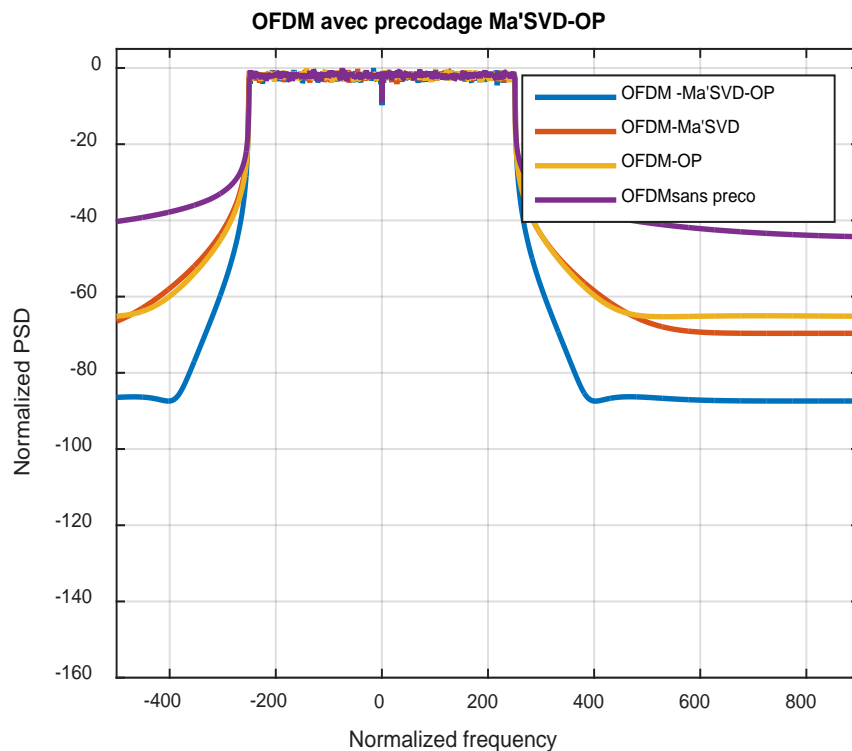


Figure IV. 27 PSD de l'OFDM avec pré-codage proposé III

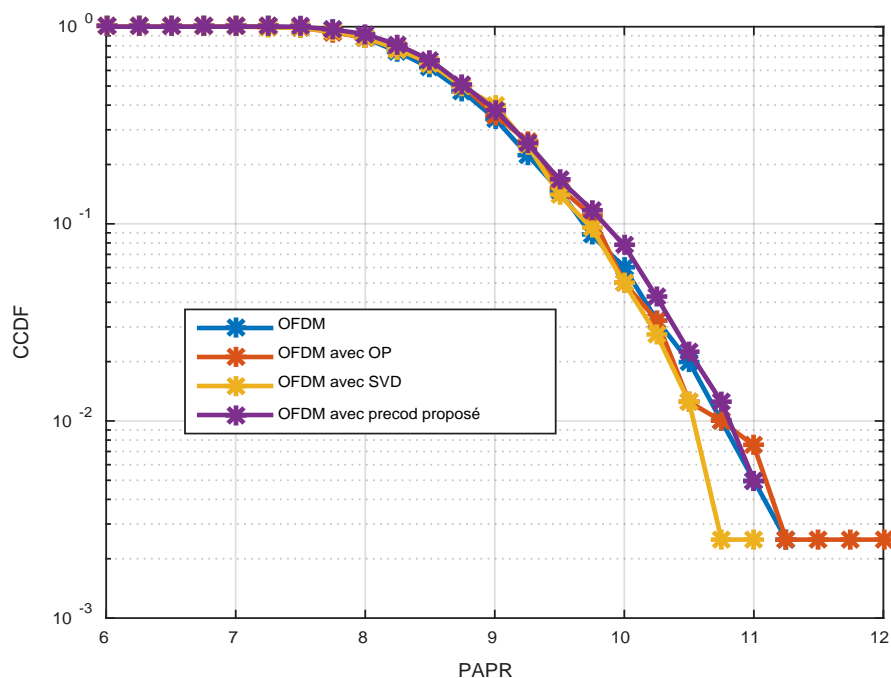


Figure IV. 28 CCDF de l'OFDM avec le pré-codage proposé III.

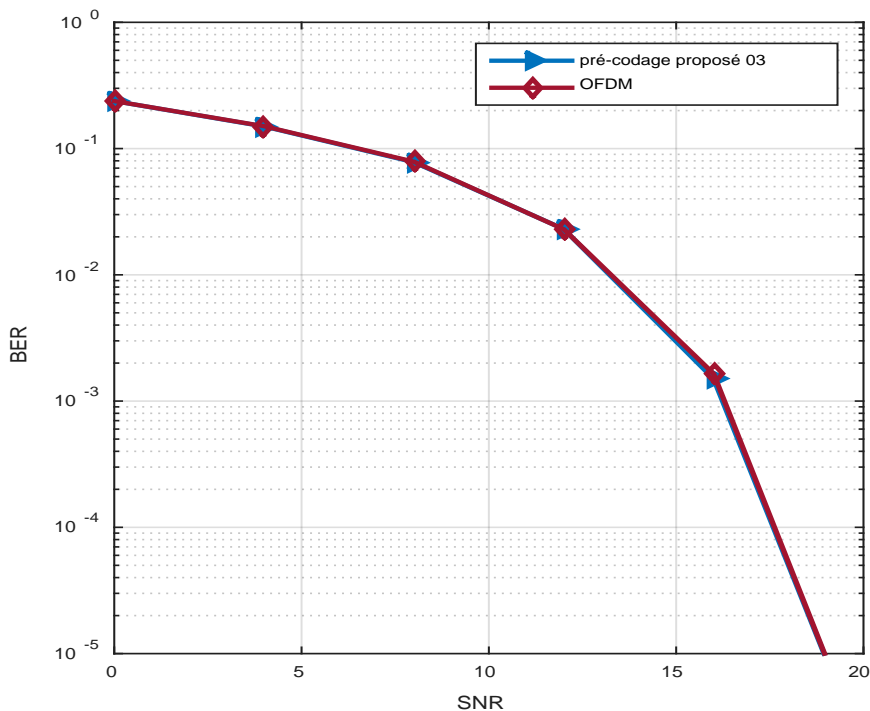


Figure IV. 29 BER de l'OFDM avec le pré-codage proposé III.

D'après la figure IV.27, le schéma basé sur la combinaison de OP et Ma-SVD présente des performances de réduction de l'Oobe similaire que le schéma proposé II, avec le même degré de perte d'efficacité. Une comparaison des performances de BER et de PAPR en utilisant les différentes techniques de pré-codage ainsi que le pré-codage proposé est présentée dans les figures IV.28 et IV.29, montrant qu'il n'y a aucune dégradation en termes de taux d'erreur, Ainsi qu'aucune augmentation de PAPR n'a été détectée.

IV.6.4. Proposition de pré-codage hybride IV : Filtrage-pré-codage

Autrement que les schémas proposés avant, ce nouveau schéma repose sur la combinaison de l'approche de filtrage traditionnellement utilisé pour la réduction de l'Oobe et une des approches de pré-codage spectrale.

Il est évident que le filtrage répond au problème de l'Oobe mais au prix d'une apparition des interférences inter-symboles et inter-porteuses et d'une complexité supplémentaire qui dépend de la longueur du filtre. Le pré-codage vient également résoudre efficacement le problème de l'Oobe mais avec une complexité de calcul qui dépend du niveau de continuité (pour le pré-codage N-continue).

Dans notre étude nous avons choisi de combiner le filtrage et le pré-codage N-continue pour améliorer l'OOBE et réduire les exigences de mise en œuvre de chacune d'elles. Cette approche hybride est réalisée sur deux étapes de traitement, la première étape est le pré-codage des symboles de données, puis le filtrage des sous-porteuses dans le domaine temporel.

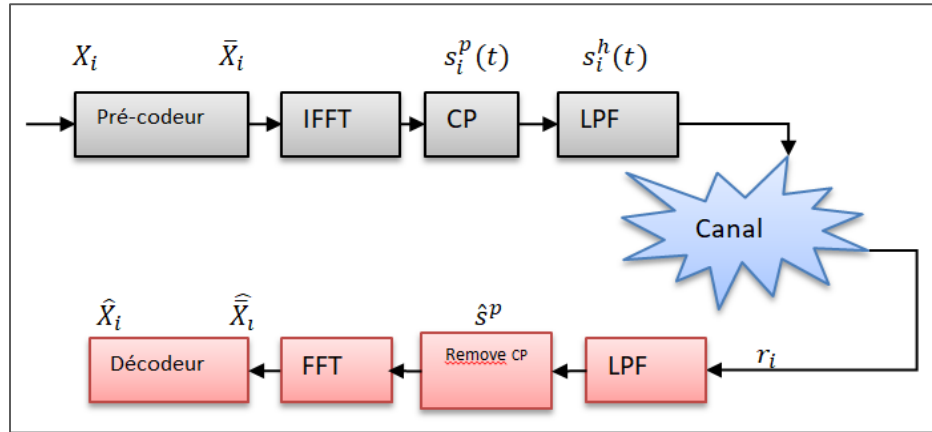


Figure IV. 30 Le schéma de l'approche hybride IV.

Dans notre schéma, nous avons utilisé un filtre passe-bande avec une réponse fréquentielle rectangulaire (une réponse impulsionnelle de Sinus Cardinale). La réponse impulsionnelle de ce filtre est illustrée dans la figure IV.31.

Comme il a été présenté dans la section **sur le pré-codage N-continu**, l'idée de base de pré-codage N-continu est de forcer le signal à être continu pour minimiser l'émission OOB. En revanche, le filtrage sert à déformer la forme du signal pour le rendre continu.

La combinaison de ces deux approches peut se faire sans fusion, puisque chacune de ces approches est appliquée dans un domaine différent.

