

ÉCOLE DE TECHNOLOGIE SUPÉRIEURE
UNIVERSITÉ DE QUÉBEC

MÉMOIRE PRÉSENTÉ À
L'ÉCOLE DE TECHNOLOGIE SUPÉRIEURE

COMME EXIGENCE PARTIELLE
À L'OBTENTION DE LA
MAÎTRISE EN GÉNIE ÉLECTRIQUE
M.Ing.

PAR
ROGER DIB

CONCEPTION ET VALIDATION D'UN SIMULATEUR DE SYSTÈME OFDM POUR
LES RÉSEAUX INTÉRIEURS SANS FIL.

MONTREAL, LE 28 AVRIL 2003

CE MÉMOIRE A ÉTÉ ÉVALUÉ

PAR UN JURY COMPOSÉ DE :

**M. Naïm Batani, directeur de mémoire
Département de génie électrique, École de technologie supérieure**

**M. Christiaïn Gargour, codirecteur
Département de génie électrique, École de technologie supérieure**

**M. François Gagnon, président du jury
Département de génie électrique, École de technologie supérieure**

**M. Venkatesh Sampath, examinateur externe
Département de recherche et développement, Microcell Connexions**

IL A FAIT L'OBJET D'UNE SOUTENANCE DEVANT JURY ET PUBLIC

LE 25 MARS 2003

À L'ÉCOLE DE TECHNOLOGIE SUPÉRIEURE

CONCEPTION ET VALIDATION D'UN SIMULATEUR DE SYSTÈME OFDM POUR LES RÉSEAUX INTÉRIEURS SANS FIL

Roger Dib

SOMMAIRE

Les communications internes sans fil font l'objet de l'étude d'un grand nombre de chercheurs. Ceci, dans le but d'obtenir une bonne qualité de communications sans fil avec des débits de transmission élevés, et de libérer les usagers des câbles afin de leur permettre de se déplacer dans les grands bâtiments.

Dans ce type de systèmes de communications il faut combattre adéquatement l'effet des trajets multiples, plus précisément l'évanouissement sélectif en fréquence. Ceci a mené au développement et à l'utilisation de la technique du multiplexage par division de fréquences orthogonales (OFDM) qui semble être une solution très prometteuse.

La robustesse contre le délai d'étalement généré par un canal à trajets multiples et le débit élevé sont parmi des propriétés les plus intéressantes de ce type de transmission.

Une étude détaillée de la technique OFDM est élaborée ici, suivie par une présentation générale des systèmes et des sous-systèmes utilisés pour le mettre en œuvre. Pour appuyer ces études, plusieurs systèmes ont été simulés à l'aide de deux logiciels différents.

Les paramètres de la norme IEEE802.11a ont été utilisés pour la validation des résultats obtenus, et les courbes d'erreurs correspondantes ont été comparées avec les courbes théoriques.

Les systèmes réalisés sont versatiles et peuvent être utilisés pour étudier les performances qui résultent de la variation d'un grand nombre de paramètres. Ces variations peuvent être utilisées pour améliorer ou optimiser les performances du système dans un cadre donné. Le simulateur développé peut donc être un outil précieux pour la recherche, la conception, et le développement des systèmes OFDM.

DESIGN AND VALIDATION OF A SIMULATOR FOR AN SYSTEM USED IN WIRELESS LOCAL AREA NETWORK

Roger Dib

ABSTRACT

Indoor wireless communications systems are the subject of study of many researches. The purpose is to obtain a good quality of transmission at high bit rates, and to release the users from wires and cables in order to allow them to move freely in large buildings.

In such communication systems, it is necessary to fight adequately the effect of the multi-path channel, more precisely, the frequency selective fading. This led to the development and use of orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) technique, which seems to be a very promising solution.

The robustness against delay spread created by multi-path channel and the high speed transmission are the most important property of this type of transmission.

A detailed description of OFDM technique is elaborated here, it is followed by a general presentation of systems and of subsystems which are used to implement it. Several simulations of such systems have been performed with the assistance of two different software.

The validation of the design of these systems has been made according to the IEEE802.11a standard. The obtained error curves were compared with the theoretical curves.

The realised systems are versatile and can be used to study the performances which result from the change of any or all of its parameters. These variations can be used to improve or optimize the performances of the system within a given framework. The developed simulator can be useful tool for the research, the design, and the development of OFDM systems.

REMERCIEMENTS

La réalisation d'un travail de cette importance ne peut être menée à terme sans le support constant de tous les gens impliqués de près ou de loin dans le projet. Ainsi l'achèvement d'un tel travail ne dépend pas seulement de l'auteur, mais aussi de toutes les personnes chères. Je profite de cette opportunité pour vous remercier tout individuellement.

