

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR
ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE



UNIVERSITE ABOU BAKR BELKAID - TLEMEN
FACULTE DE TECHNOLOGIE
DEPARTEMENT DE TELECOMMUNICATION
LABORATOIRE DE TELECOMMUNICATIONS DE TLEMEN LTT

MEMOIRE

Pour l'obtention du

DIPLOME DE MASTER

EN

RESEAUX ET SYSTEMES DE TELECOMMUNICATIONS

Présenté par :

Mlle GHORZI Sihem

Mlle FEKIH Meryem

THEME

**Conception d'un système de communication sans fils multi
porteuse et multi accès et application à la 4G**

Soutenu en juin 2015 devant le jury :

Président : Mr. MARIAH Sidi Mouhamed Professeur à l'université de Tlemcen

Examineur : Mr. MERAD Lotfi MC à l'université de Tlemcen

Encadreur: Mr. BENDIMERAD Fethi Tarik Professeur à l'université de Tlemcen
Mr. BENYAROU Mourad MC à l'université de Khemis Miliana

Année universitaire : 2014 - 2015

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ

Remerciements

Nous tenons particulièrement à remercier le dieu le tout puissant.

Nous adressons nos remerciements à nos encadreurs :

Mr BENDIMERAD Fethi Tarik professeur à l'université de Tlemcen et Mr BENYAROU Mourad Maître de conférence à l'université de khemis Miliana de nous avoir accueillis dans ce mémoire pour son aide les précieux conseils ses encouragements et sa présence au long de ce travail.

Nous tenons à remercier chaleureusement les membres du jury : Mr MERIAH Sidi Mouhamed professeur à l'université de Tlemcen et Mr MERAD Lotfi maître de conférences à l'école préparatoire de Tlemcen pour nous avoir accordé une partie de leur temps.

Nous profitons de cette opportunité pour exprimer notre gratitude à tous les enseignants qui ont contribué par leur collaboration disponibilité et sympathie notre formation, nous exprimons notre reconnaissance à tous les doctorants avec qui nous avons pu bénéficier de leur aide.

*Nous tenons à remercier nos familles de nous avoir soutenu, nous ne serons jamais assez reconnaissants envers nos parents qui ont toujours tout mis en œuvre pour qu'on s'épanouisse dans tout ce qu'on entreprend.
Enfin, à toutes les personnes ayant contribué de près ou loin à l'accomplissement de ce travail.*

Dédicace

C'est avec la faveur et l'aide de Dieu que nous avons réussi à réaliser ce travail que je dédie:

*À l'homme de ma vie, mon exemple éternel, mon soutien moral et source de joie et de bonheur, celui qui s'est toujours sacrifié pour me voir réussir, que dieu te garde dans son vaste paradis, à toi **mon père***

À la lumière de mes jours, la source de mes efforts, la flamme de mon cœur, ma vie et mon bonheur ;

***maman** que j'adore*

*À ma charmante famille : mes frères; **Mohammed** et **Yousouf** ainsi mes sœurs; **Zhor** et **Amina**,*

*ma tante **Houaria**, à ma belle-sœur **Ghaniya** et notre ange **Aya***

*À ma grand-mère pour ses invocations, à mon oncle **Abdelkader** et ma tante **Fatiha**.*

*À ma sœur **Yasmina** et tous mes amis que je n'oublierai jamais, avec qui j'ai vécu mes années d'études, en tous moments de peine comme de tristesse: **Imene**, **Insaf**, **Khadija**, **Hanane**, **Hera**,*

***Fatima**, **Khadija**, **Téma ben** et **Téma tlm**...*

À tous qui m'aiment et qui m'ont aidé dans ce travail

Sihem

Dédicaces

Je dédie ce modeste travail à toute personne que j'aime :

A mes chers parents ,

*A Toute Ma famille en particulier mes petit Nouvo et mes
petites nièces,*

A tous Mes ami(e)s en particulier amina, meryem, fethi et fatima.

A Toutes les personnes qui me connaissent de près ou de loin ,

FEKIH

MERYEM

Résumé

Les systèmes de communication numériques sont à la base de tous les systèmes de communications actuels, ils sont même à la base des technologies avancées telles que la télévision numérique, l'ordinateur, le téléphone mobile, la communication par satellite, ... Dans ce contexte, ce projet destiné à concevoir une chaîne complète de communication numérique sans fil, allant de la source au destinataire en passant par le canal de transmission qui est l'espace libre et en suivant des hypothèses que nous fixons à l'avance. Des simulations de conception seront réalisées avec comme application les données d'un système de communications sans fil de quatrième génération.

Mots clés: communications numériques, simulation, multi-porteuse, multi-antenne, multi-accès, multi-utilisateurs, 4G.

Abstract

Digital communication systems are the basis of all current communications systems, they are even the basis of advanced technologies such as digital television, computer, mobile phone, satellite communication ... In this context, this project to design a chain complète wireless digital communications, from the source to the receiver via the transmission channel is free space and following assumptions we set in advance. Design simulations will be carried out as an application with data from a fourth generation wireless communications system.

Keywords: digital communication, simulation, multi-carrier, multi-antenna, multi-access, multi-user, 4G.

ملخص

نظم الاتصالات الرقمية هي أساس جميع أنظمة الاتصالات الجارية، فهي أساس التكنولوجيات المتقدمة مثل التلفزيون الرقمي، الكمبيوتر، الهاتف المحمول، والاتصالات عبر الأقمار الصناعية... وفي هذا السياق، هذا المشروع لتصميم كاملة سلسلة الاتصالات اللاسلكية الرقمية، من المصدر إلى المتلقي عبر قناة الإرسال هو المساحة الحرة والافتراضات التالية التي وضعناها مسبقاً. وسيتم تنفيذ عمليات المحاكاة تصميمًا كتطبيق مع البيانات من نظام الاتصالات اللاسلكية من الجيل الرابع.

الكلمات الرئيسية: الاتصالات الرقمية، محاكاة، متعددة الناقل، متعدد الهوائيات، الوصول المتعدد، متعدد المستخدمين، الجيل الرابع.

Table des matières

Avant-propos	i
Remerciements	ii
Dédicace	iii
Résumé	v
Abstract	vi
ملخص	vii
Table des matières	viii
Liste des figures	xi
Liste des tableaux	xiii
Liste des abréviations	xiv
Liste des notations	xvi
Introduction générale	xvii

I. Principe de communication numérique

I.1. Introduction.....	1
I.2. Caractéristique de communication numérique.....	1
I.3. Généralité sur le système de communication numérique.....	2
I.3.1. Le système de communication numérique.....	2
I.3.2. la structure d'une chaîne de transmission numérique.....	2
I.3.3. Les caractéristiques de système de communication numérique.....	3
I.3.4. Les modulation numérique.....	4
I.3.4.1. Les modulations numériques classiques.....	4
I.4. Les interférences.....	6
I.4.1. Le bruit de fond radioélectrique.....	6
I.4.2. Interférences propre au système.....	7
I.4.3. les interférences externes au système (brouilleurs).....	8
I.5. Le canal de propagation.....	8
I.5.1. Influence des obstacles sur les signaux.....	8
I.5.2. Le canal de communication à trajet multiple explication analytique.....	9

I.5.3. Approche statique.....	10
I.5.4. Propriétés des distributions de Rayleigh et de Rice.....	12
I.6. conclusion.....	14

II. Système multi porteuse

II.1. Introduction	15
II. 2. Modulations multi-porteuses.....	15
II .2.1. Principe.....	15
II.3. Généralité sur L’OFDM (Orthogonal Frequency Divisio Multiplexing).....	16
II.3.1. Le canal multi-trajets.....	16
II.3.2. Le canal sélectif en fréquence.....	19
II.3.3. Description du canal sélectif en fréquence.....	20
II.4. Principe de la modulation multi-porteuse OFDM.....	21
II.4.1. Principe de la démodulation.....	24
II.4.3. Principes du modulateur et du démodulateur utilisant les transformées de Fourier discrètes.....	25
II.4.4. Le Schéma générale bloc d’un système de transmission OFDM (émission /réception).....	28
II.5. Les effets du multitrajets.....	30
II.5.1. Préfixe cyclique (CP).....	31
II.5.2. Annulation de l’IES et de l’IEC.....	32
II.5.3. Utilisation de l’OFDM pour le canal sélectif en fréquence.....	34
II.5.4. Avantages et défauts de la modulation OFDM.....	36
II.5.5. Cas d’utilisation de l’OFDM.....	36
II.6. Conclusion.....	37

III. Système multi accès

III.1. Introduction.....	38
III.2. Formulation générale des systèmes d’accès multiples avec canal de transmission.....	38
III.3. Les techniques d’accès multiple.....	39
III.3.1. FDMA.....	39
III.3.1.1. Principe.....	40
III.3.1.2. Caractéristique du FDMA.....	41
III.3.2. TDMA.....	41
III.3.2.1. Principe de la méthode.....	41
III.3.2.2. Principe	42
III.3.2.3. Variante TDMA	43
III.3.3. CDMA	43
III.3.3.1. Principe.....	45
III.3.3.2-Principe de détection du signal CDMA.....	45
III.3.3.3. Avantages et inconvénients du CDMA.....	45
III.3.4. OFDM-FDMA (OFDMA).....	46
III.3.4.1. L’accès multiple Bloc FDMA.....	46
III.3.4.2. L’accès multiple FDMA-Entrelacé.....	47
III.3.4.3. L’accès multiple OFDMA Adaptative.....	48
III.3.4.4. L’accès multiple OFDM-CDMA.....	49

III.3.5. SDMA.....	50
III.4. Conclusion.....	51

IV. Système multi antenne

IV.1. Introduction.....	52
IV.2. Système MIMO (Multiple Input Multiple Output).....	52
IV.2.1. Modèle théorique d'un système MIMO.....	54
IV.2.2. Gain d'antennes et normalisation.....	54
IV.2.3. Représentation mathématique du canal MIMO.....	55
IV.3. Capacité d'un canal.....	58
IV.3.1. Capacité d'un canal SIMO.....	58
IV.3.2. La capacité d'un canal MISO.....	59
IV.3.3. Capacité d'un canal MIMO.....	59
IV.4. Système de transmission MIMO associé à une modulation OFDM.....	60
IV.4.1. Capacité du système MIMO-OFDM.....	62
IV.4.2. Modèle du système MIMO-OFDMA et hypothèses.....	63
IV.5. Conclusion.....	65

V. Application à la 4G

V.1. Introduction.....	66
V.2. Présentation de la technologie WiMax.....	66
V.2.1. Définition.....	66
V.2.2. Mode opératoire du réseau WiMAX.....	66
V.3. La structure du système WiMAX-SISO-OFDM.....	67
V.4. Démarche à suivre pour simuler la M-QAM.....	71
V.4.1. 4-QAM.....	72
V.4.2. 16-QAM.....	73
V.4.3. 64-QAM.....	73
V.4.4. 256-QAM.....	74
V.5. Les profile de canal Rayleigh.....	76
V.6.le MIMO OFDMA.....	80
V.7. conclusion.....	84

Conclusions et perspectives

Annexes

A Codage correcteur d'erreurs.....	87
B Codage espace-temps en bloc orthogonal OSTBC.....	90

Bibliographie

Liste des Figures

Figure I.1 : chaine de transmission numérique.....	2
Figure I.2 : constellation normalisées des modulations 4-QAM, 16QAM ,64QAM.....	6
Figure I.3 : présentation des interférences dans le plan temps fréquence utilisateurs....	7
Figure I.4 : description du canal de communication à trajet multiple.....	9
Figure I.5 : fonction de densité de probabilité d'une distribution de Rayleigh, pour $\sigma = 1$	12
Figure I.6 : Fonction de densité de probabilité d'une distribution de Rice pour différentes valeurs de K	13
Figure II.1 : Dualité temps-fréquence des modulations.....	16
Figure II.2 : description phénomène affaiblissement par trajets multiple.....	17
Figure II.3 : Représentation temporelle d'un canal multi-trajets.....	18
Figure II.4 : représentation du canal multi-trajet.....	20
Figure II.5 : La réponse en fréquence du canal $H(f)$	20
Figure II.6 : schéma de principe du modulateur OFDM.....	21
Figure II.7 : Spectres des différentes porteuses.....	22
Figure II.8 : Spectre du signal OFDM pour 8 porteuses.....	23
Figure II.9 : Schéma de principe du modulateur OFDM.....	24
Figure II.10 : Allure de la bande passante.....	25
Figure II.11 : bande passante translatée en bande de base.....	25
Figure II.12 : La chaîne detransmission.....	25
Figure II.13 : Démodulateur utilisant la FFT.....	26
Figure II.14 : Principe du modulateur.....	26
Figure II.15 : Spectre du signal OFDM.....	27
Figure II.16 : Spectre après échantillonnage.....	27
Figure II.17 : Schéma bloc d'un système de transmission OFDM.....	28
Figure II.18 : La propagation au travers d'un canal multi trajets.....	30
Figure II.19 : Interférences entre canaux (IEC) et interférences entre symboles (IES) dans le cas d'un canal multi trajet.....	31
Figure II.20 : Annulation de l'IES et de l'IEC grâce au préfixe cyclique dans le cas d'un canal multi trajet.	32
Figure II.21 : Illustration de la protection contre les interférences entre symboles OFDM assurée par le CP.....	33
Figure II.22 : illustration de l'interférence entre symbole.....	34
Figure II.23 : principe de l'insertion de l'intervalle de garde.....	34
Figure II.24 : la dernière partie du symbole est utilisée comme un intervalle de garde.....	35
Figure II.25 : illustration de l'addition décalée d'un même symbole.....	35
Figure III.1 : Différentes techniques d'accès multiples.....	38
Figure III.2 : Transmission multi-accès avec canal de propagation.....	39
Figure III.3 : Principe du multi-accès FDMA.....	40
Figure III.4 : description de technique TDMA.....	42
Figure III.5 : Effet de l'étalement de spectre sur la présence d'un	

brouilleur.....	44
Figure III.6 : Accès multiple: Bloc FDMA.....	47
Figure III.7 : Accès multiple: FDMA-Entrelacé.....	48
Figure III.8 : Accès multiple OFDMA adaptatif.....	49
Figure IV.1 : Canal MIMO	52
Figure IV.2 : Représentation d'un canal MIMO.....	53
Figure IV.3 : Illustration de la notation du canal MIMO en présence plusieurs trajets principaux.....	57
Figure IV.4 : Association MIMOOFDM.....	61
Figure IV.5 : L'OFDM appliquée aux MIMO.....	63
Figure IV.6 : Schéma bloc de la liaison descendante MIMO-OFDMA.....	64
Figure V.1 : Emetteur/ récepteur Wimax en bande de base.....	68
Figure V.2 : spectre du signal OFDM (IFFT) émis sans FEC.....	68
Figure V.3 : constellations du signal à l'émission.....	69
Figure V.4 : spectre du signal OFDM reçu sans FEC.....	69
Figure V.5 : constellations du signal à la réception.....	69
Figure V.6 : Le codage de canal selon la norme WiMax.....	70
Figure V.7 : Spectre OFDM émis avec FEC.....	70
Figure V.8 : Spectre OFDM reçu avec FEC.....	70
Figure V.9 : constellations du signal à l'émission.....	71
Figure V.10 : constellations du signal à la réception.....	71
Figure V.11 :probabilité taux d'erreur binaire de 4-QAM.....	75
Figure V.12 : probabilité taux d'erreur binaire de 16-QAM.....	75
Figure V.13 : probabilité taux d'erreur binaire de 64-QAM.....	76
Figure V.14 : probabilité taux d'erreur binaire de 256-QAM.....	76
Figure V.15 : probabilité taux d'erreur binaire de 16-QAM.....	77
Figure V.16 : probabilité taux d'erreur binaire de 16-QAM.....	77
Figure V.17 : probabilité taux d'erreur binaire de 16-QAM.....	78
Figure V.18 : probabilité taux d'erreur binaire de 16-QAM.....	78
Figure V.19 : probabilité taux d'erreur binaire de 16-QAM.....	78
Figure V.20 : probabilité taux d'erreur binaire de 16-QAM.....	79
Figure V.21 : probabilité taux d'erreur binaire de 16-QAM.....	79
Figure V.22 : probabilité taux d'erreur binaire de 16-QAM.....	79
Figure V.23 : probabilité taux d'erreur binaire pour tous les profile du canal de Rayleigh...	80
Figure V.24 : MIMO OFDMA.....	81
Figure V.25 : canaux 4X4 de Rayleigh.....	81
Figure V 26 : signaux à la sortie de la source binaire, à la sortie du codeur RS et à la sortie du codeur convolutionnel.....	82
Figure V.27 : spectre du signal OFDM émis.....	82
Figure V.28 : spectre du signal OFDM reçu.....	83
Figure V.29 : constellation à l'entrée du modulateur OFDM.....	83
Figure V.30 : constellation à la sortie du démodulateur OFDM.....	83
Figure V.31 : probabilité taux d'erreur binaire de 16-QAM.....	84
Figure A.1 : Principe du code de Reed-Solomon.....	88
Figure A.2 : Processus de poinçonnage et de raccourcissement dans un code Reed-Solomon.....	88
Figure A.3 : Principe du codeur Convolutif de taux $\frac{1}{2}$	87

Liste des tableaux

Tableau V.1: Démarche à suivre pour simuler la 4-QAM a l'émetteur.....	72
Tableau V.2: Démarche à suivre pour simuler la 4-QAM au récepteur.....	72
Tableau V.3: Démarche à suivre pour simuler la 16-QAM a l'émetteur.....	73
Tableau V.4: Démarche à suivre pour simuler la 16-QAM au récepteur.....	73
Tableau V.5: Démarche à suivre pour simuler la 64-QAM a l'émetteur.....	74
Tableau V.6: Démarche à suivre pour simuler la 64-QAMau récepteur.....	74
Tableau V.7: Démarche à suivre pour simuler la 256-QAM a l'émetteur.....	74
Tableau V.8: Démarche à suivre pour simuler la 256-QAMau récepteur.....	74
Tableau V.8: Période symbole de chaque M-QAM.....	75
Tableau B.1: Matrice de quelques codes orthogonaux.....	91

Liste des abréviations

ADSL	Asymmetric Digital Subscriber Line
AMRC	La technique à Accès Multiple par Répartition de Code
AWGN	Additive White Gaussian Noise
BBGA	Bruit Blanc Gaussien Aditif
BER	Bit Error Rate
BPSK	Binary Phase Shift Keying
CDMA	code division multiple access
CP	Cyclic Prefix
DAB	Digital Audio Broadcasting
DFT	Discret Fourier Transform
DS-CDMA	Direct-Sequence Code-Division Multiple-Access
DSL	Digital Subscriber Line
DSP	digital Signal Processor
DS-SS	Direct Sequence-Spread Spectrum
DVB	Digital Video Broadcasting
DVB –T	Digital Video Broadcasting - Terrestrial
EP	Estimation Pilots
EQM	Erreur quadratique moyenne
FDM	Frequency Division Multiplexing
FDMA	Frequency division multiple access
FFT	Fast Fourier Transform
FIR	filtre à réponse impulsionnelle finie
GI	Garde intervalle
IAM	interférences d'accès multiple
IDFT	Inverse Discret Fourier Transform
IEC	Interférence Entre Canaux
IEEE	Institute of Electrical and Electronic Engineers
IFFT	Inverse Fast Fourier Transform
IES	interférences entre symboles consécutifs
ISI	Inter Symbol Interference
MC-CDMA	Multi Carrier-Code Division Multiple Access
MIMO	Multiple Input Multiple Output
MISO	Multiple Input Single Output
MMSE	Minimum Mean Squared Error
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplex
PSK	Phase shift keying
QAM	Quadrature Amplitude Modulation
QPSK	quadrature phase shift keying
RSB	Le rapport signal sur bruit
SDM	Spatial Data Multiplexing
SIMO	Single Input Multiple Output
SISO	Single Input Single Output
SNR	Signal to Noise Ratio
TDMA	Time division multiple access

TEB	Le taux d'erreur binaire
VDSL	Very High Speed DSL
WIFI	Wireless Fidelity
WIMAX	World Interoperability for Microwave Access
ZF	Zero Forcing

Liste des notations

Notations Mathématiques

x	scalaire
x^*	conjugué de x
\mathbf{x}	vecteur
\mathbf{x}^H	vecteur transconjugué
\mathbf{X}	matrice
\mathbf{X}^{-1}	inverse de la matrice \mathbf{X}
\mathbf{I}_N	matrice identité de taille $N \times N$

Variables utilisées

T	durée symbole.
T_s	durée time slot ou intervalle de garde temporelle.
B	encombrement spectral du signal émis.
A	constellation de la modulation.
σ_s^2	variance des symboles de modulation.
σ_b^2	variance du bruit blanc additif gaussien.
L	nombre de trajets multiples.
N_U	nombre d'utilisateurs.
N_0	densité spectrale de puissance du bruit blanc en entrée du récepteur.
N_C	nombre de porteuses du multiplex fréquentiel.
N_{FFT}	taille de la FFT.
Δ	intervalle de garde en OFDM.
\mathbf{H}	matrice de canal MIMO à évanouissements plats de taille $N \times M$
M	ordre de la modulation.
M	nombre d'antennes d'émission.
N	nombre d'antennes de réception.
r	rang de la matrice de canal MIMO.
$r(t)$	signal reçu en bande de base.
$\tilde{r}(t)$	signal reçu sur fréquence porteuse.

Introduction générale

Durant les dernières décennies, les applications destinées aux réseaux locaux sans-fil ou WLAN (Wireless Local Area Networks) sont devenues de plus en plus nombreuses, d'où la nécessité d'avoir des débits de transmission plus importants. Cependant, les ingénieurs de conception des systèmes de communication radio sont généralement confrontés à de nombreux challenges. Parmi ceux-ci nous citons la limitation de la bande fréquentielle du canal, les variations complexes de l'environnement de propagation (évanouissements et trajets multiples), etc. Les techniques de diversité et plus particulièrement les techniques de diversité fréquentielle et/ou spatiale s'avèrent très efficaces pour réduire l'impact de ces problèmes sur les performances des systèmes.

Ces techniques consistent à utiliser des antennes multiples à l'émission et/ou à la réception, permettant ainsi au récepteur de recevoir des copies différentes du même signal émis. Le fait que le signal reçu soit affecté par des canaux multiples, que nous supposons décorrélés, induit un gain de diversité, qui correctement exploité peut permettre d'améliorer les performances du système en termes de qualité de service (QoS : Quality of Service) et de débit de transmission.

Bien que le principe des modulations multi-porteuses ne soit pas récent, leur développement pour des systèmes commerciaux a été retardé jusqu'à ce que les technologies nécessaires à leur mise en œuvre soient disponibles à un coût raisonnable, ainsi depuis la mise en application de la modulation OFDM, les modulations multi-porteuses sont reconnues comme étant une solution efficace pour les communications avec ou sans fil. La modulation OFDM est utilisée par les normes DAB (Digital audio Broadcasting) [3] et DVB (Digital Vidéo Broadcasting) pour des applications de radio et télévision numériques respectivement. Elle est également utilisée par la norme 802.11a/g [4] pour des applications WLAN et à la base des systèmes de téléphonie sans fil 4G fixe et mobile et même pour la future génération 5G. Les systèmes VDSL reposent aussi sur cette modulation pour des transmissions haut-débit sur les lignes bifilaires téléphoniques. Les techniques de modulation multi porteuses de type OFDM ou OFDMA tirent profit de l'orthogonalité des exponentielles complexes pour obtenir une base orthogonale de fonctions qui modulent les données à transmettre permettant ainsi aux spectres des sous-porteuses de se chevaucher. Ces techniques classiques utilisent des

formes d'onde rectangulaire comme filtre de mise en forme. La conséquence en est l'implémentation de la modulation et la démodulation par les algorithmes efficace de Transformée de Fourier discrète (DFT) (Discrete Fourier transform).

Le projet de fin de cycle intitulé << conception d'un système de communication sans fil multi porteuse et multi accès et application à la 4G>> est organisé en 5 chapitres :

Dans le premier chapitre nous présentons tout d'abord les principes de communication numérique et les notion de base qui serviront au cours de ce mémoire, la modulation numérique et le canal de propagation un modèle mathématique original est également introduit, il permet de décrire l'ensemble du système de façon générique.

Le chapitre2 est une introduction sur le système multi-porteuse, il est consacré à la présentation des modulations multi-porteuses ; la modulation OFDM est plus amplement détaillée. A partir de modèle mathématique, ses principales caractéristiques sont décrites, l'implémentation par DFT, l'insertion du préfixe cyclique et l'égalisation dans le domaine fréquentiel.

Le chapitre 3 présente les techniques d'accès multiple (FDMA, TDMA, CDMA, SDMA). Une description sur la technique OFDM et la technique d'accès multiple FDMA a été présenté dans le but d'obtenir la technique multi-accès multi-porteuses OFDM-FDMA (OFDMA), cette dernière est à la base des systèmes de quatrième génération actuels WiMax et 4G LTE et même pour les technologies suivantes (beyond 4G).

Le chapitre 4 présente les notions de base à la compréhension d'un système multiutilisateurs basé sur la modulation multi-porteuses OFDM. Le canal MIMO multi-trajets a été bien décrit, ainsi que sa capacité, aussi à la fin de ce chapitre nous avons présenté la technique multiutilisateurs OFDMA associé au canal MIMO multi-trajets (canal sélectif en fréquence).

Le chapitre 5, est consacré à la simulation de différents blocs constituant une chaine de communication type 4G basé sur l'OFDMA. En premier lieu nous avons simulé la chaine de communication SISO OFDMA et ensuite nous sommes passés à une chaine complète multi-antennaires MIMO OFDMA.

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

I.1. Introduction

La communication numérique est une nouvelle discipline de la communication qui désigne l'ensemble des actions visant à diffuser des messages par le biais d'un média numérique, web, médias sociaux, application mobile ou autres.

La communication sur les médias numériques se distingue de la communication traditionnelle par son évolution constante en termes d'usages et de technologies. En 2014, plus de 40% de la population mondiale a accès à Internet, la communication numérique est globale. Les spécificités culturelles locales demeurent, mais les échanges individuelles comme les stratégies de communication des organisations s'adaptent à une communication globalisée. Bien que la plupart des outils de communication numérique soit développé à l'échelle de la planète, les cadres réglementaires nationaux influent sur les pratiques.

I.2. Caractéristique de communication numérique

La communication numérique admet différentes caractéristiques principales:

- La communication convergence des médias, de la télévision, du livre, de la radio, et du téléphone mobile. La consommation de l'information numérique se fait de plus en plus hors des supports d'origine (exemple : la radio s'écoute en broadcast, les émissions de télévisions se voient en VOD sur le net, etc.)
- Les médias sociaux: ce sont les principaux outils de communications numériques, ils sont susceptibles de toucher une audience importante. Dans la plupart des domaines d'activités, les organisations ont développé leur présence sur les principaux médias sociaux (Facebook, Twitter, YouTube...)
- La mobilité : la communication mobile (smartphones, tablettes électroniques...) est un aspect important de la communication numérique. Avec plus de 95 % de la population mondiale équipé de téléphone mobile en 2014, la communication digitale s'oriente de plus en plus vers la mobilité. Les fonctionnalités spécifiques de géo localisation et de personnalisation de l'information mais aussi l'ergonomie sont des enjeux importants liés à la communication mobiles.
- La communication numérique s'est démocratisée, elle peut être utilisée par : Les entreprises, les particuliers, les collectivités, les personnages publics etc[5].

I.3. Généralité sur le système de communication numérique

I.3.1. Le système de communication numérique

La modulation permet de transmettre les informations d'un émetteur vers un récepteur à travers le canal de transmission le schéma ci-dessus explique complètement ce système de transmission à partir d'un ensemble d'étapes.

I.3.2. la structure d'une chaîne de transmission numérique

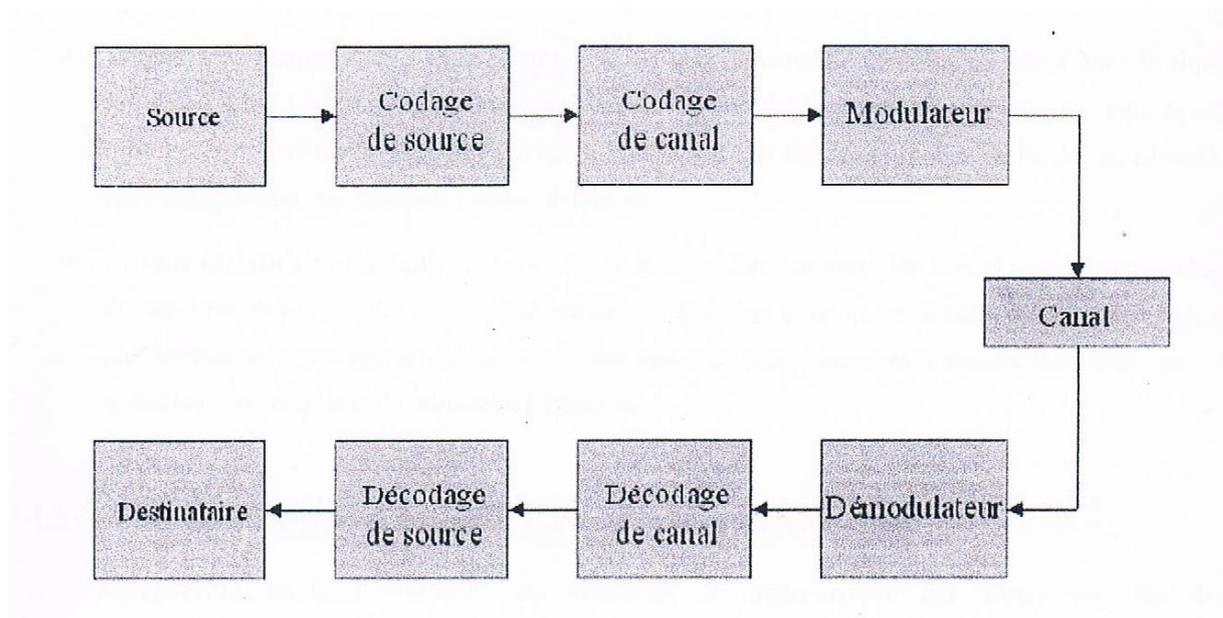


Figure I.1 : chaîne de transmission numérique

Le codage de source : la séquence émise par la source doit être la plus courte possible pour augmenter le débit de transmission nécessaire et optimiser l'utilisation des ressources du système. Le codeur de source a pour objectif de compresser les données en éliminant les éléments binaires non significatifs. Le principe du codage de source a été publié par Shannon qui affirme que pour une distorsion donnée, il existe un débit binaire vers lequel on peut tendre, mais en dessous duquel on ne peut compresser davantage une source d'information.

Le codage de canal : lors du passage à travers le canal de transmission, le signal est soumis à diverses interférences, introduisant des erreurs en réception. Afin d'augmenter la fiabilité de la transmission, un codeur de canal introduit de la redondance dans la séquence d'information. Le récepteur connaît la loi de codage utilisée et est donc capable de détecter et corriger les données binaires erronées.

La modulation numérique : La séquence d'information binaire passe par un modulateur numérique qui sert d'interface avec le canal de communication en donnant au signal une enveloppe physique. A chaque élément ou groupe d'éléments binaire est associée une forme d'onde selon une loi de modulation, le tout formant alors un signal susceptible d'être envoyé dans le canal en bande de base. Chaque forme d'onde associée un groupe de bits est appelée symbole.

Le canal de propagation : le modèle bande de base du canal de propagation décrit donc le support physique utilisé pour transmettre l'information. Le support diffère selon les applications : ainsi le câble bifilaire est utilisé par le téléphone fixe, le câble coaxial permet des transmissions de l'ordre de Mbits/s, la fibre optique pour des débits de l'ordre de Gbit/s. Dans notre étude, l'espace libre est utilisé comme support d'informations.

la démodulation numérique : A la réception, le démodulateur traite les formes d'onde en provenance du canal par des processus de synchronisation, de détection et de quantification des séquences reçues, qui représente une estimation des symboles émis. Ces séquences sont ensuite décodées par les opérations inverses de celle utilisée à l'émission.

I.3.3. Les caractéristiques de système de communication numérique

L'étude de l'évolution des systèmes de transmission est dictée par deux caractéristiques principales ; la qualité de transmission et la complexité de calcul des opérations de modulation/démodulation. Les grandeurs permettant de quantifier la qualité de transmission [6] :

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

est déterminé par le rapport E_b/N_0 (\approx RSB=SNR) avec N_0 étant la densité spectrale de puissance du bruit blanc en entrée du récepteur et E_b l'énergie moyenne par bit du signal modulé.

I.3.4. Les modulation numérique

La modulation a pour objectif d'adapter le signal à émettre au canal de transmission. Pour les transmissions en bande de base, la forme d'onde utilisée pour la mise en forme du signal physique est le plus souvent une porte.

Dans les procédés de modulation binaire, l'information est transmise à l'aide d'un paramètre qui ne prend que deux valeur possibles. Dans les procédés de modulation M-aire, l'information est transmise à l'aide d'un symbole qui prend sa valeur parmi $M=2^n$ réalisation possible, ce qui permet d'associer à un état de modulation un mot de n élément binaires, l'ensemble de ces symboles forme une constellation caractéristique pour chaque modulation. Supposons que la source délivré des éléments binaires toutes les T_b secondes, la période symbole est définie par $T_s = nT_b$. Le débit binaire s'exprime $D_b = 1/T_b$ secondes, le débit symbole est donc l'inverse de la durée symbole T_s et vaut $R = 1/T_s$ s'exprime en bauds et correspond au nombre de changement d'état par seconde [7].