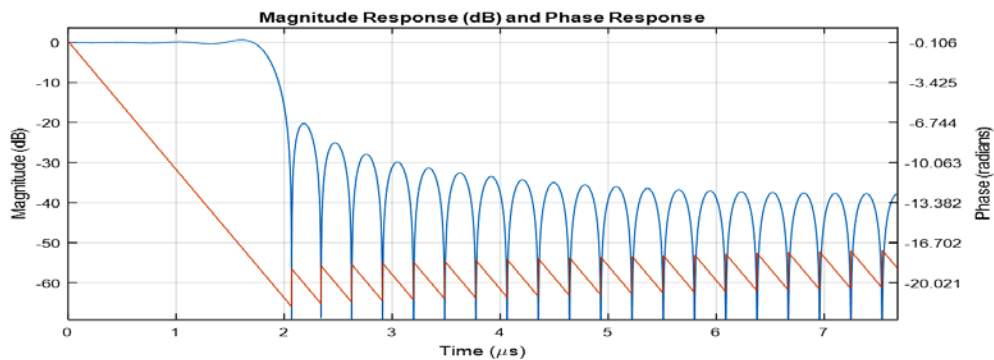


Figure IV. 31 La réponse impulsionnelle du filtre passe bas utilisé.

Chaque vecteur de données X_i passe d'abord par le bloc de pré-codage et les données pré-codées deviennent :

$$\bar{X}_i = GX_i \quad (\text{IV. 33})$$

Ensuite, les données pré-codées dans le domaine fréquentiel passent par le bloc IFFT pour moduler les sous-porteuses et une insertion de CP est possible. Ce processus peut être représenté par la multiplication des données pré-codées par une autre matrice F, et le résultat devient :

$$s_i^p = F\bar{X}_i = FGX_i \quad (\text{IV. 34})$$

Ensuite, la sortie du domaine temporel passe par le bloc de traitement temporel qui est le filtre, où une réduction de l'OBE peut être obtenue.

$$s_i^h = FGX_i + \varepsilon_i \quad (\text{IV. 35})$$

Soit \mathbf{F} la matrice définissant le filtre et ε_i est un vecteur de perturbation temporel.

Du côté du récepteur, une récupération doit être appliquée au signal reçu r_i , soit en appliquant la matrice pseudo inverse de $\hat{\mathbf{F}}$, soit en appliquant un filtre adapté.

$$\hat{s}^p = \hat{\mathbf{H}}(r_i - \hat{\varepsilon}_i) \quad (\text{IV.36})$$

Où $\hat{\varepsilon}_i$ est une estimation de ε_i .

Après la suppression de CP et la FFT la sortie devient :

$$\hat{\bar{X}}_i = \hat{\mathbf{F}}(r_i - \hat{\varepsilon}_i) \quad (\text{IV. 37})$$

Finalement, un décodage est appliqué pour récupérer les données originales. Le pré-codeur G est une matrice orthogonale qui peut être inversible [19].

Ensuite, nous pouvons trouver les estimations des données originales comme suit :

$$\hat{X}_i^j = \hat{\mathbf{G}}\hat{\bar{X}}_i = \hat{\mathbf{G}}\hat{\mathbf{F}}(r_i - \hat{\varepsilon}_i) \quad (\text{IV. 38})$$

Dans ce schéma hybride, le pré-codage soulage les exigences d'implémentation du filtre qui sont la transition de coupure et la longueur la complexité du filtre. En revanche, le filtrage relaxe les exigences du pré-codage telles que le degré de continuité, pour notre cas. Par

conséquent, les exigences de mise en œuvre d'un tel système hybride constituent un compromis entre les exigences et les capacités de chacune des techniques.

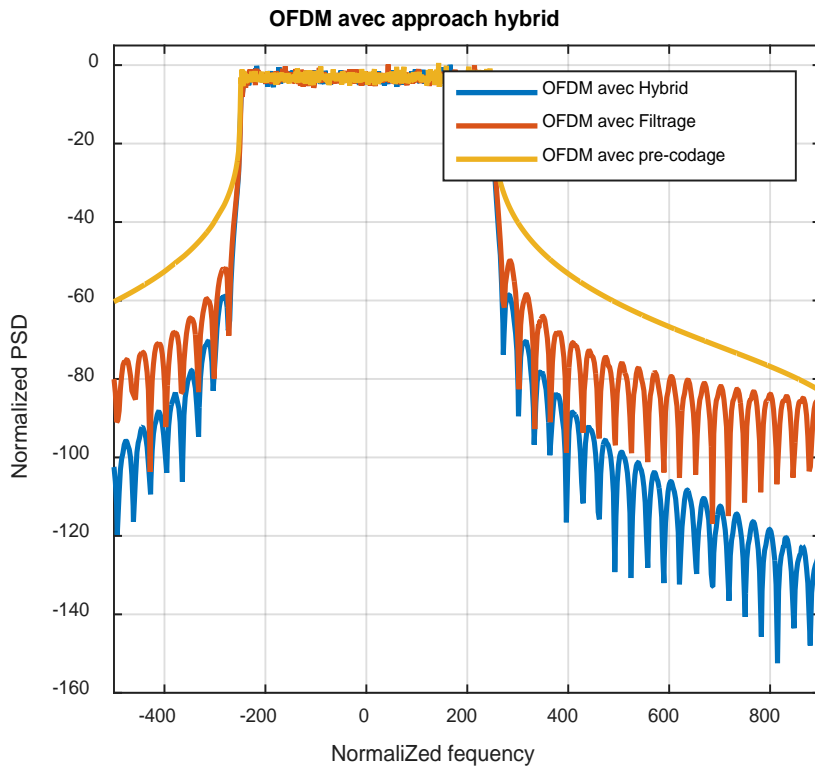


Figure IV. 32 PSD de l'OFDM avec pré-codage proposé 04

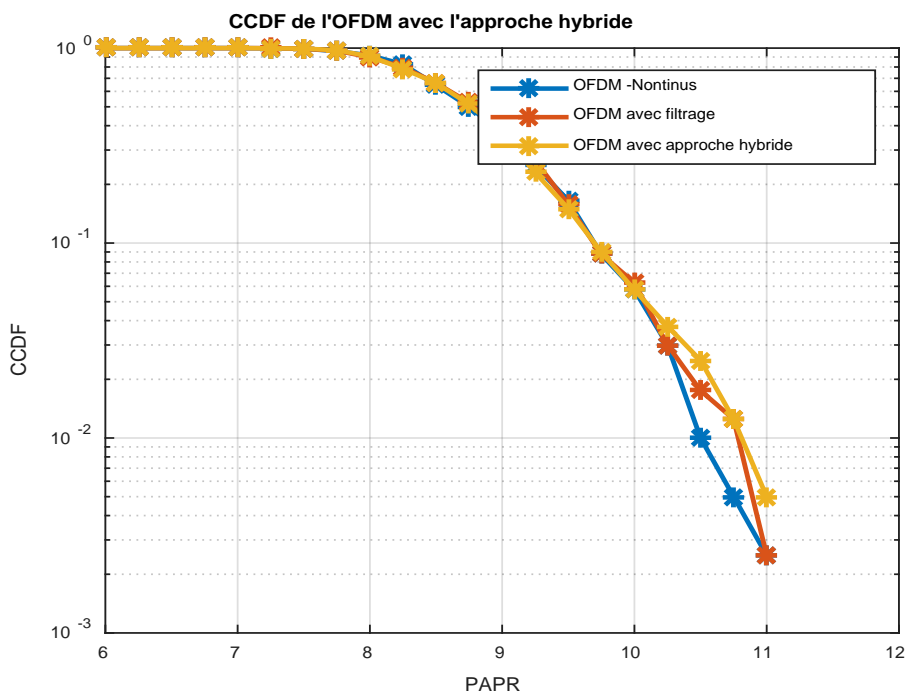


Figure IV. 33 CCDF de l'OFDM avec le pré-codage proposé IV.

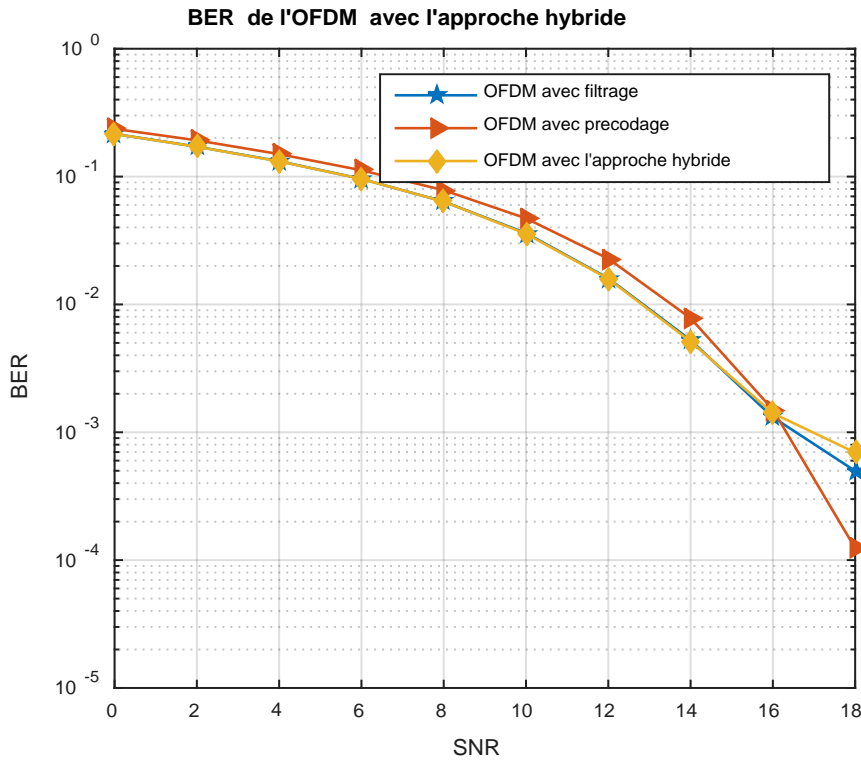


Figure IV. 34 BER de l'OFDM avec le pré-codage proposé IV.

Les figures IV.32, IV.33, IV.34 montrent les performances de la combinaison du pré-codage et du filtrage. Pour le pré-codage N-continus le nombre des dérivées est $N=2$, et la longueur de filtre est 23.

Il est évident que la performance de l'approche hybride est meilleure pour la réduction de l'OBBE. Cette approche a pu atteindre une atténuation de la bande d'arrêt (Stop Band) supérieure à celle de la courbe de pré-codage, Ainsi qu'une atténuation plus rapide et une bande de transition plus petite que la courbe de filtrage. On peut donc dire que cette approche hybride présente les avantages des deux techniques : la suppression et la transition rapides avec le pré-codage et l'atténuation importante de la Stop Band.