Je tiens à exprimer ma profonde gratitude envers mon directeur de recherche Monsieur Naïm Batani, professeur à l'école de technologie supérieure, pour la qualité de sa supervision, ses nombreux conseils et sa bienveillante disponibilité.

J'adresse mes plus sincères remerciements à mon co-directeur, Monsieur Christian Gargour, professeur à l'école de technologie supérieure, pour son étroite collaboration. Ses conseils et critiques constructives m'ont été utiles pour l'accomplissement de ce mémoire.

Un remerciement spécial pour la compagnie Microcell Connexions, de m'avoir fait l'honneur de m'offrir la bourse qui m'a permis d'effectuer ma maîtrise en génie électrique. Je remercie également Mme Besma Smida du département recherche et développement, Micocell Connexions qui n'a pas hésité à répondre à mes questions afin de me permettre de mieux aborder ce mémoire.

J'aimerais aussi remercier les membres du jury qui me donnent les opinions et les commentaires pertinents lors de leur révision du rapport d'application.

À tous les membres de ma famille et spécialement ma mère, merci de votre confiance, merci de m'avoir encouragé et supporté tout le long de mon cheminement.

TABLE DES MATIÈRES

	Page
SOMMAIRE	i
ABSTRACT	ii
REMERCIEMENTS	iii
TABLE DES MATIÈRES.....	iv
LISTE DES TABLEAUX.....	viii
LISTE DES FIGURES.....	ix
LISTE DES ABRÉVIATIONS ET DES SIGLES.....	xii
INTRODUCTION	1
CHAPITRE 1 COMMUNICATIONS SANS FIL.....	3
1.1 Systèmes de communications numériques.....	3
1.2 Caractéristiques des systèmes numériques.....	6
1.2.1 Transmission en bande de base.....	6
1.2.2 Débit binaire et débit symbolique.....	6
1.2.3 Capacité du canal.....	7
1.3 Modulation multi porteuses.....	8
1.4 Conclusion	9
CHAPITRE 2 PRINCIPE DE BASE DE L'OFDM	10
2.1 Introduction.....	10
2.2 Clarification de la technique OFDM.....	12
2.2.1 Orthogonalité du signal OFDM.....	14
2.2.2 Orthogonalité des composantes fréquentielles	16

2.2.3	Étude théorique d'un système de communication OFDM	18
2.2.4	Temps de garde et extension cyclique	24
2.2.5	Fréquences pilotes	28
2.2.6	Autres Fonctions à implémenter dans un système OFDM	28
2.2.7	Choix des paramètres d'un système OFDM	31
2.3	Avantages et inconvénients de la technique OFDM	33
2.4	Notions sur le standard IEEE802.11a	34
2.4.1	Paramètres d'OFDM	35
2.4.2	Découpage en canaux	37
2.5	Conclusion	39
 CHAPITRE 3 MODULATION, CODAGE ET ENTRELACEMENT DANS UN SYSTEME OFDM		40
3.1	Codage du canal	41
3.1.1	Code convolution	41
3.1.2	Codage d'après le standard IEEE802.11a	43
3.1.3	Décodage	44
3.2	Entrelacement	46
3.2.1	Entrelacement par bit	46
3.2.2	Entrelacement dans le standard IEEE802.11a	49
3.3	Modulation numérique	53
3.3.1	Modulation QPSK	53
3.3.2	Modulation MQAM	58
3.4	Technique de formation d'impulsion	61
3.4.1	Filtre en cosinus surélevé dans un système OFDM	62
3.5	Conclusion	64

CHAPITRE 4 LES CANAUX ET LEURS MODÈLES DANS UN SYSTÈME DE COMMUNICATIONS SANS FIL65

4.1	Représentation d'un signal en passe-bande.....	66
4.2	Canal à trajets multiples.....	68
4.2.1	Délai d'étalement.....	69
4.2.2	Décalage en fréquence Doppler.....	69
4.2.3	Réponse impulsionnelle d'un canal à trajets multiples.....	71
4.2.4	Paramètres du canal à trajets multiples.....	72
4.3	Évanouissement.....	73
4.3.1	Effet du délai d'étalement.....	73
4.3.2	Effet d'étalement Doppler	75
4.4	Affaiblissement de propagation	76
4.5	Les modèles des canaux	77
4.6	Résultats des mesures sur le standard de IEEE802.11a	81
4.7	Synchronisation.....	85
4.7.1	Introduction.....	85
4.7.2	Sensibilité au bruit de phase	86
4.7.3	Sensibilité au décalage de fréquence	87
4.7.4	Sensibilité au décalage de temps	88
4.8	Estimation du canal	89
4.8.1	Modulation différentielle	90
4.8.1.1	Détection cohérente dans le domaine du temps	90
4.8.1.2	Détection cohérente dans le domaine de la fréquence	91
4.8.2	Les pilotes.....	92
4.8.3	Détection cohérente	94
4.9	Conclusion	96