I.3.4.1. Les modulations numériques classiques

Dans un premier temps, on distingue trois familles de modulations utilisant l'amplitude, la phase et la fréquence du signal modulé.

a. La modulation d'amplitude

Elle consiste à faire varier l'amplitude du signal selon la loi de transcodage associée celui-ci s'exprime alors sous la forme :

$$s(t) = A(t)\cos(2\pi f_0 t + \varphi_0) \quad \text{avec } A(t) = \sum_k a_k h(t - kT_s) \quad (\text{I.1})$$

Ou $h(t)$ est un filtre de mise en forme des impulsion, on choisit souvent une porte ($h(t) = 1$ si $t \in [0; T_s[$ et 0 ailleurs), φ_0 est une phase de référence et a_k la suite des symboles M-aires. Ce type de modulation est simple à réaliser mais est assez peu employé $M > 2$ car ses performances sont moins bonnes que celles d'autres modulations, notamment en ce qui concerne son immunité au bruit.

b. La modulation de phase

Le seul paramètre susceptible de varier est la phase de l'onde porteuse. A la sortie du modulateur, le signal s'exprime par :

$$s(t) = A \sum_k h(t - kT_s) \cos(2\pi f_0 t + \varphi_k) \quad (I.2)$$

Où A présente l'amplitude constante de l'onde porteuse, $h(t)$ est un filtre de mise en forme de impulsion et φ_k la valeur de la phase pendant un intervalle de temps $[kT_s; (k+1)T_s]$. φ_k prend ses valeurs dans un alphabet de M éléments $\{\varphi_k = \varphi_0 + (2k+1)\pi/M, k = 0, \dots, M-1\}$. La complexité de l'ensemble émission/réception de ce type de modulation augmente avec M mais reste raisonnable. Ce qui en fait une modulation fréquemment utilisée pour M allant 2 à 16 avec de bonnes performances. Parmi ses inconvénients, citons l'existence de sauts de phase importants qui font apparaître des discontinuités d'amplitude.

c. La modulation de fréquence

C'est la fréquence instantanée, dérivée de la phase instantanée, qui peut prendre plusieurs valeurs associées aux états possibles, le signal modulé a pour expression :

$$s(t) = \sum_k h(t - kT_s) \cos [2\pi(f_0 t + a_k \Delta F)t + \varphi_0] \quad (I.3)$$

Avec l'excursion en fréquence $2\Delta F = m/T_s$ ou m est l'indice de modulation ; une modulation fréquemment utilisée considère le cas particulier $m = 0.5$; le spectre est alors centré autour de la fréquence porteuse de cette modulation et prend le nom de modulation à déplacement minimum de fréquence.

d. Modulation d'amplitude en quadrature

Les modulations précédentes ne constituent pas une solution satisfaisante pour utiliser efficacement l'énergie émises lorsque le nombre de point M est grand. En effet, pour la modulation d'amplitude les points de constellation sont sur une droite et pour la modulation de phase les points sont sur un cercle.

Or, la probabilité d'erreur est fonction de la distance minimale entre les points de la constellation, la meilleure modulation est celle qui maximise cette distance. Pour une probabilité moyenne donnée. Un choix plus rationnel est alors une modulation qui répartit les point uniformément dans le plan. Pour ce faire, on écrit le signal modulé $s(t)$ sous la forme suivante :

$$s(t) = a(t) \cos(2\pi f_0 t + \varphi_0) - b(t) \sin(2\pi f_0 t + \varphi_0) \quad (I.4)$$

Où les deux signaux $a(t)$ et $b(t)$ ont pour expression :

$$a(t) = \sum_k a_k h(t - kT_s) \text{ et } b(t) = \sum_k b_k h(t - kT_s)$$

le signal modulé $s(t)$ est donc la somme de deux porteuses en quadrature, modulée en amplitude par les deux signaux $a(t)$ et $b(t)$.

On considère généralement que les symboles a_k et b_k prennent leurs valeurs dans le même alphabet à M éléments donnant ainsi naissance à une modulation, possédant $E = M^2$ états.

Chaque état est donc représenté par un couple $(a_k ; b_k)$ ou ce qui revient au même par un symbole complexe $c_k = a_k + jb_k$.

Dans le cas particulier mais très fréquent où M peut s'écrire $M=2^n$, alors les a_k représentant un mot de n bits et les b_k représentant aussi un mot de n bits.

Le symbole complexe $c_k = a_k + jb_k$ peut par conséquent représenter un mot de $2n$ bits. L'intérêt de cette configuration est que le signal $s(t)$ est alors obtenu par une combinaison de deux porteuses en quadrature modulées en amplitude en quadrature (notée QAM-Quadrature Amplitude Modulation) et si sa constellation comporte E états, on la note E-QAM.

Généralement, les constellations E-QAM sont choisies avec les symboles a_k et b_k prenant leurs valeurs parmi $\{\pm, \pm 3d, \dots, \pm(M-1)d\}$ où d est une constante donnée et M pair. On obtient alors une modulation à M^2 états et une constellation avec un contour carré dont font partie la partie la 4-QAM et la 64-QAM.

La figure I.2 représente les constellations normalisées (soit $E\{|c_k|^2\}=1$) des modulations de type QAM pour plusieurs nombre d'états.

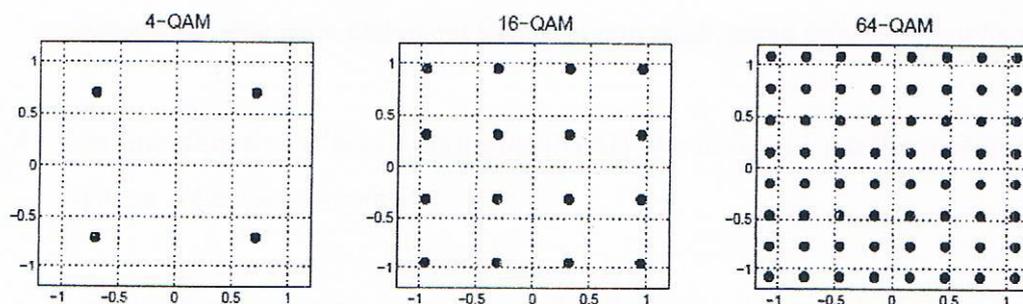


Figure I.2 : constellation normalisées
des modulations 4-QAM, 16QAM ,64QAM

I.4. Les interférences

I.4.1. Le bruit de fond radioélectrique

La réception sur une antenne d'un signal radioélectrique se fera toujours en présence d'un bruit thermique additif. Ce bruit est dû aux fluctuations de courants créées par l'agitation thermique des charges élémentaires dans tout élément conducteur, il impose une limite fondamentale à tout système émission/réception radioélectrique.

Le modèle à bruit blanc additif gaussien (AWGN) classiquement utilisé en communication numérique se révèle une bonne approximation. L'addition imposée par ce bruit au signal utile entrainera l'apparition d'erreurs binaires à la reconstruction du message numérique [8].

I.4.2. Interférences propre au système

Contrairement au bruit qui est un facteur limitatif intrinsèque à toute communication radioélectrique le phénomène d'interférence n'est pas fatalement présent. Il est étroitement lié à la modulation choisie en relation avec la caractéristique du canal de propagation.

On distingue trois types d'interférence propre aux systèmes de communication [9].

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

Figure I.3 Présente des interférences dans le plan temps fréquence code

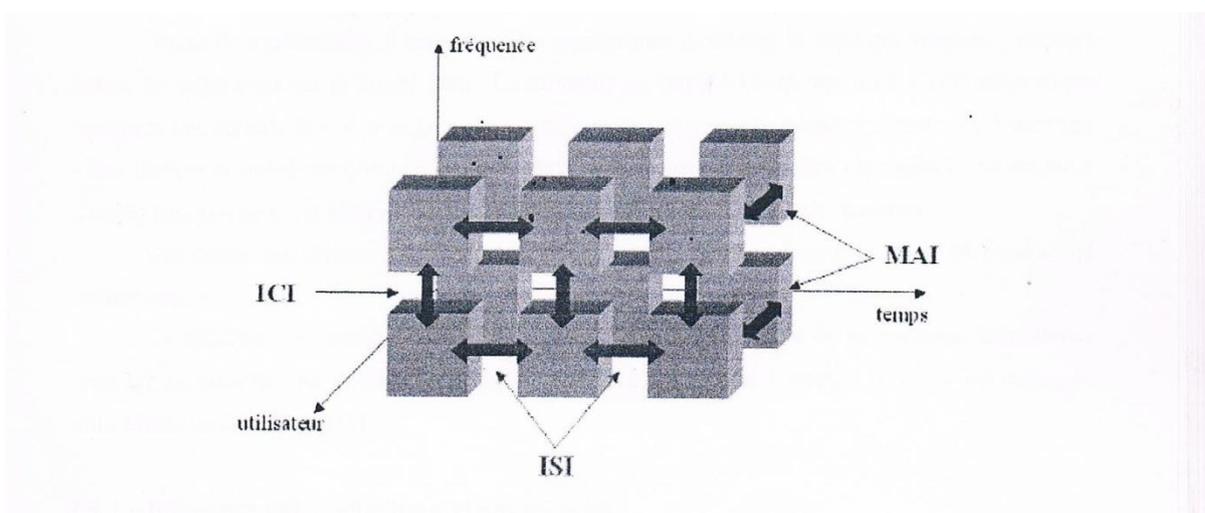


Figure I.3: présentation des interférences dans le plan temps fréquence utilisateurs

I.4.3. les interférences externes au système (brouilleurs)

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

I.5. Le canal de propagation

Le canal de propagation décrit le support physique de transmission via lequel les informations à transmettre sont transportées. Les conditions de propagation dépendent de l'environnement et sont très variables, il faut donc distinguer la nature du canal : câbles, fibre optique, satellite ou hertzien. Le contexte initial de cette étude est les réseaux sans fil, la transmission se fait à travers le canal radio c'est-à-dire par voie aérienne. Le canal de propagation radioélectrique est un canal aléatoire, c'est le principal élément qui provoque les perturbations affectant le signal émis. Dans une chaîne de transmission il est sujet des mécanismes physiques de bases qui induisent plusieurs sortes de distorsions sur le signal émis ; la réflexion se produit lorsqu'une onde électromagnétique rencontre une surface lisse de très grande dimension par rapport à sa longueur d'onde. La diffraction a lieu lorsque le signal rencontre un obstacle épais (de dimension très larges par rapport à sa longueur d'onde) qui obstrue la visibilité radioélectrique directe entre l'émetteur et le récepteur.

Des ondes secondaires sont générées, se propageant derrière l'obstacle (effet de masque ou <<shadowing>>). La diffusion <<scattering>> se produit lorsque l'obstacle présente de nombreuses irrégularités dont les dimensions sont inférieures ou égales à la longueur d'onde. L'énergie réfléchie est dispersée dans toutes les directions [10].

I.5.1. Influence des obstacles sur les signaux

En parcourant un trajet entre l'émetteur et le récepteur, l'onde émise rencontre un certain nombre d'obstacles, l'onde sera affectée différemment. Le premier phénomène appelé réflexion spéculaire a lieu quand la longueur de l'objet réfléchissant est grande et que les irrégularités de surface sont petites vis-à-vis de λ .

La trajectoire de l'onde est alors modifiée ainsi que son amplitude et sa phase en fonction de l'angle d'incidence. Le phénomène de transmission encore appelé réfraction traduit le passage d'une onde d'un milieu à un autre dont l'incidence est différente. Dans le cas où le

second milieu est d'épaisseur finie, l'onde est à nouveau réfractée dans le premier milieu et traverse ainsi l'obstacle. La diffraction se produit chaque fois qu'une onde rencontre un obstacle au cours de sa propagation. Reste enfin le phénomène de diffusion ou réflexion qui a lieu quand l'onde rencontre une surface dont les dimensions des irrégularités sont comparables à λ , chaque irrégularité va diffracter l'onde en sous-onde.

I.5.2. Le canal de communication à trajet multiple explication analytique

Dans le cas statique, c'est-à-dire lorsque le récepteur est immobile et lorsque rien dans l'environnement ne bouge, le récepteur reçoit des versions décalées dans le temps du même signal. Suivant la longueur du trajet emprunté par chacune de ces versions, les signaux arrivent avec un délai et un déphasage qui leur est propre. C'est la superposition de ses signaux déphasés entre eux qui engendre des additions constructives ou destructives suivant la position du récepteur mobile. Ce canal statique spatialement devient dynamique pour le récepteur si ce dernier se déplace. En se déplaçant, les longueurs du trajet changent de manière continue et le déphasage de chaque trajet également. L'utilisateur en mouvement subit une succession d'affaiblissement rapide suivant sa position dans l'espace.

Nous pouvons donc relier la variation de la longueur du trajet au déplacement du récepteur. Le taux de variation de phase est relié à l'effet Doppler associé au mouvement du récepteur mobile. Intuitivement, si le récepteur est immobile, il ne va jamais rencontrer d'affaiblissement (s'il n'est pas déjà dans un creux) et plus le récepteur se déplace vite, plus les phases changent rapidement et avec les chances de rencontrer des affaiblissements rapides durant un laps de temps fixé. La figure I.4 permet de mieux comprendre le phénomène.

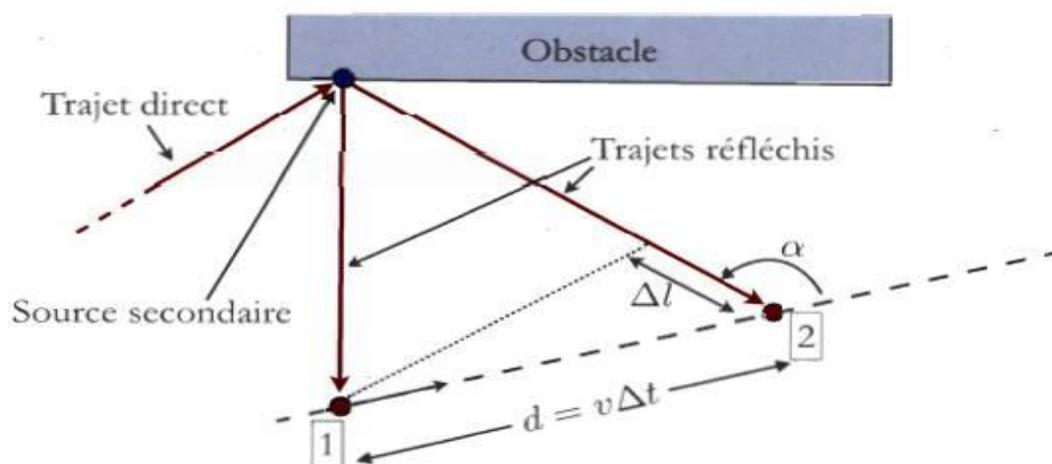


Figure I.4 : description du canal de communication à trajet multiple

Prenons un signal non modulé, émis par une source lointaine. Un obstacle diffuse ce signal émis dans plusieurs directions. Le récepteur mobile, d'abord à la position 1, reçoit ce signal réfléchi par l'obstacle. En se déplaçant à la vitesse v durant la durée Δt , le récepteur mobile parcourt la distance d et se rend en position 2. La longueur de trajet supplémentaire emprunté par le signal quand le récepteur mobile est à la position 2 est $\Delta l \sim d \cos \alpha$, et la variation de phase associée $\Delta \phi$ est donnée par :

$$\Delta \phi = -\frac{2\pi}{\lambda} \Delta l \sim -\frac{2\pi v \Delta t}{\lambda} \cos \alpha \quad (\text{I.6})$$

Cette variation de phase est une fonction croissante de la vitesse de déplacement comme nous pouvons le penser de manière intuitive. La variation de fréquence apparente est donnée par :

$$\Delta f = -\frac{1}{2\pi} \frac{\Delta \phi}{\Delta t} \sim \frac{v}{\lambda} \cos \alpha \quad (\text{I.7})$$

Toutefois, en pratique, il est très difficile de prévoir la direction d'arrivée (l'angle α) de chaque onde. C'est ici que la méthode analytique touche à ses limites. Devant la complexité du problème, les amplitudes ainsi que les phases seront considérées comme des variables aléatoires et les méthodes statistiques permettront de modéliser le phénomène de manière statistique.

I.5.3. Approche statistique

Nous pouvons simplement imaginer qu'il va présenter des affaiblissements brefs quand la sommation des trajets multiples sera destructive. Mais nous ne connaissons pas la distribution statistique de la puissance du champ électrique.

L'approche que nous allons faire s'appuie sur un modèle proposé par Clarke [11.12]. Il existe des modèles plus complets mais la simplicité de ce modèle le rend très accessible et permet de caractériser le canal rapidement.

L'espace est réduit à deux dimensions et nous supposons qu'à chaque position du récepteur mobile, n ondes incidentes sont reçues. Chacune de ces ondes est caractérisée par une phase ϕ_i , une amplitude A_i et un angle d'incidence α_i (dans le plan horizontal). Ces phases, amplitude assimilable à une puissance est donnée par :

$$E\{A_i^2\} = E_0/n \quad (\text{I.8})$$

Où E_0 est une constante positive.

Le champ résultant mesuré à un instant t au triplet (x_0, y_0, z_0) est :

$$E(t) = \sum_{i=0}^n E_i(t) \quad (\text{I.9})$$

Où chaque composante $E_i(t)$ peut s'écrire, si le signal non modulé est à la pulsation ω_0 :

$$E_i(t) = A_i \cos\left(\omega_0 t - \frac{2\pi}{\lambda} (x_0 \cos\alpha_i + y_0 \sin\alpha_i + z_0) + \phi_i\right) \quad (\text{I.10})$$

Le mobile se déplace à la vitesse v selon un angle γ et après une durée unitaire, il atteint la position $(x_0 + v \cos\gamma, y_0 + v \sin\gamma, z_0)$.

En s'affranchissant des constantes et moyennant un peu trigonométrie, nous pouvons écrire :

$$E(t) = I(t) \cos\omega_0 t - Q(t) \sin\omega_0 t \quad (\text{I.11})$$

Ce qui correspond à la décomposition IQ. Nous avons :

$$I(t) = \sum_{i=1}^n A_i \cos(\omega_i t + \phi_i) \quad (\text{I.12})$$

$$Q(t) = \sum_{i=1}^n A_i \sin(\omega_i t + \phi_i) \quad (\text{I.13})$$

$$\text{Avec } \omega_i = \frac{2\pi v}{\lambda} \cos(\gamma - \alpha_i) \quad (\text{I.14})$$

Nous remarquons que l'effet Doppler apparaît dans le terme ω_i . Nous pouvons appliquer le théorème de la limite centrale si n est suffisamment grand, les éléments orthogonaux $I(t)$ et $Q(t)$ sont alors deux lois normales indépendantes de moyennes nulles et de même variance $\sigma^2 = E_0/n$, leurs fonction de densité de probabilité s'écrivent :

$$f_I = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{i^2}{2\sigma^2}\right) \quad (\text{I.15})$$

$$f_Q = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{q^2}{2\sigma^2}\right) \quad (\text{I.16})$$

le signal reçu par le récepteur $s(t)$ du signal $E(t)$ est :

$$S(t) = \sqrt{I^2(t) + Q^2(t)} \quad (\text{I.17})$$

Qui donne une distribution de Rayleigh dont la fonction de densité est donnée par :

$$p_s(s) = \frac{\delta}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{s^2}{2\sigma^2}\right) \text{ pour } s \geq 0 \quad (\text{I.18})$$

I.5.4. Propriétés des distributions de Rayleigh et de Rice

Nous allons présenter quelque propriétés intéressantes des distributions.

a. Distribution de Rayleigh

La fonction de densité d'une distribution de Rayleigh est donnée à l'équation (I.19). Sa représentation graphique (figure I.5) permet de remarquer qu'elle ne possède pas de symétrie comme la loi normale par rapport à sa moyenne beaucoup de paramètres statistiques peuvent être exprimés à partir de σ .

La moyenne de la distribution est donnée par :

$$E\{s\} = \int_0^{\infty} s p_s(s) ds = \sigma \sqrt{\pi/2} \sim 1.25\sigma \quad (\text{I.19})$$

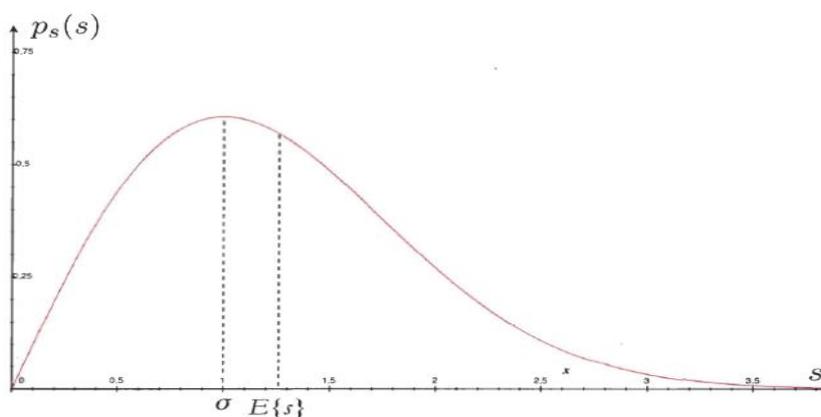


Figure I.5 : fonction de densité de probabilité d'une distribution de Rayleigh, pour $\sigma = 1$.

La moyenne quadratique s'exprime comme :

$$E\{s^2\} = \int_0^{\infty} s^2 p_s(s) ds = 2\sigma^2 \quad (\text{I.20})$$

Et la variance s'écrit :

$$\sigma^2 = E\{s^2\} - E^2\{s\} = \sigma^2 \left(\frac{4-\pi}{2} \right) \sim 0.43 \quad (\text{I.21})$$

La connaissance de la moyenne de la distribution de Rayleigh suffit pour caractériser la distribution de Rayleigh. Donc, sachant que le canal suit une distribution de Rayleigh, il suffit de quelques mesures pour estimer la moyenne et caractériser complètement le canal. Nous utiliserons cette propriété pour diminuer le nombre de mesures lorsque nous caractériserons le canal simulé.

b. Distribution de Rice

Nous nous sommes concentrés jusqu'à présent sur des distributions de Rayleigh parce qu'elles décrivent la situation la plus courante dans un canal de communications mobiles. La

plupart du temps, il n'existe pas de ligne de vue entre l'émetteur et le récepteur et les trajets multiples ont des puissances voisines (aucun trajet dominant).

Nous pouvons tout de même considérer le cas où il y aurait une ligne de vue avec l'émetteur ou plus généralement le cas où une des ondes incidentes serait sensiblement plus puissante que les autres. Ce type de canal a été étudié par Rice[13,14].

Intuitivement, nous pouvons nous attendre à ce que la moyenne de l'amplitude soit plus élevée et que les affaiblissements soient plus rares qu'avec un canal de Rayleigh.

La densité de probabilité d'une distribution de Rice est donnée par:

$$p_s(s) = \frac{s}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{s^2 + s_d^2}{2\sigma^2}\right) I_0\left(\frac{ss_d}{\sigma^2}\right) \text{ pour } s \geq 0 \quad (\text{I.22})$$

Où s_d désigne l'amplitude du signal dominant, et I_0 est la fonction de Bessel modifiée du premier type à l'ordre zéro. Nous remarquons que pour s_d nul, la distribution de Rice équivaut à une distribution de Rayleigh. Le paramètre $K = \frac{s_d^2}{2\sigma^2}$ est souvent utilisé pour décrire la distribution de Rice, ce paramètre peut s'interpréter comme le rapport entre la puissance du signal dominant et la puissance des multi trajets :

$$K(\text{dB}) = 10 \log\left(\frac{s_d^2}{E\{s^2}\}\right) = 10 \log\left(\frac{s_d^2}{2\sigma^2}\right) \quad (\text{I.23})$$

La Figure I.6 montre l'allure de la distribution de Rice pour différentes valeurs de K .

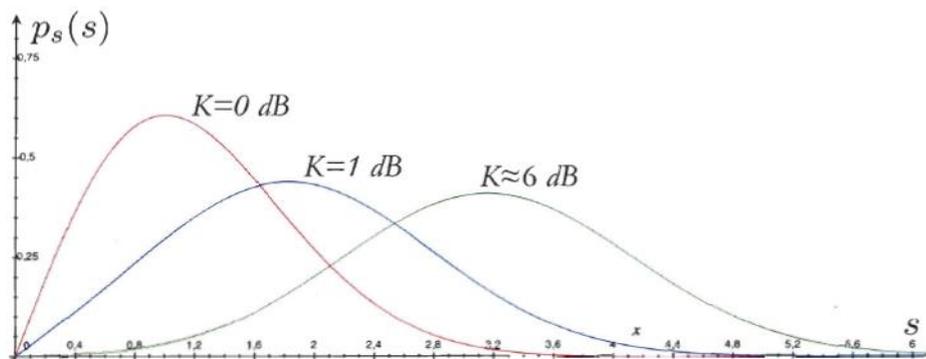


Figure I.6 : Fonction de densité de probabilité d'une distribution de Rice pour Différentes valeurs de K .

I.6. conclusion

Ce chapitre a présenté le principe de communication numérique avec une description bien détaillé sur le système de communication numérique avec des formulation générique valable pour tous les systèmes de communication numérique bien que l'étude est donnée, pour les canaux de transmission usuels (Gauss et Rayleigh), les performances des principales modulations utilisées sont citées PSK , QAM.

Nous avons très bien décrit la chaine de communication numérique utilisée dans la plus part des systèmes existant.

Dans le chapitre suivant, nous allons présenter la modulation multi porteuse OFDM.

II.1. Introduction

Un des problèmes majeurs en télécommunications est d'adapter l'information à transmettre au canal de propagation. Pour des canaux sélectifs en fréquence, une technique est l'utilisation de modulations multi-porteuses dans laquelle un bloc d'information est modulé par une transformée de Fourier inverse. Cette technique connue sous le nom d'OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) a connu un vif succès ces dernières années et est à la base dans différents standards sans fil (IEEE802.11a, WiMAX, LTE, DVB). La technique OFDM a le grand mérite de transformer un canal multi-trajet large bande en un ensemble de sous-canaux mono-trajet très simples à égaliser. De plus, l'utilisation ingénieuse de redondance cyclique à l'émission permet de réduire la complexité des terminaux grâce à l'utilisation d'algorithmes à base de FFT rapide.

Le but de ce chapitre est d'introduire la modulation OFDM. Les principes généraux sont décrits (chaîne de transmission...) ainsi que ces avantages et inconvénients.

II. 2. Modulations multi-porteuses

II .2.1. Principe

La modulation multi-porteuse permet de simplifier le problème de l'égalisation dans le cas d'un canal sélectif en fréquence, c'est à dire lorsque l'étalement des retards τ_R est grand devant la durée d'un symbole T_S . Le principe est de transmettre simultanément plusieurs symboles en parallèle sur différentes porteuses. En modulant sur N_p porteuses, il est possible d'utiliser des symboles N_p fois plus longs tout en conservant le même débit qu'avec une modulation mono-porteuse. En choisissant une valeur assez grande pour N_p , la durée des symboles deviennent grande devant l'étalement des retards, et les perturbations liées aux échos deviennent négligeables.

La bande spectrale allouée à la transmission Δ_f est partagée entre les différentes porteuses, et ainsi chaque porteuse peut occuper une bande de fréquence inférieure à la bande de cohérence B_c du canal, même si Δ_f est grand devant la bande de cohérence. On peut remarquer qu'il existe une dualité temps-fréquence entre les modulations mono et multi porteuses. Une modulation mono porteuse réalise un multiplexage temporel, tandis qu'une modulation multi-porteuses réalise un multiplexage fréquentiel, d'où le nom FDM (Frequency Division Multiplexing) :

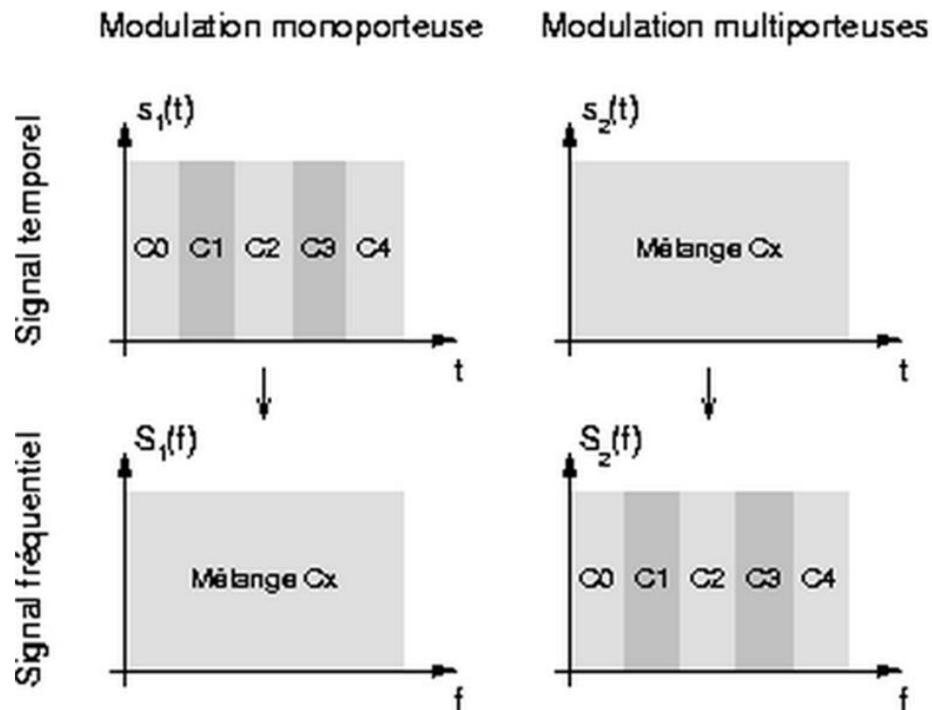


Figure II.1 : Dualité temps-fréquence des modulations

On définit l'efficacité spectrale comme étant le débit binaire par unité de fréquence. Plus l'efficacité spectrale est importante, plus il sera possible de transmettre un débit important sur un canal donné. Le choix des porteuses et de leur écartement va influencer sur cette efficacité spectrale. Pour garder la même efficacité qu'avec la modulation mono porteuse équivalente, il faut choisir soigneusement les fréquences des porteuses utilisées. La méthode la plus répandue est l'utilisation de porteuses orthogonales [15].

II.3. Généralité sur L'OFDM (Orthogonal Frequency Divisio Multiplexing)

II.3.1. Le canal multi-trajets

Les signaux réfléchis par les immeubles, les voitures ou le sol provoquent un phénomène nommé « affaiblissement par trajets multiples »: selon la longueur des différents chemins parcourus, le signal dévié arrive à l'émetteur plus ou moins longtemps après le signal principal, donc déforme plus ou moins celui-ci (voir Figure II.2). L'importance de ce phénomène dépend de la fréquence (les pertes sont plus faibles pour les basses fréquences et plus importantes pour les hautes fréquences) et varie lorsque le récepteur se déplace : il est bien connu des automobilistes, qui entendent le son de leur auto-radio s'affaiblir par endroits ou qui captent moins bien les stations dans les tunnels.

Ce phénomène d'évanouissement ou « fading » résulte des variations aléatoires des phases du signal dans le temps (après réflexion sur un obstacle). Elles peuvent engendrer

des signaux s'ajoutant de façon destructive en réception. Le signal résultant sera alors très faible ou nul. Les signaux multiples peuvent aussi s'ajouter de manière constructive, le signal résultant sera alors plus puissant que le trajet direct. Il faut noter que les multi-trajets n'ont pas que des inconvénients puisqu'ils permettent que la communication soit possible même lorsque l'émetteur et le récepteur ne sont pas en vision directe! C'est en particulier en exploitant cette particularité que des communications trans-continentales peuvent avoir lieu.

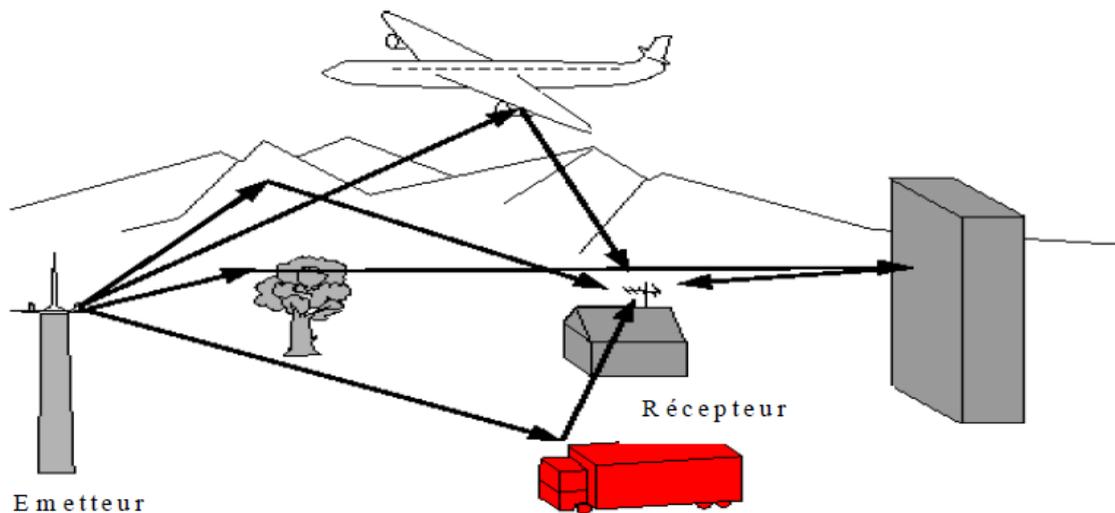


Figure II.2 : description phénomène affaiblissement par trajets multiple

Le canal de propagation peut-être modélisé par une réponse impulsionnelle donnée par $c(t) = \sum_{l=0}^{L-1} C_l \delta(t - \tau_l)$.

pour laquelle $\delta(t)$ est l'impulsion de Dirac et τ_l , C_l sont respectivement le retard et les gain complexes pour le trajet l .

Le signal reçu $r(t)$ n'est alors rien d'autre que le filtrage du signal émis $x(t)$ par le canal de propagation $c(t)$ et peut donc s'écrire sous la forme suivante en bande de base :

$$r(t) = c(t) * x(t) + b(t) = \sum_{l=0}^{L-1} C_l x(t - \tau_l) + b(t) \quad (\text{II.1})$$

$b(t)$ est un bruit additif modélisant les imperfections du système. On parle de canaux sélectifs en fréquence quand le signal transmis $x(t)$ occupe une bande de fréquence $[-W/2, W/2]$ plus grande que la bande de cohérence du canal de propagation $c(t)$ (définie comme l'inverse du temps de retard maximum du canal de propagation T_r , appelé

encore delay spread). Dans ce cas, les composantes fréquentielles de $x(t)$ séparées de la bande de cohérence subissent des atténuations différentes [16].