Nous avons aussi traité les problèmes de PAPR et de BER. Il est clair que le filtrage n'affecte pas le PAPR mais il augmente légèrement le BER. La figure IV.33 de la fonction de distribution cumulative complémentaire (CCDF) des trois approches montre que les courbes de filtrage et du N-continus sont légèrement inférieures à l'approche hybride. Nous pouvons constater également, à partir de la figure IV.34 que le filtrage et l'approche hybride se chevauchent au début avec le pré codage (N-continus) qui a le même BER que l'OFDM original,

puis divergent légèrement lorsque le SNR devient important, Parce que le filtre supprime les données des sous-porteuses qui sont proches des deux bords de la bande à l'émetteur.

Une comparaison de tous les schémas proposés ainsi que leurs schémas spécifiques est présentée dans le tableau ci-dessous.

D'après les figures précédentes, il est clair que les pré-codages SVD de Beek, Ma-SVD, N-continus et OP peuvent atteindre un niveau de suppression inférieur à -120 dB mais au détriment d'un sacrifice de l'efficacité spectrale qui peut atteindre 492/500. Nous avons montré également que ce niveau de suppression peut être atteint avec un petit sacrifice de l'efficacité spectrale en combinant deux techniques dans le système. La combinaison des techniques peut aussi maintenir le même niveau de BER que le système original. De plus, les schémas hybrides ont un PAPR inférieur au schéma intégrant une seule technique.

Schéma	Complexité (le nombre des multiplications réelles par symbole)	La complexité avec les paramètres utilisés pour les simulations (*10 ³)
OFDM sans pré-codage	$F \log_2 F - 3F + 4$	9.475
Pré-codage N-continu	$F \log_2 F - 3F + 4 + NN$	259.4
Pré-codage SVD	$F \log_2 F - 3F + 4 + NK$	258.4
Pré-codage OP	$F \log_2 F - 3F + 4 + NN$	259.4
Pré-codage MA_SVD	$F \log_2 F - 3F + 4 + MN$	260.4
Schéma proposé en [25]	$F \log_2 F - 3F + 4 + NN + NK$	508.4
Schéma proposé en [17]	$F \log_2 F - 3F + 4 + 2NN + NK$	758.4
Schéma proposé 01	$F \log_2 F - 3F + 4 + NK$	258.4
Schéma proposé 02	$F \log_2 F - 3F + 4 + MN$	260.4
Schéma proposé 03	$F \log_2 F - 3F + 4 + MN$	260.4
Schéma proposé 04	$F \log_2 F - 3F + 4 + FL + (F + L_{CP})L + NN$	353.6

Tableau IV. 4 La complexité des schémas proposés et leurs constituants

Schéma	OOBE	PAPR(par rapport OFDM brut)	BER(par rapport OFDM brut)	Complexité (*10 ³)	Efficacité - spectrale
Schéma-proposé en [25]	Bonne	Même	Dégradation de BER avec décodage itératifs	508.4	492/500
Schéma-proposé en [17]	Elevée	Même	Dégradation de BER avec décodage itératifs	758.4	498/500
Schéma proposé I	Très élevée	Même	Même sans décodage itératifs	258.4	498/500
Schéma proposé II	Elevée	Même	Même sans décodage itératifs	260.4	498/500
Schéma proposé III	Elevée	Même	Même sans décodage itératifs	260.4	498/500
Schéma proposé IV	Très élevée	Même	Même avec décodage itératifs	353.6	500/500

Tableau IV. 5 Comparaison des performances des différents schémas

IV.7. Conclusion

Dans la première partie de ce chapitre, nous avons étudié un nouveau schéma de combinaison de deux types de codage canal. Cette combinaison sert à améliorer les

performances de système MIMO-OFDM en termes de BER. Elle montre une efficacité dans l'amélioration de taux d'erreurs par rapport aux schémas existants.

Dans la deuxième partie, nous avons étudié les schémas conventionnels de pré-codage utilisés pour améliorer les performances du système MIMO-OFDM en termes de réduction de L'OOBE.

Dans la dernière partie, nous avons proposé quatre schémas hybrides qui peuvent réduire les émissions hors bande d'une manière significative tout en gardant des performances en termes de BER similaire à celui d'un OFDM standard, avec une très petite réduction, voire négligeable de débit.

Nous avons parallèlement montré l'amélioration des performances de réduction des émissions hors bande des schémas proposés par rapport aux schémas existants dans la littérature. Il est évident que nos schémas proposés sont très performants comme ils présentent un potentiel dans la réduction des émissions hors bande sans aucun sacrifice en efficacité spectrale et avec une même complexité.

Bibliographie

- [1] C.E. Shannon, "A Mathematical Theory of Communication," *Bell System Technical Journal*, vol. 27, pp. 379-423 et 623-656, July 1948.
- [2] R. W. HAMMING, "Error detecting and error correcting codes," *Bell System technical journal*, vol. 29, no. 2, pp. 147-160, 1950.
- [3] P. Sweeney, *Error control coding: from theory to practice*. New York: Wiley, (2004).
- [4] B. Sklar, *Digital communications: fundamentals and applications.*: Prentice-Hall, (1988).
- [5] C. Berrou and A. Glavieux, "Near Shannon limit error-correcting coding and decoding: turbo-codes," *IEEE International Conference on Communications (ICC'93)*, vol. 2, pp. 1064–1070, 1993.
- [6] G. D. Forney, *Concatenated Codes.*: MIT Press, 1966.
- [7] TH. Liew and L. Hanzo, "Space-time codes and concatenated channel codes for wireless communications.," *Proceedings of the IEEE*, vol. 90, no. 2, pp. 187–219, 2002.
- [8] M.P. Fitz Y. Liu and O. Y. Takeshita, "Full-rate space-time turbo codes.," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 19, no. 5, pp. 969–980, 2001.
- [9] A. Stefanov and TM. Duman, "Turbo coded modulation for systems with transmit and receive antenna diversity over block fading channels," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 19, no. 5, pp. 958–968., 2001.
- [10] Alaa Eldin.S.hassan, Moawad Dessouky, Atef Abou Elazm, and Mona Shokair, "Evaluation Of Complexity Versus Performance For Turbo Code And LDPC Under Different Code Rates," *SPACOMM 2012*.
- [11] O.Y. Takeshita, O.M. Collins, P.C. Massey, and D.J. Costello, "On The Frame Error Rate Of Concatenated Turbo Codes," *IEEE TRANSACTIONS ON COMMUNICATIONS*, vol. 49, no. 4, 2001.
- [12] J. D. Andersen, "Turbo Codes Extended With Outer Bch Code," Turbo Codes Extended With Outer Bch Code," *Electronics Letters*, vol. 32, pp. 259-260, Oct 1996.
- [13] N.SOFI, F. DEBBAT, and F.T. BENDIMERAD, "Performance Improvement of MIMO-OSTBC System with BCH-TURBO Code In Rayleigh Fading Channel," *Indonesian Journal of Electrical Engineering and Computer Science*, vol. 11, no. 03, p. 898~907, September 2018.
- [14] M. Mohamad, R. Nilsson, and J. van de Beek, "An analysis of out-of-band emission and in-band interference for precoded and classical OFDM systems," *Proceedings of 21th European Wireless Conference*., 2015.
- [15] M. Schellmann et al., "FBMC-based air interface for 5G mobile: Challenges and proposed solutions," *9th International Conference on Cognitive Radio Oriented Wireless Networks and*

Communications (CROWNCOM), 2014, <http://eudl.eu/doi/10.4108/icst.crowncom.2014.255708>.

- [16] Z. You, J. Fang, and I-T. Lu, "Combination of spectral and SVD precodings for out-of-band leakage suppression," *Systems, Applications and Technology Conference (LISAT), 2013 IEEE Long Island*, 2013, doi.org/10.1109/LISAT.2013.6578238.
- [17] Z. You, J. Fang, and I-T. Lu, "Hybrid Combination of N-Continuous and Null-Space Precoding for Out-of-Band Emission Suppression," *2013 IEEE Military Communications Conference*, 10 February 2013.
- [18] Mohammad Javad Abdoli, Ming Jia, and Jianglei Ma, "Filtered OFDM: A new waveform for future wireless systems," *IEEE 16th International Workshop on Signal Processing Advances in Wireless Communications (SPAWC)*, pp. 66-70, 2015.
- [19] J. van deBeek and F. Berggren, "N-continuous OFDM," *IEEE Communications Letters*, vol. 13, no. 1, January 2009.
- [20] S. Brandes, I. Cosovic, and M. Schnell, "Reduction of out-of-band radiation in OFDM systems by insertion of cancellation carriers," *IEEE Communications Letters*, vol. 10, no. 6, June 2006.
- [21] M. Ma, X.J. Huang, B.L. Jiao, and Y.J. Guo, "Optimal Orthogonal Precoding for Power Leakage Suppression in Dft-Based Systems," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 59, no. 3, pp. 844-853, 2011.
- [22] J. van de Beek, "Sculpting the Multicarrier Spectrum: A Novel Projection Precoder," *IEEE Communications Letters*, vol. 13, no. 12, pp. 881-883, 2009.
- [23] J. Van DeBeek, "Orthogonal Multiplexing in a subspace of Frequency Well-Localized Signals," *IEEE Communications Letters*, vol. 14, no. 10, pp. 882-884, October 2010.
- [24] J. van de Beek and F. Berggren, "EVM-constrained OFDM precoding for reduction of out-of-band emission," *Vehicular Technology Conference (VTC 2009-Fall), 2009 IEEE 70th*, pp. 1-5, IEEE, 2009.
- [25] L. Pan, J. Ye, and X. Yuan, "Spectral Precoding for Out-of-band Power Reduction under Condition Number Constraint in OFDM-Based System," *Wireless Personal Communications, Springer*, vol. 95, no. 2, pp. 1677-1691, July 2017.
- [26] N. Sofi, F. Debbat, and F. T. Bendimerad, "On the Out of Band Emission Reduction for Orthogonal Frequency Division Multiplexing Based Systems," in *Big Data and Smart Digital Environment*, Springer, Ed. Switzerland : Studies in Big Data, January 2019, p. 176-185.

Conclusion Générale

L'objectif de ce travail est l'optimisation des systèmes MIMO-OFDM pour des réseaux de communication sans fil et cela en proposant des nouveaux schémas de codage et de pré-codage basés sur des techniques existantes.

Nous avons étudié dans ce travail, les codes correcteurs d'erreurs, le pré-codage de l'OFDM et leurs effets sur les systèmes MIMO-OFDM.