CHAPITRE 5	CONCEPTION DU SIMULATEUR OFDM.....	97
5.1	Validation de l'émetteur d'un système OFDM.....	98
5.2	Système de signalisation OFDM.....	101
5.2.1	Modélisation et validation d'un système OFDM mode 3.....	102
5.2.2	Modélisation et validation d'un système OFDM mode 5.....	111
5.2.3	Modélisation et validation d'un système OFDM mode 7.....	116
5.3	Modélisation et validation d'un système COFDM mode 3	121
5.3.1	Résultats.....	125
5.4	Système OFDM utilisant la composante réelle du signal transmis.....	130
5.5	Conclusion	136
CONCLUSION		137
BIBLIOGRAPHIE		139

LISTE DES TABLEAUX

	Page
Tableau I	Bande de 5.2 GHz34
Tableau II	Paramètres du standard IEEE802.11a35
Tableau III	Paramètres de modulation dépendant du taux de bits désiré.....36
Tableau IV	Gain de codage.....45
Tableau V	Positions des bits d'entrée et de sortie d'un entrelacement de 48 bits....48
Tableau VI	Profondeur d'entrelacement pour chaque type de modulation50
Tableau VII	Matrice d'entrelacement.....52
Tableau VIII	Coordonnées du signal QPSK.....55
Tableau IX	Modèles des différents canaux utilisés par ETSI80
Tableau X	Modèle A, avec une rms du délai d'étalement égale à 50 ns80
Tableau XI	Modèle D, avec une rms du délai d'étalement égale à 140 ns81
Tableau XII	Valeurs efficaces du délai d'étalement mesurées dans différents liens 84
Tableau XIII	Blocs équivalent pour bâtir le système illustré par la figure 36101
Tableau XIV	Paramètres du mode 3 de la norme IEEE802.11a.....103
Tableau XV	Equivalence du digramme bloc du système OFDM mode 3.....104
Tableau XVI	Paramètres du mode 5 de la norme IEEE 802.11a.....111
Tableau XVII	Valeurs de E_b/N_0 obtenues dans les différents modes.....121
Tableau XVIII	Paramètres du système COFDM mode 3122
Tableau XIX	Equivalence du bloc du système COFDM mode 3123
Tableau XX	Blocs équivalent pour bâtir le système illustré par la figure 60135

LISTE DES FIGURES

	Page
Figure 1	Système de communication numérique de base.....4
Figure 2	Etalement spectral des signaux transmis d'après : (a) la technique de multiplexage en fréquence (FDM), (b) la technique de multiplexage à répartition en fréquences orthogonales11
Figure 3	Diagramme bloc générique d'un émetteur à multi porteuses OFDM.....18
Figure 4	Diagramme bloc d'un système OFDM basé sur la IDFT et DFT19
Figure 5	Exemple de 3 sous-porteuses dans un symbole OFDM.....23
Figure 6	Symboles OFDM reçus en présence du temps de garde25
Figure 7	Interférence inter sous porteuse26
Figure 8	Extension cyclique dans l'intervalle de garde.....27
Figure 9	Extension cyclique dans l'intervalle de garde de M symboles numériques27
Figure 10	L'effet du codage et de l'entrelacement dans un canal à trajets multiples .30
Figure 11	Distributions des bandes de fréquences pour le signal OFDM38
Figure 12	Diagramme bloc d'un système OFDM.....40
Figure 13	Code de convolution.....42
Figure 14	Code de convolution avec $RC = \frac{1}{2}$ et $k = 4$43
Figure 15	Encodeur convolutionnel, $L = 7$, $k = 1$, $n = 2$44
Figure 16	Taux d'erreur pour les cas d'un décodage séquentiel et de Viterbi.....45
Figure 17	Entrelacement par block de 48 bits.....47
Figure 18	Désentrelacement par bloc 8×649
Figure 19	Matrice d'entrelacement 6×1652
Figure 20	Constellation de la modulation QPSK.....56
Figure 21	BER (P_b) en fonction de E_b/N_0 pour la modulation QPSK et la modulation DQPSK57