Dans les systèmes de transmission numériques haut débit, les symboles sont souvent transmis à intervalle de temps régulier T , appelé période d'échantillonnage. Comme cette période est souvent petite au regard du temps de retard maximum des trajets T_r , le signal reçu à un instant t peut s'exprimer comme une somme pondérée (affectée des atténuations des trajets) du signal émis au même instant (la durée de propagation des ondes électromagnétiques est souvent négligée vu qu'ils se propagent à la vitesse de la lumière) et des signaux émis aux instants précédents, multiple de la période d'échantillonnage.

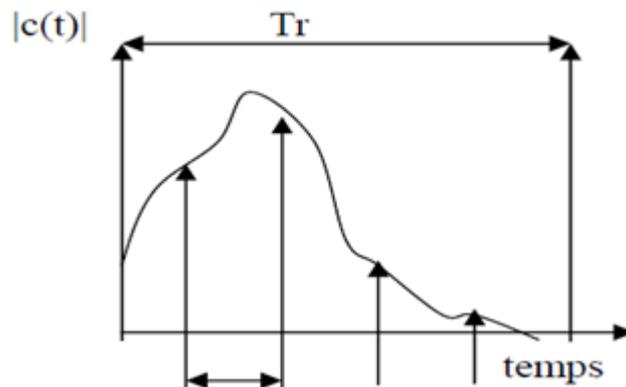


Figure II.3 : Représentation temporelle d'un canal multi-trajets.

Les coefficients du canal de propagation sont donnés par les valeurs prises aux différents instants : En posant $\tau_l = l \cdot \Delta\tau$ avec $\Delta\tau = T$, on obtient :

$[|c(0)|, |c(T)|, |c(2T)|, |c(3T)|, |c(4T)|, |c(5T)|]$. Plus T est petit, plus le nombre de coefficients est important (l , le nombre de trajets devient grand). A titre d'exemple, dans le contexte de communications radio-mobiles intra-bâtiments à 5Ghz, T est de l'ordre de 50 ns alors que T_r vaut 450ns.

La figure ci-dessus représente une réponse impulsionnelle typée que d'un canal multi-trajets. Dans le cas de transmissions à débits élevés, T est petit devant T_r . Ces signaux appelés large bande sont des signaux sélectifs en fréquences.

La principale tâche des concepteurs radio est la réduction des interférences provoquées par les réflexions multiples du signal et l'extraction du signal. L'égalisation est le procédé qui consiste à compenser l'effet des distorsions des multi-trajets. Pour cela, il faut identifier les coefficients d'atténuation qui modélisent l'effet du canal de propagation $c(t)$, puis retrouver le signal en résolvant le système. A ce jour, les techniques utilisées dans les applications industrielles font appel à une séquence d'apprentissage. Cela signifie que

régulièrement, on envoie une séquence bien choisie connue à la fois de l'émetteur et du récepteur. Cette méthode permet de déterminer les différents déphasages et retards du canal et donne de bons résultats en pratique. Par contre, lorsque la période d'échantillonnage est trop petite par rapport au retard T_r , (ce qui est le cas pour les transmissions à haut débit), le nombre de coefficients $c(lT)$, (dans notre cas) à déterminer peut-être grand et l'inversion de la matrice du système devient complexe. La transmission de débits élevés en présence de trajets multiples peut donc rapidement augmenter la complexité et par suite le coût des terminaux.

II.3.2. Le canal sélectif en fréquence

La sélectivité en fréquence d'un canal est un concept intimement lié au signal à transmettre. Il exprime le fait que le signal à transmettre a des composantes fréquentielles qui sont atténuées différemment par le canal de propagation. En d'autres termes, ce phénomène apparaît si le signal possède une bande de largeur de fréquence plus large que la bande de cohérence du canal de propagation ; la bande de cohérence d'un canal étant définie comme la largeur de bande minimale pour laquelle deux atténuations du canal sont indépendantes. Ce phénomène a donné du « fil à retordre » à beaucoup de chercheurs ces dernières années et est un des principaux obstacles à des transmissions fiables: il faut en effet d'une part estimer le canal (ce qui fait perdre du débit dans des environnements mobiles) et l'égaliser (ce qui augmente la complexité des récepteurs).

La complexité d'un égaliseur numérique dépend du nombre de trajets du canal de propagation (déterminé par le rapport entre le delay spread T_r et la période d'échantillonnage T mais également du type de constellation émis : en effet, les bits sont transmis sous forme de symboles et non tel quel. Le nombre de bits inclus dans chaque symbole désigne la taille de la constellation. Plus cette taille sera grande et plus le débit sera élevé. Etant donné les contraintes de puissance sur les terminaux, l'amplitude moyenne de ces constellations est en général fixée à un seuil. Les constellations usuelles sont données sous forme de puissance de 2.

Dans le cas d'une BPSK (Binary Phase Shift Keying), Les nombres réels utilisés sont (1,-1) correspondant respectivement aux bits (0,1) alors que pour une QPSK (quadrature phase shift keying), les constellations complexes suivantes sont utilisées (1, i, -1, i) correspondant aux paires de bits suivants (00, 01, 10, 00).

II.3.3. Description du canal sélectif en fréquence

Un canal sélectif en fréquence est un canal multi-trajets. Chaque trajet est un canal non-sélectif en fréquence d'atténuation complexe C_l ou A_l et associé à un retard $\tau_l; l = 1, \dots, L - 1$

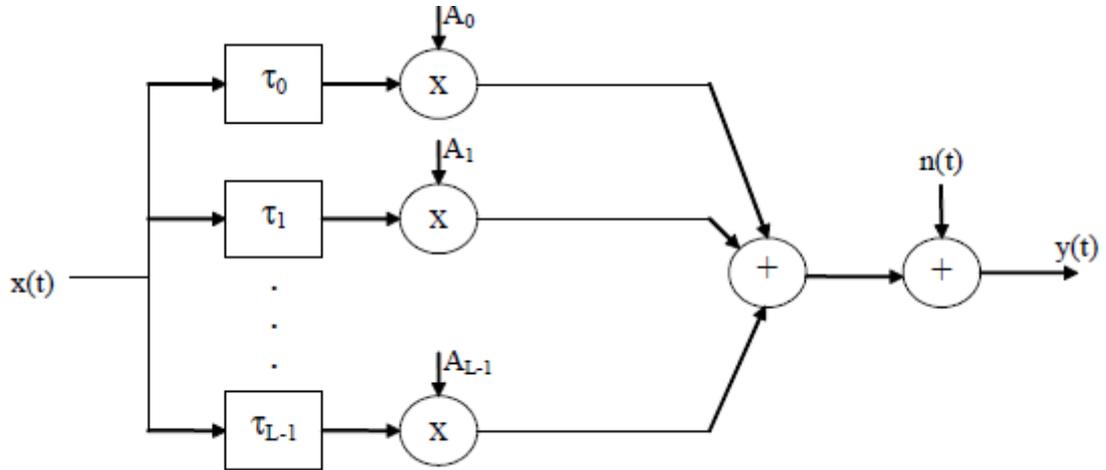


Figure II.4 : représentation du canal multi-trajet

On peut modéliser le canal multi-trajets avec un filtre à réponse impulsionnelle finie (FIR). Le retard maximum du canal est égal au nombre de coefficients du FIR multiplié par T.

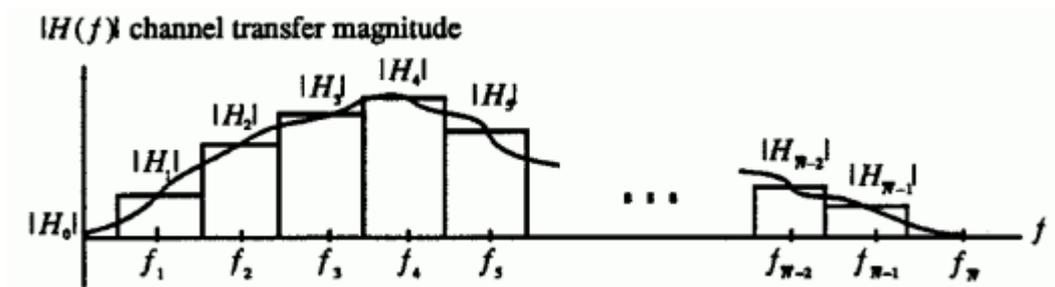


Figure II.5 : La réponse en fréquence du canal H(f)

La réponse en fréquence du canal $H(f)$ peut être décomposée en une succession de sous canaux autour de chaque porteuse si les sous-canaux ont une bande de fréquence suffisamment étroite, ils sont non sélectifs en fréquence. Chaque sous-canal est affecté par un coefficient d'atténuation complexe $H(f_n)$.

II.4. Principe de la modulation multi-porteuse OFDM

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

Dans un système conventionnel de transmission de données en série, les symboles sont transmis séquentiellement : le spectre de chaque donnée est autorisé à occuper toute la bande passante disponible.

Le principe du multiplexage en fréquence est de grouper des données numériques par paquets de N , qu'on appellera symbole OFDM et de moduler par chaque donnée une porteuse différente en même temps.

Considérons une séquence de N données c_0, c_1, \dots, c_{N-1} appelons T_s la durée symbole c'est-à-dire le temps qui sépare 2 séquences de N données.

Chaque donnée c_k module un signal à la fréquence f_k . Le signal individuel s'écrit sous forme complexe : $c_k e^{2j\pi f_k t}$

Le signal $s(t)$ total correspondant à toutes les données d'un symbole OFDM est la somme des signaux individuels :

$$s(t) = \sum_{k=0}^{N-1} c_k e^{2j\pi f_k t} \quad (\text{II. 2})$$

Le multiplexage est orthogonal si l'espace entre les fréquences est $1/T_s$.

$$f_k = f_0 + \frac{k}{T_s} \text{ et } s(t) = e^{2j\pi f_0 t} \sum_{k=0}^{N-1} c_k e^{2j\pi \frac{kT}{T_s} t} \quad (\text{II. 3})$$

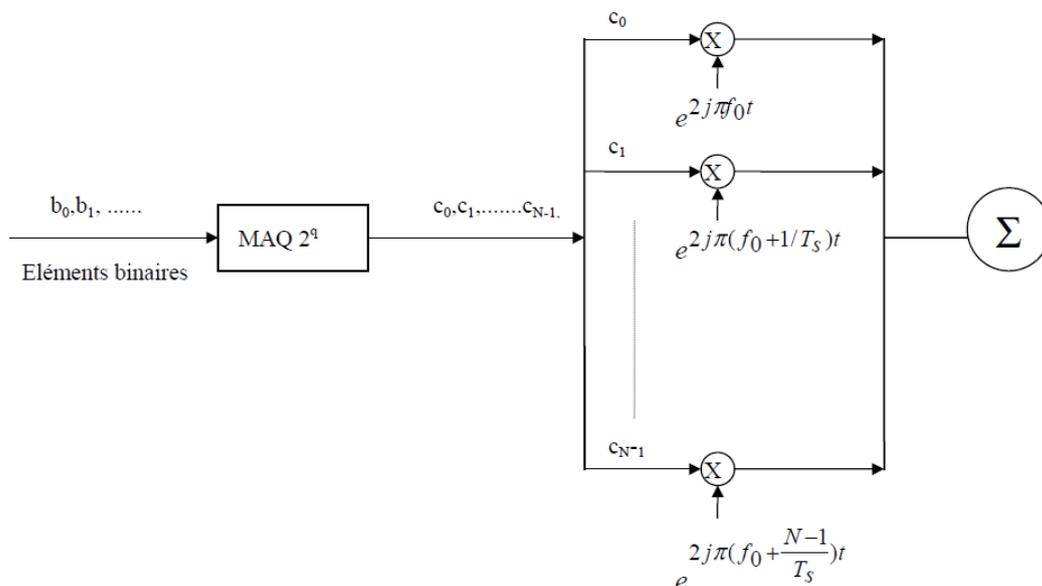


Figure II.6 : schéma de principe du modulateur OFDM

Plus précisément les données numériques c_k sont des nombres complexes définis à partir d'éléments binaires par une constellation (mapping) de modulation d'amplitude en quadrature MAQ à plusieurs états (4, 16, 64, de façon générale à 2^n états). Ces données sont des symboles M-aires formés par groupement de n bits. On les appelle symboles numériques. Il ne faut pas les confondre avec le symbole OFDM qui est un regroupement de N symboles numériques sur N porteuses.

De l'équation (II.4), on peut déduire l'expression réelle du signal :

$$\text{Si} \quad c_k = a_k + jb_k \quad (\text{II.4})$$

$$\begin{aligned} s(t) &= \sum_{k=0}^{N-1} (a_k + jb_k) e^{2j\pi(f_0 + \frac{k}{T_s})t} \\ &= \sum_{k=0}^{N-1} a_k \cos\left(2\pi\left(f_0 + \frac{k}{T_s}\right)t\right) - b_k \sin\left(2\pi\left(f_0 + \frac{k}{T_s}\right)t\right) \end{aligned} \quad (\text{II.5})$$

D'après l'expression du signal et la Figure II.5, le modulateur ainsi que le démodulateur devrait comporter N modulateurs individuels.

Pourquoi « orthogonal » ?

Nous allons déterminer le spectre du signal OFDM. chaque porteuse modulant une donnée pendant une fenêtre de durée T_s , son spectre est la transformée de Fourier de la fenêtre de la figure II.7

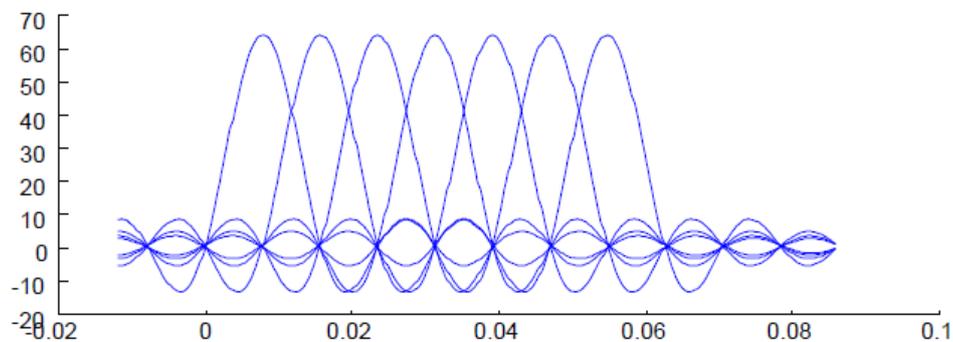


Figure II.7 : Spectres des différentes porteuses

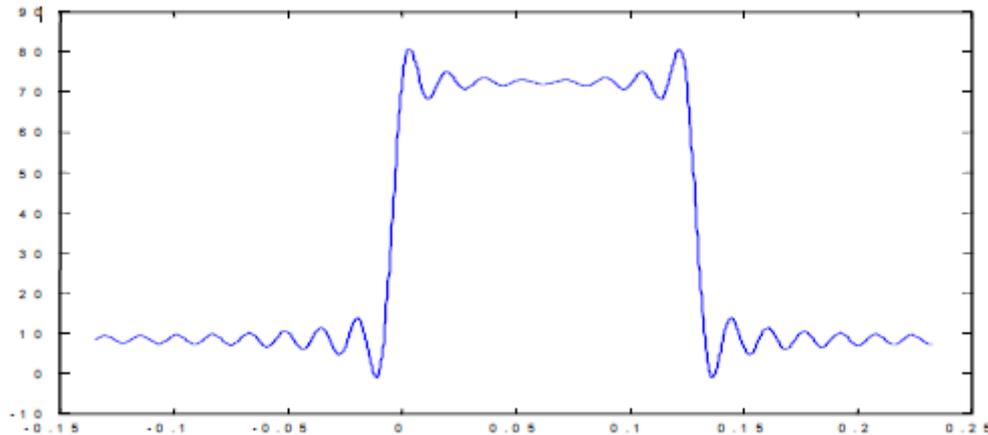


Figure II.8 : Spectre du signal OFDM pour 8 porteuses

Figure II.7 montre que l'espace entre chaque sous-porteuse $1/T_s$, permet, lorsque le spectre d'une sous-porteuse est maximal, d'annuler le spectre de toutes les autres : c'est la condition d'orthogonalité.

Cette condition d'orthogonalité permet d'avoir un recouvrement entre les spectres des différentes sous-porteuses, et malgré ceci d'éviter les interférences entre sous-porteuses si l'échantillonnage est fait précisément à la fréquence d'une sous-porteuse [17].

La Figure II.8 montre qu'alors, la bande en fréquence est occupée de façon optimale, puisque le spectre est presque plat dans cette bande. La bande occupée est à peu près $B = N/T_s$, (en excluant les lobes secondaires de part et d'autre de la bande), chaque sous-porteuse occupant à peu près $1/T_s$,

Remarque : Si le symbole c_k transporte q bits, le débit total est (nombre de bits par seconde) qN/T_s , $D_s = qB$. Pour une largeur de bande utilisée, le débit ne dépend pas de la durée des symboles ni du nombre de porteuses. Si on augmente la durée des symboles T_s , le spectre de chaque porteuse $1/T_s$, devient plus étroit et on peut augmenter le nombre de porteuses.

La réalisation suivant le schéma de principe nécessiterait N modulateurs. Mais l'expression mathématique du signal 1. montre qu'on peut le considérer comme la transformée de Fourier discrète inverse des symboles numériques c_k . Le principe de la démodulation dépend des perturbations subies par le signal après son passage dans le canal. Les modulations multi-porteuses sont particulièrement utiles pour des canaux comportant des échos multiples.

En effet, pour l'OFDM, la bande de fréquence totale B est divisée en N sous-bandes B_k , $\ll B_c$, mais la bande totale utilisée $B = N \cdot B_k$, peut être $\gg B_c$, donc chaque sous-porteuse voit un canal constant mais parmi toutes les sous-porteuses, certaines sont affaiblies d'autres amplifiées.

De même chaque signal d'une sous-porteuse donnée est émis idéalement pendant la période symbole OFDM, donc T_s doit être $\ll 1/B_c$, pour que sur chaque sous-porteuse le canal soit considéré comme invariant dans le temps. Par contre, il peut varier sur plusieurs symboles.

II.4.1. Principe de la démodulation

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

$$y(t) = \sum_{k=0}^{N-1} c_k H_k(t) e^{2j\pi(f_0 + \frac{k}{T_s})t} \tag{II.6}$$

$H_k(t)$ est la fonction de transfert du canal autour de la fréquence f_k et au temps t . Cette fonction varie lentement et on peut la supposer constante sur la période T_s ($T_s \ll 1/B_d$).

La démodulation classique consisterait à démoduler le signal suivant les N sous-porteuses suivant le schéma classique [18].

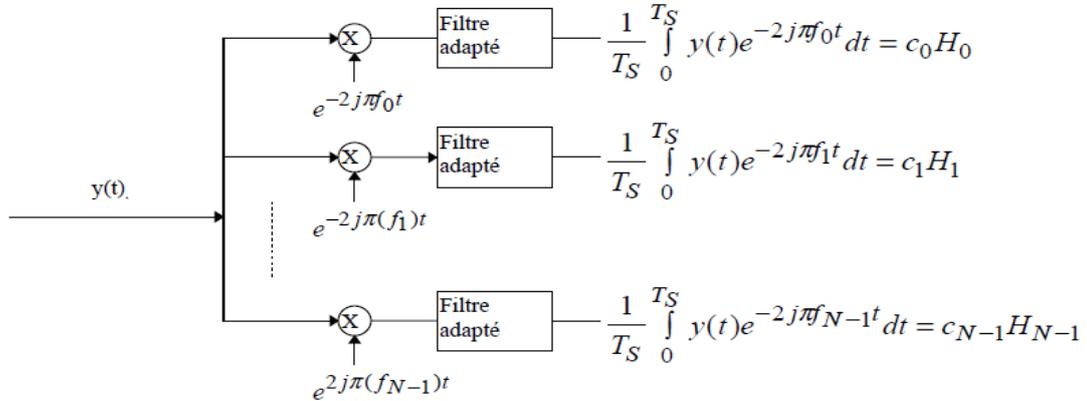


Figure II. 9 : Schéma de principe du modulateur OFDM

La condition d'orthogonalité nous montre que :

$$\frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} y(t) e^{-2j\pi f_i t} dt = \frac{1}{T_s} \sum_{k=0}^{N-1} \int_0^{T_s} c_k H_k e^{-2j\pi(k-i)\frac{t}{T_s}} dt = c_i H_i \tag{II.7}$$

Car

$$\frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} e^{2j\pi(k-i)\frac{t}{T_s}} dt = \begin{cases} 0, & k \neq i \\ 1, & k = i \end{cases}$$

En pratique, comme pour la modulation, on remarque que la démodulation peut être réalisée par une transformée de Fourier directe.

II.4.2. Principes du modulateur et du démodulateur utilisant les transformées de Fourier discrètes

Pour discrétiser, il faut choisir une fréquence d'échantillonnage. Voyons comment la démodulation impose cette fréquence :

Le signal occupe la bande passante B autour de la fréquence d'échantillonnage f_0 comme le montre le schéma suivant :

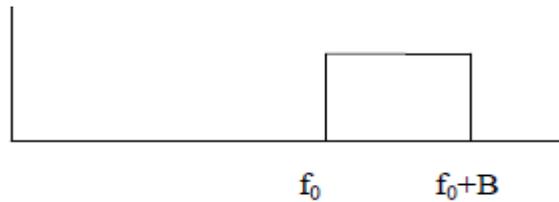


Figure II.10 : Allure de la bande passante

Pour démoduler, on va d'abord transposer le signal en bande de base, donc effectuer une translation de $f_0 + B/2$, fréquence médiane de la bande.

Le spectre occupera la bande $[-B/2, B/2]$, comme on le voit sur le schéma suivant :

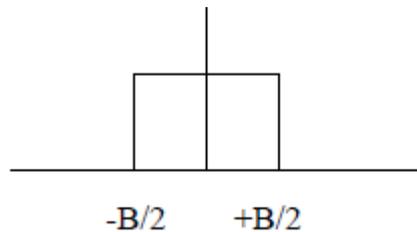


Figure II.11 : bande passante tradatée en bande de base

La bande passante du signal étant $B/2 = N/2T_s$, la fréquence d'échantillonnage doit être supérieure ou égale à $2B/2$ soit N/T_s . L'échantillonnage se fera aux temps $t_s = nT_s / N$

La chaîne de transmission est schématiquement la suivante :

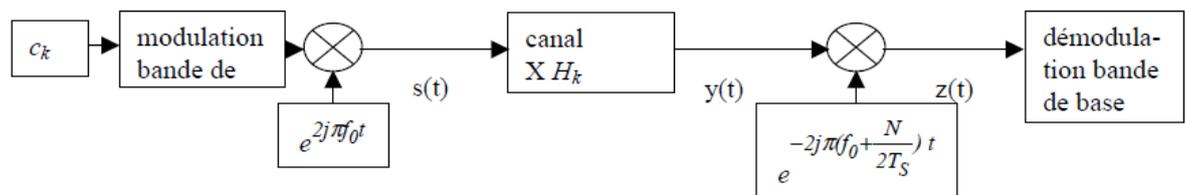


Figure II.12: chaîne de transmission

Le signal reçu en bande de base après le décalage en fréquence de $f_0 + B/2$ s'écrit alors[19] :

$$z(t) = y(t) e^{-2j\pi(f_0 + \frac{N}{2T_s})t} = \sum_{k=0}^{N-1} c_k H_k e^{2j\pi(\frac{k-N}{T_s})t} \quad (II. 8)$$

Puis après échantillonnage,

$$z(t) = z(nT_s/N) = z_n = (-1)^n \sum_{k=0}^{N-1} c_k H_k e^{2j\pi\frac{kn}{N}} \quad (II. 9)$$

On voit que z_n est la Transformée de Fourier discrète inverse de $c_k H_k$, la démodulation consiste donc à effectuer une Transformée de Fourier directe discrète. L'intérêt de cette discrétisation est qu'on peut réaliser ces transformées de Fourier à l'aide d'algorithmes de FFT (direct) et IFFT (inverse).

Le schéma de principe du démodulateur se simplifie :

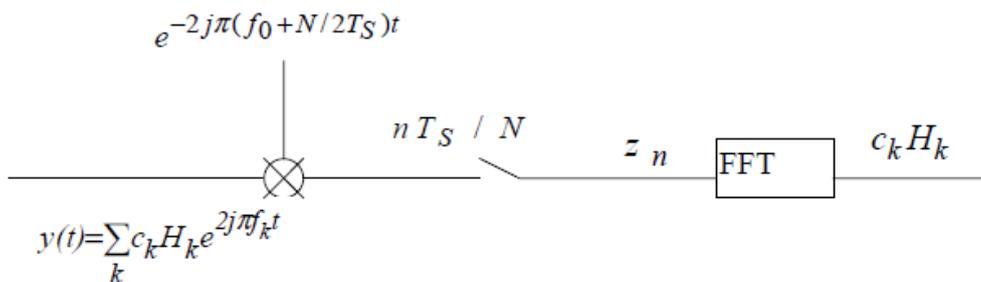


Figure II. 13: Démodulateur utilisant la FFT

Si on pose que le signal modulé en bande de base $s(t)$ est lui aussi discrétisé, les échantillons s_n s'écrivent :

$$s_n = \sum_{k=0}^{N-1} c_k e^{2j\pi\frac{kn}{N}} \quad (II. 10)$$

Le schéma de principe du modulateur est le suivant :

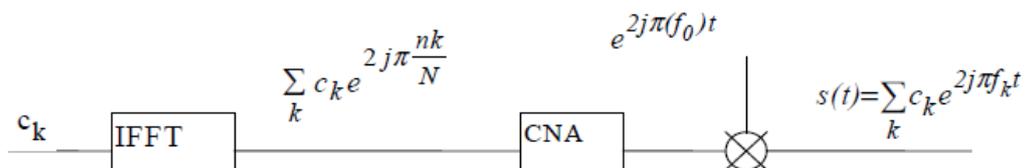


Figure II.14: Principe du modulateur

Physiquement, les symboles numériques c_k sont les données dans l'espace fréquentiel, les échantillons du signal sont les données dans l'espace temporel puisqu'on passe des premières aux secondes par une transformée de Fourier inverse. Le spectre du signal OFDM est formé des c_k placés aux fréquences f_k , autour de ces données le spectre s'élargit suivant un sinus cardinal à cause du spectre de la fenêtre temporelle T_s .

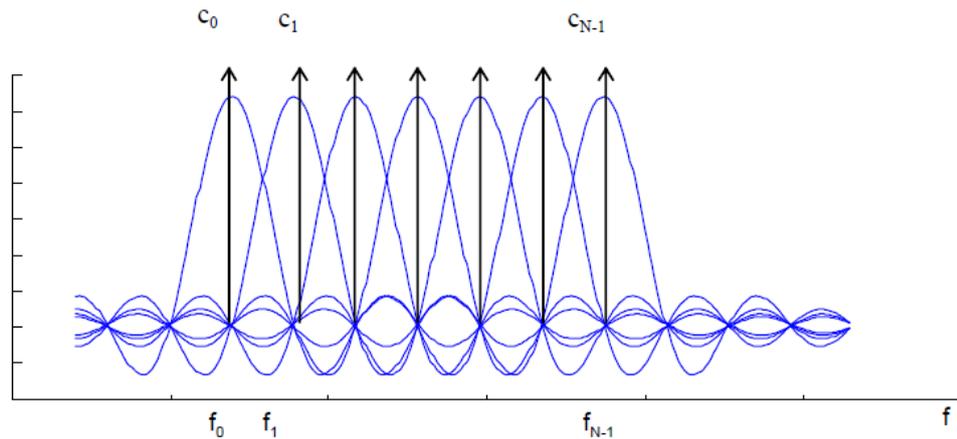


Figure II.15: Spectre du signal OFDM

➤ **Remarque :**

- la période d'échantillonnage est la durée des symboles numériques issus de la constellation.
- revenons sur l'échantillonnage à la démodulation : Le spectre après échantillonnage est donné à la Figure ci-dessous, dans ce cas la fréquence d'échantillonnage est B la bande occupée par le signal OFDM [20].

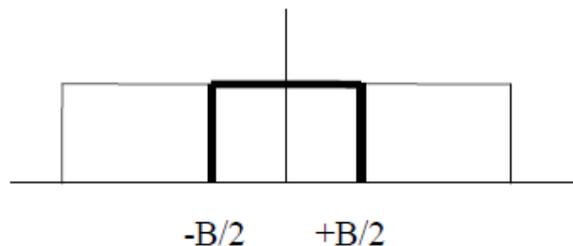


Figure II.16: Spectre après échantillonnage

➤ **Remarque**

On peut avoir un repliement de spectre dû à l'échantillonnage à la fréquence B. Pour être certain de ne pas avoir de repliement de spectre, on peut « annuler » les porteuses

proches des extrémités de la bande passante. Il y a en réalité un peu moins de porteuses transmises que N . On peut aussi filtrer le signal par un filtre de Nyquist ou sur échantillonner.

II.4.3. Le Schéma générale bloc d'un système de transmission OFDM (émission /réception)

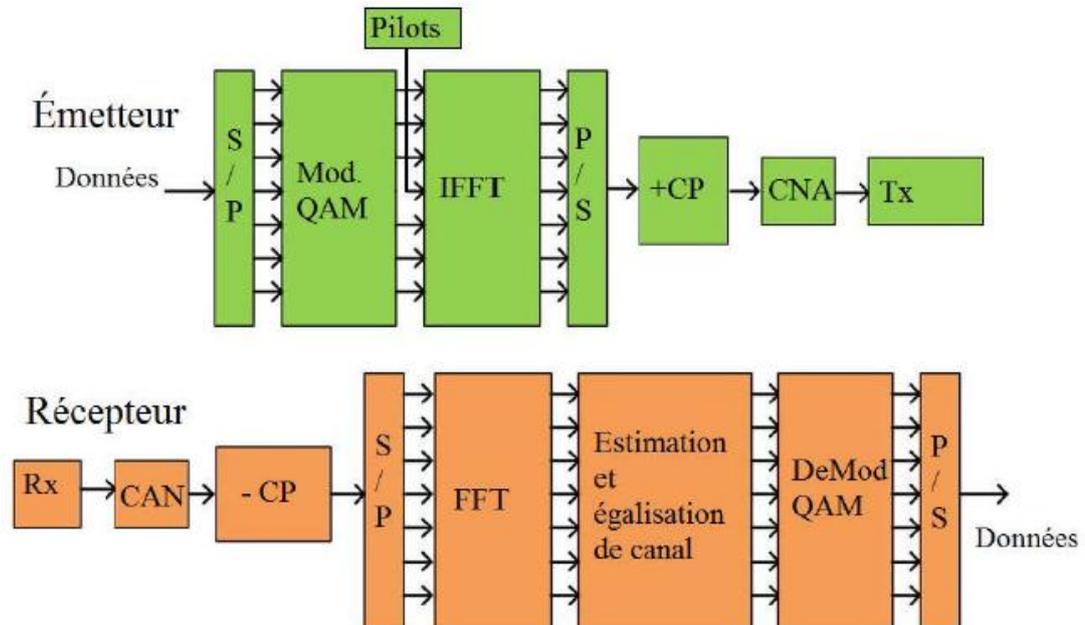


Figure II.17: Schéma bloc d'un système de transmission OFDM

La chaîne de transmission dans les systèmes OFDM se divise en deux parties, l'émetteur et le récepteur.

A l'émission, les bits de la source binaire sont modulés et génèrent des symboles complexes prenant leurs valeurs dans un alphabet fini correspondant à une modulation numérique donnée comme la modulation d'amplitude en quadrature (QAM) ou la modulation par sauts de phase (PSK). Ces symboles x_k sont répartis sur les N sous-porteuses. Les sous-porteuses dans le domaine fréquentiel sont espacées de $\Delta f = \frac{1}{T_s}$. La transformée de Fourier discrète inverse (IFFT) permet de générer le signal dans le domaine temporel constitué de N échantillons. En général, toutes les N sous-porteuses sont modulées en utilisant les symboles de données, mais certaines sous-porteuses sont des porteuses pilotes. Les pilotes (Estimation Pilots (EP)) sont connus au niveau des émetteurs et des récepteurs et sont utilisés pour l'estimation du canal. Le nombre de pilotes insérés entre les données dépend du canal et de la précision requise pour l'estimation de canal. Les symboles pilotes peuvent être répartis sur plusieurs symboles OFDM consécutifs. Après la fonction IDFT, le préfixe cyclique (CP) de longueur T_g est ajouté pour éliminer

l'interférence entre symboles tout en gardant l'orthogonalité entre les sous-porteuses. Le symbole OFDM est alors transmis à l'étage radio-fréquence comportant la conversion numérique-analogique et la translation sous fréquence porteuse.

En réception, le CP est enlevé et le symbole OFDM est remis au démodulateur. Celui-ci réalise une transformée de Fourier (FFT) qui transpose les symboles OFDM, porteurs de données utiles et/ou de pilotes, du domaine temporel au domaine fréquentiel. En raison des distorsions induites par le canal de transmission, la correction de celui-ci consiste en une pondération sur chaque sous-porteuse. Les coefficients de pondération sont obtenus grâce aux symboles pilotes, dont la valeur est connue au niveau du récepteur. L'égalisation de canal consiste, à partir des coefficients du canal H_k , à générer les coefficients d'égalisation permettant de compenser les effets du canal. L'égalisation est effectuée dans le domaine fréquentiel. Il existe différentes techniques d'égalisation, les plus utilisées étant les techniques de forçage à zéro (Zero Forcing (ZF)) et la méthode des moindres carrés (Minimum Mean Squared Error (MMSE)). L'égaliseur ZF permet d'annuler complètement la dispersion apportée par le canal. Il applique l'inverse de la réponse fréquentielle du canal H_k . Le coefficient G_k d'égalisation s'exprime :

$$G_k = \frac{1}{H_k} = \frac{H_k^*}{|H_k|^2} \quad (\text{II.11})$$

Ainsi, la combinaison de canal et l'égaliseur ZF donne une réponse fréquentielle uniforme et une phase linéaire $G_k * H_k = 1$. Cependant, l'égaliseur ZF ignore la présence de bruit blanc additif gaussien (Additive White Gaussian Noise (AWGN)).

De plus, en présence d'évanouissements profonds, il amplifie le terme de bruit, dégradant alors les performances globales du système.