Il a fallu dans un premier temps de situer le contexte de l'étude, en dressant un état de l'art sur les réseaux sans fil intégrant les techniques MIMO et OFDM. Ensuite les caractéristiques des canaux de propagation et leurs influences sur les systèmes de transmissions sans fil.

Ensuite, nous avons étudié en détails les antennes multiples, leurs caractéristiques et leurs contributions dans l'amélioration des performances des systèmes sans fil. Nous avons abordé particulièrement les techniques de diversité soit en réception ou en émission en rappelant le codage spatio-temporel.

La troisième étape a été consacrée pour la modulation multi-porteuse OFDM et son association avec la technique multi-antenne, à cause de son importance dans l'amélioration de l'efficacité spectrale et la lutte contre les problèmes qu'entraînent les canaux MIMO.

Dans la dernière partie, nous avons présenté les problèmes de transmission pour les systèmes OSTBC-OFDM. Nous avons détaillé les principaux types de codage conventionnels. Ensuite, nous avons proposé un nouveau schéma de codage canal basé sur l'association du code turbo avec le code BCH. Nous avons choisi pour l'amélioration des performances de l'OFDM, les techniques de pré-codage qui servent à réduire les émissions OOB, ainsi d'améliorer l'efficacité spectrale d'une manière significative. Nous avons proposé d'autres schémas de pré-codage hybrides : **OP-N-Continus**, **N-Continuous avec Ma_SVD**, **OP-Ma_SVD** et **Filtrage-pré-codage**, tout en maintenant une complexité réduite ou similaire aux techniques existantes.

Conclusion Générale

Nous avons également comparé nos approches avec les schémas proposés dans la littérature. Nous avons constaté que nos schémas sont meilleurs en termes de réduction des émissions OOB et en termes de complexité ainsi qu'en termes de BER.

Dans une très proche perspective, il serait convenable de mener une étude transdisciplinaire qui investirait des domaines tels que l'algèbre linéaire et la géométrie des matrices, afin de concevoir un codage ou un pré-codage simple en réalisation et qui présente des performances importantes.

Comme autres perspectives pour ce travail de thèse, nous suggérons pour nos futurs travaux les éléments suivants :

- L'optimisation de nos schémas proposés par des approches méta-heuristiques.
- Un prototypage logiciel et physique sur FPGA de nos schémas proposés.
- Proposition d'une nouvelle approche pour la réduction des OOB adaptative pour des environnements contraints.
- La transparence de pré-codage (pour les systèmes OFDM)

Annexe A : les codes en bloc

I. Les codes en Bloc

En général, un code en bloc est un type de code correcteur d'erreurs sans mémoire qui encode les données en bloc. Il traite chaque bloc de données indépendamment et il agit sur chaque bloc de données de longueur k et le transforme en un mot code de n bits. Il existe plusieurs types de codes en bloc où beaucoup d'entre eux ont une vaste utilisation dans les réseaux de communication actuels.

Si on considère un bloc d'information de longueur k à l'entrée du codeur, ce dernier transforme la séquence d'information en séquence de n bits, où $r=n-k$ représente les bits de redondance et le rendement de ce code (le taux de codage) est $R= k/n$.

La notation populaire pour un code en bloc est $(n,k,d)_q$, où k est la taille du bloc à l'entrée, n est la longueur de mot code et d désigne la distance minimal d'hamming (le nombre de positions où chaque deux mots code se diffèrent) Parmi les codes en bloc les plus utilisés ; RS (Reed Solomon) et BCH code.

- Reed Solomon code :
- BCH (Bose–Chaudhuri–Hocquenghem) est un code cyclique appartient aux codes en block

II. Les codes BCH

Les codes BCH ont été découverts indépendamment par Bose et Ray-Chaudhuri [1] et par Hocquenghem [2] à la fin des années 1950. Les codes BCH sont caractérisés par les paramètres suivants, pour tout nombre entier positif m , où $m \geq 3$ et t où $t < 2^{m-1}$, il existe un code binaire BCH avec :

Longueur du bloc: $n = 2^m - 1$

Nombre de chiffres de contrôle de parité: $r = n - k \leq mt$

Distance minimale : $d_{\min} \geq 2t + 1$

L'alphabet d'un code BCH pour $n = 2^m - 1$ est représenté par l'ensemble des éléments d'un champ de Galois approprié, $GF(2^m)$, où l'élément primitif est α [3].

Pour décoder des signaux codés par BCH, le décodeur BCH utilise l'algorithme de Berlekamp [4]. L'effet du BCH dans certains systèmes a été examiné dans plusieurs travaux. Dans [5], l'implémentation de BCH dans le système STBC est étudiée. Il est également démontré dans [6] que le code de BCH améliore les performances de BER dans un schéma hybride à accès multiples.

III. Reed Solomon

Le code RS peut être considéré comme un code BCH non binaire, dans lesquels les valeurs des coefficients de code sont extraites du champ de Galois ($GF(2^m)$). Avec l'ajout de t symboles de contrôle aux données, la détection de toute combinaison peut atteindre jusqu'à t de symboles erronés et une correction jusqu'à $\lfloor t / 2 \rfloor$ des symboles peut être effectué à l'aide des codes RS.

Ces codes se distinguent d'un code Hamming par le fait qu'il encode des groupes de bits à la fois plutôt que d'encoder un seul bit [7]. Ainsi, les codes RS sont très efficaces et constituent le meilleur moyen pour corriger plusieurs erreurs en peu de temps, ils ont un large éventail d'applications en communication numérique.

Un code RS est spécifié comme RS (n, k, t) avec L bits par symbole. Cela signifie que le codeur prend k symboles de données de L bits chacun et ajoute $2t$ symboles de parité pour construire un mot de code à n symboles.

Où: n est le nombre d'octets après le codage; k est le nombre d'octets de données avant l'encodage et t le nombre d'octets de données pouvant être corrigés.

Alors, le code RS peut corriger jusqu'à t symboles, où t peut être exprimé par :

$$t = (n-k) / 2.$$

Pour le décodage, l'algorithme Berlekamp-Massey est utilisé.

Dans [8], la concaténation du code RS et du code STBC a été analysée et a permis de conclure que cette combinaison avait un effet sur l'amélioration de la fiabilité du canal. Dans [9], cette combinaison a également été analysée et comparée à CC-STBC (convolutional coded-STBC) dans un système WIMAX.

Bibliographie

- [1] R. C. Bose and D. K. Ray-Chaudhuri, "On A Class Of Error Correcting Binary Group Codes," *Information and Control*, vol. 3, pp. 68–79, 1960.
- [2] Alexis Hocquenghem, "Codes Correcteurs D'erreurs," *Chiffres (Paris)*, vol. 2, pp. 147–156, 1959.
- [3] D. Costello and S. Lin, *Error Control Coding Fundamentals And Applications.*: printice hall, 2004.
- [4] Elwyn R. Berlekamp, *Algebraic Coding Theory.*: Mc-Graw Hill, 1968.
- [5] P.A Martin and D.P.Taylor, "High-Throughput Error Correcting Space-Time Block Codes," *International Symposium On Information Theory, ISIT 2004*.
- [6] R. Agarwal and M. K. Shukla, "SC-FDM-IDMA Scheme Employing BCH Coding," *International Journal Of Electrical and Computer Engineering (IJECE)*, vol. 7, no. 2, pp. 992-998, 2017.
- [7] A. Samridhi and J. Malhotra, "Investigation Channel Coding Technique," *International Journal Of Computer Applications*, vol. 115, no. 3, April 2015.
- [8] M. Lalame, K. Amis, and D. Leroux, "On The Use Of Reed-Solomon Codes In Space-Time Coding," *IEEE 2005 , 16th International Symposium On Personal , And Mobile Radio Communications*, vol. 4, July 2006.
- [9] A. Anou, M. Djebari, M. Mehdi, and M. Bensebti, "Diversity Techniques To Combat Fading In Wimax," *7th WSEAS Int. Conf. On Electronics, Hardware, Wireless And Optical Communications Cambridge, UK*, February 20-22, 2008.

Annexe B : Les codes convolutifs et les codes Turbo

I. Les codes convolutifs

Le code convolutif qui a été découvert par Elias en 1955 [1], est l'un des premiers codes FEC pratiques. C'est un cas particulier de codage du contrôle des erreurs, avec mémoire. Le terme convolutif vient de le fait qu'on peut écrire chacune des sorties comme produit de convolution entre l'entrée et la séquence génératrice du codeur correspondant.

Pour ces codes, chaque bloc de n éléments binaires en sortie dépend non seulement des k éléments binaires présents en entrée mais aussi des m blocs de k éléments binaires précédents. Les codes convolutifs sont généralement spécifiés par trois paramètres (n, k, m) ;

n = nombre de bits de sortie

k = nombre de bits d'entrée

m =nombre de registres.

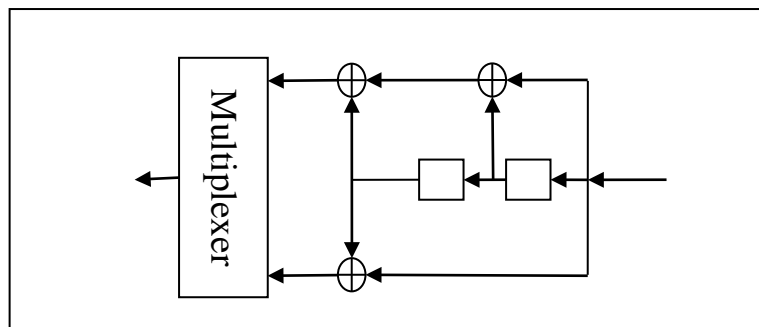


Figure 1 Encodeur convolutif.

Il peut être spécifié par un paramètre supplémentaire L (longueur de contrainte) $L = k(m-1)$. La figure 1 montre un exemple de codeur convolutif avec une entrée, deux sorties et deux registres à décalage. Chaque bit d'entrée est codé en m bits de sortie, les m bits de sortie sont produits par m additionneurs modulo- L en additionnant certains bits dans les registres de mémoire. La sélection des bits qui vont être ajoutés pour produire les bits de sortie est appelée

«le polynôme générateur (g)» pour ce bit de sortie, et les bits de sortie ne sont que la somme de ces bits. Le polynôme donne au code sa qualité unique de protection contre les erreurs.