Figure 22	BER ou P_b en fonction de E_b/N_0 pour la modulation BPSK et la modulation DBPSK	58
Figure 23	Constellations MQAM	59
Figure 24	BER de la modulation MQAM.....	60
Figure 25	Amplitude de la fonction de transfert du filtre cosinus surélevé.....	63
Figure 26	Technique de mise en forme en utilisant le filtre cosinus surélevé	63
Figure 27	La propagation à travers un canal à trajets multiples	68
Figure 28	Graphique pour le calcul de l'effet Doppler	70
Figure 29	Erreur par paquet (PER), en fonction de E_b/N_0 en présence du canal utilisant les paramètres du modèle A pour les modes 3,4,6,7 et 8 (Tableau III, chapitre 2).....	82
Figure 30	Erreur par bit (BER) en fonction de E_b/N_0 en présence du canal utilisant les paramètres du modèle A pour les modes 3,4,6,7 et 8 (Tableau III, chapitre 2).....	83
Figure 31	Diagramme bloc du récepteur OFDM avec détection différentielle	90
Figure 32	Détection différentielle dans le domaine temporel.....	91
Figure 33	Détection différentielle dans le domaine fréquentielle.....	92
Figure 34	Positions des pilotes de références dans le domaine du temps et de la fréquence	93
Figure 35	Diagramme bloc du récepteur OFDM avec détection cohérente	94
Figure 36	Diagramme bloc du récepteur OFDM avec détection cohérente	98
Figure 37	Spectre du signal OFDM	100
Figure 38	Système OFDM mode 3 sans codage et entrelacement.....	103
Figure 39	BER en fonction de E_b/N_0 d'un système OFDM respectant le mode 3 de la norme de IEEE 802.11a.....	105
Figure 40	Constellation QPSK dans un système OFDM pour $E_b/N_0 = 10$ dB prise à la réception	106
Figure 41	Spectre du signal OFDM dans le mode 3	107

Figure 42	Spectre du signal OFDM pris après le temps de garde et le canal pour $E_b/N_0 = 10\text{dB}$	108
Figure 43	Spectre d'un symbole OFDM étalé entre 0 et f_S	109
Figure 44	Spectre d'un signal OFDM étalé entre $-f_S/2$ et $f_S/2$	110
Figure 45	Système de signalisation OFDM mode 5	112
Figure 46	Courbes de BER d'un système OFDM respectant le mode 5 de la norme de IEEE 802.11a.....	113
Figure 47	Constellation du système OFDM utilisant la modulation 16QAM prise a la réception pour $E_b/N_0 = 11\text{ dB}$	114
Figure 48	Spectre du signal OFDM mode 5	115
Figure 49	Spectre du signal OFDM mode 5 avant et après le canal	116
Figure 50	Système de signalisation OFDM mode 7	117
Figure 51	Courbes de BER d'un système OFDM respectant le mode 7 de la norme de IEEE 802.11a.....	118
Figure 52	Constellation du 64QAM utilisée dans le système OFDM mode 7	119
Figure 53	Spectre du signal OFDM mode 7	120
Figure 54	Système de signalisation COFDM mode 3.....	123
Figure 55	Courbes d'erreur d'un système COFDM.....	126
Figure 56	Courbes d'erreur d'un système COFDM et OFDM	127
Figure 57	Constellation QPSK utilisée dans un système de signalisation COFDM mode 3 pour $E_b/N_0 = 6\text{dB}$	128
Figure 58	Spectre du signal COFDM en mode 3	129
Figure 59	Vecteur d'entrée de la IFFT.....	131
Figure 60	Système de base OFDM, générant un signal réel à la sortie de la IFFT ..	132
Figure 61	Constellation QPSK avant la démodulation	134
Figure 62	Spectre du signal OFDM	134

LISTE DES ABREVIATIONS ET DES SIGLES

BER	Taux d'erreur binaire (Bit error rate)
BPSK	Modulation par déplacement de phase à deux états (Binary Phase Shift Keying)
DAB	Radiodiffusion numérique (Digital Audio Broadcasting)
DVB-T	Diffusion vidéo numérique (Digital Video Broadcasting)
E_b/N_0	Rapport énergie par bit sur densité spectrale de bruit (bit energy-to-noise density ratio)
ETSI	Institut européen pour les normes de télécommunications (European Telecommunications Standard Institute)
FDM	Multiplex à division de fréquences (Frequency-Division Multiplexing)
FFT	Transformée de Fourier rapide (Fast Fourier Transform)
ICI	Interférence inter porteuses (Inter Carrier Interference)
IEEE	IEEE (Institute of Electrical and Electronics Engineers)
IFFT	Transformée de Fourier rapide inverse (Inverse Fast Fourier Transform)
ISI	Interférence inter symbole (Inter Symbol Interference)
LOS	Visibilité direct (Line-Of-Sight)
Mbps	Megabit par seconde