La technique MMSE nécessite une estimation du rapport signal à bruit (Signal to Noise Ratio (SNR)) sur chacune des sous-porteuses. Cette technique tient compte du rapport signal à bruit dans le calcul du coefficient d'égalisation. Le coefficient d'égalisation de MMSE s'exprime par :

$$G_k = \frac{H_k^*}{|H_k|^2 + \frac{1}{\gamma_k}} \quad \text{avec} \quad \gamma_k \neq 0 \quad (\text{II.12})$$

Le coefficient γ_k est calculé à partir de l'estimation du rapport signal à bruit par sous-porteuse, induisant une complexité supplémentaire. Après l'égalisation, les symboles de

données sont démodulés selon la technique de modulation numérique utilisée à l'émission afin de récupérer les bits transmis.

II.5. Les effets du multitrajets

Le chemin entre l'émetteur et le récepteur n'est pas souvent unique. Mais le trajet le plus court est celui du chemin direct. Le signal émis dans une autre direction rencontre dans sa propagation des objets comme des bâtiments, des montagnes ou des voitures qui le réfléchissent Figure II.18. Ces chemins ont des trajets plus longs qui peuvent conduire le signal au récepteur mais avec un certain retard, un changement d'amplitude et de phase par rapport au trajet direct.



Figure II.18: La propagation au travers d'un canal multitrajets.

Dans les systèmes OFDM, les symboles OFDM utiles, c'est à dire sans l'ajout du préfixe cyclique ou du zero padding, sont de durée $T_{utile} = N_{DFT} T_s$. On rappelle que N_{DFT} est la taille de la DFT et que T_s est l'intervalle de temps séparant deux symboles de la modulation (QAM ou PSK) initiale. Le signal qui emprunte le trajet le plus court arrive au récepteur avec un retard τ_1 suivi par une succession de signaux qui arrivent avec différents retards dont le dernier arrive avec un retard τ_Q . A la réception, le signal reçu est la somme de tous ces signaux. Le symbole empruntant le trajet direct arrive à l'instant $t_0 + \tau_1$, puis arrivent une succession des symboles jusqu'à l'instant $t_0 + \tau_Q$. La durée $\tau_{canal} = \tau_Q - \tau_1$ est appelée la dispersion du canal.

Le symbole reçu est la somme du symbole du trajet direct avec des versions retardées de celui-ci. Le symbole OFDM étant composé des sous-canaux (sous porteuses), ce type d'interférence est appelé :

Interférence Entre Canaux (IEC), Le symbole suivant, émis à l'instant $t_0 + T_{utile}$ arrive par le trajet direct à l'instant $t_0 + T_{utile} + \tau_1$. La partie dans son début coïncide avec le

premier symbole arrivé par le trajet non-direct et cela jusqu'à la dernière version de celui-ci à l'instant $t_0 + T_{utile} + \tau_Q$. Cela entraîne de l'interférence entre le 1^{er} et le 2^{ème} symbole OFDM pendant une durée τ_{canal} qui est la dispersion du canal. Ce phénomène va se répéter pour les symboles suivants ce qui crée ce qu'on appelle **l'Interférence Entre Symboles (IES)** due à l'effet de multi trajets. Ces deux phénomènes sont illustrés par la Figure II.19.

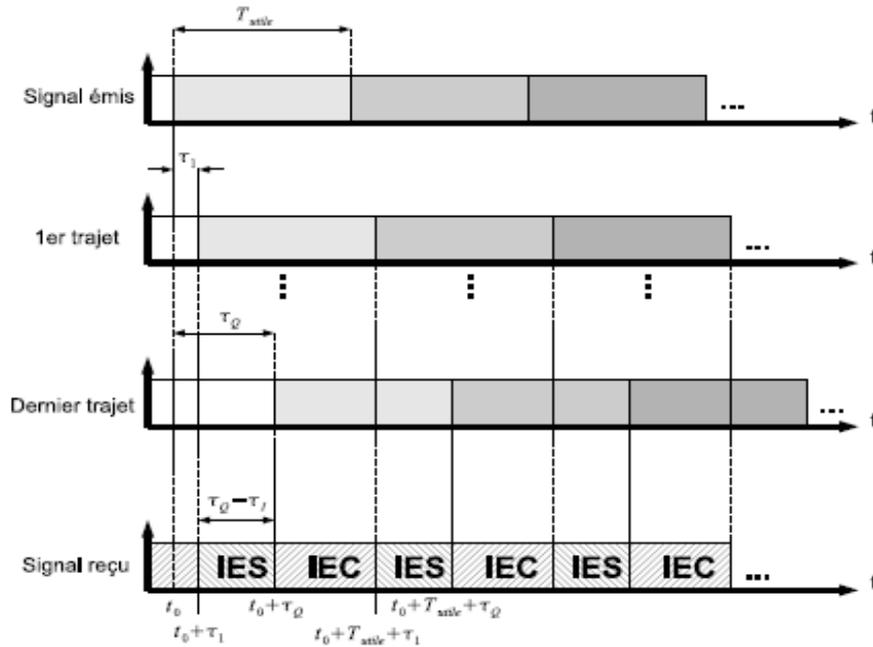


Figure II.19: Interférences entre canaux (IEC) et interférences entre symboles (IES) dans le cas d'un canal multitrajet

Lorsque le canal ne varie pas dans le temps sur la durée de quelques symboles OFDM, le signal reçu peut s'écrire de la manière suivante :

$$r(n) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} h(k)x(n - k) + b(n) \quad (\text{II.13})$$

Avec $n \in \mathbb{Z}$. $r(n)$, $x(n)$, $h(n)$ et $b(n)$ correspondent respectivement au signal reçu, au signal émis, à la réponse impulsionnelle du canal et au bruit capté.

II.5.1. Préfixe cyclique (CP)

Comme précisé précédemment, il est nécessaire de rajouter le CP de durée T_g après l'opération d'IFFT. Le CP est une copie de la dernière partie du symbole OFDM comme

indique Figure II.19. Pour éliminer complètement les interférences entre symboles, la taille du CP doit être plus grande que le délai maximum (τ_{max}) de propagation dans un canal à trajets multiples soit $T_g \geq \tau_{max}$.

Notons qu'après son insertion, l'espacement entre les sous-porteuses est toujours $\Delta f = 1/T_s$, alors que la durée des symboles OFDM est $T_{tot} = T_s + T_g$, ce qui entraîne la perte d'orthogonalité entre les sous-porteuses. Au niveau du récepteur, la condition d'orthogonalité entre les sous-porteuses sera restaurée si durant la fenêtre rectangulaire de durée T_s , chacune des composantes sinusoïdales du symbole OFDM comprend un nombre entier de périodes même en présence d'un canal dispersif en temps. La suppression de l'intervalle de garde permet de restituer l'orthogonalité entre les sous-porteuses.

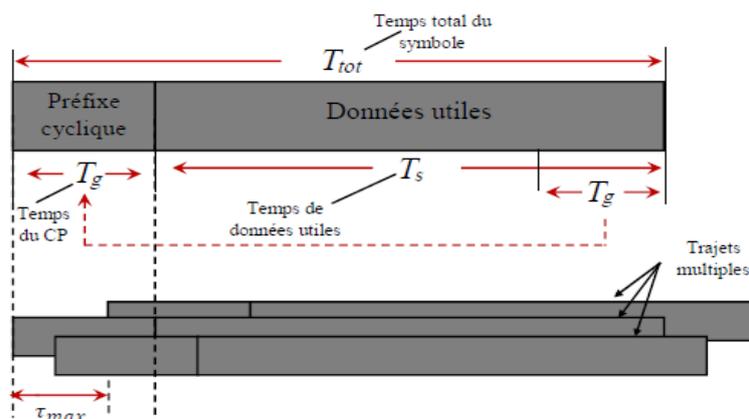


Figure II.20: Illustration de la protection contre les interférences entre symboles OFDM assurée par le CP

De plus, comme l'intervalle de garde est la copie des échantillons de fin de symbole OFDM, cet intervalle peut être exploité pour la synchronisation temporelle du signal OFDM. Le canal de propagation sera modélisé par sa réponse impulsionnelle $h(t)$. Le signal reçu est le signal transmis convolué avec la réponse impulsionnelle du canal auquel se rajoute du bruit. Soit $r(t)$ le signal OFDM reçu, ce signal est présenté dans l'équation II.15:

$$r(t) = s(t) * h(t) + b(t) \quad (\text{II.14})$$

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

II.5.2. Annulation de l'IES et de l'IEC

Dans l'état actuel, l'annulation de l'IEC et de l'IES est une tâche très complexe pour les récepteurs OFDM. La suppression de l'IES est réalisée grâce à l'insertion d'un

intervalle de garde, qui est soit le “préfixe cyclique”, et qui doit être plus longue que la dispersion du canal. La méthode du préfixe cyclique a été la première proposée et elle consiste à ajouter de la redondance au signal temporel à émettre.

Nous allons maintenant détailler « **La méthode du préfixe cyclique** » afin de supprimer l’IES et l’IEC afin de simplifier l’égalisation du canal.

Dans le cas des systèmes OFDM avec préfixe cyclique, l’annulation de l’IES est réalisée en ajoutant un intervalle entre chaque symbole OFDM utile à la sortie de l’IDFT à l’émission. Le préfixe cyclique est une copie de la fin du symbole OFDM qui est placée dans cet intervalle. A la réception, le préfixe cyclique est supprimé avant d’effectuer la DFT. On constate que si la durée du préfixe cyclique T_{PC} est supérieure à la dispersion du τ_{canal} alors l’IES est complètement supprimée. De plus, les symboles OFDM reçus ne sont plus affectés par l’IEC car ils possèdent la propriété de convolution circulaire.

Figure II.20 correspond au cas limite où la durée du préfixe cyclique est égale à la durée de la réponse impulsionnelle du canal ($T_{PC} = \tau_{canal}$). T_{PC} , T_{utile} et T_{OFDM} correspondent respectivement à la durée du préfixe cyclique, du symbole OFDM utile, et du symbole OFDM complet comprenant le préfixe cyclique. Nous allons voir maintenant d’une manière plus mathématique comment l’IES et l’IEC sont supprimées :

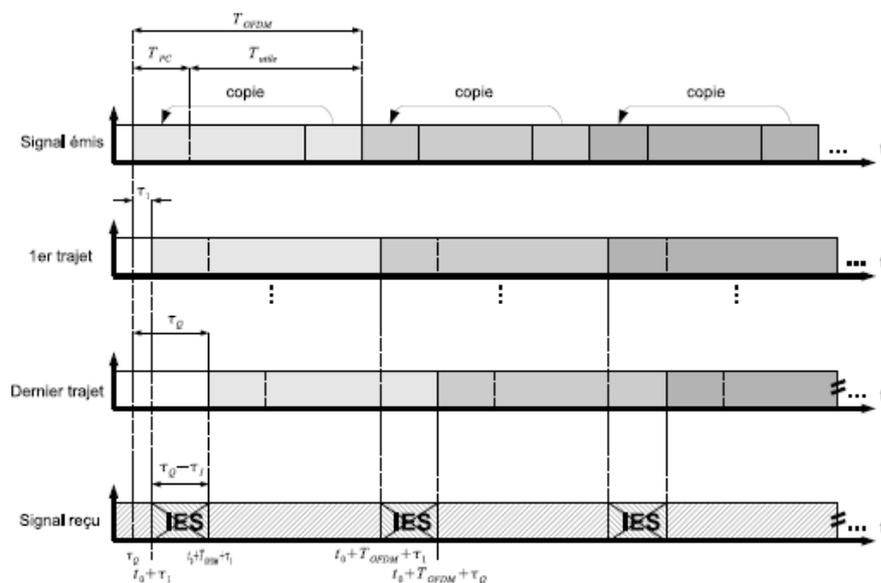


Figure II.21: Annulation de l’IES et de l’IEC grâce au préfixe cyclique dans le cas d’un canal multi trajet.

II.5.3. Utilisation de l'OFDM pour le canal sélectif en fréquence

En présence d'un canal multi-trajets, des versions décalées du symbole n s'additionnent entre eux, créant de l'ISI entre symboles OFDM. La récupération du symbole est impossible. Le retard maximum entre les symboles est égal à T_{max} .

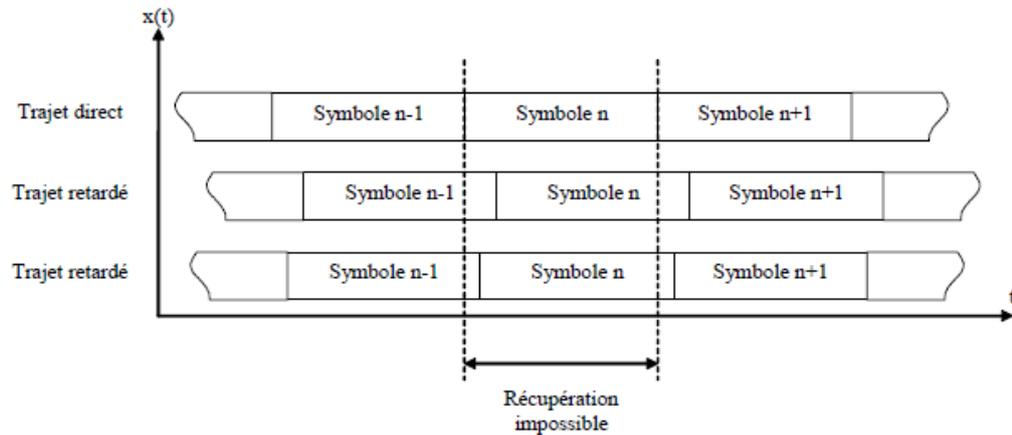


Figure II.22: illustration de l'interférence entre symboles

Pour absorber ce retard, on va allonger le symbole OFDM avec un préfixe cyclique (CP) ou intervalle de garde (GI). Sa durée est généralement comprise entre 1/4 et 1/32 de la durée du symbole. Le débit utile est réduit dans les mêmes proportions. Le spectre est légèrement modifié sur les bords à cause de l'élargissement de la porte (on ne voit plus les lobes secondaires car les sinus cardinaux ne s'annulent plus en même temps. L'allure générale du spectre $x(t)$ ne change pas).

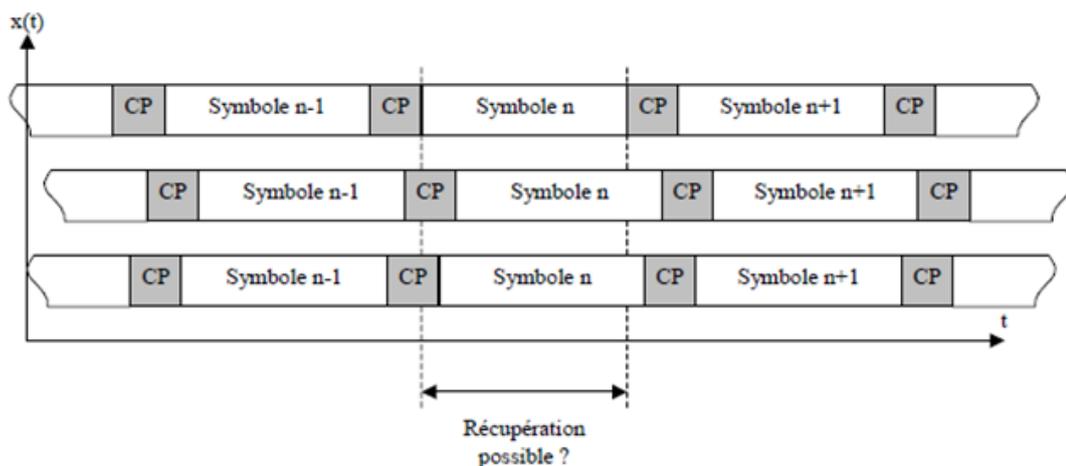


Figure II.23: principe de l'insertion de l'intervalle de garde

Après il faut restaurer l'orthogonalité des porteuses qui a été perdue. Pour cela, on va copier la fin du symbole OFDM au début.

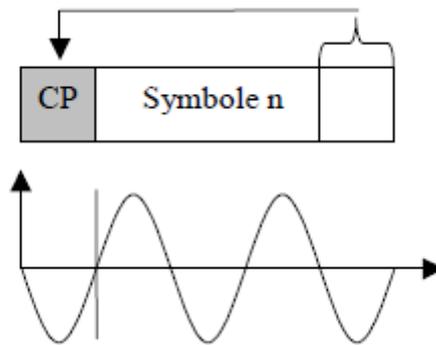


Figure II.24: la dernière partie du symbole est utilisée comme un intervalle de garde

Raisonnons sur des porteuses réelles. Chaque porteuse OFDM correspond à un nombre entier de périodes sur le symbole OFDM (de 0 à $N-1$). En copiant la fin du symbole dans l'intervalle de garde, on prolonge le signal sans créer de discontinuité. On appelle ce bloc de données le **préfixe cyclique**, Figure ci-dessus.

Dans La présence d'ISI continus le raisonnement avec une porteuse réelle. On additionne des versions décalées du symbole. Si le préfixe cyclique est plus long que le retard max du canal et si on sait retrouver l'emplacement du symbole, alors on obtient la somme de signaux sinusoïdaux de même fréquence, mais d'amplitude et de phase différents. Cette somme est un signal sinusoïdal de même fréquence mais dont la phase et l'amplitude ont changé. Ce changement correspond au $H_i(f_i)$ de la porteuse. Ce raisonnement est valable pour toutes les porteuses, réelles ou complexes, comme se présente ces schémas qui se suivent.

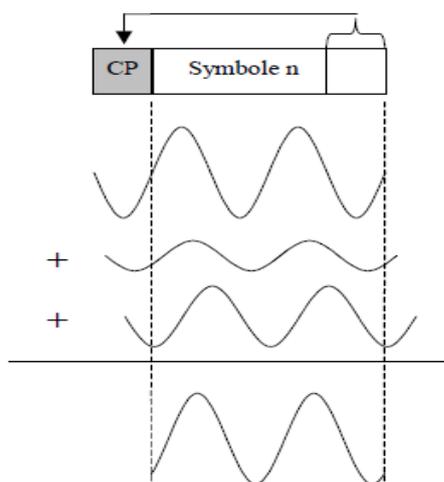


Figure II.25: illustration de l'addition décalée d'un même symbole

II.5.4. Avantages et défauts de la modulation OFDM

Nous pouvons résumer les avantages de la modulation OFDM comme suit :

- Réduction de l'effet des délais de propagation multi-trajets ;
- Efficacité contre la sélectivité fréquentielle des canaux ;
- Efficacité contre la distorsion du canal (utilisation de technique simples d'égalisation)
- Suivant la situation analysée, les imperfections du système OFDM réel peuvent être prises en compte ou ignorées de manière explicite dans le modèle.

Parmi les défauts constatés, on distingue :

- **La dispersion** : les dispersions temporelles et fréquentielle peuvent détruire l'orthogonalité du système et introduire des interférences entre symboles et entre sous canaux. Si ces effets ne sont pas suffisamment équilibrés par un préfixe cyclique, les performances du système peuvent alors être rapidement dégradées.
- **La synchronisation** : la stabilité aux écarts de fréquence (synchronisation des sous-porteuses, stabilités des oscillateurs de l'émetteur et du récepteur..) est plus importante que pour la transmission mono-porteuse ;
- **Les non-linéarités** : le signal OFDM possède un rapport entre sa puissance maximale et sa puissance moyenne élevée (PAPR-peak to average power ratio).la dynamique du signal impose une forte demande sur la linéarité des amplificateurs utilisés pour la transmission radio-fréquence.

Cette non linéarité des amplificateurs cause également de L'IES et de L'IEC.

- **Les interférences extérieures** : le signal peut être perturbé par d'autre transmission extérieures qui partagent la même bande de fréquence. ces interférences extérieures peuvent être représentées par un bruit

II.5.5. Cas d'utilisation de l'OFDM

L'OFDM est utilisé dans :

- La télédiffusion numérique terrestre (DVB -T, DVB-H) ;
- La radiodiffusion numérique terrestre DAB ;
- La radio diffusion numérique terrestre T-DAB ;
- Les liaisons filaires: ADSL, VDSL, modem sur courant porteur (homeplug)
- Les réseaux sans-fil basé sur les normes 802.11a,802.11g,802.11n (wi-fi),802.16 (wimax) et HiperLan ;

- Les réseaux mobiles de nouvelle génération (4G).

II.6. Conclusion

Dans ce chapitre nous avons détaillé le système de modulation multi-porteuses utilisé actuellement. La modulation OFDM est utilisée pour la transmission à haut débit sur des fréquences radioélectriques dans des environnements à parcours multiples dans laquelle l'information est répartie en petits blocs de données qui sont chacun affectés à des porteuses orthogonales. L'avantage de ce processus est de pouvoir récupérer l'information transmise même si plusieurs échos ont affectés la transmission radioélectrique. Cette technique de modulation est adoptée par les systèmes de communication sans fil de quatrième génération offrant aux utilisateurs des services supplémentaires de type multimédia asymétriques. Nous allons dans le chapitre suivant nous intéresser aux systèmes multi accès offrant la possibilité à plusieurs utilisateurs de communiquer.

III.1. Introduction

Dans la conception de tout système de communications mobiles le problème de l'accès multiple, c'est à dire la façon dont on permet à plusieurs utilisateurs de partager un support physique commun, est une tâche importante. La répartition des ressources entre les différents utilisateurs d'un système de communications mobiles peut être réalisée par quatre techniques différentes sont basés sur l'orthogonalité des signaux:

- l'accès multiple par répartition fréquentielle (FDMA)
- l'accès multiple par répartition temporelle (TDMA)
- l'accès multiple par répartition de code (CDMA)
- Secteurs séparables spatialement : (SDMA)

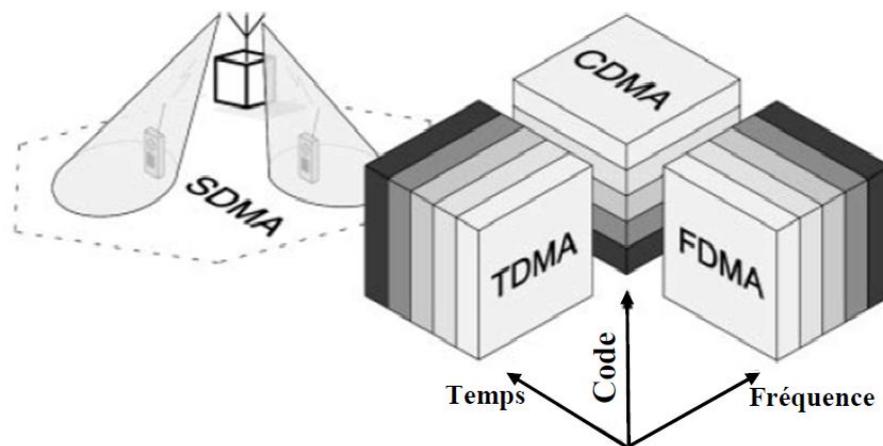


Figure III.1 : Différentes techniques d'accès multiples [22]

Le signal radio électrique est fonction de la fréquence, du temps et du code de l'utilisateur:

$$s(f, t, c) = s(f, t)c(t) \quad (\text{III.1})$$

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

III.2. Formulation générale des systèmes d'accès multiples avec canal de transmission

Nous avons:

$$r(t) = x(t) * h(\tau, t) + b(t) = \sum_{q=-\infty}^{+\infty} d_q \cdot \delta(t - qT) * g_e(t) * h(\tau, t) + b(t) \quad (\text{III.2})$$

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

$$\begin{aligned}
 r(t) &= \sum_{j=0}^{N_U-1} x_j(t) * h_j(\tau, t) + b(t) \\
 &= \sum_{j=0}^{N_U-1} \sum_{q=-\infty}^{+\infty} d_{qj} \cdot \delta(t - qT) * g_{ej}(t) * h_j(\tau, t) + b(t)
 \end{aligned}
 \tag{III.3}$$

$$= \sum_{j=0}^{N_U-1} \sum_{q=-\infty}^{+\infty} d_{qj} \cdot \delta(t - qT) * \psi_j'(\tau, t) + b(t)$$

Avec,

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

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

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

N_U nombre d'utilisateurs.

$h_j(\tau, t)$ canal de transmission de réponse impulsionnelle [23].

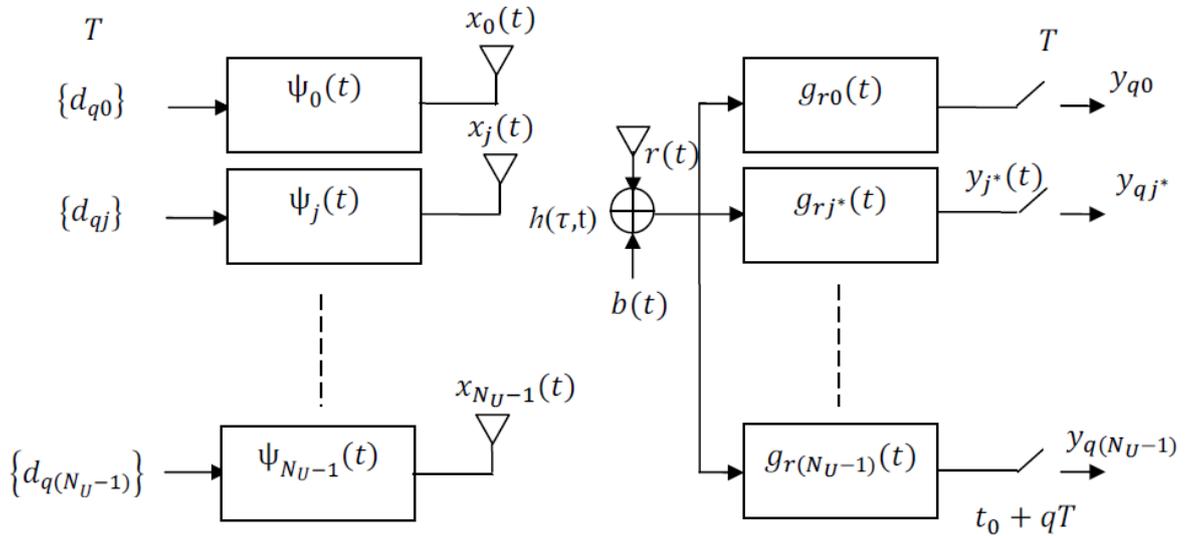


Figure III.2 : Transmission multiaccès avec canal de propagation.

III.3. Les techniques d'accès multiple :

III.3.1. FDMA

La FDMA permet de partager la bande de fréquence en une série de N_U canaux de plus faible largeur. Cette technique dispose de 2 niveaux de multiplexage fréquentiel :

- Le premier niveau divise la bande passante en plusieurs canaux.
- Le deuxième niveau consiste à répartir d'avantage la capacité de chaque canal.

Ce procédé est utilisé sur les lignes téléphoniques et les liaisons physiques en paires torsadées et dans les systèmes de téléphones mobiles.

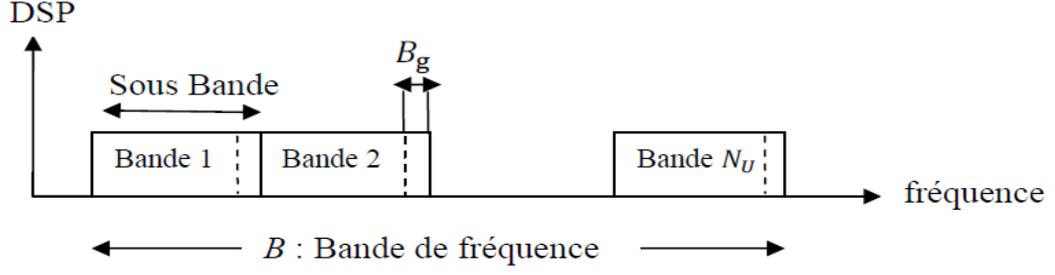


Figure III.3 : Principe du multi-accès FDMA

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

$$B_s = \frac{B}{N_U} \quad (\text{III.4})$$

La difficulté majeure de mise en œuvre réside dans la séparation des différentes sous bandes de fréquence [24]. En pratique ces dernières ne peuvent pas être jointives et sont séparées par un intervalle de garde ou bande de garde de largeur spectrale B_j .

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

$$B = N'_U B_s + (N'_U - 1) B_g \quad (\text{III.5})$$

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

$$B = N'_U B_s + (N'_U + 1) B_g \quad (\text{III.6})$$

III.3.1.1. Principe

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

$$\tilde{s}_{jFDMA}(t) = \sqrt{2P_t} x_{bbj}(t) \cos(2\pi(f_0 + c_j(t)\Delta f)t + \varphi_j) \quad (\text{III.7})$$

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

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

Δf intervalle de fréquence entre utilisateurs adjacents,

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

φ_j phase instantanée de l'utilisateur j ,

f_0 fréquence porteuse,

P_t puissance transmise.

En considérant la figure III.3, le signal reçu pour tous les utilisateurs est :

$$\tilde{r}(t) = \sum_{j=0}^{N_U-1} \tilde{s}_{j_{FDMA}}(t) * \tilde{h}_j(\tau, t) + \tilde{b}(t) \quad (\text{III.8})$$

A la sortie $y_j^*(t)$, chaque symbole q de chaque utilisateur j est détecté séparément à l'aide d'un filtre adapté à la cadence T [25].

III.3.1.2. Caractéristique du FDMA

- L'inconvénient majeur du FDMA est le matériel (filtres pour la bande passante) qui est très coûteux par rapport à celui du TDMA.
- FDMA peut être utilisé avec un signal analogique ou numérique.
- Si un canal est non exploité, il ne sera pas utilisé par une autre porteuse, d'où une sous exploitation de la bande de fréquence.
- Un canal ne peut transporter qu'une seule communication.
- Une largeur de canal varie entre 30-200 KHz.

Le nombre de sous canaux offerts par le FDMA sont limité par 3 facteurs [26] :

- le bruit thermique
- le bruit d'intermodulation
- la diaphonie (cross-talk)

III.3.2. TDMA

C'est un mode de multiplexage qui permet de transmettre plusieurs signaux à travers un seul canal.

III.3.2.1. Principe de la méthode

La technique TDMA décompose une ressource en sous canaux allouables à différents utilisateurs en définissant une durée de trame T_t [27], cette dernière est décomposée en N_U intervalles appelés time slots de durée $T_s = \frac{T_t}{N_U}$.

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

Dans les systèmes de radiocommunications avec les mobiles fonctionnant en TDMA, une des principales difficultés réside dans le fait qu'il faut synchroniser, sur la même horloge, l'ensemble des terminaux et qu'il faut éviter que les paquets de données (burst)

émis par deux terminaux qui utilisent des times slots adjacents, ne se recouvrent pas, même partiellement, à l'arrivée à la station de base. Pour éviter ce type de problème, il faut prévoir un intervalle de garde de durée T_g , ce qui revient à avoir une durée du time slot supérieure à la durée du burst émis.

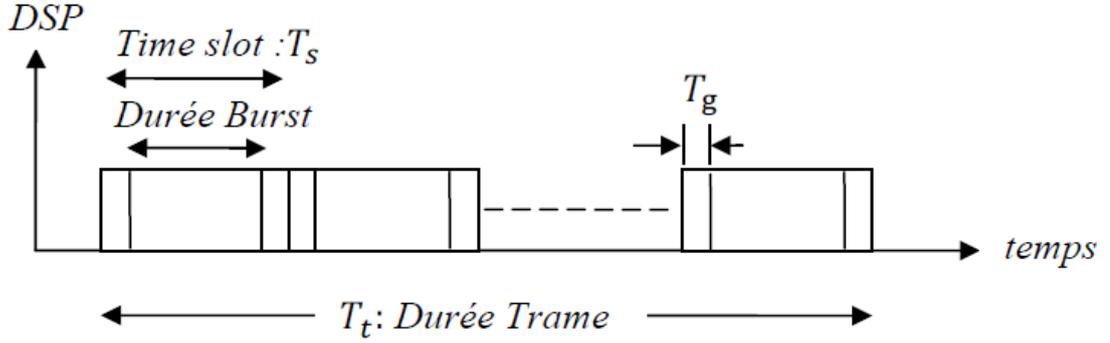


Figure III.4 : description de technique TDMA

III.3.2.2. Principe

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

$$\tilde{s}_{jTDMA}(t) = \sqrt{2P_j}(x_{jTDMA}(t) * g_{ej}(t))\cos(2\pi f_0 t + \varphi_j) \quad (\text{III.9})$$

avec

$$x_{jTDMA}(t) = \sum_{t_r=-\infty}^{+\infty} \sum_{q=1}^Q d_{(q+t_rQ)j} \cdot \delta(t - qT - c_{t_rj}T_s - t_rT_t)$$

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

T Période entre symbole.

T_t Durée de la trame.

c_{t_rj} Code TDMA définissant la position de l'utilisateur j à l'intérieur de chaque trame.

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

P_j Puissance transmise

φ_j Phase instantanée de l'utilisateur j

f_0 Fréquence porteuse

En considérant la figure III.4 le signal reçu pour tous les utilisateurs est :

$$\tilde{r}(t) = \sum_{j=0}^{N_U-1} \tilde{s}_{jTDMA}(t) * \tilde{h}_j(\tau, t) + \tilde{b}(t) \quad (\text{III.10})$$

A la sortie $y_{j*}(t)$, chaque symbole q de l'utilisateur j est détecté séparément à l'aide d'un filtre adapté à la cadence T [28].

III.3.2.3. Variante TDMA

Dans ce type d'accès et de partage de ressources il existe deux variantes [29]:

A. TDMA Synchrone

- Toutes les stations ont le même nombre de slots.
- Inefficace en présence de trafic diversifié

B. TDMA Statique

- Chaque station aura un certain nombre de slots selon son besoin
- Plus équitable
- Difficile à mettre en œuvre

➤ Avantages

- Débit flexible (avec TDMA statique seulement)
- Pas de fréquences de garde perdues
- Filtre de fréquence simple (pas besoin de s'adapter à différentes bandes de fréquences)
- Durée de batterie plus élevée

➤ Inconvénients

- Nécessité d'horloges synchronisées tout le temps
- distorsion quand les signaux se propagent sur plusieurs chemins

III.3.3. CDMA

La technique à Accès Multiple par Répartition de Code (AMRC), appelé aussi code division multiple accès (CDMA), est une technique de multiplexage plus récente que le TDMA et FDMA [30]. Dans cette technique, les utilisateurs partagent le même espace fréquentiel et transmettent sur les mêmes intervalles temporels.