L'algorithme de décodage du code convolutif est appelé algorithme de Viterbi, il a été créé par Viterbi en 1967 [2]. Un autre algorithme de décodage a également été créé par Bahl et al. appelé algorithme MAP [3] qui surpasse la VA en termes de BER. Dans [4], [5] et [6], la concaténation de STBC avec un code de convolution a été étudiée et, en conclusion, elles prouvent que la combinaison de STBC et de code de convolution peut améliorer l'efficacité de la transmission avec un algorithme de Viterbi modifié.

II. Turbo codes :

Le code turbo a été inventé par Berrou en 1993 [7]. Ce code est composé de deux codes convolutifs ou plus, connectés en série ou en parallèle avec des entrelaceurs pseudo aléatoires. Comme sur la figure 2, le turbo-code (de longueur de bloc K) est composé de deux codes de convolution systématiques récursifs, dans lesquels les bits d'information sont transmis au premier RSC et, une fois entrelacés, passent dans le deuxième codeur convolutif. Le mot de code résultant comprend les bits systématiques, $k(i)$, et deux flux de contrôle de parité, $r1(i)$, $r2(i)$, $i = 1, 2, \dots, K$.

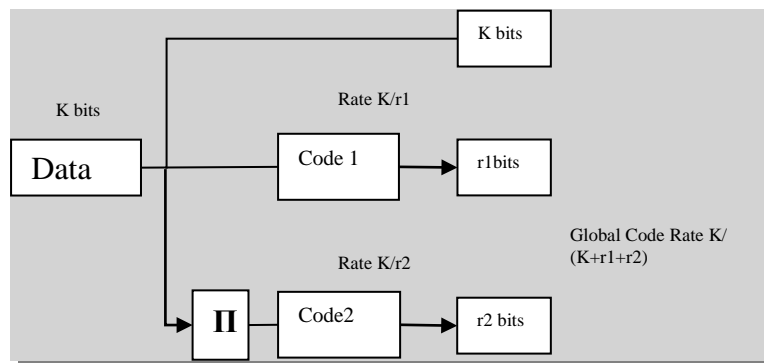


Figure 2 Structure d'un Turbo encodeur

Pour le turbo décodeur tel qu'il est montré ci-dessous à la figure 3, il est constitué de deux décodeurs concaténés, chacun fournissant des bits en sortie transmis en utilisant les données reçues et les informations fournies par l'autre décodeur, cette sortie est APP [3]. Les informations extrinsèques produites par l'autre décodeur sont utilisées pour évaluer l'APP à chaque itération. Le décodeur utilise deux algorithmes efficaces le BCJR présentés dans [3] et le décodeur sous-optimal présenté dans [7]. Plusieurs concaténations de turbo-codes avec STBC ont été étudiées et il est montré que ce schéma offre une bonne amélioration de la performance

en terme de BER, comme indiqué dans [8]. La figure 4 montre un résultat de simulation de turbo-codes avec OSTBC pour différents nombres d'itérations. On peut observer que l'utilisation du turbo-code seul peut produire des bonnes performances. Il suffit de 10 dB d' E_b/N_0 pour atteindre moins de 10^{-5} BER avec 6 itérations. On peut diminuer le BER encore plus en augmentant le nombre d'itérations, mais l'augmentation importante introduit un temps de retard rendant ce système impropre aux applications en temps réel.

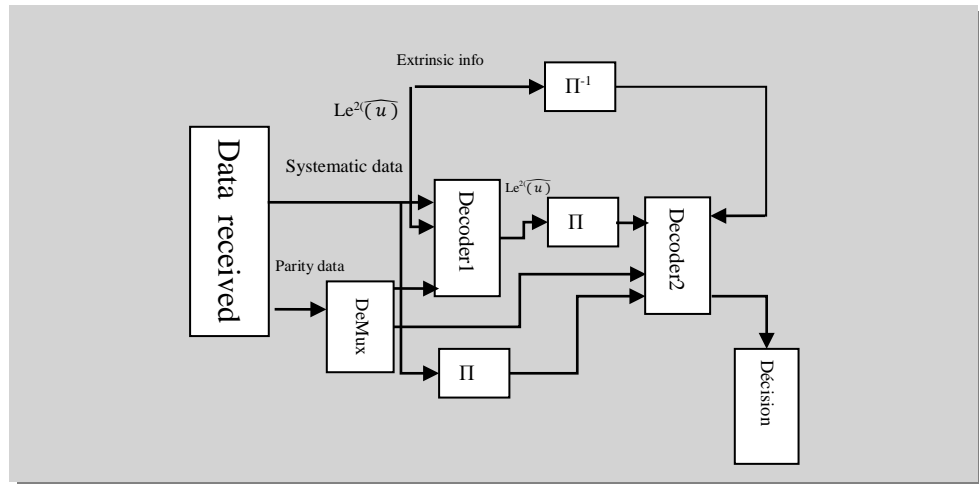


Figure 3 Structure d'un décodeur Turbo.

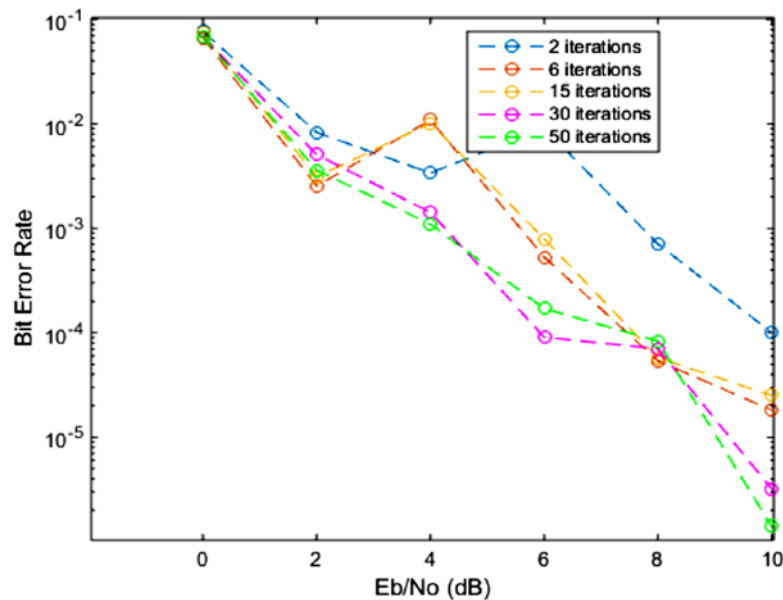


Figure 4 Performance des codes OSTBC-TURBO pour différents itérations.

Bibliographie

- [1] C. Langton, *Coding And Decoding With Convolutional Code.*, July 1999.
- [2] A. Viterbi, "Error Bounds For Convolutional Codes And An Asymptotically Optimum Decoding Algorithm," *IEEE Trans ,Information Theory* , vol. IT-13, pp. 260-269, Apr 1967.
- [3] L.R.Bahl, J. Cocke, F. Jelinek, and J. Raviv, "Optimal Decoding Of Linear Codes For Minimizing Symbol Error Rate," *IEEE, Trans Information Theory*, pp. 284-287, Mar 1974.
- [4] Y.J. Ko and J. I. Kim, "Serial Concatenation Of Space-Time And Recursive Convolutional Codes," *ETRI Journal*, vol. 25, April 2003.
- [5] L. A. Perișoară, ", "BER Analysis Of STBC Codes For MIMO Rayleigh Flat Fading Channels ," *Telfor Journa*, vol. 4, no. 2, 2012.
- [6] S. Hyun-Jun, K. Chul-Gyu, and C. H. Oh, "Performance Analysis Of STBC System Combined With Convolution Code Fot Improvement Of Transmission Reliability," *The Journal of Advanced Navigation Technology*, vol. 15, 2011.
- [7] C. Berrou and A. Glavieux, "Near shannon limit error-correcting coding and decoding: turbo-codes," *IEEE International Conference on Communications (ICC'93)*, vol. 2, pp. 1064–1070, 1993.
- [8] J.P.K. Chu and P.J. Mclane, "Serial Concatenation Of Stbc Or Dstbc With Convolutional Codes Or Turbo Codes For Space-Time Correlated Channels," in *Wireless Communication And Networking Conference , IEEE 2004*, 2004.

Travaux Scientifiques

Publication Parue :

* SOFI Naima, DEBBAT Fatima, BENDIMERAD Fethi Tarik, « Performance Improvement of MIMO-OSTBC System with BCH-TURBO Code In Rayleigh Fading Channel » Indonesian Journal of Electrical Engineering and Computer Science, Vol. 11, No. 3, September 2018, pp. 898~907.

Publication soumis :

* SOFI Naima, DEBBAT Fatima, BENDIMEARD Fethi Tarik « Hybrid Approach for Out Of band emission reduction » IJECE .

* SOFI Naima, DEBBAT Fatima, BENDIMEARD Fethi Tarik « Hybrid precoding Approachs for power leakage reduction in OFDM based systems » IRCAP.

Communications internationales :

* SOFI Naima, DEBBAT Fatima, BENDIMERAD Fethi Tarik, « Compromise between spectral efficiency and interference cancellation in OFDM system » IEEE, 2017 International Conference on Engineering & MIS (ICEMIS).

* N. Sofi, F. Debbat, and F. T. Bendimerad, "On the Out of Band Emission Reduction for Orthogonal Frequency Division Multiplexing Based Systems," in *Big Data and Smart Digital Environment*, Springer, Ed. Switzerland : Studies in Big Data, January 2019, p. 176~185.