	(Megabit per second)
MFSK	Modulation par déplacement de la fréquence à M états (M array frequency shift key modulation)
MPSK	Modulation par déplacement de phase à M états (M array Phase Shift Keying)
NLOS	Visibilité direct non direct (No Line-Of-Sight)
OFDM	Multiplexage par division de fréquences orthogonales (Orthogonal Frequency Division Multiplexing)
PER	Taux d'erreur par paquet (Packet error rate)
PSD	Densité spectrale de puissance (Power Spectral Density)
QPSK	Modulation par déplacement de phase à quatre états (Quaternary Phase-Shift Keying)
QAM	modulation d'amplitude en quadrature (Quadrature Amplitude Modulation)
RF	Fréquence radio (Radio Frequency)
RCF	Filtre cosinus surélevé (Raised Cosine Filter)
RMS	Valeur efficace moyenne (Root-Mean-Square)
SNR	Rapport signal sur bruit (Signal to Noise Ratio)
UNII	infrastructure nationale de l'information non licenciée (Unlicensed National Infrastructure Information)
WLAN	Réseau local sans fil (Wireless Local Area Network)

INTRODUCTION

Les systèmes des télécommunications numériques ont récemment subi de grands développements et ceci grâce aux progrès réalisés en microélectronique qui ont permis l'implémentation matérielle d'algorithmes complexes de traitement numérique des signaux. On observe une croissance constante des débits de transmission ainsi qu'un besoin de se libérer des câbles afin de permettre aux usagers de se déplacer dans de grands bâtiments tout en maintenant une qualité acceptable des communications. La qualité des communications d'intérieur sans fil dépend principalement du canal. En général, le canal d'intérieur sans fil est un canal à trajets multiples qui varie continuellement dans le temps. Le plus grand défi à relever dans le cas d'une conception de système de communication d'intérieur sans fil est de mettre en œuvre des techniques efficaces pour combattre adéquatement l'effet des trajets multiples. Ceci a mené au développement et à l'utilisation de la technique du multiplexage par division de fréquences orthogonales (OFDM).

L'OFDM est un type de transmission à multi-porteuses. Cette technique a tout d'abord été adaptée aux besoins de la radiodiffusion par voie de terre (DAB). En suite, elle a été utilisée pour la transmission numérique à haut débit sur les réseaux sans fil (WLAN).

La transmission OFDM consiste à répartir l'information sur un grand nombre de sous-porteuses, créant ainsi des sous-canaux très étroits. Elle convient à des types de propagation par trajets multiples. La répartition des symboles sur plusieurs sous-porteuses est la propriété plus importante de la transmission OFDM. C'est elle qui engendre la robustesse contre le délai d'étalement et par conséquent diminue le taux de transmission par sous-porteuse. Le but de ce mémoire est de développer un simulateur de communications OFDM pour les communications sans fil d'intérieur. Ce simulateur se veut un outil de développement et de recherche pouvant servir aux concepteurs pour

étudier, développer et évaluer les performances pouvant résulter des différents choix possibles de paramètres.

Le modèle développé ici a été validé en utilisant les paramètres de la norme 802.11a. Cette norme a été développée en 1998, le groupe de standardisation de l'IEEE. Elle porte sur la technique OFDM à 5GHz avec un débit binaire élevé variant de 6 Mbps jusqu'à 54 Mbps. Ce standard qui s'applique aux communications mobiles sans fil à l'intérieur des édifices est d'un grand intérêt pour la compagnie Microcell Connexions qui a commandité les travaux de recherche décrits dans ce mémoire.

Ce mémoire est composé en deux parties. La première consiste en une étude générale d'un système OFDM et des sous-systèmes qui le composent. On y considère aussi les canaux à trajets multiples ainsi que les problèmes qu'ils génèrent.

La deuxième partie contient la conception d'un système COFDM et sa simulation à l'aide de deux logiciels : MatlabTM et Cocentric system StudioTM. Le système a été tout d'abord modélisé à l'aide du logiciel Simulink de MatlabTM. Ce dernier permet d'obtenir rapidement des résultats préliminaires. Par la suite, le logiciel Cocentric System Studio a été utilisé à la demande de la compagnie Microcell Connexions, pour pouvoir effectuer des simulations portant sur un plus grand nombre d'évaluations et pour contrôler plus finement les paramètres du système.

Les performances ont été évaluées à partir de simulation pour plusieurs choix des divers paramètres du système utilisé. Un grand soin a été apporté au choix de ces paramètres et à l'application du codage correcteur d'erreurs direct car les performances obtenues en sont hautement tributaires.

CHAPITRE 1

INTRODUCTION À LA COMMUNICATION NUMÉRIQUE SANS FIL

1.1 Systèmes de communications numériques

Les systèmes de communication numériques ont subi ces dernières années un développement rapide, et ceci est dû à deux facteurs importants. La disponibilité de ressources informatiques qui a permis une meilleure modélisation de systèmes complexes ainsi que des résultats de simulations très proches des mesures pratiques. Les avancements microélectroniques ont rendu possible la réalisation matérielle de plusieurs algorithmes de traitement numérique de signaux qui étaient considérés simplement du domaine théorique jusqu'à récemment.