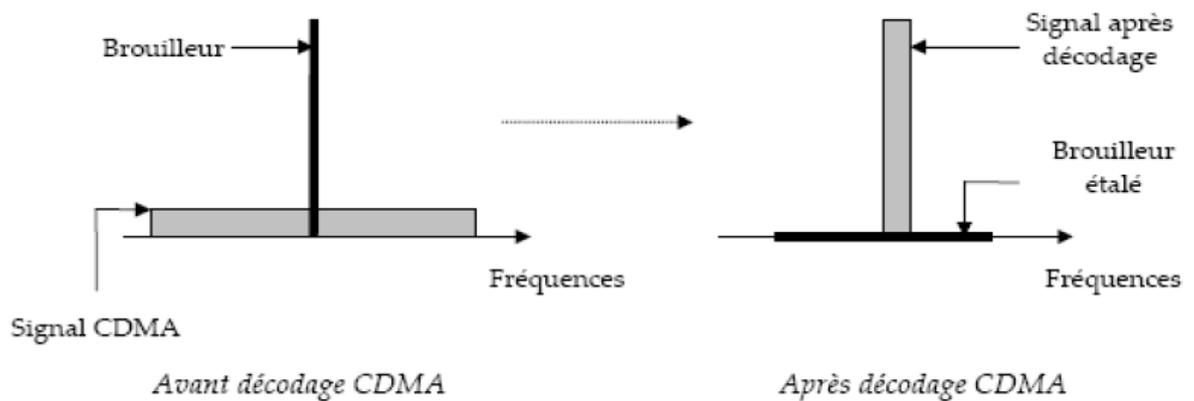


Figure III.5 : Effet de l'étalement de spectre sur la présence d'un brouilleur.

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

Historiquement, le CDMA est issu de programmes de recherche militaires qui avaient pour but de protéger les transmissions d'information contre le brouillage, c'est à dire une forme d'interférence volontaire. Le CDMA, étant une méthode de multiplexage à étalement de spectre, le brouillage efficace doit se faire sur toute la bande de fréquence utilisée, ce qui n'est pas envisageable car cela consommerait une puissance colossale. Dans les applications civiles, la résistance à un brouillage intentionnel n'est pas un critère déterminant dans le choix de la technologie de multiplexage. On cherche cependant à rendre le système de communication résistant à des interférences non volontaires : les interférences entre utilisateurs, les interférences liées à des phénomènes de réflexion et la présence d'un bruit additif. Le premier type d'interférences est bien toléré par le CDMA, par construction, puisque les codes utilisés sont faiblement corrélés [31].

Il existe différentes techniques utilisant le CDMA ; on peut citer le DS-SS à bande étroite et large bande, le TH-SS, le FH-SS à saut rapide et saut lent, le SS hybride comme le MT-SS et le MC-SS.

III.3.3.1. Principe

Pour une transmission multi-accès SS sur fréquence porteuse on a :

$$\tilde{s}_{j_{SS}}(t) = \sqrt{2P_j}(x_{j_{SS}}(t) * g_{e_j}(t))\cos(2\pi f_0 t + \varphi_j) \quad (\text{III.11})$$

$j = 1 \dots N_U$, N_U nombre d'utilisateur.

Supposons la transmission de 2 signaux de 2 utilisateurs :

$$\tilde{s}_{1_{SS}}(t) = \sqrt{2P_1}(x_{1_{SS}}(t) * g_{e_1}(t))\cos(2\pi f_0 t + \varphi_1) \quad (\text{III.12})$$

$$\tilde{s}_{2_{SS}}(t) = \sqrt{2P_2}(x_{2_{SS}}(t) * g_{e_2}(t))\cos(2\pi f_0 t + \varphi_2) \quad (\text{III.13})$$

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

III.3.3.2-Principe de détection du signal SS

Le signal reçu en liaison montante (mobiles vers station de base) c'est-à-dire à la station de base peut être modélisé par [32]:

$$\begin{aligned} \tilde{r}(t) &= \sum_{j=0}^{N_U-1} \tilde{s}_{j_{SS}}(t) * \tilde{h}_j(\tau_j, t) + \tilde{b}(t) \\ &= \sum_{j=0}^{N_U-1} \sum_{l=0}^{L_j-1} \tilde{\alpha}_{l,j}(t) \tilde{s}_{j_{SS}}(t - \tau_{l,j}) + \tilde{b}(t) \end{aligned} \quad (\text{III.14})$$

Les trajets multiples sont considérés comme une autre forme de diversité (diversité de trajets), les trajets multiples d'un même signal sont considérés comme étant d'autres signaux captés par des antennes virtuelles. Le rôle du combineur est de sommer toutes les branches calibrant les poids selon le niveau du SNR. Les multiples copies du signal transmis peuvent être vues comme un vecteur de signaux reçus par un réseau d'antennes virtuelles en réception

III.3.3.3. Avantages et inconvénients du SS

❖ Avantages

- Résistance aux interférences
- Confidentialité (faible probabilité d'interception)

- Un multiplexage adapté au système cellulaire [33].
- Une faible consommation

❖ Inconvénients

- L'efficacité spectrale est faible : le débit utile par utilisateur est faible par rapport à la largeur de bande occupée.
- Le DS-CDMA est sensible à l'effet proche-lointain.
- Enfin la synchronisation temporelle des codes est difficile à assurer du fait de la courte durée d'un chip du code.

III.3.4. OFDM-FDMA (OFDMA)

La technique de multiplexage OFDMA est une technique de modulation purement OFDM associée à la technique multiutilisateur FDMA.

Dans un système OFDM-FDMA, Chaque utilisateur alloue une partie des sous-porteuses à chaque symbole OFDM. Pour chaque sous-porteuse allouée on applique une méthode adaptative d'allocation qui dépend du rapport SNR [34].

III.3.4.1. L'accès multiple Bloc FDMA

A chaque usager est alloué un ensemble de sous-porteuses adjacentes. La station de base calcule le gain moyen des canaux adjacents pour tous les utilisateurs et pour tous les blocs. L'allocation d'un bloc à un utilisateur quelconque se fait en appliquant le " Greedy Algorithm " qui consiste à allouer un seul bloc à chaque utilisateur. Le premier bloc sera alloué à l'utilisateur qui présente le meilleur rapport SNR associé à ce bloc. On continue en appliquant la même procédure avec les blocs pour les utilisateurs restants, jusqu'à ce que tous les blocs soient alloués [34].

La meilleure combinaison utilisateur bloc est celle qui donne la somme maximale des gains fréquentiels moyens de tous les blocs alloués aux utilisateurs.

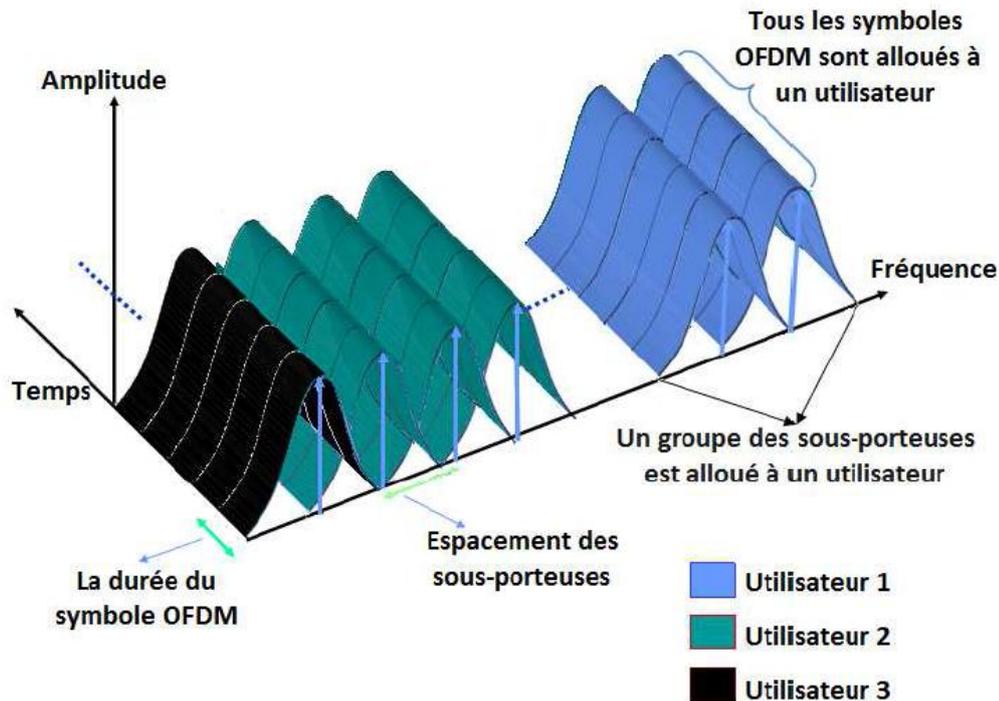


Figure III.6: Accès multiple: Bloc FDMA

Cette méthode présente un inconvénient dans le cas de présence d'un creux dans la réponse fréquentielle du canal de transmission, car toutes les sous-porteuses adjacentes seront affectées par ce creux, et par suite le bloc tout entier sera mal reçu.

III.3.4.2. L'accès multiple FDMA-Entrelacé

Comme conséquence directe de l'inconvénient que présente le mode d'accès multiple "Bloc FDMA", on peut voir que les données codées transmises ne devraient pas être simplement affectées aux sous porteuses OFDM dans un ordre séquentiel mais il faut bien les entrelacer d'abord comme le montre la Figure III.7.

Alors, les utilisateurs allouent des sous-porteuses qui sont distribuées sur l'axe fréquentiel. La modulation adaptative est appliquée sur les sous-porteuses [35].

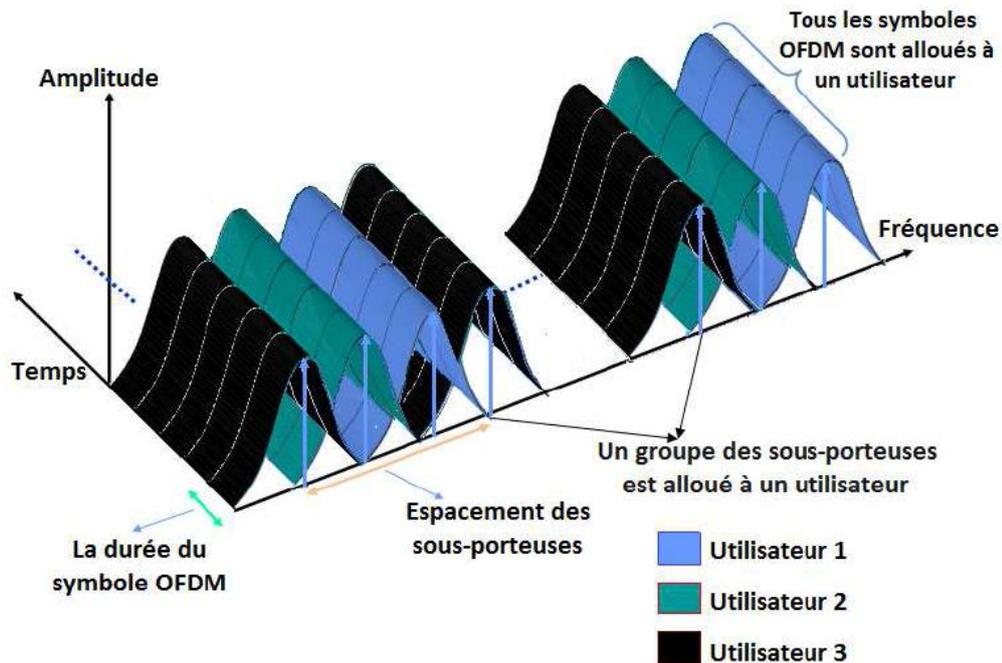


Figure III.7 : Accès multiple: FDMA-Entrelacé

III.3.4.3. L'accès multiple OFDMA Adaptative

Dans cette méthode, une sous porteuse est allouée suivant les conditions du canal. Dans un système de communication à deux voies, la réponse fréquentielle du canal pour chaque utilisateur et sur chaque sous-porteuse peut être envoyée à l'émetteur par un feedback ou bien elle peut être estimée directement par l'émetteur dans les systèmes à duplexage temporel.

Le débit demandé peut être réalisé, dans le cas de l'OFDMA adaptative, par plusieurs méthodes d'allocation adaptative des sous-porteuses. Ces méthodes sont toutes basées sur le fait que le gain de canal n'est pas le même pour toutes les sous porteuses, ni pour tous les usagers. Les porteuses qui sont en évanouissements profonds (deep fade) pour un utilisateur peuvent ne pas être le cas pour un autre [36]. En réalité, il est presque impossible qu'une sous-porteuse soit en évanouissement profond pour tous les utilisateurs, car les paramètres du canal de chaque utilisateur sont indépendants de celles des autres utilisateurs. Mais un maximum pour la signalisation est nécessaire pour envoyer les informations de contrôle (état du canal, gain...) et le mode de modulation pour chaque sous-porteuse [37].

Dans les systèmes OFDMA, les ressources temps et /ou fréquences sont utilisées à la fois pour séparer les signaux d'utilisateurs multiples. Des groupes de symboles OFDM et /ou groupes des sous-porteuses sont les unités utilisées pour séparer la transmission de

plusieurs utilisateurs. Dans la figure III.8, le schéma temps-fréquence d'un signal OFDMA typique est représenté pour le cas de 3 utilisateurs. Comme on peut le voir, les signaux des utilisateurs sont séparés dans le domaine temporel par l'utilisation des différents symboles OFDM et / ou dans le domaine de sous-porteuse (fréquentiel). Ainsi, les deux ressources (temps et fréquence) sont utilisées pour supporter les transmissions multi-utilisateurs.

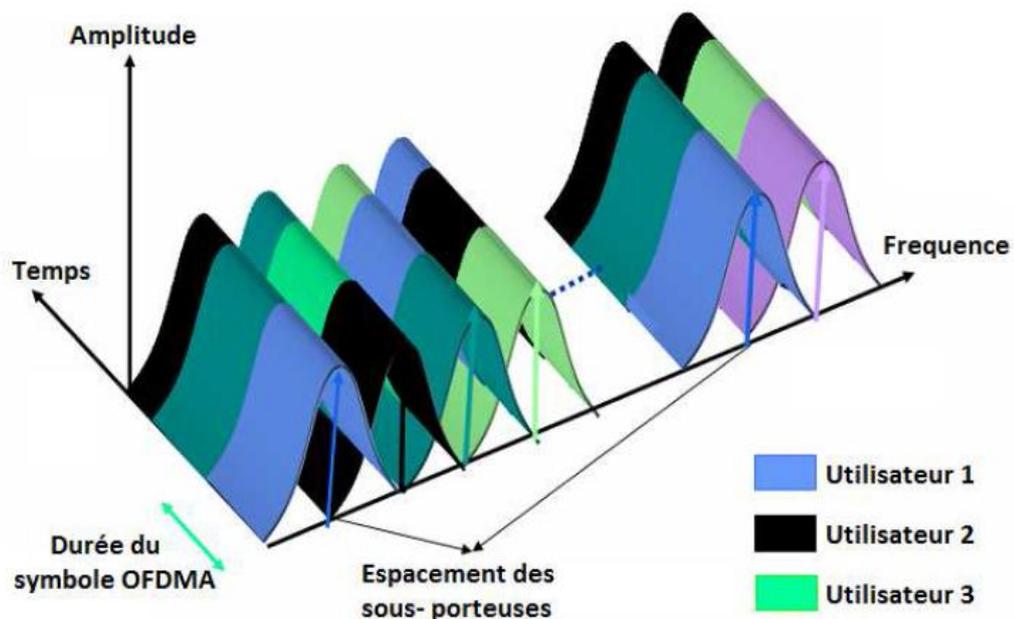


Figure III.8: Accès multiple OFDMA adaptatif.

III.3.4.4. L'accès multiple OFDM-CDMA

Les usagers se distinguent les uns des autres par des codes. La version de OFDM-CDMA la plus utilisée est la multi-porteuse CDMA (MC-CDMA: Multi-Carrier Code Division Multiple Access). Dans ce type d'accès, le signal de données est étalé par une séquence directe d'étalement de spectre (DS-SS: Direct Sequence-Spread Spectrum), le code d'étalement utilisé dans ce cas est le code Walsh [38].

L'avantage d'OFDM-CDMA est la limite douce de la capacité de l'utilisateur, contrairement à l'OFDM-FDMA où la probabilité d'erreur d'un bit dépend de l'état du canal à la fréquence de modulation. Dans le cas de l'OFDM-CDMA chaque bit prend l'avantage de tous les pics de gain du canal [39].

III.3.5. SDMA

La SDMA est une technique suscitant un intérêt croissant depuis quelques années. Elle repose sur le partage de l'espace en plusieurs régions (par techniques de traitement d'antennes) permettant d'obtenir un partage spatial du spectre. Cette technique découle directement du concept d'antenne intelligente. Elle peut être utilisée avec toutes les méthodes d'accès conventionnelles (FDMA, TDMA et CDMA).

Les modifications nécessaires sont limitées aux stations de base et ne concernent pas les mobiles, ce qui permet l'introduction de la SDMA dans les systèmes existants. La technique SDMA peut être considérée comme une technique de filtrage spatial obtenu en utilisant au niveau de la station de base une antenne adaptative. Une structure identique est adoptée à l'émission. Ce système est composé par une antenne réseau et par une DSP (digital Signal Processor) dont le rôle est de traiter en temps réel les signaux reçus et ceux à émettre au niveau des antennes. Les N signaux obtenus au niveau de N antennes du réseau sont envoyés à la DSP [40].

Cette approche comporte les principaux avantages suivants :

- Réutilisation des porteuses et donc de la bande de fréquence dynamiquement et de façon adaptative à l'intérieur de la zone de couverture (plusieurs utilisateurs peuvent donc être desservis par la même bande de fréquences),
- Les faisceaux étant dirigés vers les utilisateurs, la propagation par multi-trajets est considérablement réduite et l'interférence entre canaux est également réduite,
- La consommation d'énergie est réduite si elle est concentrée vers l'utilisateur, avec une pollution électromagnétique réduite,
- La confidentialité des communications est augmentée par la directivité des faisceaux.

III.4. Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté le système multi accès. D'une façon générale les quatre différents techniques d'accès multiple sont basée à partir des différentes ressources de répartition ;fréquentielle (FDMA), temporelle (TDMA), par code (CDMA) et de Secteurs séparables spatialement (SDMA), bien que sont détaillés par leurs principes et leurs caractéristique, nous avons fait une description d'une parts sur la technique de modulation multi porteuse OFDM associée avec la technique multi accès FDMA, afin d'obtenir une technique de multiplexage OFDM-FDMA (OFDMA) qui est à la base des systèmes de quatrième génération (4G) et les suivantes (beyond 4G), dans le chapitre suivants nous allons intéresser à la technique MIMO-OFDA.

IV.1. Introduction

Dans le chapitre 2 nous avons introduit la technique multi-porteuses OFDM dans un canal multi-trajets ou connu communément sous le nom de canal SISO multi-trajets.

Dans le troisième chapitre nous avons vu les différentes techniques d'accès multiple existantes ; à savoir la TDMA, la FDMA, la CDMA, la SDMA et nous avons terminé par la technique multi-accès OFDMA qui est très utilisée dans les système de quatrième génération de la téléphonie fixe et mobiles.

Dans ce chapitre nous allons introduire le canal multi-trajets MIMO de dimension $N \times M$ avec M antennes à l'émetteur et N antennes au récepteur. Ce canal sera associé à la technique de modulation OFDM et par ensuite à l'OFDMA.

Des notions sur la capacité seront introduites dans le cas des canaux SISO, SIMO, MISO et MIMO à vue directe, c'est-à-dire qu'il n'y'a pas de multiple trajets entre une antenne d'émission et une antenne de réception. En dernier lieu, nous introduisons un schéma général d'une transmission MIMO OFDMA dans un environnement multi-trajets.

IV.2. Système MIMO (Multiple Input Multiple Output)

On dispose ici plusieurs antennes en émission et en réception, la configuration MIMO est la plus générale, elle englobe les systèmes MISO et SIMO comme des cas particuliers.

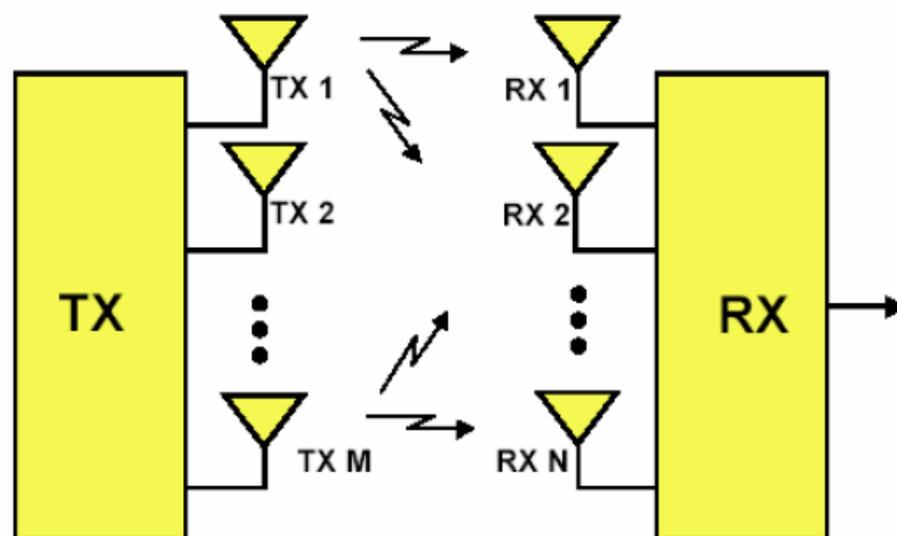


Figure IV.1 : Canal MIMO

Un système MIMO peut se représenter sous la forme simplifiée à la figure IV.2. Les données binaires d'information $\{d_n\}$ alimentent un bloc de transmission comprenant les fonctions de codage de canal, d'entrelacement, de conversion binaire-Maire et enfin un organe que nous appellerons mapper espace-temps dont le but est d'assigner à chaque antenne les différents symboles. Cette assignation peut se faire avec ajout de redondance - on parlera alors de codage espace-temps - ou bien sans aucune redondance, les données sont alors multiplexées spatialement. Cette assignation spatio-temporelle peut être éventuellement complétée par une pondération suivant l'antenne considérée ou bien par un précodage linéaire spatio-temporel.

En réception, le signal émis est capté simultanément par plusieurs antennes. Un traitement spécifique est alors mis en œuvre pour retrouver le symbole émis à partir des différentes séquences reçues pour chaque antenne. En plus des opérations classiques de conversion Maire-binaire, désentrelacement et décodage de canal, le récepteur comprend un égaliseur (ou détecteur) espace-temps exploitant en général la connaissance du canal (CSI) et dont la structure et la complexité varient suivant l'application et la technique d'émission considérées. Comparer à un système conventionnel mono-antenne, la capacité d'un système multi-antennes avec M antennes d'émission et N antennes de réception peut être augmenté par le facteur $\min(M, N)$ sans utiliser de puissance ou de bande passante supplémentaire [40].

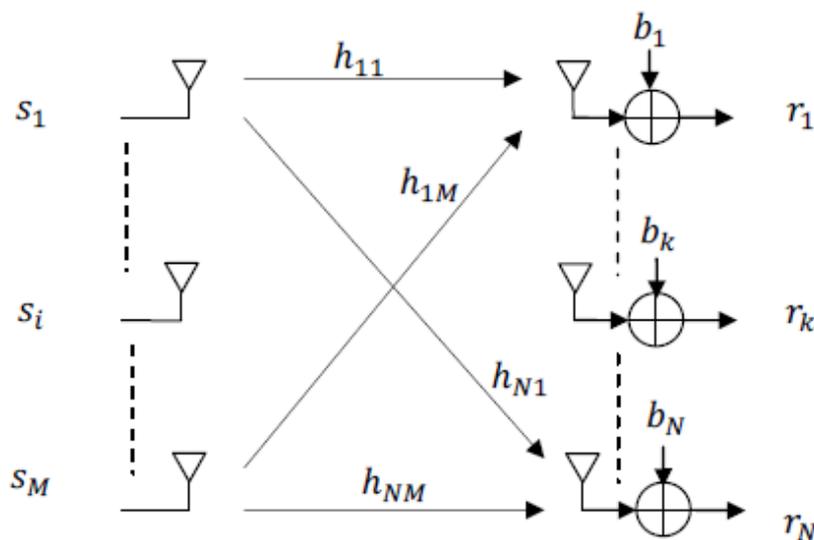


Figure IV.2: Représentation d'un canal MIMO

IV.2.1. Modèle théorique d'un système MIMO

Chaque antenne d'émission i est reliée à l'antenne de réception k par un canal non sélectif en fréquence caractérisé par son atténuation complexe h_{ki} . Soit s_i le symbole émis sur l'antenne i , le symbole reçu sur l'antenne k s'écrit :

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

Où b_k représente un terme de bruit additif gaussien suivant la loi $\mathcal{N}_c(0, \sigma_k^2)$. La relation précédente s'écrit sous forme matricielle [40]:

$$\mathbf{r} = \mathbf{H}\mathbf{s} + \mathbf{b} \quad (\text{IV.2})$$

$$\mathbf{b} = [b_1, b_2, \dots, b_k]^T$$

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} h_{11} & \dots & h_{1M} \\ \vdots & & \vdots \\ h_{N1} & \dots & h_{NM} \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{s} = [s_1, s_2, \dots, s_M]^T$$

IV.2.2. Gain d'antennes et normalisation

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

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

$$\tilde{s}_1 = \mathbf{H}^H \mathbf{r} = \sum_{k=1}^N |h_{k1}|^2 s_1 + \sum_{k=1}^N h_{k1}^* b_k \quad (\text{IV.3})$$

Le SNR obtenu en sortie de filtre adapté vaut :

$$\text{RSB}_{FA}(H) = \sum_{k=1}^N |h_{k1}|^2 \frac{\sigma_s^2}{\sigma_b^2} \quad (\text{IV.4})$$

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

$$\text{RSB}_{FA} = N \frac{\sigma_s^2}{\sigma_b^2} \quad (\text{IV.5})$$

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

Un système MIMO apporte un gain d'antennes qui se décompose en un gain d'antennes d'émission et en un gain d'antennes de réception. D'un point de vue pratique, le gain d'antennes d'émission exprime le fait que la puissance rayonnée totale est M fois supérieure au cas SISO. Cependant, il est usuel de comparer des systèmes à même puissance d'émission et de ce fait une normalisation à l'émission par $\frac{1}{\sqrt{M}}$ peut être effectuée. Le gain d'antennes de réception, qui représente un moyennage du bruit sur les N capteurs de réception, est bien réel et doit être pris en considération lors de la paramétrisation finale du système. En pratique, le gain d'antennes de réception doit être pris en compte pour avoir une idée des performances réelles de nos systèmes [40].

IV.2.3. Représentation mathématique du canal MIMO

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

Dans le cas d'un système MIMO, il est possible de mettre en évidence plusieurs canaux de propagation indépendants qui correspondent des modes de propagation « propres » associés aux trajets des signaux entre l'émetteur et le récepteur [41]. Le nombre de ces « modes propres ($\leq \min(M, N)$) » dépend du degré de corrélation entre les $M \cdot N$ canaux SISO élémentaires.

L'expression générale du signal reçu $\mathbf{r}(t)$, dans le cas d'un système MIMO constitué de M antennes d'émission et de N antennes de réception, est donnée par l'équation [42]:

$$\mathbf{r}(t) = \mathbf{H}(t) * \mathbf{s}(t) + \mathbf{b}(t) \quad (\text{IV.6})$$

Où $\mathbf{s}(t)$ est le vecteur d'émission de dimension $(M \times 1)$, $\mathbf{r}(t)$ le vecteur de réception $(N \times 1)$, $\mathbf{b}(t)$ le vecteur de bruit $(N \times 1)$, et $\mathbf{H}(t)$ la matrice des réponses impulsionnelles du canal de dimension $(N \times M)$, dont chaque élément $h_{ki}(t)$ est la réponse

impulsionnelle entre la $i^{\text{ème}}$ antenne d'émission et la $k^{\text{ème}}$ antenne de réception . Par hypothèse, le bruit est supposé blanc, additif gaussien (BBAG).

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

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

$$\mathbf{H}(t) = \sum_{l=0}^{L-1} \mathbf{H}_l \delta(t - \tau_l) \quad (\text{IV.7})$$

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

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

Cette représentation du canal correspond à un modèle de type ligne à retards où les coefficients d'atténuation sont les matrices \mathbf{H}_l [43]. La Figure IV.3 illustre cette notation et montre que le canal peut être représenté par une matrice à trois dimensions ($N \times M \times L$) lors d'une implémentation dans une chaîne de simulation par exemple.

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

$$\mathbf{r}(t) = \sum_{l=0}^{L-1} \mathbf{H}_l \mathbf{s}(t - \tau_l) + \mathbf{b}(t) \quad (\text{IV.8})$$

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

$$\mathbf{r}(t) = \sum_{l=0}^{L-1} \mathbf{H}_l \mathbf{s}(t - l\Delta\tau) + \mathbf{b}(t) \quad (\text{IV.9})$$

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

$$\mathbf{r}(n) = \sum_{l=0}^{L-1} \mathbf{H}_l \mathbf{s}(n-l) + \mathbf{b}(n) \quad (\text{IV.10})$$

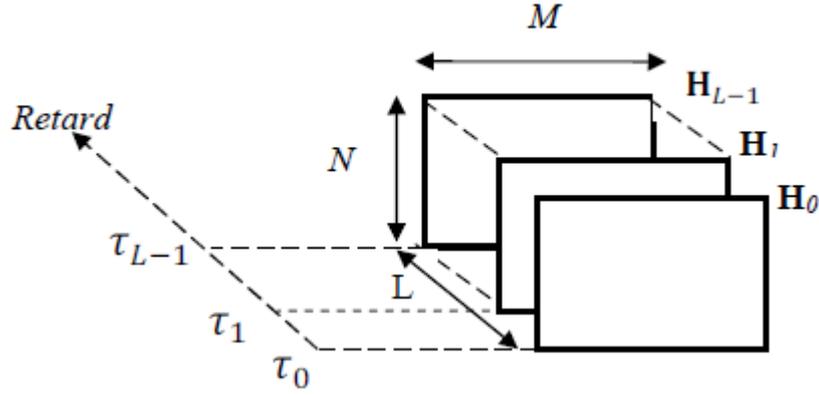


Figure IV.3 : Illustration de la notation du canal MIMO en présence de plusieurs trajets principaux

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

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

$$\mathbf{H}(t) = \sum_{l=0}^{L-1} \mathbf{H}_l \delta(\tau - \tau_l) \quad (\text{IV.11})$$

Chaque matrice \mathbf{H}_l est constituée des coefficients $h_{ki}(\tau)$ qui représentent le lien entre l' i ^{ème} antenne d'émission et la k ^{ème} antenne de réception à l'instant τ_l . De la même manière que pour un canal non sélectif en fréquence, les matrices de canal \mathbf{H}_l sont caractérisées par leur matrice de corrélation ou de covariance. En supposant que les matrices de canal \mathbf{H}_l et $\mathbf{H}_{l'}$ sont indépendantes (les coefficients h_{ki} de la matrice \mathbf{H}_l pour un retard τ_l sont indépendants des coefficients h_{ki} de la matrice $\mathbf{H}_{l'}$ pour un retard $\tau_{l'}$ différent de τ_l), le canal MIMO consiste donc à modéliser chaque matrice \mathbf{H}_l indépendamment les unes des autres, à partir des matrices de corrélation ou de covariance [44].

Pour un canal sélectif en fréquence, la puissance moyenne de chaque matrice \mathbf{H}_l doit être normalisée à une puissance \mathbf{P}_l , selon (IV.12) afin de prendre en compte l'atténuation du canal en fonction du retard.

$$\mathbf{P}_l = \mathbb{E} \left[\frac{1}{M \cdot N} \sum_{K=1}^N \sum_{i=1}^M |h_{ki}^l|^2 \right] \quad (\text{IV.12})$$

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

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

$$\mathbf{P}_l = E \left[\frac{1}{M \cdot N} \sum_{K=1}^N \sum_{i=1}^M |h_{ki}^l|^2 \right] = 1 \quad (\text{IV.13})$$

En supposant que le canal soit quasi-statique, c'est-à-dire invariant durant l'émission d'une séquence de L symboles, le signal reçu relatif à une séquence peut s'écrire de façon matricielles comme l'indique l'équation (IV.14). Cette hypothèse d'un canal quasi-statique est utilisée dans le cas de l'OFDM pendant le temps symbole OFDM.

$$\mathbf{R} = \mathbf{H} \cdot \mathbf{S} + \mathbf{B} \quad (\text{IV.14})$$

Où \mathbf{R} est la matrice de réception $(N \times L)$, \mathbf{S} la matrice d'émission $(M \times L)$, \mathbf{H} la matrice de canal $(N \times M)$ et \mathbf{B} la matrice de bruit $(N \times L)$. En général afin de définir sans ambiguïté le rapport signal sur bruit ρ du système MIMO, la normalisation en puissance des différents signaux est réalisée.

IV.3. Capacité d'un canal

La capacité instantanée d'un canal SISO non sélectif en fréquence s'écrit [45] :

$$C(\rho)_{SISO} = \log_2(1 + \rho|h|^2) \quad (\text{IV.15})$$

Où ρ est le rapport signal à bruit et h représente l'évanouissement complexe du canal.

IV.3.1. Capacité d'un canal SIMO : (à une antenne d'émission et N antennes de réception) est donnée par :

$$C_{SIMO} = \log_2(1 + \rho \sum_{k=1}^N |h_k|^2) \text{ bits/s/Hz} \quad (\text{IV.16})$$

Avec $\rho = \rho_k = \frac{E(y_k^2)}{\sigma_k^2} = \frac{P_T E(h_k^2)}{\sigma_k^2}$, P_T puissance totale émise, σ_k^2 et h_k sont la puissance du bruit et le gain du canal à l'antenne de réception k .