Bibliographie Générale

Chapitre I

- [1] Y.Duroc, Contribution Au Developpement De Modeles Orientes Systeme Pour Les Antennes Des Communications Ultra Large Bande, avril 2007, thèse de Doctorat, Institut National Polytechnique de Grenoble.
- [2] J. A. Gutierrez, "Wireless Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications for Wireless Personal Area Networks (WPANs)," *IEEE Standard for Information Technology 802.15.4*, August 1, 2003.
- [3] J.A. Gutierrez et al., "IEEE 802.15.4: A Developing Standard for Low-Power, Low-Cost Wireless Personal Area Networks," *IEEE Network*, vol. 15, no. 05, pp. 12–19, Sept-Oct. 2001.
- [4] C.M.Roberts, "Radio frequency identification (RFID)," *Computers & Security*, vol. 25, no. 01, pp. 18-26, February 2006.
- [5] B. Putman, *WLAN Hands-On Analysis: Unleashing the Network Monitor for Troubleshooting and Optimization.*: AuthorHouse, December 2005.
- [6] S. Kumar, *Wireless Communications Fundamental & Advanced Concepts*. Denmark: Rivers Publishers, 2015.
- [7] D. Deng, K. Chen, and R. Cheng, "IEEE 802.11ax: Next generation wireless local area networks," in *10th International Conference on Heterogeneous Networking for Quality, Reliability, Security and Robustness*, Rhodes, Greece, Aug. 2014, pp. 77-82.
- [8] L. Korowajczuk, *LTE, WiMAX and WLAN Network Design, Optimization and Performance Analysis*, John Wiley & Sons 2011, Ed., août 2011.
- [9] K.Pahlavan and P. Krishnamurthy, *Networking Fundamentals: Wide, Local and Personal Area Communications*, John Wiley & Sons, Ed., 2009.
- [10] K.K. Du and M. N. S. Swamy, *Wireless Communication Systems: From RF Subsystems to 4G Enabling Technologies*. New York: Cambridge University press, 2010.
- [11] M. Sauter, *3G, 4G and Beyond: Bringing Networks, Devices and the Web Together.*: John Wiley & Sons, 2013.
- [12] M.M. da Silva and F.A. Monteiro, *MIMO Processing for 4G and Beyond: Fundamentals and Evolution*, Taylor and Francis group, Ed.: CRC Press, 2016.

- [13] V. W. S. Wong, R. Schober, D. W. Kwan-Ng, and L. C. Wang, *Key Technologies for 5G Wireless Systems*, Cambridge University Press, Ed., 2017.
- [14] T. S. Rappaport et al., "Overview of Millimeter Wave Communications for Fifth-Generation (5G) Wireless Networks—With a Focus on Propagation Models," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 65, no. 12, pp. 6213 - 6230, Dec. 2017.
- [15] K. Van-Dam, S. Pitchers, and M. Barnard, "Body area networks: Towards a wearable future," in *WWRF kick off meeting*, munich, 2001.
- [16] A. Milenkovic, C. Sanders, and E. Jovanov, C. Otto, "System architecture of a wireless body area sensor network for ubiquitous health monitoring," *Journal of Mobile Multimedia*, vol. 01, no. 04, pp. 307-326, 2006.
- [17] M. Li and M. Zhuang, "An Overview of Physical Layers on Wireless Body Area Network," in *Anti-counterfeiting, Security, and Identification*, Taipei, aout 2012, pp. 1-5.
- [18] "IEEE Standard for Local and metropolitan area networks - Part 15.6: Wireless Body Area Networks," *IEEE Std 802.15.6-2012*, vol. 1-271, février 2012.
- [19] J. A. Ruiz, J. Xu, and S. Shimamoto, "Propagation characteristics of intra-body communications for body area networks," *Proceedings of the 3rd IEEE Consumer Communications and Networking Conference (CCNC '06)*, vol. 01, pp. 509–513, January 2006.
- [20] B.Latré, B.Braem, I. Moerman, C. Blondia, and P. Demeester, "A Survey on Wireless Body Area Networks," *Journal of Medical Systems*, vol. 17, no. 1, pp. 1-18, January 2011.
- [21] J. D. Gibson, *The Communication Handbook*. 2 nd edition: CRC Press LLC , 2002.
- [22] V. LeNir, "Étude et optimisation des systèmes multi-antennes associés à des modulations multiporteuses," Rennes, INSA, thèse de Doctorat, NOVEMBRE 2004.
- [23] L.C. GODARA, *Handbook of Antennas in Wireless Communications*. United States: CRC Press, 2002.
- [24] J.P. Linnartz and G. Fettweis N. Yee, "Multicarrier cdma in indoor wireless radio networks," in *In IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications*, JAPAN, September 1993, pp. 109–113.
- [25] S. Hara and R. Prasad, "Ds-cdma, mc-cdma and mt-cdma for mobile multimedia communications," *In IEEE Vehicular Technology Conference, VTC. Atlanta, USA*, pp. 1106–1110, April 1996.
- [26] F. Luo and C. Zhang, *Signal Processing for 5G: Algorithms and Implementations*, John Wiley & Sons, Ed. UK, oct. 2016.
- [27] M. Jankiraman, *Space-time Codes and MIMO systems.*: Artech House , 2004.
- [28] C.P. Narayan, *Antennas and Propagation.*: Technical Publications Pune, 2007.

- [29] T. S. Rappaport, *Wireless communications: principles and practice.*: Prentice Hall PTR, 2002.
- [30] S. R. Saunders and A. Aragon, *Antennas and Propagation for Wireless communication system.*: Wiley & Sons, 2 ed., May 2007.
- [31] R.B. Ertel and P. Cardieri, "Overview of Spatial Channel Models for Antenna Array Communication Systems", *IEEE Personal Communications.*, February 1998.
- [32] J. Bocuzzi, *Signal processing for Wireless Communications.* USA: McGraw-Hill, 2008.
- [33] A. CHOUMANE, Synthèse d'un canal de propagation par système multi-antennes pour la caractérisation de terminaux mobiles à diversité, juin 2011, Thèse de doctorat, Université de Limoges.
- [34] A. Hüseyin, *Cognitive Radio, Software Defined Radio, and Adaptive Wireless Systems (Signals and Communication Technology).* Dordrecht, Netherlands: Springer Netherlands, 2007.
- [35] H. Jafarkhani, "Space-Time coding : theory and practice," 2005.
- [36] K. D. Wong, *FUNDAMENTALS OF Wireless communication Engineering Technologies.* New Jersey.: John Wiley & Sons, 2012.
- [37] H. Hashemi, "The Indoor Radio Propagation Channel," *Proceedings of the IEEE*, vol. 81, no. 7, pp. 943–968, Juillet 1993.
- [38] M. Nakagami, "The m-Distribution- a general formula of intensity distribution of rapid fading, reprint from Statistical Methods of Radio wave Propagation," *Pergamon Press*, 1960.
- [39] Y.S. Cho, J. Kim, W.Y. Yang, and C.G. Kang, *MIMO OFDM WIRELESS COMMUNICATIONS WITH MATLAB.*: John Wiley & Sons (Asia), 2010.

Chapitre II

- [1] G. J. Foschini and M. J. Gans, "On limits of wireless communications in a fading environment," *Wireless Personal Communications*, vol. 6, no. 3, pp. 311–335, 1998.
- [2] L.C. GODARA, *HANDBOOK of antenna in wireless communications.* Boca Raton London New York Washington, D.C.: CRC Press, 2002.
- [3] B. Vucetic and J. Yuan, *Space-Time Coding*, Wiley-Blackwell, Ed.: Wiley, 2003.
- [4] F. Kaltenberger and S. Yang, "MIMO-algorithms for wireless LAN," *Wireless Congress*, november, 2005.
- [5] B. Sklar, *Digital Communications - Fundamentals and Applications.* Upper Saddle River, New Jersey: Prentice-Hall PTR, 2001.
- [6] L. COLLIN, "Optimisation de systèmes multi antennes basée sur la distance minimale," Brest, thèse de Doctorat, 17 décembre 2002.

- [7] Y.S. Cho, J. Kim, W.Y. Yang, and C.G. Kang, *MIMO-OFDM wireless communications with matlab*. ASIA: wiley, 2010.
- [8] I.E. Telatar, "Capacity of multi-antenna Gaussian channels," *Eur. Trans. Telecom*, vol. 10, no. 6, Dec. 1999.
- [9] D.S. Shiu, J. Foschini, J. Gans, and J.M Kahn, "Fading correlation and its effect on the capacity of multielement antenna system," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 48, no. 502, 2000.
- [10] G. Tsoulos, *MIMO system technology for wireless communications*. Boca Raton , London, New York: Taylor & Francis Group, 2006.
- [11] A. Paulraj, R. Nabar, and D. Gore, *Introduction to Space-Time Wireless Communications*. Cambridge: Cambridge University Press, May 29, 2003.
- [12] S.M. Alamouti, "A simple transmit diversity technique for wireless communications ," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 16, no. 8, pp. 1451–1458, October 1998.
- [13] V. Tarok, H. Jafarkhami, and A.R. Calderbank, "Space-time block codes from orthogonal designs," *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 45, no. 5, pp. 1456–1467, July 1999.
- [14] V. Tarok, H. Jafarkhami, and A.R. Calderbank, "Space-time block codes for wireless communications: performance results," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 17, no. 3, pp. 451–460, March 1999.
- [15] G. Ganesan and P. Stoica, "Space-time block codes: a maximum SNR approach ," *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 47, May 2001.
- [16] O. Tirkkonen and A. Hottinen, "Square-matrix embeddable space-time block codes for complex signal constellations," *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 48, no. 2, pp. 384–395, February 2002.
- [17] X. Yu, D. Xu, and G. Bi, "Full-Rate Complex Orthogonal Space-Time Block Code for Multiple Antennas," *Wireless Personal Communications*, vol. 40(1), pp. 81–89, January 2007.
- [18] T. SAIDI, "Architectures matérielles pour la technologie W-CDMA étendue aux systèmes multi-antennes," UNIVERSITÉ DE RENNES, thèse de doctorat juillet 2008.
- [19] S. Sandhu and A. Paulraj, "Space-time block codes: a capacity perspective," *IEEE communications letter*, vol. 4, pp. 384-386, Dec. 2000.
- [20] H. Jafarkhani, "A quasi-orthogonal space-time block code," *IEEE Trans. on communications*, vol. 49, pp. 1-4, Jan. 2001.
- [21] O. Tirkkonen, A. Boariu, and A. Hottinen, "Minimal non-orthogonality rate 2 space time block code for 3+ tx antennas," *IEEE ISSSTA 2000*, vol. 2, pp. 429-432.
- [22] C. B. Papadias and G. J. Foschini, "Capacity-approaching space-time codes for systems employing four transmitter antennas," *IEEE Trans. on Informution Theory*, vol. 49, pp. 726-733, Mar. 2003.