Un système de communications numérique de base est illustré par le diagramme bloc de la figure 1. Dans ce système, la source d'information est soit analogique, ou numérique. Dans le cas d'une source analogique, un convertisseur analogique à numérique transforme le signal en un train de bits numériques. Après la transformation en source numérique, l'encodeur de la source reçoit le signal numérique et l'encode en un signal plus court. Ceci a pour but de réduire la redondance du signal et par le fait même, réduire la largeur de la bande requise du système (Smith, 1993; Stremler, 1990). Le rôle de l'encodeur de canal est de générer une certaine redondance dans l'ordre binaire de l'information. Celle-ci a pour effet d'optimiser au récepteur les effets du bruit et de l'interférence produit dans la transmission du signal par le canal. La redondance présentée par le codage des informations binaires, est mesurée par le taux du codage k/n où k est le nombre des bits non codés et n est le nombre de bits codés qui est aussi connu comme étant le mot codé.

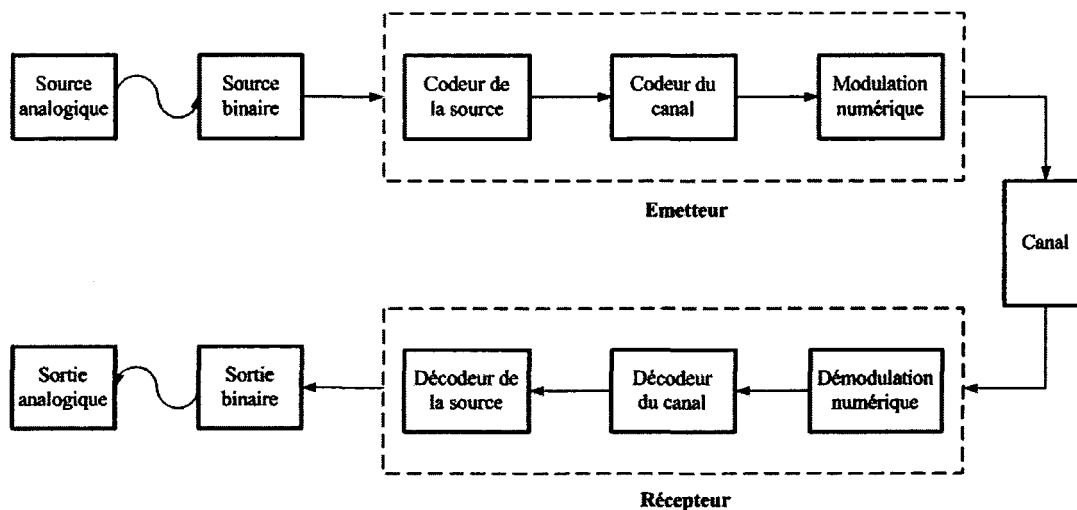


Figure 1 Système de communication numérique de base

La modulation numérique a pour but principal de moduler ou de transformer les signaux binaires en formes d'ondes de signal (amplitude et phase) car les canaux réels ne permettent que la transmission des signaux électriques de ce type. Le canal est le support physique employé pour transmettre le signal de l'émetteur au récepteur. Dans le canal, du bruit s'ajoute au signal et, des effets d'atténuations et d'évanouissements de ce dernier apparaissent. A titre d'exemple, les fibres optiques, l'atmosphère, les lignes électriques, etc. forment des canaux physiques utilisés pour différents types d'applications.

A la réception, les signaux reçus du canal sont démodulés par le démodulateur numérique. Celui-ci ramène les formes d'ondes à un ensemble de nombres qui représente des évaluations des symboles de données transmis. Ces nombres ordonnés sont transférés au décodeur de canal dont le rôle est de décoder les informations reçues en se basant sur la reconnaissance du type de codeur utilisé et sur la redondance contenue dans les données reçues. Finalement, le décodeur de la source reçoit l'information du décodeur du canal, et reconstruit le signal initial de la source. En

comparant le signal d'entrée et le signal de sortie on trouve une certaine distorsion causée par le système de communication numérique.

Il est clair que ce digramme bloc représente un système de communication dans la forme plus simple. Notons que plusieurs autres modules sont nécessaires dans une réalisation complète. Par exemple, les générateurs d'horloge et de porteuses à l'émission, les circuits de recouvrements de porteuse et d'horloge à la réception, ainsi que le filtrage.