Si $|h_k|^2 = 1$, alors:

$$C_{SIMO} = \log_2(1 + N \cdot \rho) \quad (\text{IV.17})$$

IV.3.2. La capacité d'un canal MISO : (à M antennes d'émission et une antenne de réception) est :

$$C_{MISO} = \log_2\left(1 + \frac{\rho}{M} \sum_{i=1}^M |h_i|^2\right) \quad (\text{IV.18})$$

Où $1/M$ est un facteur de normalisation car $(\rho \sum |h_i|^2) = M$,

h_i est le gain complexe du canal entre la $i^{\text{ième}}$ antenne émettrice et l'antenne réceptrice.

$$\rho = \frac{E(y^2)}{\sigma^2} = \frac{\sum_i \frac{P_T}{M} E(h_i^2)}{\sigma^2} = \frac{P_T}{\sigma^2}.$$

IV.3.3. Capacité d'un canal MIMO : (à M antennes d'émission et N antennes de réception)

Nous considérons un canal MIMO non sélectif en fréquence, inconnu de l'émetteur et avec des coefficients indépendants et identiquement distribués. La matrice du canal MIMO peut donc être décomposée en plusieurs canaux SISO parallèles et indépendants en s'appuyant sur le théorème de décomposition en valeurs propres:

$$\mathbf{H} = \mathbf{U}\mathbf{\Sigma}\mathbf{V}^H \quad (\text{IV.19})$$

Où $\mathbf{U} \in \mathbb{C}^{N \times N}$ et $\mathbf{V} \in \mathbb{C}^{M \times M}$ sont des matrices unitaires et $\mathbf{\Sigma} \in \mathbb{N}^{N \times M}$ est une matrice diagonale contenant les racines carrées des valeurs propres de la matrice de corrélation $\mathbf{H}^H \mathbf{H}$ de taille $N \times N$ si $N < M$, ou $\mathbf{H}^H \mathbf{H}$ de taille $M \times M$ dans le cas contraire. Ainsi la capacité instantanée devient [46] :

$$C = \sum_{i=1}^r \log_2 \left(1 + \frac{\rho \lambda_i}{M}\right) \text{bits/s/Hz} \quad (\text{IV.20})$$

où les λ_i sont les valeurs propres de la matrice de corrélation tel que $r \leq \min(M, N)$ et ρ est le rapport signal à bruit par antenne de réception. En considérant que la capacité est indépendante du nombre d'antennes à l'émission, la puissance est normalisée en émission.

Nous constatons donc que la capacité augmente linéairement avec la valeur minimale entre le nombre d'antennes à l'émission et celui à la réception [47,48].

IV.4. Système de transmission MIMO associé à une modulation OFDM

La conversion du canal MIMO sélectif en fréquence en canal MIMO à évanouissements plats se fait en effectuant une IFFT et une FFT sur chaque flux d'antenne d'émission et de réception comme le montre la Figure IV.4, c'est une méthode pratique pour s'affranchir des interférences entre symboles OFDM. Soient $s_{i,p}$ le symbole envoyé sur la p -ième porteuse de l'antenne i , $b_{k,q}$ le bruit constaté sur le q -ième symbole pris en entrée du module FFT de l'antenne k et $r_{k,p}$ le symbole obtenu en sortie de l'FFT sur la p -ième porteuse de l'antenne k , on pose :

$$\mathbf{s}_i = [s_{i,1}, \dots, s_{i,N_c+N_{CP}}]^T, \in \mathbb{C}^{(N_c+N_{CP}) \times 1} \quad (\text{IV.21})$$

$$\mathbf{b}_k = [b_{k,1}, \dots, b_{k,N_c}]^T, \in \mathbb{C}^{N_c \times 1} \quad (\text{IV.22})$$

$$\mathbf{r}_k = [r_{k,1}, \dots, r_{k,N_c}]^T, \in \mathbb{C}^{N_c \times 1} \quad (\text{IV.23})$$

N_c désigne la taille de la FFT et N_{CP} la taille de l'intervalle de garde. Nous allons supposer que le canal MIMO sélectif en fréquence est composé de $M N$ sous canaux SISO élémentaires possédant les propriétés suivantes : sélectivité en fréquence, longueur de canal identique L et constance temporelle sur la durée d'un symbole OFDM. Soit $h_{ik,l}$ le l -ième coefficient de la réponse impulsionnelle du canal reliant l'antenne d'émission i à l'antenne de réception k , on associe à ce canal la matrice de Toeplitz suivante de dimension $(N_c + N_{CP}) \times (N_c + N_{CP} + L)$ [49].

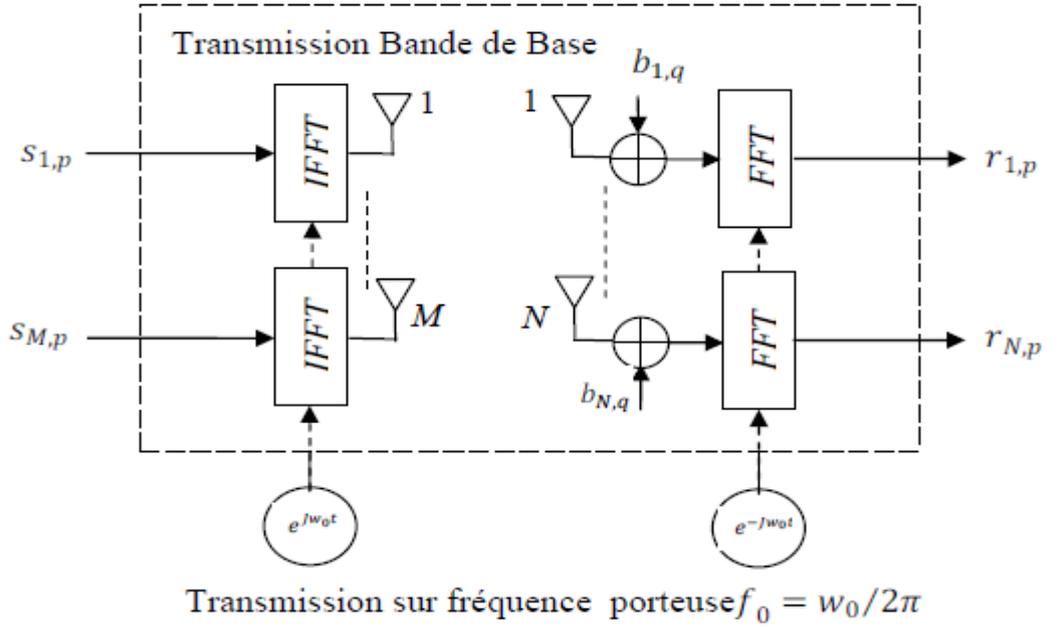


Figure IV.4 : Association MIMO-OFDM

$$\mathbf{H}_{ik} = \begin{bmatrix} h_{ik,0} & h_{ik,1} & \cdots & h_{ik,L-1} & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & h_{ik,0} & h_{ik,1} & \cdots & h_{ik,L-1} & \ddots & 0 \\ \vdots & 0 & \ddots & & \ddots & \cdots & \vdots \\ 0 & \cdots & 0 & & h_{ik,0} & h_{ik,1} & \cdots & h_{ik,L-1} \end{bmatrix}$$

En utilisant la propriété de linéarité de la FFT, le vecteur \mathbf{r}_k s'écrit :

$$\mathbf{r}_k = FFT[\sum_{i=1}^M \mathbf{H}_{ik} FFT^{-1}(\mathbf{s}_i)] + FFT[\mathbf{b}_i] \quad (\text{IV.24})$$

$IFFT$ représente l'opération de modulation OFDM. Sous l'hypothèse que les paramètres N_C et N_{CP} sont correctement dimensionnés,

$$r_{k,p} = \sum_{i=1}^M \bar{H}_{ik,p} s_{i,p} + \check{b}_{k,p} \quad (\text{IV.25})$$

La relation précédente signifie que le canal équivalent obtenu est non sélectif en fréquence.

Avec $\check{b}_{k,p} \sim N_{\mathbb{C}}(\sigma_b^2)$ est un terme de bruit et $\bar{H}_{ik,p}$ désigne le p -ième échantillon de la réponse fréquentielle du lien i vers k :

$$\bar{H}_{ik,p} = \sum_{l=0}^L h_{ik,l} \cdot e^{\frac{-j2\pi lp}{N_C}} \quad (\text{IV.26})$$

IV.4.1. Capacité du système MIMO-OFDM

Les systèmes de transmission de type MIMO permettent d'atteindre des capacités très importantes grâce à l'exploitation de la diversité spatiale du canal [50]. Mais la transmission est limitée par la durée symbole qui doit être grande devant la durée de la réponse impulsionnelle du canal, ce qui limite le débit dans le cas d'un canal avec de longs échos. L'utilisation d'une modulation OFDM classique dans un système MIMO permet de s'affranchir de cette contrainte simplement en assurant un temps de garde supérieur au dernier écho du canal. Nous supposons que l'émetteur (avec M antennes) et le récepteur (avec N antennes) sont parfaitement synchronisés et que l'instant de décision est optimal. De même le canal est supposé avoir été estimé par le récepteur et la puissance totale émise est équirépartie entre les M émetteurs. on montre que le système MIMO/OFDM équivalent en bande de base peut être vu comme P branches parallèles et indépendantes d'un système MIMO monoporteuse. Le principe d'un système MIMO-OFDM est présenté à la figure IV.5. Les données à émettre sont démultiplexées en M voies indépendantes, pour être émises sur chaque antenne via un modulateur OFDM. En réception, le signal de chaque sous porteuse est séparé, antenne par antenne, à l'aide de N démodulateurs OFDM. Pour chaque sous porteuse, le signal des différentes antennes est démodulé avec un récepteur MIMO classique. Au final les données des P récepteurs MIMO sont multiplexées dans l'ordre initial. Le canal MIMO large bande est modélisé par P matrices H_p ($N \times M$), chaque matrice correspondant à la réponse du canal pour la $P^{\text{ème}}$ fréquence sous porteuse. Si S_p est le vecteur symbole émis par la $P^{\text{ème}}$ sous porteuse, alors le vecteur reçu correspondant par la suite de l'application des codes espace-temps sur chaque sous canal est :

$$r_p = H_p S_p + n_p \quad (\text{IV.27})$$

La capacité théorique représente la capacité du canal, calculée

$$C_p = \varepsilon \log(1 + \rho_p) \quad (\text{IV.28})$$

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

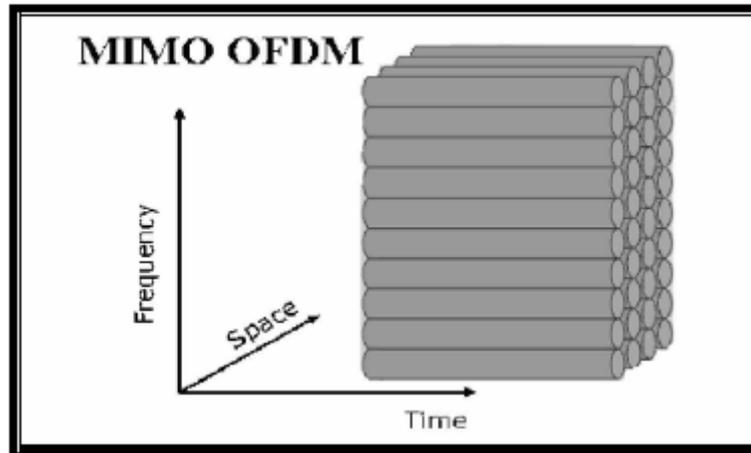


Figure IV.5 : L'OFDM appliquée aux MIMO

La capacité C_p étendue au canal MIMO-OFDM est donnée par [51]:

$$C_p = \varepsilon \log_2(\det[\mathbf{I}_N + \rho_p \mathbf{H}_p \mathbf{H}_p^*]) \quad (\text{IV.29})$$

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

IV.4.2. Modèle du système MIMO-OFDMA et hypothèses

Le schéma bloc de la liaison descendante du système MIMO-OFDMA est représenté sur la figure IV.6. Les hypothèses suivantes sont faites dans notre proposition:

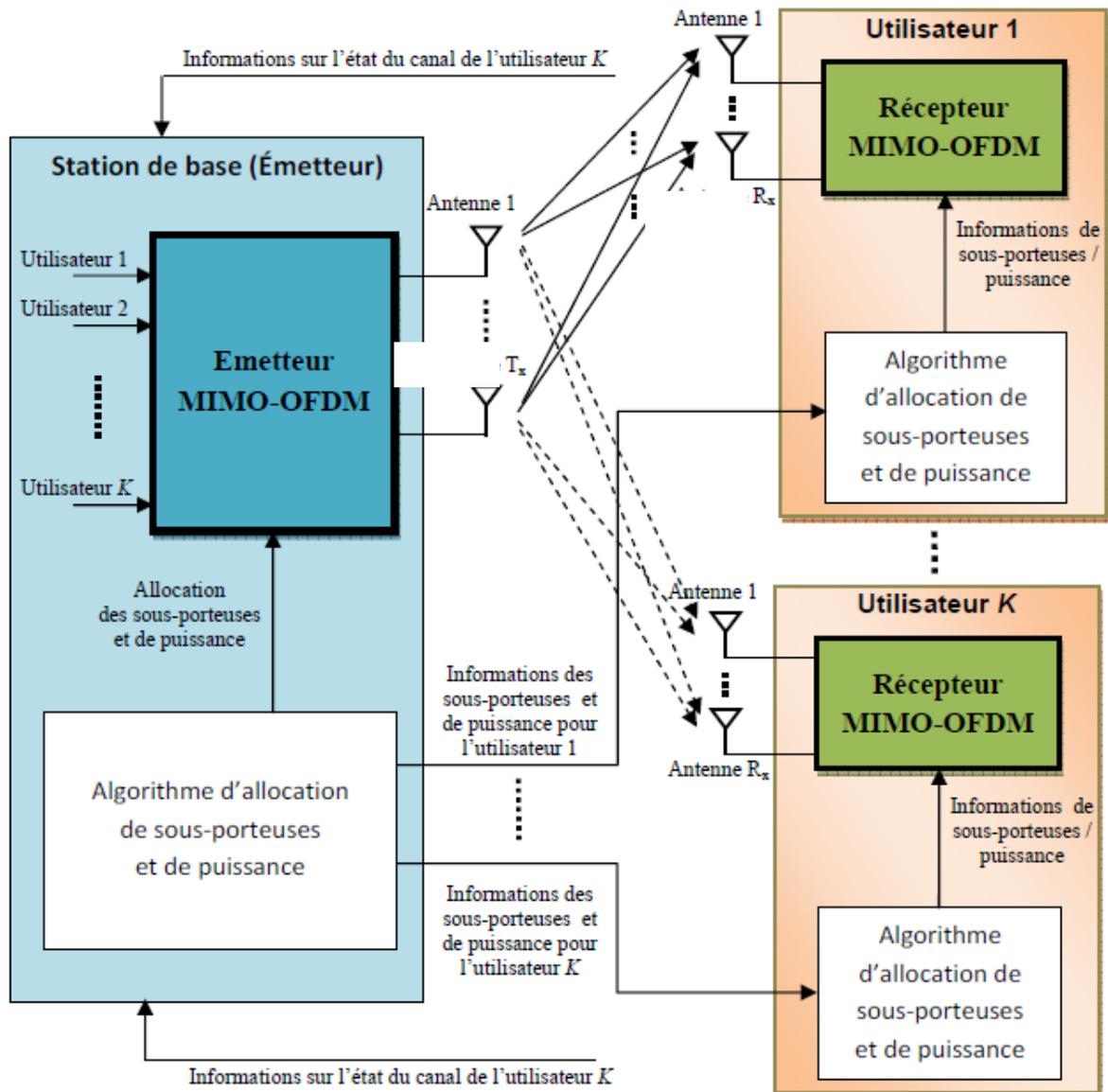


Figure IV.6: Schéma bloc de la liaison descendante MIMO-OFDMA

Les signaux transmis sur un canal à évanouissement lent, de sorte que les coefficients du canal peuvent être considérés comme des constantes durant l'attribution de la sous-porteuse et la période d'allocation de puissance; L'émetteur a une connaissance parfaite de l'information sur l'état du canal, Chaque sous-porteuse ne peut être utilisée que par un seul utilisateur à la fois [52]. La figure IV.6 montre que, dans la station de base, toute information sur l'état du canal de chaque couple d'antennes d'émission et de réception est envoyée au bloc de l'algorithme d'allocation des sous porteuses et de puissance à travers les canaux d'information de retour (feedback). Le schéma d'allocation des ressources est transmis à l'émetteur MIMO-OFDM. L'émetteur sélectionne ensuite le nombre des bits

alloués à partir des différents utilisateurs pour former les symboles OFDMA qui sont transmis respectivement par toutes les antennes d'émission. Le schéma d'allocation des ressources est mis à jour dès que les informations sur le canal sont collectées et aussi l'information d'allocation des sous-porteuses et de puissance est envoyée à chaque utilisateur.

Nous considérons que le nombre d'antennes d'émission M et le nombre d'antennes de réception N sont les mêmes pour tous les utilisateurs. On note le nombre d'utilisateurs par K et le nombre de sous-porteuses par N_c . Nous supposons que la station de base possède la contrainte de puissance d'émission totale notée P .

$$P = \sum_{n=1}^N \sum_{k=1}^K p_{kn} \quad (\text{IV.30})$$

où p_{kn} est la puissance d'émission allouée à l'utilisateur k sur la sous-porteuse n [53].

IV.5. Conclusion

Nous avons vu dans ce chapitre les notions de base à la compréhension d'un système multiutilisateurs basé sur la modulation multi-porteuses OFDM associé au canal MIMO multi-trajets. Nous avons choisi à la fin de ce chapitre la technique multiutilisateur OFDMA associé à un canal MIMO multi-trajets c'est à dire un canal sélectif en fréquence. En dernier lieu un schéma général est donné qui sera la base de nos simulations dans le chapitre 5.

V.1. Introduction

Dans ce chapitre, nous allons appliquer la technique SISO-OFDM et MIMO OFDM dans les réseaux sans fils pour la quatrième génération des systèmes cellulaires (4G) utilisant notamment la technologie WiMax (Worldwide Interoperability for Microwave Access) ou la 4G LTE (Long Term Evolution). Nous avons choisi les paramètres d'entrées du WiMax fixe (2004 d). L'étude de performance de ce système est réalisée en fonction du taux d'erreur binaire(BER).

Hypothèses générales

- Nous utilisons un canal multi-trajets de Rayleigh.
- Le bruit aditif est considéré comme un bruit blanc gaussien (BBAG).
- N le nombre de sous porteuses.
- M la taille de la constellation d'une modulation
- Pour toutes nos simulations, nous utilisons l'outil Simulink de Matlab

V.2.Présentation de la technologie WiMax

V.2.1. Définition

Le WiMax est une famille de normes, définissant des connexions à haut-débit par voie hertzienne, développée par le Consortium WiMax Forum et ratifié en 2001 par l'IEEE sous le nom IEEE-802.16. Le WiMax est aussi le nom commercial délivré par le WiMax Forum aux équipements conformes à la norme IEEE 802.16, afin de garantir un haut niveau d'interopérabilité entre ces différents équipements.

Les normes 802.16 décrivent des technologies de transmission sans fil à haut débit fonctionnant à des débits pouvant atteindre théoriquement les 70 Mbit/s sur une portée de 50 Km et prévues pour connecter les points d'accès Wi-Fi à un réseau de fibres optiques, ou pour relayer une connexion partagée à haut débit vers de multiples utilisateurs.

V.2.2. Mode opératoire du réseau WiMax

Le réseau WiMax comprend des cellules, d'une taille pratique de 3 à 5 km en ville et 10 km à la campagne, munies des stations de base (BS) comme pour les réseaux de mobiles (GSM) et qui transmettent en mode point à multipoint vers les équipements terminaux des utilisateurs - Subscriber Station (SS) - Customer Premise Equipment (CPE).

Dans chaque cellule du réseau WiMax, la BS fonctionne en point à multipoint avec les CPE qu'elle dessert en utilisant le mode infrastructure comme au sein d'une cellule Wi-Fi. La

différence entre WiMax et Wi-Fi est que les CPE WiMax ne peuvent pas fonctionner en topologie ad hoc comme peuvent le faire les réseaux Wi-Fi.

Par contre, les différentes BS du réseau WiMax fonctionnent en topologie maillée entre elles. Ce réseau maillé est auto configuré, auto structuré, auto réparant. En effet il fournit un routage intelligent à travers le réseau pour trouver une connexion vers Internet. Si un ou plusieurs nœuds tombent en panne (problèmes électriques, intempéries, etc.), le réseau s'ajustera automatiquement afin de faire suivre le signal par un chemin différent.

V.3. La structure du système WiMax-SISO-OFDM

Cette partie présente la structure du système WiMax-SISO-OFDM à travers les blocs numériques qui le constituent.

Le WiMax fixe utilise (Figure V 1 du haut):

- ✓ une modulation 16QAM, un codage de Reed Solomon ($N=255$ et $k=139$), et un codage conventionnel de polynôme 'poly2trellis (7, [171 133]).
- ✓ $N=256$ nombre de sous porteuses, avec la bande de fréquence de chaque sous porteuse est de 15,625 KHz, donc la bande passante est de : $B=256*15,625=4\text{Mhz}$ et la durée d'un symbole OFDM sans préfixe cyclique est de $=256/4\text{Mhz}=64 \mu\text{s}$.
- ✓ Le préfixe standard du WiMax=12,5% de la durée du symbole OFDM= $(12,5/100)*64=8 \mu\text{s}$, donc la durée totale d'un symbole OFDM avec le préfixe cyclique= $64+8=72 \mu\text{s}$.
- ✓ Le nombre d'échantillon dans le préfixe cyclique =la durée du préfixe cyclique/le temps d'échantillonnage= $8\mu\text{s}/(1/B)=8/(1/4\text{Mhz})=32$ échantillons, donc le nombre total d'échantillons avec préfixe cyclique = $256+32=288$ échantillons.

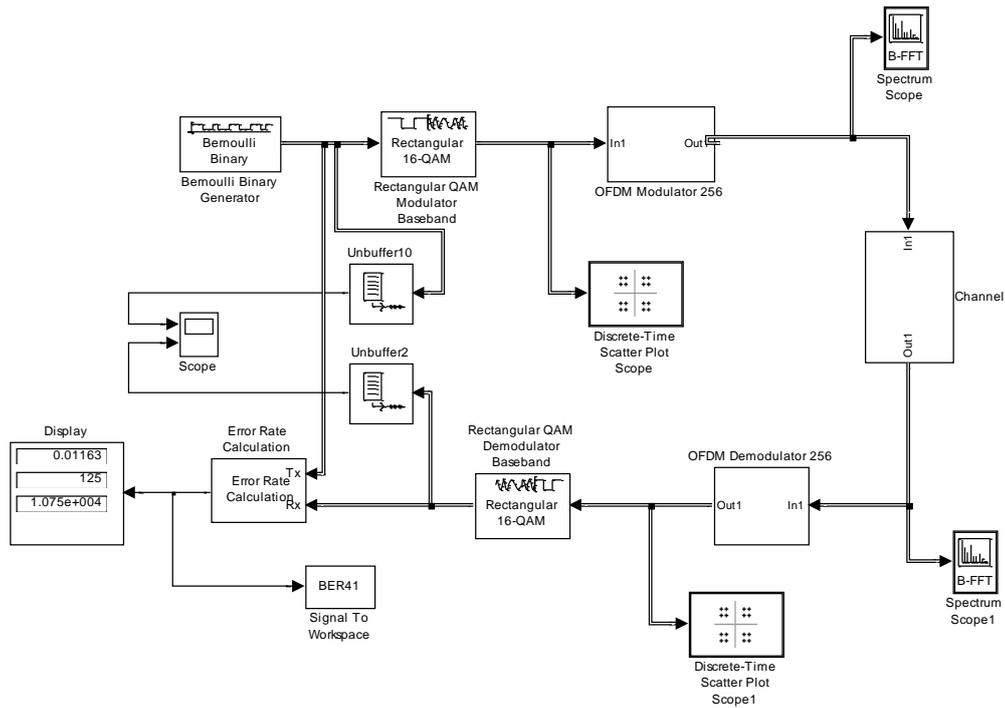


Figure V.1: Emetteur/ récepteur WiMax en bande de base.

Avant d'ajouter les codages correcteurs d'erreurs (Figure V.1 du bas) nous avons trouvé une différence dans les spectres OFDM émis et reçu, c'est-à-dire sans FEC et avec FEC.

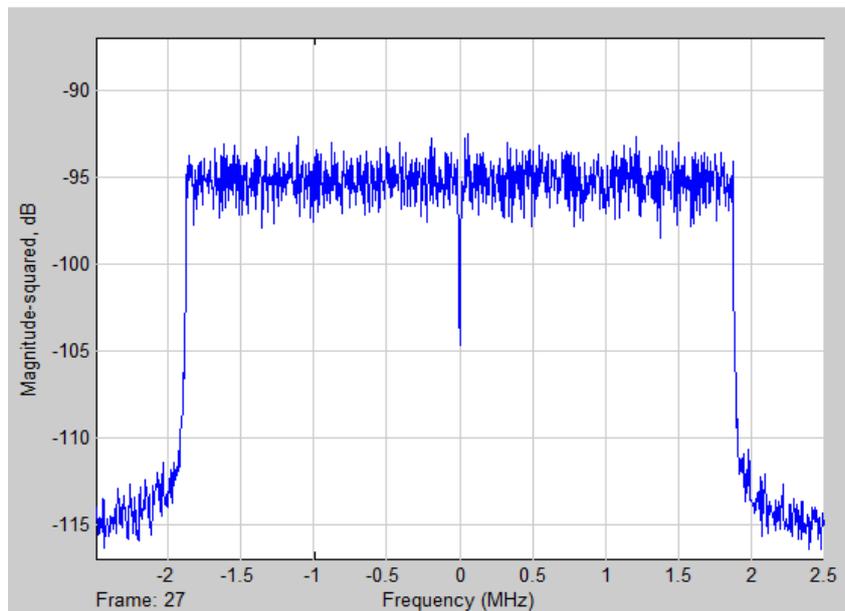


Figure V.2 : spectre du signal OFDM (IFFT) émis sans FEC

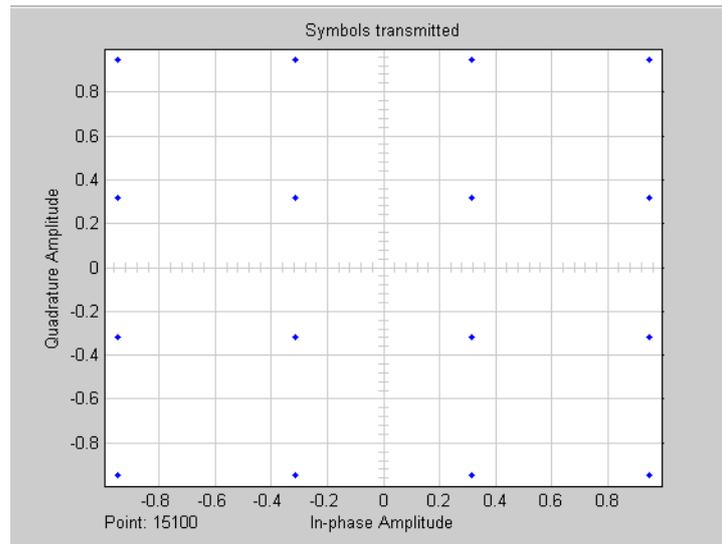


Figure V.3 : constellations du signal à l'émission

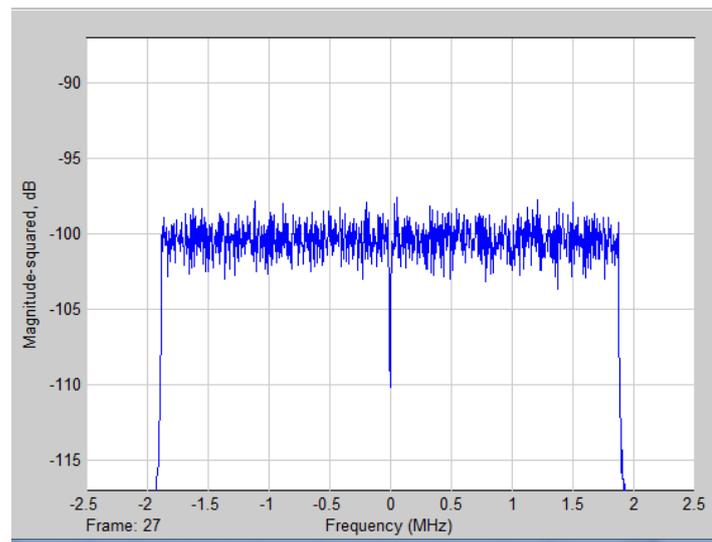


Figure V.4: spectre du signal OFDM reçu sans FEC

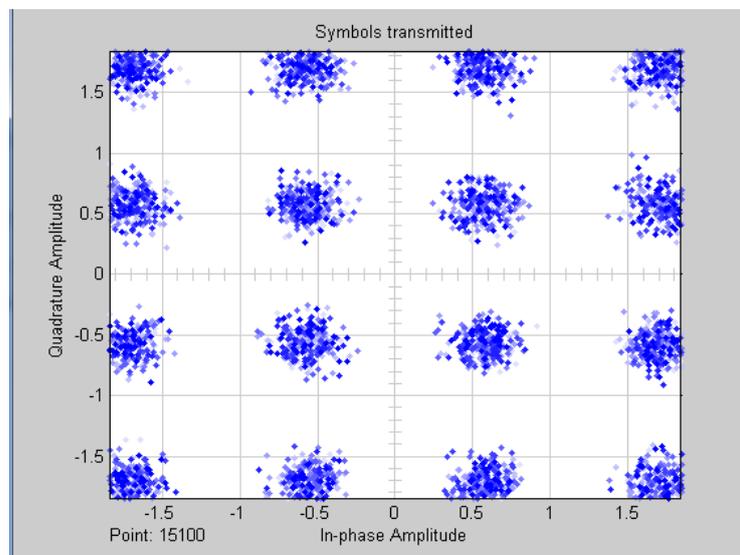


Figure V.5 : constellations du signal à la réception

Le codage de canal, introduit dans la chaîne d'émission avant le modulateur OFDM, permet de prévenir les données contre les erreurs en les arrangeant différemment et en introduisant de la redondance, le processus de ce codage est la concaténation d'une fonction d'embrouillage, de codage correcteur d'erreurs et d'entrelacement (Figure V.6).

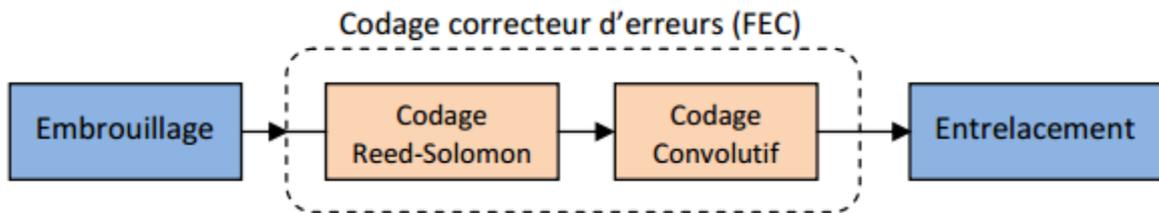


Figure V.6: Le codage de canal selon la norme WiMax

Pour la suite nous avons ajouté le codage correcteur d'erreurs nous avons observé que les spectres OFDM émis et reçu ont la même allure.

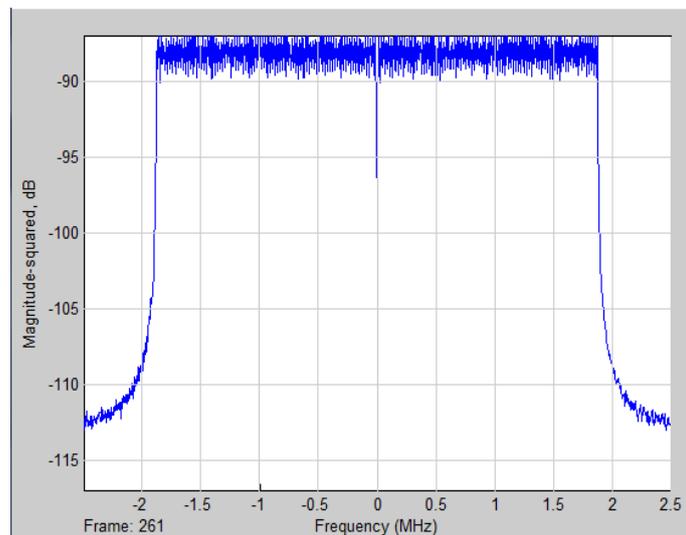


Figure V.7: Spectre OFDM émis avec FEC

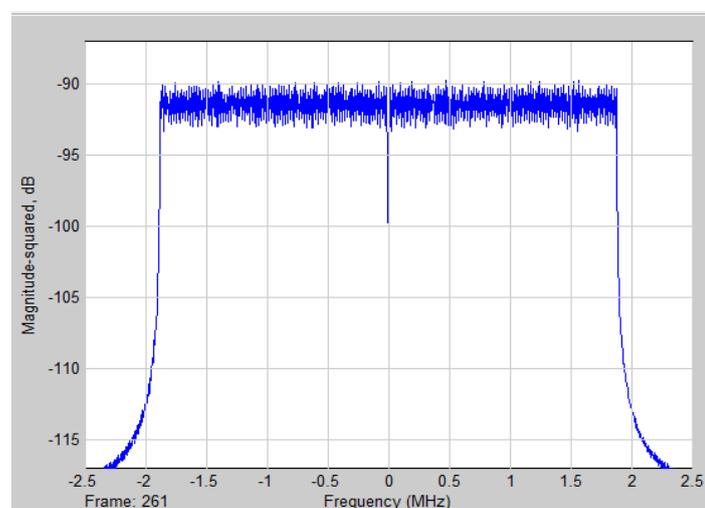


Figure V.8: Spectre OFDM reçu avec FEC

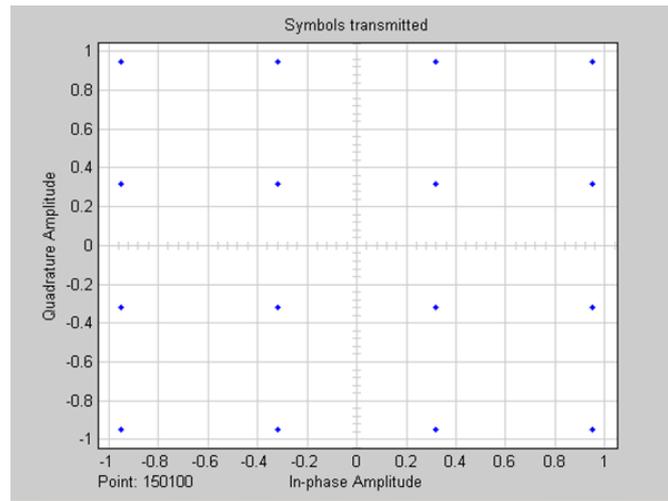


Figure V.9: constellations du signal à l'émission

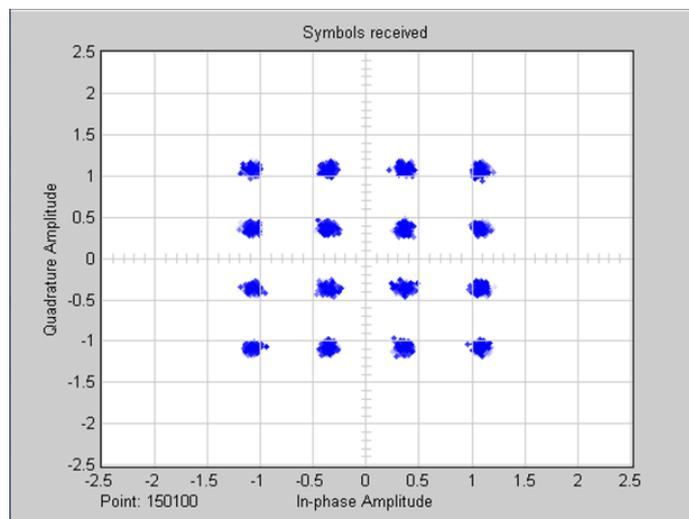


Figure V.10: constellations du signal à la réception

Dans la figure V.10 les points de la constellation sont petits par rapport à ceux de la figure V.5 donc moins de bruits et permettent une bonne estimation des symboles émis à la réception.