- [23] C. Yuen, G.Y. L. uan, and T.T Tjhung, *Quasi-Orthogonal Space time block code*, Prof. A. Manikas & Prof. A. G. Constantinides, Ed.: Communications and Signal Processing, 2007.
- [24] K.O.O. Anoh et al., "Performance Evaluation of Spatial Modulation and QOSTBC for MIMO Systems," *EAI Endorsed Transactions on MCA*, vol. 2, no. 6, 2014.
- [25] Y. Wang, J. Wang, Z. Lua, and X. Liub, "Performance improvement of QO-STBC over time-selective channel for wireless network," *Journal of Network and Computer Applications*, vol. 36, no. 3, pp. 1018-1026, May 2013.
- [26] U. Park, S. Kim, K. Lim, and J. Li, "A novel QO-STBC scheme with linear decoding for three and four transmit antennas," *IEEE Communications Letters*, vol. 12, no. 12, pp. 868-870, December 2008.
- [27] V. Tarok, N. Seshadri, and A.R. Calderbank, "Space-time codes for high data rate wireless communication: performance criterion and code construction ," *IEEE Transaction on Information Theory*, vol. 44, pp. 744–765, March 1998.
- [28] D. Aktas, H.E.Gamal, and M.P Fitz, "towards optimal space time coding ," *proceeding of asilomar conference on signals, systems and computers*, vol. 2, pp. 1137-1141, november 2002.
- [29] G.J. Foschini, "Layered Space-Time Architecture for Wireless Communication in a Fading Environment When Using Multiple Antennas," *Bell Labs Technical Journal*, vol. 1, no. 2, pp. 41–59, Autumn 1996.
- [30] P.W.Wolniansky, G.J. Foschini, G.D. Golden, and R.A.Valenzuela, "V-Blast: un architecture for realizing very high data rates over rich-scattering wireless channel.," *international Symposium on Signals, systems, and Electronics*, pp. 295-300, september 1998.
- [31] G. D. Golden, G. J. Foschini, R. A. Valenzuela, and P. W. Wolniansky., "Detection algorithm and initial laboratory result using V-BLAST space-time communication architecture," *Electron. Lett*, vol. 35, pp. 14–15, 1999.
- [32] G. J. Foschini, G. D. Golden, and R. A. Valenzuela. P. W. Wolniansky, "V-BLAST : An Architecture for Realizing Very High Data Rates Over the Rich-Scattering Wireless Channel," *In ISSSE-98, Pisa, Italy*, Sept. 29 1998.
- [33] J Kim, "Computationally efficient signal detection method for next generation mobile communications using multiple antennas," *SK Telecommun. Review*, vol. 17, pp. 183–191., 2007.
- [34] E. Viterbo and J. Boutros, "A Universal Lattice Code Decoder for Fading Channels," *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 45, pp. 1639–1642, July 1999.
- [35] V.R. Rentapalli and Z.D. Khan, "MIMO and Smart antenna for 3G and 4G," *Springer, information technology and mobile communications*, vol. 147, pp. 493-498, 2011.
- [36] M.M. da-Silva and F. A. Monteiro, *MIMO processing for 4G and beyond.*: Taylor and Franciss Group, 2014.

Chapitre III :

- [1] H. Sampath, S. Talwar, J. Tellado, V. Erceg, and A. Paulraj, "A fourth-generation MIMO-OFDM broadband wireless system: design, performance, and field trial results," *IEEE Communications Magazine*, vol. 40, pp. 143 - 149, November 2002.
- [2] D. Girdhar and Y. Juneja, "Analysis of Channel Capacity & PAPR in MIMO-OFDM System," *International Journal of Innovative Research in Computer and Communication Engineering*, vol. 3, pp. 5814-5819, June 2015.
- [3] L. R. Krushnarao and S. Akhila, "Performance Analysis of MIMO OFDM Systems for Wireless Communication using Adaptive Modulation Technique," *International Journal of Science and Research (IJSR)*, vol. 5, no. 8, August 2016.
- [4] S. Bhawna, "Study of Channel Estimation of MIMO-OFDM System," *International Journal of All Research Education and Scientific Methods (IJARESM)*, vol. 3, no. 4, April 2015.
- [5] A. Ajibade, O. Folorunso, and O.O. Adedayo, "Channel Estimation In MIMO -OFDM Wireless Communication Systems," *International Journal of Advancements in Research & Technology*, vol. 5, June-2016.
- [6] P. Vidyullatha, R. Chandrasekhar, K. R. Babu, and B. A. Kumar, "Performance Analysis of PAPR in STBC MIMO-OFDM System under Different Modulation Schemes," *International Journal of Advanced Research in Electrical, Electronics and Instrumentation Engineering*, vol. 5, no. 1, pp. 551-558, January 2016.
- [7] J.A.C. Bingham, "Multi-carrier modulation for data transmission: an idea whose time has come," *IEEE Commun*, vol. 28, pp. 17–25, 1990.
- [8] Y. Li and G. L. Stuber, *Orthogonal Frequency Division Multiplexing for Wireless Communications.*: Springer, 2006.
- [9] M. Ergen, "Principles of OFDM," *Mobile Broadband, Springer, Boston, MA* , pp. 109-175, January 2008.
- [10] W. Akmouche, "Etude et caractérisation des modulations multiporteuses OFDM," Université de Bretagne Occidentale, thèse de Doctorat , October 2000.
- [11] Y. S. Cho, J. Kim, W.Y. Yang, and C. G. Kang., *MIMO-OFDM Wireless Communication With Matlab*. Asia: John Wiley & Sons, 2010.
- [12] A. Skrzypczak, "Contribution à l'étude des modulations multiporteuses OFDM / OQAM et OFDM suréchantillonnées," Rennes 1 , Thèse de doctorat en Traitement du signal et télécommunications. 2007.
- [13] B. Lu and X. Wang, "Space-time code design in OFDM systems ," *IEEE GLOBECOM'00*, pp. 1000–1004, Nov. 2000,.
- [14] V. Tarokh, A. Naguib, N. Seshadri, and A. R. Calderbank, "Space-time codes for high data rate

- wireless communication: Performance criteria in the presence of channel estimation errors, mobility, and multiple paths," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 47, no. 2, pp. 199–207, Feb 1999.
- [15] B. Bellalta, L. Bononi, R. Bruno, and A. Kassler, "Next generation IEEE 802.11 Wireless Local Area Networks: Current status, future directions and open challenges," *Computer Communications*, vol. 75, pp. 1-25, February 2016.
- [16] D. Agrawal, V. Tarokh, A. Naguib, and N. Seshadri, "Space-time coded OFDM for high data rate wireless communication over wide-band channels", *IEEE VTC'98*, pp. 2232–2236, May 1998.
- [17] B. Vucetic and J. Yuan, *Space-Time Coding*. England: John Wiley & Sons, January 2003.
- [18] H. BÖLCSKEI, D. GESBERT, and A. J. PAULRAJ., "On the Capacity of OFDM-based Spatial Multiplexing systems," *In IEEE Transactions on Communications*, vol. 50, pp. 225–234, February 2002.
- [19] H. BÖLCSKEI, R. W. HEATH Jr, and A. J. PAULRAJ, "Blind Channel Identification and Equalization in OFDM-Based Multi-Antenna Systems," *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 50, no. 1, pp. 96 - 109, Jan 2002.
- [20] T-L. TUNG and K. YAO, "Channel Estimation and Optimal Power Allocation for a Multiple-Antenna OFDM system," *EURASIP journal on Applied Signal Processing*, vol. 3, pp. 330–339, March 2002.
- [21] S. FEROUANI, "Traitement d'Antennes Adaptatives pour l'Optimisation des Performances des Systèmes MIMO-OFDM dans les Réseaux de Télécommunications Sans Fil," Université de tlemcen, thèse de Doctorat, 2014.
- [22] L. Collin, "Optimisation de systèmes multi-antennes basée sur la distance minimale," l'Université de Bretagne Occidentale, thèse de Doctorat 2002.

Chapitre VI :

- [1] C.E. Shannon, "A Mathematical Theory of Communication," *Bell System Technical journal*, vol. 27, pp. 379-423 et 623-656, July 1948.
- [2] R. W. HAMMING, "Error detecting and error correcting codes," *Bell System technical journal*, vol. 29, no. 2, pp. 147-160, 1950.
- [3] P. Sweeney, *Error control coding: from theory to practice*. New York: Wiley, (2004).
- [4] B. Sklar, *Digital communications: fundamentals and applications.*: Prentice-Hall, (1988).
- [5] C. Berrou and A. Glavieux, "Near shannon limit error-correcting coding and decoding: turbo-codes," *IEEE International Conference on Communications (ICC'93)*, vol. 2, pp. 1064–1070, 1993.
- [6] G. D. Forney, *Concatenated Codes.*: MIT Press, 1966.
- [7] TH. Liew and L. Hanzo, "Space-time codes and concatenated channel codes for wireless

- communications.," *Proceedings of the IEEE*, vol. 90, no. 2, pp. 187–219, 2002.
- [8] M.P. Fitz Y. Liu and O. Y. Takeshita, "Full-rate space-time turbo codes.," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 19, no. 5, pp. 969–980, 2001.
- [9] A. Stefanov and TM. Duman, "Turbo coded modulation for systems with transmit and receive antenna diversity over block fading channels," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 19, no. 5, pp. 958–968., 2001.
- [10] Alaa Eldin.S.hassan, Moawad Dessouky, Atef Abou Elazm, and Mona Shokair, "Evaluation Of Complexity Versus Performance For Turbo Code And LDPC Under Different Code Rates," *SPACOMM 2012*.
- [11] O.Y. Takeshita, O.M. Collins, P.C. Massey, and D.J. Costello, "On The Frame Error Rate Of Concatenated Turbo Codes," *IEEE TRANSACTIONS ON COMMUNICATIONS*, vol. 49, no. 4, 2001.
- [12] J. D. Andersen, "Turbo Codes Extended With Outer Bch Code," Turbo Codes Extended With Outer Bch Code," *Electronics Letters*, vol. 32, pp. 259-260, Oct 1996.
- [13] N.SOFI, F. DEBBAT, and F.T. BENDIMERAD, "Performance Improvement of MIMO-OSTBC System with BCH-TURBO Code In Rayleigh Fading Channel," *Indonesian Journal of Electrical Engineering and Computer Science*, vol. 11, no. 03, p. 898~907, September 2018.
- [14] M. Mohamad, R. Nilsson, and J. van de Beek, "An analysis of out-of-band emission and in-band interference for precoded and classical OFDM systems," *Proceedings of 21th European Wireless Conference*;, 2015.
- [15] M. Schellmann et al., "FBMC-based air interface for 5G mobile: Challenges and proposed solutions," *9th International Conference on Cognitive Radio Oriented Wireless Networks and Communications (CROWNCOM)*, 2014, <http://eudl.eu/doi/10.4108/icst.crowncom.2014.255708>.
- [16] Z. You, J. Fang, and I-T. Lu, "Combination of spectral and SVD precodings for out-of-band leakage suppression," *Systems, Applications and Technology Conference (LISAT), 2013 IEEE Long Island*, 2013, doi.org/10.1109/LISAT.2013.6578238.
- [17] Z. You, J. Fang, and I-T. Lu, "Hybrid Combination of N-Continuous and Null-Space Precoding for Out-of-Band Emission Suppression," *2013 IEEE Military Communications Conference*, 10 February 2013.
- [18] Mohammad Javad Abdoli, Ming Jia, and Jianglei Ma, "Filtered OFDM: A new waveform for future wireless systems," *IEEE 16th International Workshop on Signal Processing Advances in Wireless Communications (SPAWC)*, pp. 66-70, 2015.
- [19] J. van deBeek and F. Berggren, "N-continuous OFDM," *IEEE Communications Letters*, vol. 13, no. 1, January 2009.
- [20] S. Brandes, I. Cosovic, and M. Schnell, "Reduction of out-of-band radiation in OFDM systems by insertion of cancellation carriers," *IEEE Communications Letters*, vol. 10, no. 6, June 2006.