Les communications numériques sans fil se divisent en deux grandes catégories : les communications fixes et mobiles. Dans le premier cas, les systèmes de communication sont utilisés pour transmettre des données à haut débit sur une distance de quelques dizaines de kilomètres et surtout dans un canal prédéterminé et dont les caractéristiques varient lentement. Dans le deuxième cas, le débit des systèmes de communication ainsi que la distance à couvrir sont beaucoup plus modestes. Cependant, le canal est caractérisé par les trajets multiples du signal dus aux obstacles physiques qui s'y trouvent.

1.2 Caractéristiques des systèmes numériques

1.2.1 Transmission en bande de base

La modulation en bande de base est définie comme une transmission dans laquelle la fréquence de la porteuse est égale à zéro. Dans une telle transmission le signal numérique est de type logique. L'information peut être contenue dans les niveaux où les transitions du signal. Son spectre a une largeur de bande qui s'étend essentiellement de la fréquence zéro à la fréquence du symbole f_s , qui est proportionnelle à l'inverse de la durée T_s consacrée à la transmission d'un symbole élémentaire. Dans une telle transmission le canal de communication est supposé avoir une largeur de bande qui s'étend à partir des basses fréquences jusqu'à la fréquence f_s . Dans le cas idéal on s'attend à une absence de distorsion d'amplitude et de phase dans la bande de fréquence considérée (Öberg, 2001).

1.2.2 Débit binaire et débit symbolique

Le débit binaire R_b est la fréquence du flux transmis. Il indique combien de bits par seconde sont transmis sur le support physique. Le débit symbolique R_s est la fréquence des états discrets réellement transportés sur le canal de communication. Pour une modulation donnée, le nombre de bits par symbole est donné par m et la bande passante requise dépend du débit symbolique, et non du débit binaire, ce qui nous donne:

$$R_s = \frac{R_b}{m} \quad (1.2)$$

Ceci indique qu'une utilisation plus efficace du spectre requiert l'augmentation du nombre de bits par symbole. D'où l'intérêt à utiliser des techniques de modulations numériques à plusieurs niveaux tels les modulations QPSK et MQAM.

1.2.3 Capacité du canal

La capacité « C » du canal est le débit maximum de ce canal. Elle est donnée par la formule suivante (Proakis, 2001; Webb & Hanzo, 1994; Xiong, 2000):

$$C = 2W \log_2 M \quad \text{bits/sec} \quad (1.1)$$

« C » est la vitesse de transfert en *bits/sec*, « W » la largeur de bande du canal en *Hz*, « M » le nombre de niveaux par symboles. Cette formule permet de connaître la vitesse de transfert maximale pour un canal d'une bande passante donnée ou de calculer la bande passante minimale pour atteindre une vitesse de transfert donnée.

Comme nous le savons qu'un canal de transmission est le siège de diverses perturbations de nature électromagnétiques intrinsèques ou extérieures. Pour cela, on peut caractériser l'effet de ce bruit sur le signal par une grandeur *SNR* appelée rapport signal sur bruit. Le *SNR* est le rapport de la puissance moyenne P_s du signal sur la puissance moyenne du bruit blanc gaussien P_{br} de densité spectrale de puissance N_0 (Watts/Hz).

$$SNR = 10 \log_{10} \left(\frac{P_s}{P_{br}} \right) \text{ dB} \quad (1.2)$$

La vitesse de transfert maximum « C_B » sur un canal bruité est donné par la formule de Shannon :

$$C_B = W \log_2 (1 + SNR) \quad \text{bits/sec} \quad (1.3)$$

où C_B est la capacité du canal théorique, W est la bande passante du canal en *Hz*. Pour un système transmettant à capacité maximale C_B , la puissance moyenne P_s à l'entrée du récepteur est égale au $E_b * C_B$ où E_b est l'énergie par bit. La puissance moyenne du bruit P_{br} sur une largeur de bande W est égale à $N_0 * W$, en utilisant le théorème de Shannon-Hartley la capacité du canal peut être écrite sous la forme suivante:

$$\frac{C_B}{W} = \log_2 \left(1 + \frac{P_s}{N_0 W} \right) = \log_2 \left(1 + \frac{E_b C_B}{N_0 W} \right) \quad \text{bits/sec/Hz} \quad (1.4)$$

Le bruit étant de nature aléatoire, P_{br} est une valeur moyenne, donc la vitesse de transfert ne prend son sens que si on la définit par rapport à un taux d'erreur acceptable. Le taux d'erreur par bit (BER) est la probabilité d'avoir un bit erroné. Par exemple pour un BER de 10^{-6} signifie que un bit sur un million sera en erreur c'est à dire mal interprété.