Nous remarquons aussi que les spectres OFDM avec FEC sont plus nets, donc sont moins entachés avec le bruit que ceux sans FEC. D'où l'intérêt du codage correcteur d'erreurs dans toute chaîne de communication numérique.

V.4. Démarche à suivre pour simuler la M-QAM

Pour la simulation de la 4-QAM, 16-QAM, 64-QAM, 256-QAM, nous n'allons pas toucher aux données du WiMax ; à savoir :

• **A l'émetteur**

1. le bloc OFDM contient 192 symboles en entrée, ces symboles peuvent être des 4QAM, 8QAM, 16QAM, 256QAM.

2. Le bloc conventionnel encoder reste le même (poly2trellis (7, [171 133]))', c'est-à-dire pour une entrée de 512 bits nous aurons 768 bits en sortie donc un rapport de $768/512=1.5$ qui restera constant pour toutes les simulations.

3. Le bloc RS encoder ($n=255 ; k=239$ et $t=8$) reste de même inchangé pour toutes les simulations.

• **Au récepteur**

Uniquement le bloc selector change de valeur à la sortie, son entrée reste constante et égale à 239 entiers.

V.4.1.4-QAM

Nous avons les tableaux suivant :

• **A l'émetteur**

Sortie bloc 4-QAM Modulateur=entrée bloc OFDM $4=2^2$; donc 2 bits	384/2=192symboles 4-QAM
sortie convolutionnal encodeur =Entrée 4-QAM Modulateur	256*1.5=384 bits
sortie integer to bits converter =Entrée convolutionnal encoder	32*8=256 bits
sortie Selector =Entrée integer to bits converter	32entiers
Le bloc selector supprime 223 zéros en premier au $255=255-223=32$ entiers	
sortie RS encoder =Entrée selecto=	255entiers
sortie Pad =Entrée RS encoder	239entiers
Le Pad ajoute 215 zéros en premier au 32entiers=239entiers	
sortie bits to integer encoder =Entrée Pad	192/8=24entiers
sortie Bernoulli benarygenerateur =Entrée bits to integer	192

Tableau V.1: Démarche à suivre pour simuler la 4-QAM a l'émetteur

• **Au récepteur**

Sortie RS Decoder= Entrée Selector	239entiers
Selector supprime 215 zéros au 239 entiers=32 entiers	
Sortie Selector =Entrée Integer to bits	24

Tableau V.2: Démarche à suivre pour simuler la 4-QAM au récepteur

V.4.2. 16-QAM

Nous avons les tableaux suivant :

- **A l'Émetteur**

Sortie bloc 16-QAM Modulateur=entrée bloc OFDM $16=2^4$; donc 4bits	768/4=192symboles 16-QAM
sortie convolutionnal encodeur =Entrée 16-QAM Modulateur	512*1.5=768 bits
sortie integer to bits converter =Entrée convolutionnal encoder	64*8=512 bits
sortie Selector =Entrée integer to bits converter	64entiers
Le bloc selector supprime 191 zéros en premier au $255=255-191=64$ entiers	
sortie RS encoder =Entrée selector	255entiers
sortie Pad =Entrée RS encoder	239entiers
Le Pad ajoute 191 zéros en premier au 48entiers=239entiers	
sortie bits to integer encoder =Entrée Pad	384/8=48entiers
sortie Bernoulli benarygenerateur =Entrée bits to integer	384

Tableau V.3: Démarche à suivre pour simuler la 16-QAM a l'émetteur

- **Au récepteur**

Sortie RS Decoder= Entrée Selector	239entiers
Selector supprime 191 zéros au 239 entiers=48 entiers	
Sortie Selector =Entrée Integer to bits	48

Tableau V.4: Démarche à suivre pour simuler la 16-QAM au récepteur

V.4.3. 64-QAM

Nous avons les tableaux suivant :

- **A l'Émetteur**

Sortie bloc 64-QAM Modulateur=entrée bloc OFDM $64=2^6$; donc 6bits	1152/6=192symboles 64-QAM
sortie convolutionnal encodeur =Entrée 64-QAM Modulateur	768*1.5=1152 bits
sortie integer to bits converter =Entrée convolutionnal encoder	96*8=768 bits
sortie Selector =Entrée integer to bits converter	96entiers
Le bloc selector supprime 159 zéros en premier au $255=255-159=96$ entiers	
sortie RS encoder =Entrée selector	255entiers
sortie Pad =Entrée RS encoder	239entiers

Le Pad ajoute 167 zéros en premier au 72entiers=239entiers	
sortie bits to integer encoder =Entrée Pad	576/8=72entiers
sortie Bernoulli benarygenerateur =Entrée bits to integer	576

Tableau V.5 : Démarche à suivre pour simuler la 64-QAM a l'émetteur

- **Au récepteur**

Sortie RS Decoder= Entrée Selector	239entiers
Selector supprime 167 zéros au 239 entiers=72 entiers	
Sortie Selector =Entrée Integer to bits	72

Tableau V.6: Démarche à suivre pour simuler la 64-QAMau récepteur

V.4.4. 256-QAM

Nous avons les tableaux suivant :

- **A l'Emetteur**

Sortie bloc 256-QAM Modulateur=entrée bloc OFDM $256=2^8$; donc 8bits	1536/8=192symboles 256QAM
sortie convolutionnal encodeur =Entrée 256-QAM Modulateur	1024*1.5=1536 bits
sortie integer to bits converter =Entrée convolutionnal encodeur	128*8=1024 bits
sortie Selector =Entrée integer to bits converter	128entiers
Le bloc selector supprime 127 zéros en premier au $255=255-127=128$ entier	
sortie RS encoder =Entrée selector	255entiers
sortie Pad =Entrée RS encoder	239entiers
Le Pad ajoute 143 zéros en premier au 96entiers=239entiers	
sortie bits to integer encoder =Entrée Pad	768/8=96entiers
sortie Bernoulli benarygenerateur =Entrée bits to integer	768

Tableau V.7: Démarche à suivre pour simuler la 256-QAM a l'émetteur

- **Au récepteur**

Sortie RS Decoder= Entrée Selector	239entiers
Selector supprime 143 zéros au 239 entiers=96 entiers	
Sortie Selector =Entrée Integer to bits	96

Tableau V.8: Démarche à suivre pour simuler la 256-QAMau récepteur

Avec :

M-QAM	le temps bit	Période symbole
4-QAM	6/24e6	12/24e6
16-QAM	4/24e6	16/24e6
64-QAM	2.6/24e6	15.6/24e6
256-QAM	2/24e6	16/24e6

Tableau V.8:Période symbole de chaque M-QAM

➤ Résultats des simulations

Nous avons trouvé les figures suivant :

Pour 4-QAM :

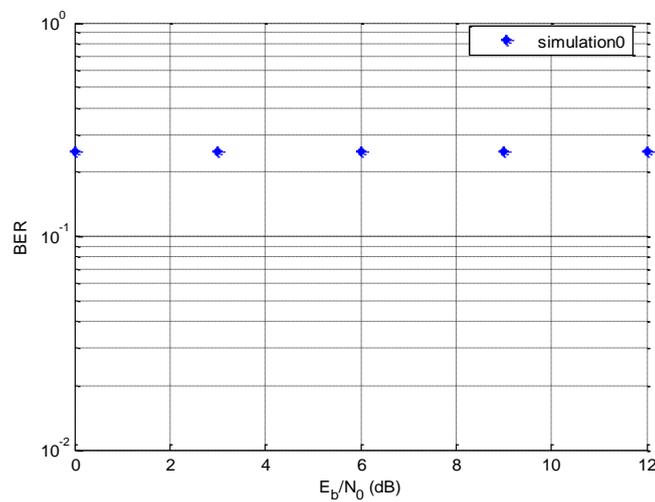


Figure V.11:probabilité taux d'erreure binaire de 4-QAM

Pour 16-QAM :

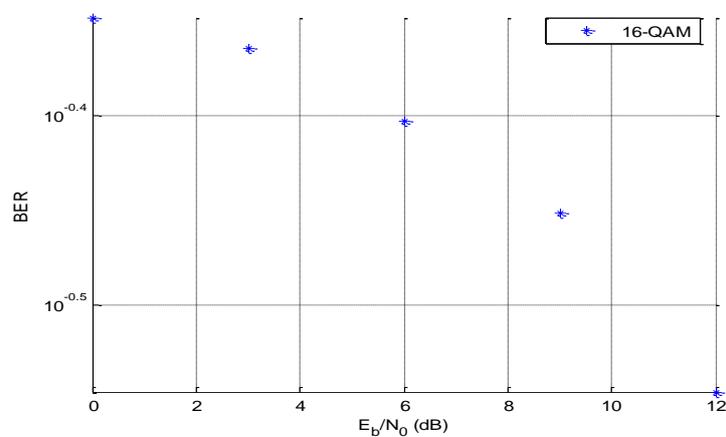


Figure V.12: probabilité taux d'erreur binaire de 16-QAM

Pour 64-QAM :

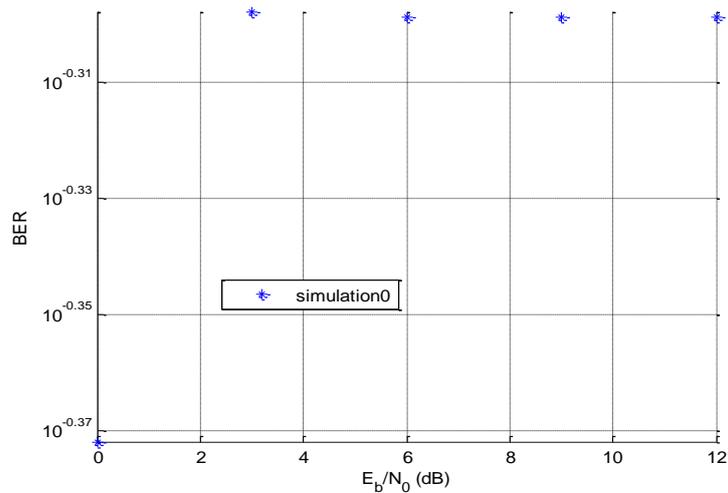


Figure V.13: probabilité taux d'erreur binaire de 64-QAM

Pour 256-QAM :

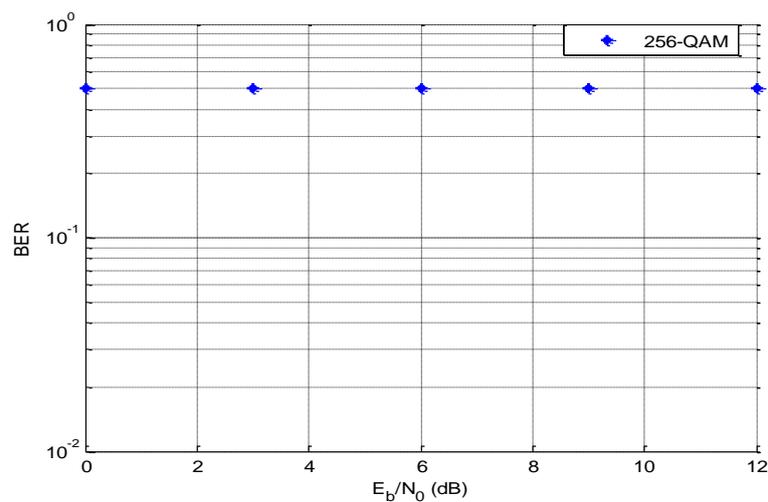


Figure V.14: probabilité taux d'erreur binaire de 256-QAM

D'après les figures précédentes, nous avons conclu que le bloc conventionnel encoder de '(poly2trellis (7, [171 133]))' est utilisable uniquement pour la 16-QAM.

V.5. Les profile de canal Rayleigh

Le but des simulations est d'évaluer et de valider les performances du système WiMAX dans différents profile à travers la caractérisation des niveaux de Taux d'Erreur Bit (BER : Bit Error Rate) en fonction du rapport E_b/N_0 , avec N_0 étant la densité spectrale de puissance du bruit blanc en entrée du récepteur et E_b l'énergie moyenne par bit du signal modulé.

Pour la simulation du WiMax, nous allons faire les courbes de $BER=f(E_b/N_0)$ de la 16-QAM uniquement et nous avons entré ses paramètres comme suit .

Un symbole 16-QAM contient 4 bit donc sa période $T_S=4T_b$, avec $T_b=4/24e6$ est le temps bit, et en changeant à chaque fois dans le bloc (ou canal) Rayleigh; Jakes, Flat, Gaussian, ...Bell.

Après la simulation nous avons trouvé les signaux suivant :

- Jakes

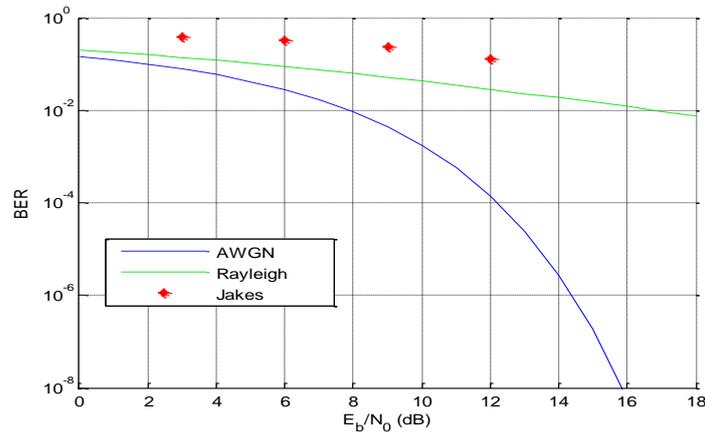


Figure V.15: probabilité taux d'erreur binaire de 16-QAM

- Flat

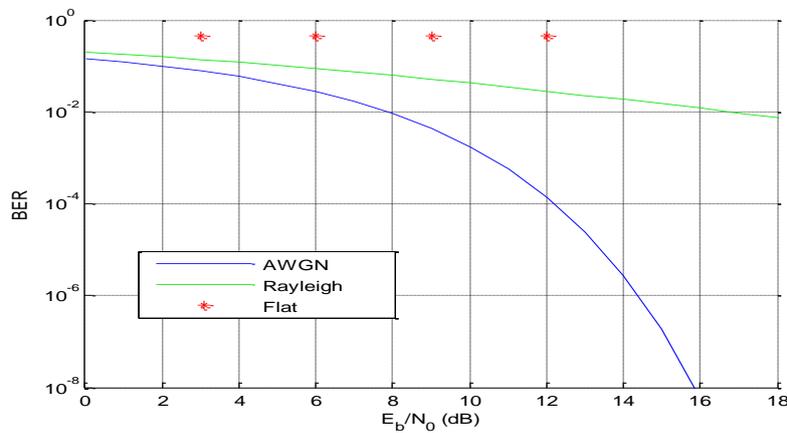


Figure V.16: probabilité taux d'erreur binaire de 16-QAM

- Gaussian

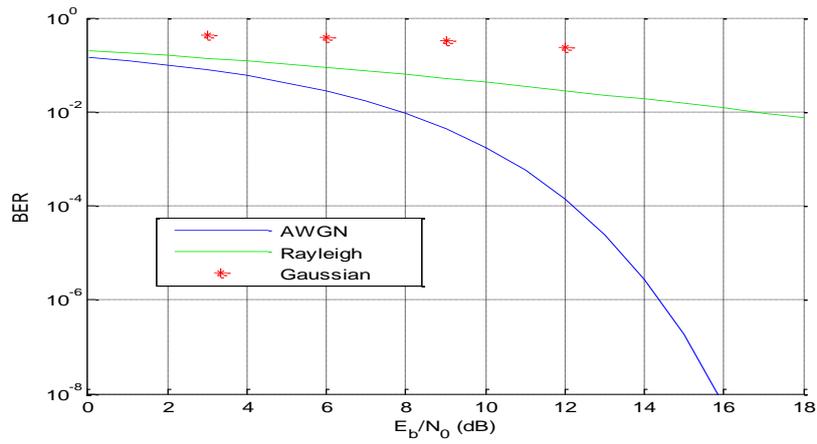


Figure V.17: probabilité taux d'erreur binaire de 16-QAM

- Rounded

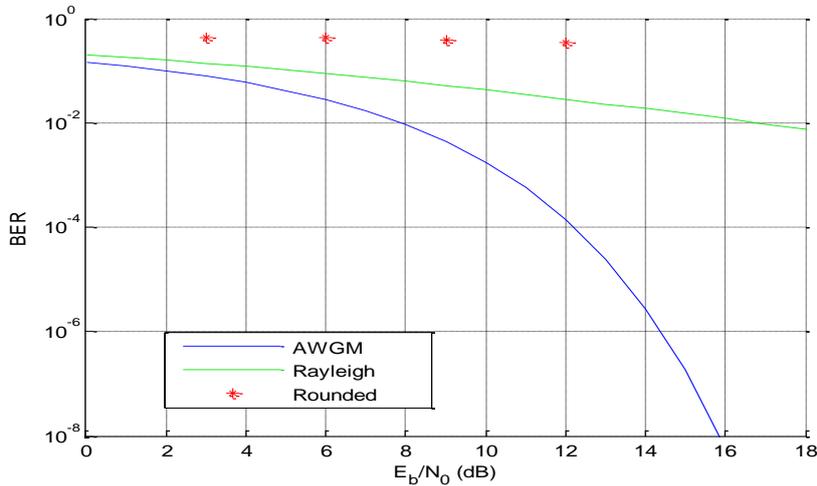


Figure V.18: probabilité taux d'erreur binaire de 16-QAM

- RestrictedJakes

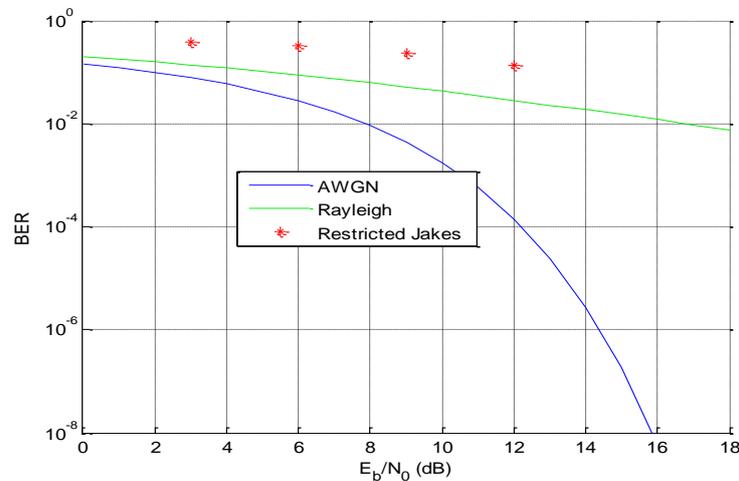


Figure V.19: probabilité taux d'erreur binaire de 16-QAM

- Bi-Gaussian

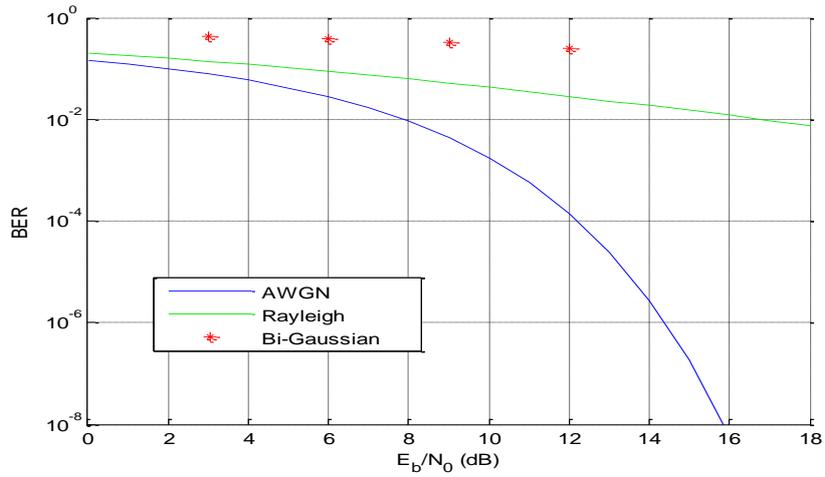


Figure V.20: probabilité taux d'erreur binaire de 16-QAM

- Asymmetrical Jakes

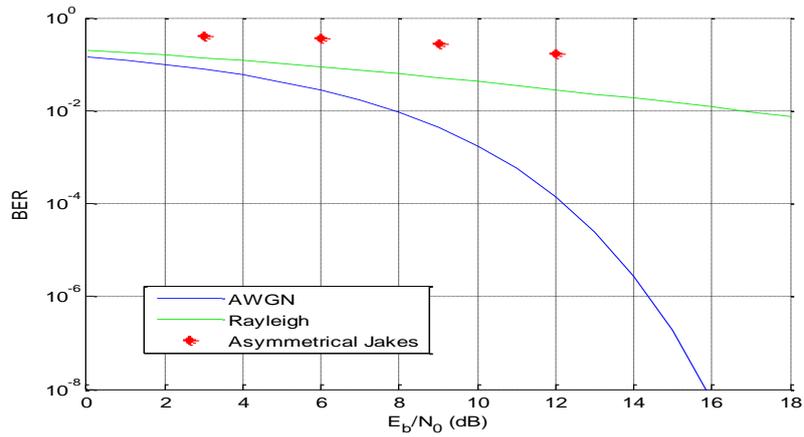


Figure V.21: probabilité taux d'erreur binaire de 16-QAM

- Bell

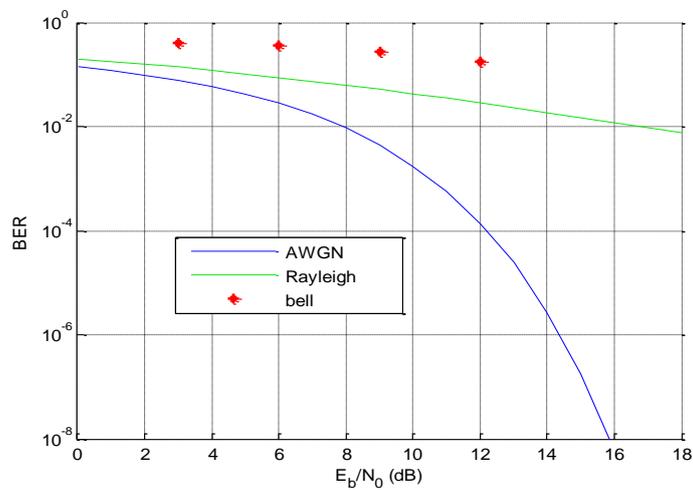


Figure V.22: probabilité taux d'erreur binaire de 16-QAM

Pour voir la différence entre les modèles nous avons regroupé les graphes dans la figure V.23, et nous avons remarqué que la courbe du modèle Jakes est la plus proche de la courbe idéale de canal Rayleigh:

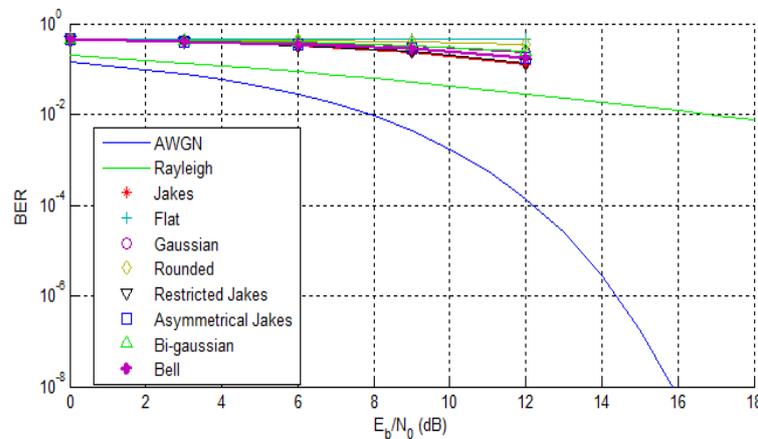


Figure V.23: probabilité taux d'erreur binaire pour tous les profile du canal de Rayleigh

V.6. le MIMO OFDMA

Nous avons choisi un canal MIMO 4x4 (4 antennes à l'émetteur et 4 antennes au récepteur). Pour concevoir le MIMO OFDMA, nous avons utilisé un codage espace temps en bloc orthogonal OSTBC (voir annexe) et nous avons procédé comme suit :

Nous utilisons les mêmes paramètres du WiMax ; à savoir :

- Taille de l'IFFT 256,
- Bande passante 4MHz,
- Modulation 16QAM,
- Nombre de bits émis : 384 bits,
- Période bit : $4/(24.106)$ s,
- Codeur RS (8, [255 239]),
- Codeur convolutionnel de polynôme (7, [171 133]).

Nous avons ajouté les blocs suivants ;

- Encodeur OSTBC de rendement $R=3/4$ et supportant 4 antennes en sortie,
- Décodeur OSTBC supportant 4 antennes en entrée,
- Le canal est devenu maintenant 16 canaux de Rayleigh (car $4 \times 4 = 16$), nous avons utilisé uniquement le cas de profile canal Jakes.

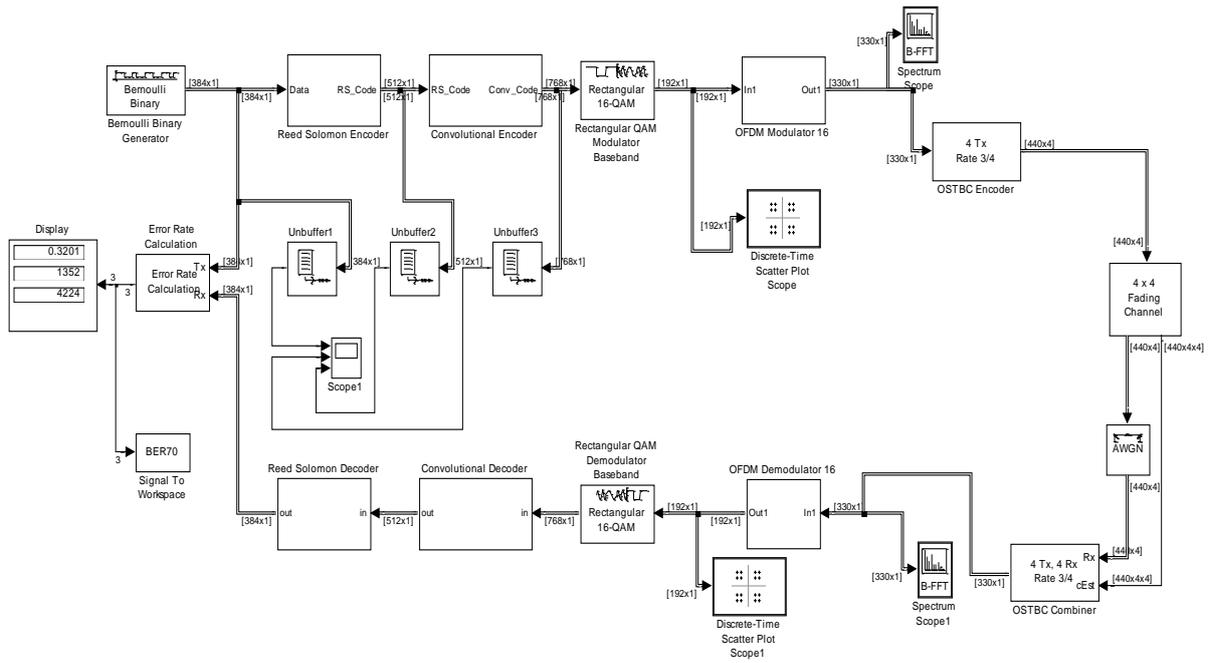


Figure V.24: MIMO OFDMA

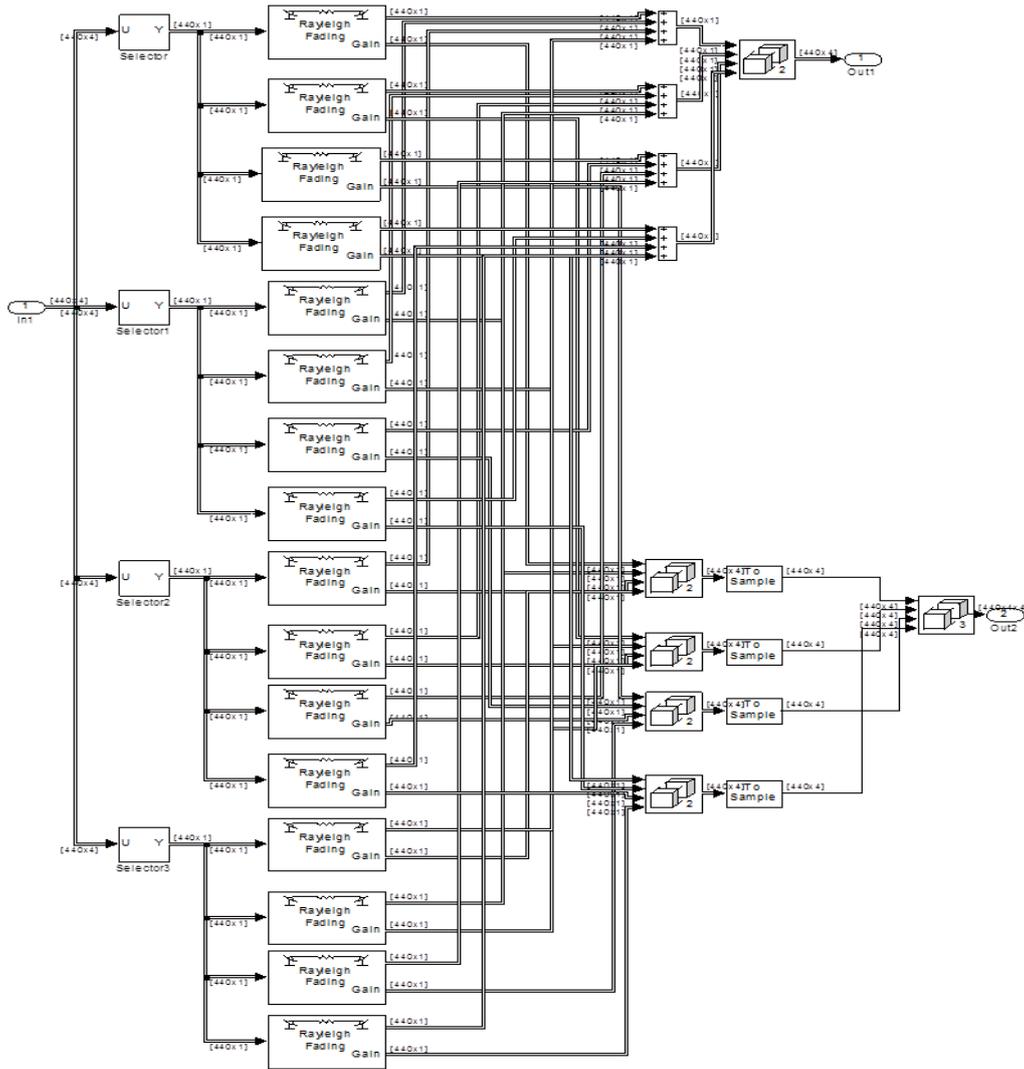


Figure V.25: canaux 4X4 de Rayleigh

Maintenant puisque $R=3/4$ (voir Annexe) donc il faut un nombre multiple de 3 en entrée de l'encodeur OSTBC et il va nous donner un nombre multiple de 4 en sortie. Or dans le schéma du SISO OFDM, nous avons 320 symboles OFDM en sortie du modulateur OFDM, donc 320 n'est pas divisible par 3 ; donc la solution est d'ajouter 10 pour avoir $320+10=330$ symboles qui est divisible par 3.

Ces 10 symboles nous allons les ajouter dans l'intervalle de garde, ce dernier était de 64 va devenir 74.

Le schéma global obtenu est représenté dans la figure V.24, les 16 canaux de Rayleigh sont représentés dans la figure V.25.