- [21] M. Ma, X.J. Huang, B.L. Jiao, and Y.J. Guo, "Optimal Orthogonal Precoding for Power Leakage Suppression in Dft-Based Systems," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 59, no. 3, pp. 844-853, 2011.
- [22] J. van de Beek, "Sculpting the Multicarrier Spectrum: A Novel Projection Precoder," *IEEE Communications Letters*, vol. 13, no. 12, pp. 881-883, 2009.
- [23] J. Van DeBeek, "Orthogonal Multiplexing in a subspace of Frequency Well-Localized Signals," *IEEE Communications Letters*, vol. 14, no. 10, pp. 882-884, October 2010.
- [24] J. van de Beek and F. Berggren, "EVM-constrained OFDM precoding for reduction of out-of-band emission," *Vehicular Technology Conference (VTC 2009-Fall), 2009 IEEE 70th*, pp. 1-5, IEEE, 2009.
- [25] L. Pan, J. Ye, and X. Yuan, "Spectral Precoding for Out-of-band Power Reduction under Condition Number Constraint in OFDM-Based System," *Wireless Personal Communications, Springer*, vol. 95, no. 2, pp. 1677–1691, July 2017.
- [26] N. Sofi, F. Debbat, and F. T. Bendimerad, "On the Out of Band Emission Reduction for Orthogonal Frequency Division Multiplexing Based Systems," in *Big Data and Smart Digital Environment*, Springer, Ed. Switzerland : Studies in Big Data, January 2019, p. 176~185.

Annexe A

- [1] R. C. Bose and D. K. Ray-Chaudhuri, "On A Class Of Error Correcting Binary Group Codes," *Information and Control*, vol. 3, pp. 68–79, 1960.
- [2] Alexis Hocquenghem, "Codes Correcteurs D'erreurs," *Chiffres (Paris)*, vol. 2, pp. 147–156, 1959.
- [3] D. Costello and S. Lin, *Error Control Coding Fundamentals And Applications.*: printice hall, 2004.
- [4] Elwyn R. Berlekamp, *Algebraic Coding Theory.*: Mc-Graw Hill, 1968.
- [5] P.A Martin and D.P. Taylor, "High-Throughput Error Correcting Space-Time Block Codes," *International Symposium On Information Theory, ISIT 2004*.
- [6] R. Agarwal and M. K. Shukla, "SC-FDM-IDMA Scheme Employing BCH Coding," *International Journal Of Electrical and Computer Engineering (IJECE)*, vol. 7, no. 2, pp. 992-998, 2017.
- [7] A. Samridhi and J. Malhotra, "Investigation Channel Coding Technique," *International Journal Of Computer Applications*, vol. 115, no. 3, April 2015.
- [8] M. Lalame, K. Amis, and D. Leroux, "On The Use Of Reed-Solomon Codes In Space-Time Coding," *IEEE 2005 , 16th International Symposium On Personal , And Mobile Radio Communications*, vol. 4, July 2006.
- [9] A. Anou, M. Djebbari, M. Mehdi, and M. Bensebti, "Diversity Techniques To Combat Fading In Wimax," *7th WSEAS Int. Conf. On Electronics, Hardware, Wireless And Optical Communications*

Cambridge, UK, February 20-22, 2008.

Annexe B

- [1] C. Langton, *Coding And Decoding With Convolutional Code.*, July 1999.
- [2] A. Viterbi, "Error Bounds For Convolutional Codes And An Asymptotically Optimum Decoding Algorithm," *IEEE Trans ,Information Theory* , vol. IT-13, pp. 260-269, Apr 1967.
- [3] L.R.Bahl, J. Cocke, F. Jelinek, and J. Raviv, "Optimal Decoding Of Linear Codes For Minimizing Symbol Error Rate," *IEEE, Trans Information Theory*, pp. 284-287, Mar 1974.
- [4] Y.J. Ko and J. I. Kim, "Serial Concatenation Of Space-Time And Recursive Convolutional Codes," *ETRI Journal*, vol. 25, April 2003.
- [5] L. A. Perișoară, ", "BER Analysis Of STBC Codes For MIMO Rayleigh Flat Fading Channels ," *Telfor Journa*, vol. 4, no. 2, 2012.
- [6] S. Hyun-Jun, K. Chul-Gyu, and C. H. Oh, "Performance Analysis Of STBC System Combined With Convolution Code Fot Improvement Of Transmission Reliability," *The Journal of Advanced Navigation Technology*, vol. 15, 2011.
- [7] C. Berrou and A. Glavieux, "Near shannon limit error-correcting coding and decoding: turbo-codes," *IEEE International Conference on Communications (ICC'93)*, vol. 2, pp. 1064–1070, 1993.
- [8] J.P.K. Chu and P.J. Mclane, "Serial Concatenation Of Stbc Or Dstbc With Convolutional Codes Or Turbo Codes For Space-Time Correlated Channels," in *Wireless Communication And Networking Conference , IEEE 2004*, 2004.

Résumé : Les communications sans fil sont devenues une partie intégrante de notre vie quotidienne. En plus, l'immense augmentation de la demande pour des hauts débits et une meilleure fiabilité de transmission devient une source d'opportunités, mais pose pareillement des nouveaux challenges technologiques pour les chercheurs. L'avènement des technologies MIMO (Multi-Input Multi-Output) et OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) et leur combinaison a constitué le fondement de tous les réseaux sans fil des dernières générations grâce à ses avantages démontrés par nombreux travaux tels que la robustesse sur des canaux non corrélés pour le MIMO et la robustesse sur des canaux sélectifs en fréquence pour l'OFDM. En raison des limitations accompagnant cette évolution technologique, telle que les limitations des ressources radio et les limitations posées par la nature du milieu de propagation, cette thèse porte sur l'étude des codes correcteurs d'erreurs et leurs effets sur les systèmes MIMO dans un premier temps, et l'étude de la réduction des émissions hors bande pour l'OFDM qui peuvent causer une utilisation inefficace des ressources radio. L'objectif principal de ce travail est la proposition des nouvelles techniques basée sur la combinaison et l'optimisation des techniques existant pour surpasser ces limitations et pour améliorer les systèmes de communication MIMO-OFDM.

Mots clés : MIMO, OFDM, FEC, OOBE, Pré-codage, SVD, Optimisation.

Abstract : Wireless communications became an integral part of our every day life. As well as the immense increase of the demand for broadbands and better transmission, reliability becomes a source of opportunities, but put in the same time new technological challenges for researchers. The success of the two technologies MIMO and OFDM and their combination, established the foundation of all the wireless networks of the last generations, thanks to its demonstrated advantages with numerous works such as the robustness on non correlated channels with MIMO technologie and the robutness against frequency selective channel with OFDM. Because of the limitations accompanying this technological evolution, such as radio ressources limitations and the limitations put by the propagation medium nature, the work of this thesis focuses on the study of some forward error correction codes and their effect on MIMO technologie. On the other hand, it focuses on the study of the OOB emission reduction in OFDM, wich can cause ineffective use of the radio ressources. The main objective of this work is the proposal of new techniques based on combination and optimization of existing techniques to surpass these limitations and to improve the quality and the performance of MIMO-OFDM systems.

Keywords : MIMO, OFDM, FEC, OOBE, Precoding, SVD, Optimization.

ملخص: أصبحت الاتصالات السلكية واللاسلكية جزءا لا يتجزأ من حياتنا اليومية. كما أن الطلب المتزايد على تحسين موثوقية النقل و على تدفق أعلى للمعلومات ، كانت مصدرا لفرص جديدة وفي نفس الوقت خلقت تحديات تكنولوجية جديدة. إن ظهور تكنولوجيات ال MIMO (متعدد المداخل متعدد المخارج) و ال OFDM (مضاعفة الانقسام الترددي المتعامد) والتقنيات الجامعة بينهما كون الأساس لجميع الشبكات اللاسلكية في الأجيال الماضية والحالية والأجيال القادمة بفضل المزايا التي اقترحتها وأظهرتها العديد من الأبحاث مثل سلامة وقوة الاتصال عبر القنوات الغير مترابطة في الفضاء باستخدام الMIMO و كذلك سلامة وقوة الاتصال عبر قنوات تتميز بانتقائية الترددات بفضل تقنية ال OFDM. وبسبب القيود المرافقة لهذه التطورات مثل محدودية موارد الراديو وكذلك القيود التي وضعتها طبيعة وسط الانتشار، تركز هذه الأطروحة على دراسة قدرة رموز التصحيح وأثرها على نظام ال MIMO و على دراسة تقليص الانبعاث خارج نطاق الترددات في نظام ال OFDM التي يمكن أن تتسبب في عدم كفاءة النظام وكذلك عدم الاستغلال الأمثل للموارد. الهدف الرئيس من هذه الأطروحة هو اقتراح أساليب جديدة تقوم على الجمع والاستغلال الأمثل للتقنيات الحالية لتجاوز القيود الموجودة ولتحسين كفاءة النظام.

الكلمات الدلالية: MIMO، OFDM، FEC، الانبعاث خارج نطاق مجال الترددات (OOBE)، التشفير القبلي (Precoding)، SVD، التحسين (Optimization).