➤ Résultats des simulations

Nous avons obtenu les figures suivant :

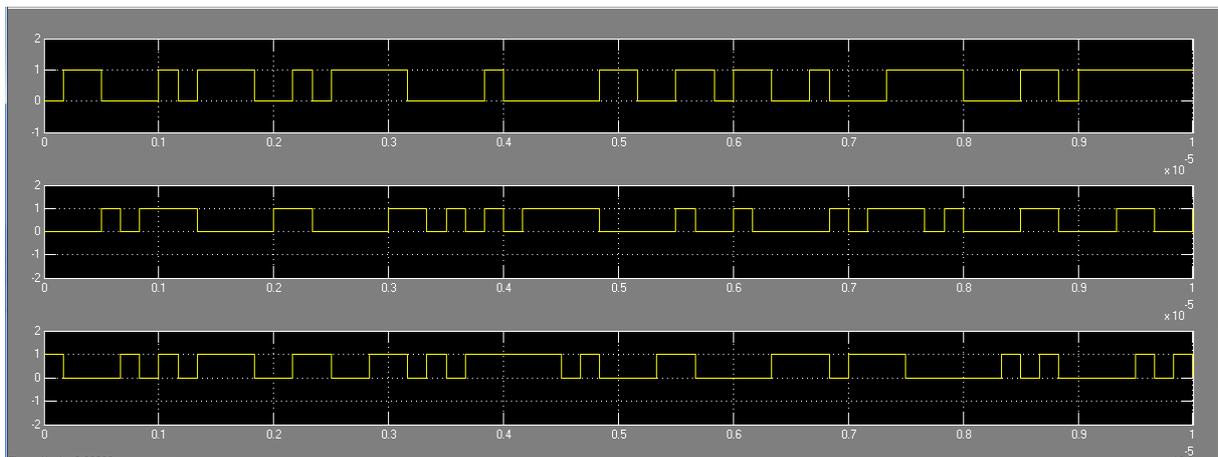


Figure V 26 : signaux à la sortie de la source binaire, à la sortie du codeur RS et à la sortie du codeur convolutionnel

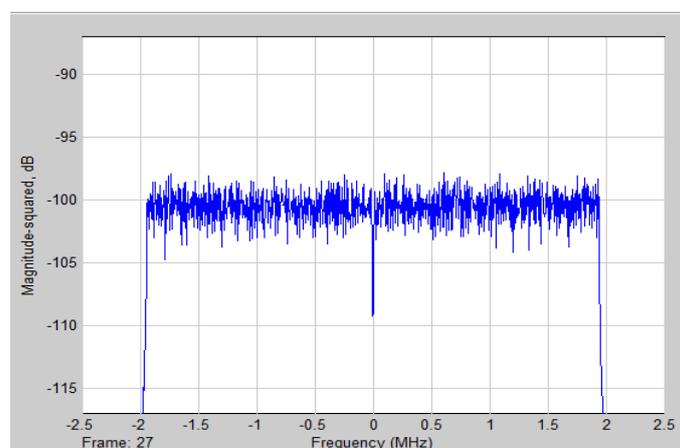


Figure V.27 : spectre du signal OFDM émis

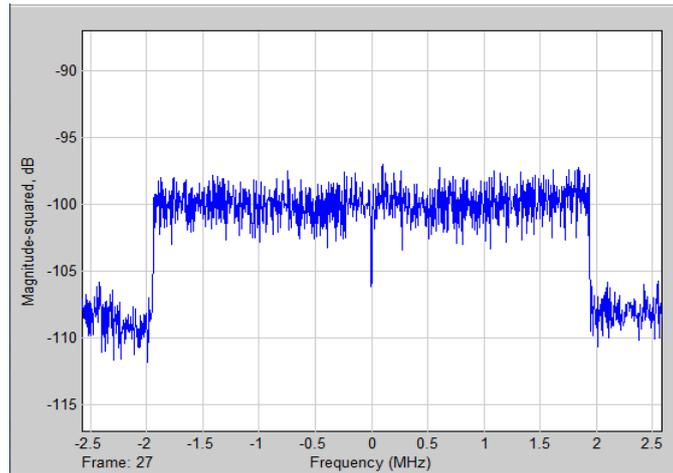


Figure V.28 : spectre du signal OFDM reçu

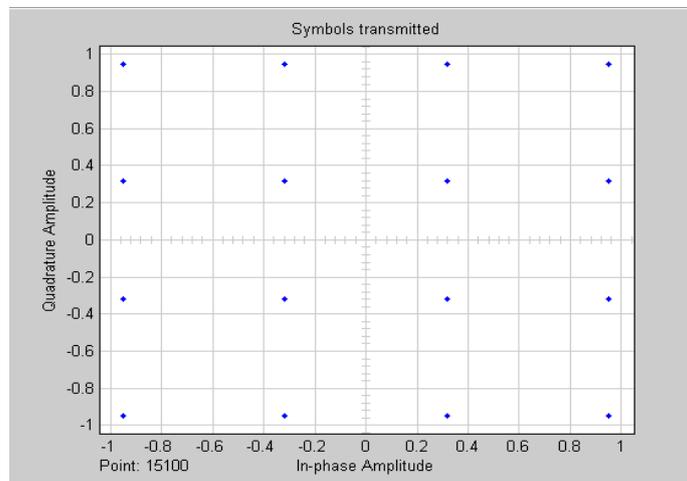


Figure V.29 : constellation à l'entrée du modulateur OFDM

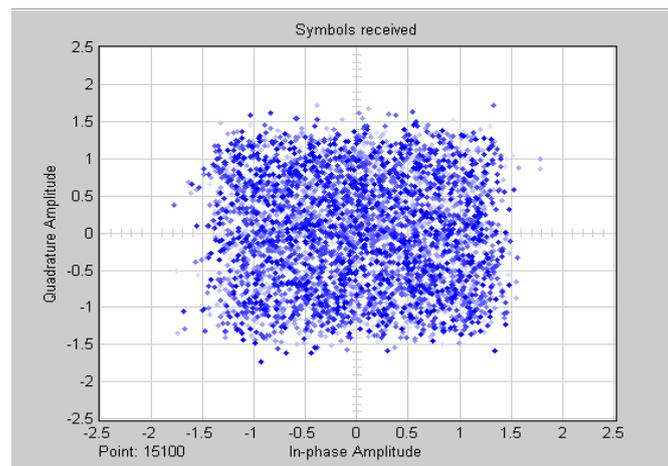


Figure V.30 : constellation à la sortie du démodulateur OFDM

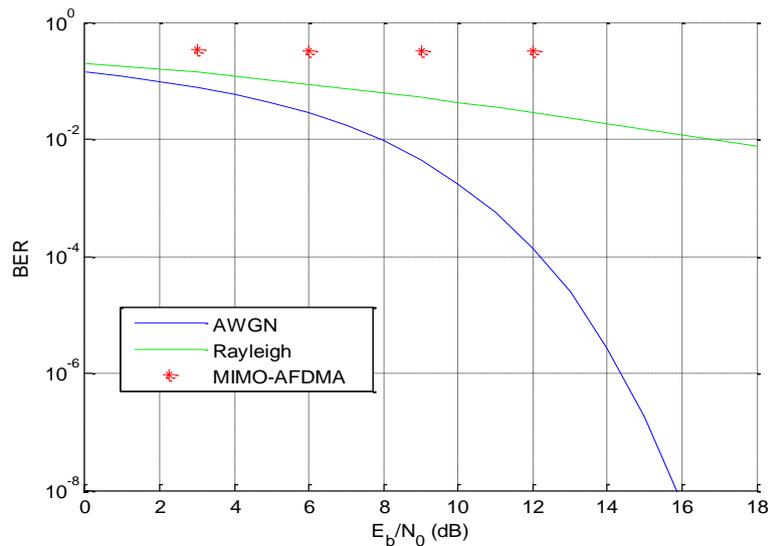


Figure V.31 : probabilité taux d'erreur binaire de 16-QAM

La figure V.15 et la figure V.30 prouvent la différence entre le SISO-OFDMA et le MIMO-OFDMA, nous remarquons que la courbe du canal Rayleigh dans le cas de SISO-OFDMA est plus proche de la courbe idéale. Donc nous concluons que quand on aura plus d'antenne, la courbe s'éloigne de la courbe idéale, c'est normal car nous avons 16 canaux multi-trajets et chaque canal multi-trajets apporte sa contribution dans la mauvaise estimation des symboles émis. Pour remédier ce problème il nous faut faire une estimation exacte du canal MIMO, et cela demande beaucoup de temps et de travail à travers les algorithmes d'estimation de canal.

V.7. conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté la simulation d'une chaîne de communication numérique complète allant d'une modulation OFDM multi-accès se basant sur la FDMA en passant par un canal SISO (1x1) au canal MIMO (4x4) d'où les schémas conçus SISO-OFDMA et MIMO-OFDMA, les simulations que nous avons réalisé nous ont permis de faire le tour de plusieurs matières que nous avons étudié tout au long de notre cursus de formation et de plus nous ont permis donc de vérifier la théorie.

Ces simulations nous ont permis de mettre en relief l'intérêt de la modulation OFDM de rendre le canal sélectif en fréquence en plusieurs sous canaux non sélectifs en fréquence.

Le canal MIMO nous a permis de voir un aspect de la diversité spatial ; la diversité par codage espace-temps en bloc STBC, nous avons choisi un codage orthogonal. Et enfin en prenant le Wimax comme exemple d'application nous a permis d'approfondir nos connaissances sur ce système de 4ième génération.

Conclusions et perspectives

L'évolution observée des systèmes de radiocommunications mène au constat de la nécessité d'une convergence entre les différents réseaux sans fil, qu'ils soient locaux ou radio mobiles, l'interopérabilité alors requise doit ainsi permettre de répondre aux contraintes d'accès permanents à des applications multimédias et ce en tout lieu. Ces observations ont formés les objectifs du développement de la quatrième génération d'équipements radio mobiles. Le déploiement de nouveaux réseaux cellulaires requiert toujours de transmettre des données à haut débit et par suite nécessite une grande efficacité spectrale vue la largeur de bande maximale qu'on pourrait utiliser.

Dans cet mémoire tout d'abord , nous avons dressé une description assez détaillée sur le principe de la communication numérique ainsi que de la transmission à porteuses multiples OFDM et les technique de transmission d'accès multiple à travers des fréquence, temps, codes, et le secteurs séparables spatialement (FDMA TDMA CDMA ,SDMA), bien que Le canal MIMO multi-trajets a été bien décrit, ainsi que sa capacité.

Les principes de base de la modulation multi porteuse OFDM ont été examinés en détail et ont fait l'objet du deuxième chapitre de cette thèse. Ainsi, le principe d'orthogonalité sur lequel repose la technique OFDM, a été présenté avec des exemples illustrant le spectre à la sortie du modulateur OFDM. Le développement mathématique conduisant à l'implémentation numérique du modulateur a été également abordé. Nous expliquons, en particulier, comment la réalisation numérique d'un modulateur OFDM passe par l'utilisation d'une transformée de Fourier inverse (IFFT) et facilite considérablement la mise en œuvre du modulateur. Les techniques de modulation multi porteuse développées actuellement associées un préfixe cyclique afin de supprimer les interférences inhérentes à la transmission a travers les canaux, cette méthode offre une grande robustesse aux multi-trajets au détriment d'une perte d'efficacité spectrale .La limitation de cette réduction de l'efficacité spectrale constitue un défi pour la communication numériques afin d'essayer d'apporter une réponse .Au niveau du chapitre trois Une attention particulière est accordée à La technique de multiplexage OFDMA qui est une technique de modulation purement OFDM associée à la technique multiutilisateur FDMA .La technique multiutilisateurs OFDMA associé au canal MIMO multi-trajets est exposée dans le quatrième chapitre .

Dans le but d'illustre ce modeste travail et pour le bien comprendre nous avons fais une petite application dans le dernier chapitre sur la simulation de différents blocs constituant

une chaîne de communication type 4G basé sur l'OFDMA. En premier lieu nous avons simulé la chaîne de communication SISO OFDMA et ensuite nous sommes passés à une chaîne complète multi-antennaires MIMO OFDMA.

En effet Les résultats obtenus au moyen de simulations, combinant Simulink et code Matlab ont permis d'évaluer les performances du système proposé en fonction de plusieurs paramètres fonctionnels, tels que (le nombre de sous porteuse, le nombre d'utilisateurs simultanés, la taille de la corrélation partielle,) a été analysé.

Enfin nous voulons faire à l'avenir l'association de L'OFDMA avec un canal MIMO satellitaire.

Annexe A

Codage correcteur d'erreurs

Le codage correcteur d'erreurs (en anglais FEC pour Forward Error Correction) consiste en un code en blocs de type Reed-Solomon suivi d'un code convolutif.

1. Codage Reed-Solomon

Le code de Reed-Solomon (figure 1), noté $RS(n, k, t)$, est un code en bloc cyclique permettant la détection et la correction d'erreurs arrivant par paquets. Ce code transforme un mot de k symboles de l bits en un mot de n symboles de l bits en ajoutant $2t = (n - k)$ symboles de redondance [54, 55].

Ainsi n, k et t peuvent être définies de la manière suivante :

- n : le nombre de symboles après codage
- k : le nombre de symboles avant codage
- t : le nombre de symboles pouvant être corrigés

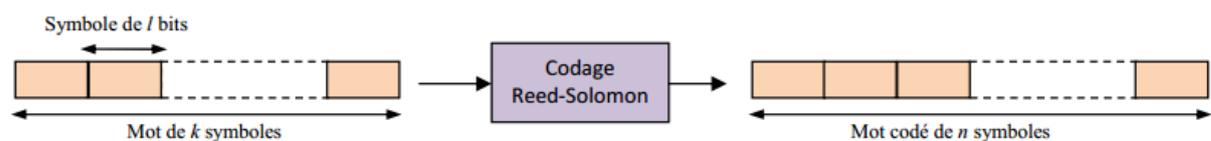


Figure A.1 : Principe du code de Reed-Solomon

Le rendement du code (le taux de codage) est défini par $r = k/n$. Ainsi à débit binaire constant, la bande de transmission augmente de facteur $1/r$.

La norme stipule que le code RS utilisé doit être dérivé du code RS ($n = 255, k = 239, t = 8$) utilisant un corps de Galois à 2^8 éléments noté $GF(2^8)$ [46]. Pour générer ce code, deux polynômes sont utilisés:

- Un polynôme dit primitif permettant de générer les symboles codés.
Il s'écrit: $p(x) = x^8 + x^4 + x^3 + x^2 + 1$
- Un polynôme dit générateur de code permettant de calculer les symboles de parité.
Il s'écrit : $g(x) = (x + \lambda^0)(x + \lambda^1)(x + \lambda^2) \dots (x + \lambda^{2t-1})$
avec λ l'élément primitif du corps de Galois.

Pour que ce code puisse traiter des paquets de tailles différentes et avoir des capacités ajustables de correction, il doit être raccourci et poinçonné. Quand un paquet est raccourci à k symboles, un préfixe de $239 - k$ symboles nuls est ajouté au paquet et une fois le processus de codage terminé, ces symboles codés sont supprimés. Quand la fonction de poinçonnage est appliquée sur un mot du code pour corriger t symboles, seuls les $2t$ symboles de parité parmi

les 16 sont utilisés. Ce fonctionnement est illustré sur la figure 2.

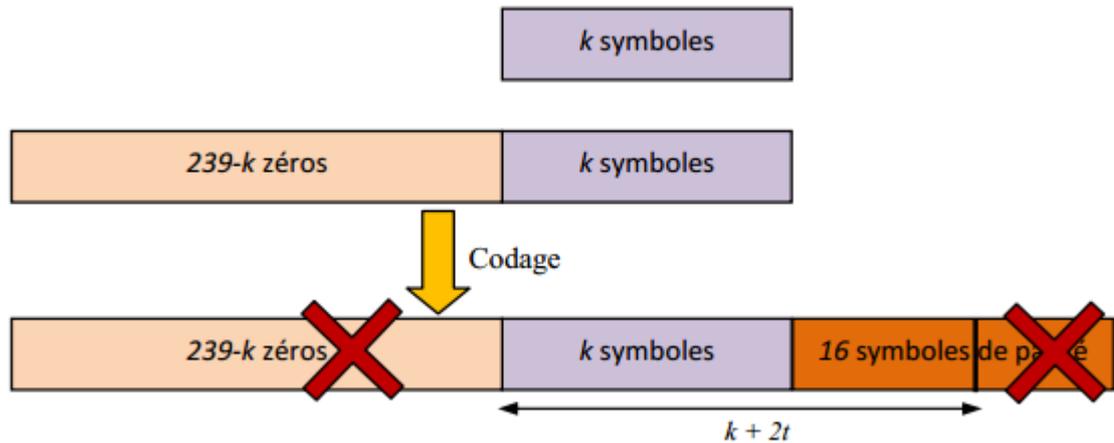


Figure A.2 : Processus de poinçonnage et de raccourcissement dans un code Reed-Solomon

2. Codage Convolutif

Après le bloc de codage RS, les données traversent le bloc de codage Convolutif (figure 3). Ce code permet de lutter contre les erreurs introduites par les évanouissements profonds.

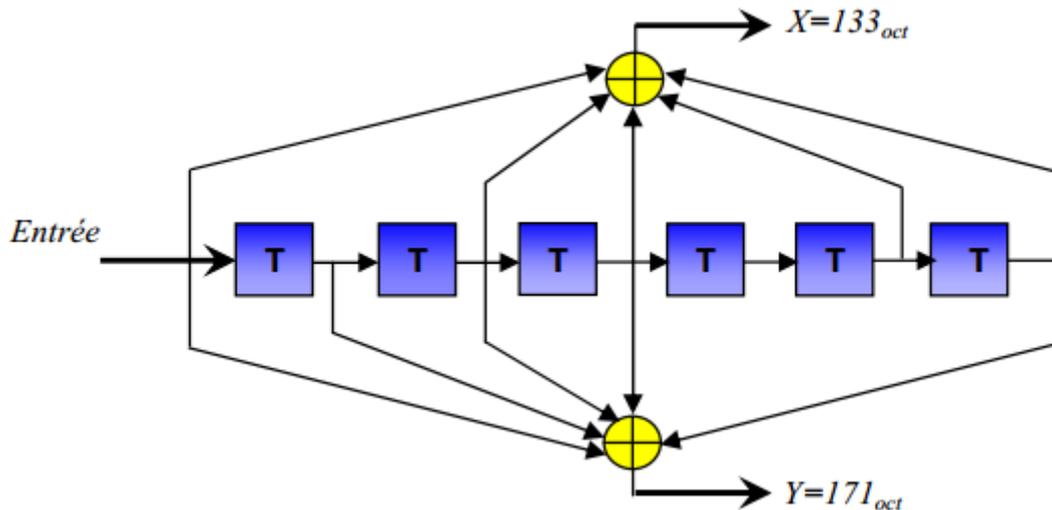


Figure A.3: Principe du codeur Convolutif de taux 1/2

Les polynômes générateurs utilisés pour les deux sorties X et Y du codeur sont :

$$G_1 = 133_{OCT} \text{ pour } X$$

$$G_2 = 171_{OCT} \text{ pour } Y$$

Chaque bloc en sortie du codeur RS doit être codé par un codeur convolutif garantissant un taux de codage de 1/2 et ayant une longueur de contrainte (La longueur du registre de décalage dans lequel passent les données binaires) de 7.

Afin d'augmenter les débits et réduire la redondance du code, un module de poinçonnage [54] est utilisé. Le poinçonnage consiste à ne transmettre que certains bits en sortie du codeur. Dans le cas d'un rendement $3/4$, pour 3 bits se présentant à l'entrée du codeur, 4 seulement seront transmis au lieu des 6 bits habituels.

Notons que les 2 bits écartés font partie des bits redondants et non pas des données. Les taux de codage possibles sont $1/2$, $2/3$, $3/4$ et $5/6$.

Le profil d'un burst est formé par l'association d'une des modulations disponibles et un codage correcteur d'erreurs avec un certain taux.

Annexe B

Codage espace-temps en bloc orthogonal OSTBC

1. Définition

Un schéma de codage espace-temps en bloc, que nous noterons \mathbf{S} , se représente par une matrice \mathbf{S} de taille $M \times T$ dont les entrées sont une combinaison linéaire d'éléments pris dans un ensemble de Q symboles complexes à transmettre en y intégrant leurs opposés et conjugués : $\{\pm s_1, \pm s_2, \dots, \pm s_Q\} \cup \{\pm s_1^*, \pm s_2^*, \dots, \pm s_Q^*\}$. Le principe de codage consiste à assigner $s_{i,n}$ à l'antenne i au temps symbole $t_0 + nT_s$ avec $1 \leq n \leq T$.

On appelle T la latence du code et on définit le rendement du code comme étant :

$$R_c = \frac{Q}{T} \quad (\text{B. 1})$$

2. Les codes espace-temps en blocs orthogonaux

Nous appelons STBC optimal un schéma de codage vérifiant simultanément les 3 propriétés suivantes:

- Rendement unitaire,
- Diversité MN , avec M, N nombre d'antenne d'émission et de réception.
- Orthogonalité.

Les codes espace-temps en blocs orthogonaux utilisent des symboles complexes issus d'une modulation affectés par un codage à la fois en espace et en temps. Le but de ces codes est d'exploiter la diversité d'émission des systèmes multi-antennes.

Il existe dans la littérature plusieurs codes orthogonaux tels que, les codes STBC d'Alamouti, les codes STBC avec commutation entre groupe d'antenne, les codes STBC de Tarokh.

Le tableau B.1 donne les matrices de quelques codes orthogonaux avec leurs taux de rendements.

La première matrice à deux antennes d'émission représente le code d'Alamouti.

Transmit Antenna	Rate	OSTBC Codeword Matrix
2	1	$\begin{pmatrix} s_1 & s_2 \\ -s_2^* & s_1^* \end{pmatrix}$
3	1/2	$\begin{pmatrix} s_1 & s_2 & 0 \\ -s_2^* & s_1^* & 0 \\ 0 & 0 & s_1 \\ 0 & 0 & -s_2^* \end{pmatrix}$
3	3/4	$\begin{pmatrix} s_1 & s_2 & s_3 \\ -s_2^* & s_1^* & 0 \\ s_3^* & 0 & -s_1^* \\ 0 & s_3^* & -s_2^* \end{pmatrix}$
4	1/2	$\begin{pmatrix} s_1 & s_2 & 0 & 0 \\ -s_2^* & s_1^* & 0 & 0 \\ 0 & 0 & s_1 & s_2 \\ 0 & 0 & -s_2^* & s_1^* \end{pmatrix}$
4	3/4	$\begin{pmatrix} s_1 & s_2 & s_3 & 0 \\ -s_2^* & s_1^* & 0 & s_3 \\ s_3^* & 0 & -s_1^* & s_2 \\ 0 & s_3^* & -s_2^* & -s_1^* \end{pmatrix}$

Tableau B.1 : Matrice de quelques codes orthogonaux

Référence & Bibliographie

- [1] Tarek BCHINI, “Gestion de la Mobilité, de la Qualité de Service et Interconnexion de Réseaux Mobiles de Nouvelle Génération”, Thèse de Doctorat, Université de Toulouse, Juin 2010.
- [2] Youssef NASSER, “Sensibilité des Systèmes OFDM-CDMA aux Erreurs de synchronisation en Réception Radio Mobile”, Thèse de Doctorat, Institut national polytechnique de GRENOBLE, Octobre 2006
- [3] ETSI. Digital Audio Broadcasting (DAB) to mobile, portable and fixed receivers. Technical Report 2nd ed, EN 300 401-Radio broadcasting systems, Mai 1997.
- [4] B.p. Crow, I. Widjaja, L.G. Kim et P.T. Sakai. IEEE 802.11 Wireless Local Area Networks. IEEE Communication Magazine, 35(9), Septembre 1997.
- [5] The key 2005-2014 ICT data for the world, by geographic regions and by level of development » [archive], 12 septembre 2014 (consulté le 5 octobre 2014).
- [6] Olivier Berder. optimisation et stratégies d'allocation de puissance des systèmes de transmission multi-antennes. thèse de doctorat, université de Bretagne Occidentale, 2002,
- [7] Les modulations numériques http://www.lis.inpg.fr/stages_dea_theses/theses_db/manuscript/Gautier.pdf.
- [8] Nizar Hicheri << approche unifiée des techniques de transmission radio sur voie descendante >> thèse de doctorat soutenue en juillet 2004 spécialité électronique Bordeaux 2000.
- [9] Patrice Kadionik << bases de transmission numérique modulation numérique >> école nationale supérieure électronique Bordeaux 2000.
- [10] Siouris J.F principes des communications mobiles .Ecole polytechnique de l'université de Nantes ,2000.
- [11] J.D. Parsons, The Mobile Radio Propagation Channel. John Wiley and Sons. 2000.
- [12] R. Clarke, "A statistical theory of mobile radio reception", Bell Syst. Tech. J., vol. 47, pp. 957-1000, 1968.
- [13] A. Papoulis, Probability Random Variables, and stochastic Processes. New York: McGraw Hill, 4th ed., 2002.
- [14] J.Y.B. Vucetic, Space-Time Coding .New York: John Wiley and Sons, 2003.
- [15] Reducing the Peak-to-Average Power Ratio of Multicarrier Modulation by Selected Mapping , R. W. Bäuml, R. F. H. Fischer, et J. B. Huber , BAUM96, 199
- [16] S. B. Weinstein and P. M Ebert, "Data transmission by frequency division multiplexing", IEEE Trans. Commun., vol. COM-19, pp. 628-34, Oct. 1971.
- [17] A. Peled and A. Ruiz, "Frequency domain data transmission using reduced computational complexity algorithms," in Proc. IEEE Int. Conf. Acoustics, Speech and Signal Processing, Apr. 1980, pp. 964-967.
- [18] Orthogonal Frequency Division Multiplexing : A Multi-carrier Modulation Scheme Y. Wu, W.Y. Zou IEE Trans. On Consumer Electronic Vol 41, No 3 August 1995 p392.
- [19] Transmission Techniques for Digital Terrestrial TV Broadcasting H. Sari, G. Karam, I. Jean-Claude IEEE Communications Magazine Feb 1995 p100.
- [20] Data Transmission by Frequency Division Multiplexing using the Discrete Fourier

Transform.

- [21] Z. Wang and G. B. Giannakis, "Wireless Multicarrier Communications : Where Fourier Meets Shannon," IEEE Signal Processing Magazine, vol. 17, no. 3, pp. 29–48, May 2000.
- [22] Patrice Kadionik, " Bases de transmissions numériques -modulations numériques", 2000.
- [23] BENYAROU MOURAD," Optimisation des systèmes multi-antennes appliqués aux systèmes MC-CDMA",2013.
- [24] J.-C. Bic, D. Duponteil et J.-C. Imbeaux,"Eléments de communications numériques", Collection Techniques et Scientifiques des Telecommunications, Dunod, 1986.
- [25] BENYAROU MOURAD," Optimisation des systèmes multi-antennes appliqués aux systèmes MC-CDMA",2013.
- [26] Mme N.BOUZIANE, " Techniques aléatoires d'allocation de fréquences pour les réseaux satellitaires", 2010.
- [27] Xavier Lagrange," Principes et évolutions de l'UMTS", Edition germs 2005.
- [28] BENYAROU MOURAD," Optimisation des systèmes multi-antennes appliqués aux systèmes MC-CDMA",2013.
- [29] Mme N.BOUZIANE, " Techniques aléatoires d'allocation de fréquences pour les réseaux satellitaires", 2010.
- [30] J.-C. Bic, D. Duponteil et J.-C. Imbeaux,"Eléments de communications numériques", Collection Techniques et Scientifiques des Telecommunications, Dunod, 1986.
- [31] BENYAROU MOURAD," Optimisation des systèmes multi-antennes appliqués aux systèmes MC-CDMA",2013.
- [32] IS-95-A, "Mobile Station-Base Station Compatibility Standard for Dual-Mode Wideband Spread Spectrum Cellular System," 1995.
- [33] J.LAINE & P. VIGNERON, « Télécommunications numériques le CDMA », cours, Année 2000-2001.
- [34] S. Karthikeyan, R. Venkatesh, "Energy allocation and multiple access for multicarrier communication," A thesis submitted to the faculty of electrical engineering, bachelor of engineering, school of electronics and communication engineering, May 2001.
- [35] Uli Sorger , Isabella De Broeck, and Michael Schnel "Interleaved FDMA - A New SpreadSpectrum Multiple- Access Scheme," Institute for Network and Signal Theory, Darmstadt University of Technology, IEEE Conference Publications, vol.2, pp. 1013-1017, 1998.
- [36] C. Lengoumbi, "Accès multiple OFDMA pour les systèmes cellulaires post 3G : allocation de ressources et ordonnancement." Thèse de doctorat, TELECOM ParisTech (ENST), Paris, France, mars 2008.
- [37] J. Gross, P. Alvarez, and A. Wolisz, "The signaling overhead in dynamic OFDMA systems: reduction by exploiting frequency correlation," in Proceedings of IEEE International Conference Communications, ICC'07, pp. 5143- 5148, Berlin, June 2007.
- [38] H. Ochiai and H. Imai, "OFDM-CDMA with peak power reduction based on the spreading sequences," IEEE International Conference Communications, ICC'98, pp. 1299–1303, Atlanta, June 1998.
- [39] N. Youssef, "Sensibilité des Systèmes OFDM-CDMA aux Erreurs de synchronisation

- en Réception Radio Mobile,” Thèse de Doctorat, Laboratoire d’Electronique et de Technologies de l’Information, Grenoble, INPG, Oct. 2006.
- [40] BENYAROU MOURAD,” Optimisation des systèmes multi-antennes appliqués aux systèmes MC-CDMA” ,2013.
- [41] Guguen,”techniques multi-antennes emission reception-application aux réseaux domestique sans fils. Thèse de doctorat soutenu à INSA de Rennes, 2003.
- [42] D. Gesbert and J. Akhtar, “Breaking the barriers of Shannon’s capacity”, an overview of MIMO wireless system, *Telektronikk Telenor Journal*, January 2002.
- [43] K.I, J.B. Kemoal, P. Mogensoy, “A stochastic Multiple-Input-Multiple-Output Radio Channel Model for evaluation of Space-Time Coding algorithms”, *Vehicular Technology Conference Fall 2000*.
- [44] K. Yu, B. Ottersen, “Models for MIMO propagation channels a review”, Special issue on adaptive antennas and MIMO systems, *Wiley Journal on Wireless Communications and mobile computing*, Vol. 2, Nr.7 pp 653-666 November 2002.
- [45] T. L. Marzetta et B. M. Hochwald, “ Capacity of a mobile multiple-antenna communication link in Rayleigh flat fading ”, *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 45, no1, pages 139–157, 1999.
- [46] G. D. Golden, G. J. Foschini, R. A. Valenzuela, and P. W. Wolniansky ,” Detection Algorithm and Initial Laboratory Results using the V-BLAST Space-Time Communication Architecture. *Electronics Letters*, 35(1) :14–15, Jan. 7 1999.
- [47] G.J. Foschini and M.J. Gans. ,”On limits of wireless communications in a fading environnement when using multiple antennas”, *Wireless Personal Communications*, 6(3) :311–335, march 1998.
- [48] Telatar, I. E., “Capacity of Multiantenna Gaussian Channels”, *European Trans. Tel.*, Vol. 10, No. 6, November/December 1999, pp. 585–595.
- [49] BENYAROU MOURAD,” Optimisation des systèmes multi-antennes appliqués aux systèmes MC-CDMA” ,2013.
- [50] Basel RIHAWI, “Analyse et réduction du Power Ratio des systèmes de radiocommunications multi antennes”, Université de Renne I, 20 Mars 2008.
- [51] FEROUANI SOUHILA, “ Etude et Implémentation d’un Système MIMO dans un Contexte OFDM” , UNIVERSITE ABOU BAKR BELKAID.
- [52] G. Li and H. Liu, “On the Optimality of Downlink OFDMA MIMO Systems,” *IEEE Communications Letters*, Thirty-Eighth Asilomar Conference on Signals, Systems & Computers, vol. 1, pp. 324-328, Nov. 2004.
- [53] ZERROUKI HADJ, “ CROSS-LAYER DESIGN ET ACCES MULTIPLE DANS LES RESEAUX SANS FIL MIMO: APPLICATION AU RESEAU WIMAX” , en Juillet 2013.
- [54] J. G. Proakis, “Digital Communications, “4th edition. McGraw Hill Higher Education, Décembre 2000.
- [55] S. B. Wicker, “Error control systems for digital communication and storage. “ Upper Saddle River, NJ, ISBN 0-13-200809-2, Prentice-Hall, Inc. USA, 1995.

Résumé

Les systèmes de communication numériques sont à la base de tous les systèmes de communications actuels, ils sont même à la base des technologies avancées telles que la télévision numérique, l'ordinateur, le téléphone mobile, la communication par satellite, ... Dans ce contexte, ce projet destiné à concevoir une chaîne complète de communication numérique sans fil, allant de la source au destinataire en passant par le canal de transmission qui est l'espace libre et en suivant des hypothèses que nous fixons à l'avance. Des simulations de conception seront réalisées avec comme application les données d'un système de communications sans fil de quatrième génération.

Mots clés: communications numériques, simulation, multi-porteuse, multi-antenne, multi-accès, multi-utilisateurs, 4G.

ملخص

نظم الاتصالات الرقمية هي أساس جميع أنظمة الاتصالات الجارية، فهي أساس التكنولوجيات المتقدمة مثل التلفزيون الرقمي، الكمبيوتر، الهاتف المحمول، والاتصالات عبر الأقمار الصناعية... وفي هذا السياق، هذا المشروع لتصميم كاملة سلسلة الاتصالات اللاسلكية الرقمية، من المصدر إلى المتلقي عبر قناة الإرسال هو المساحة الحرة والافتراضات التالية التي وضعناها مسبقاً. وسيتم تنفيذ عمليات المحاكاة تصميمًا كتطبيق مع البيانات من نظام الاتصالات اللاسلكية من الجيل الرابع.

الكلمات الرئيسية: الاتصالات الرقمية، محاكاة، متعددة الناقل، متعدد الهوائيات، الوصول المتعدد، متعدد المستخدمين،

الجيل الرابع.

Abstract

Digital communication systems are the basis of all current communications systems, they are even the basis of advanced technologies such as digital television, computer, mobile phone, satellite communication ... In this context, this project to design a chain complète wireless digital communications, from the source to the receiver via the transmission channel is free space and following assumptions we set in advance. Design simulations will be carried out as an application with data from a fourth generation wireless communications system.

Keywords: digital communication, design, simulation, multi-carrier, multi-antenna, multi-access, multi-user, 4G.

Chapitre I

Chapitre II

Chapitre III

Chapitre IV

Chapitre V

Introduction générale

Conclusion
et
perspectives