1.3 Modulation multi porteuses

La technique de la modulation multi porteuses consiste à transmettre des données numériques en les modulant sur un grand nombre de porteuses en même temps (Bahai). C'est la technique de multiplexage en fréquence qui existe depuis longtemps. L'intérêt de cette technique réside dans l'amélioration apportée à l'efficacité spectrale en orthogonalisant les porteuses. Ceci permet d'utiliser la modulation et la démodulation basée sur les circuits performants de Transformée de Fourier Rapide.

Le multiplexage en fréquence est intéressant dans les cas de transmission sur des canaux dispertifs sélectifs en fréquences comportant des trajets multiples. On retrouve donc cette technique dans les normes de la radiodiffusion numérique (DAB), de la diffusion vidéo numérique (DVB), de communications numériques haut débits (ADSL) sur les boucles locales téléphoniques, ainsi dans les systèmes de communications pour réseaux locaux sans fil (WLAN) à l'intérieur des bâtiments où le standard IEEE 802.11a est appliqué. Suivant les applications, cette technique se nomme OFDM ou transmission à multivoies (MTC).

1.4 Conclusion

Ce chapitre décrit brièvement les fonctions d'un système de communication numérique. Cette description mènera à une utilisation détaillée des modules qui composent ce système dans les chapitres qui suivent. Une introduction à la modulation à multi-porteuses OFDM est aussi présentée aussi. La technologie OFDM sera étudiée en détail dans le chapitre suivant. La contribution principale de ce travail situe au niveau de la mise en œuvre à l'aide de deux logiciels différents Matlab et Cocentric System Studio d'un système COFDM. La paramétrisation des blocs a été effectuée de façon à incorporer dans les modèles développés la norme IEEE 802.11a. Le système a été bâti d'une façon modulaire, et ses caractéristiques peuvent être facilement modifiées pour évaluer les performances résultant des variations de la plupart des paramètres. Le système développé a été validé par un grand nombre de simulation qui se sont avérées être en accord avec des résultats déjà rapporté dans la littérature. Notre simulateur peut donc être considéré comme un banc d'essai utile pour étudier, développer, améliorer, etc. des systèmes OFDM que l'on désire réaliser en pratique.

CHAPITRE 2

PRINCIPES DE BASE DU MULTIPLEXAGE À RÉPARTITION EN FRÉQUENCES ORTHOGONALES, OFDM.

2.1 Introduction

Le système de multiplexage en fréquence (FDM) est un système de transmission classique qui consiste à subdiviser toute la bande de fréquence du signal en N sous canaux de fréquences sans chevauchement. Chaque sous canal est modulé par un symbole distinct et les N sous canaux sont multiplexés en fréquence. Une bande de garde en fréquence est insérée entre les canaux afin d'éviter le chevauchement spectral et pour éliminer l'interférence inter symbole (ISI). Ce système qui est utilisé depuis les années 60 dans des applications militaires et civiles mène à une utilisation inefficace du spectre disponible.

L'OFDM qui a été proposé vers la fin des années 60 permet à l'utilisateur d'obtenir une meilleure efficacité spectrale due à l'orthogonalité des porteuses et au chevauchement fréquentiel des canaux.

En 1971 une grande partie de la recherche s'est concentrée sur le développement d'une transmission multi porteuses d'efficacité élevée, basée sur des porteuses " de fréquences orthogonales ". (Weinston & Ebert, 1971)), ont appliqué la transformée de Fourier discrète (DFT) aux systèmes de transmission de données parallèles en tant qu'élément du processus de modulation et de démodulation. Des études ont été effectuées par des différents chercheurs mais aucun système ou standard définitif a été développé.

Il a fallu attendre les années 80 pour que l'on prenne conscience de l'intérêt et des applications des systèmes OFDM. En effet, ces systèmes amènent une solution efficace et pratique pour les canaux à trajets multiples qui présentent des échos importants. La

propagation des signaux dans de tels canaux cause de très fortes distorsions du signal reçu et ceci en fonction du nombre d'échos, de leurs retards et de leurs atténuations.

Dans un système FDM, les porteuses sont espacées de telle manière que les signaux reçus peuvent utiliser les filtres et les démodulateurs conventionnels. Dans tels récepteurs, des bandes de garde sont utilisées entre les différentes porteuses dans le domaine de la fréquence ce qui diminue l'efficacité spectrale. Dans un système utilisant la technique OFDM, comme on le verra en détail dans les paragraphes suivants, les sous porteuses peuvent se chevaucher sans interférences inter-symboles avec une occupation optimale de la bande de fréquence. La figure 2 illustre l'efficacité de la largeur de bande requise pour un signal OFDM par rapport à un signal FDM. Pour réaliser la technique de modulation à porteuses multiples avec chevauchement, il est toutefois nécessaire de réduire l'interférence entre les sous porteuses. Ceci est réalisé par l'orthogonalité fréquentielle des sous porteuses

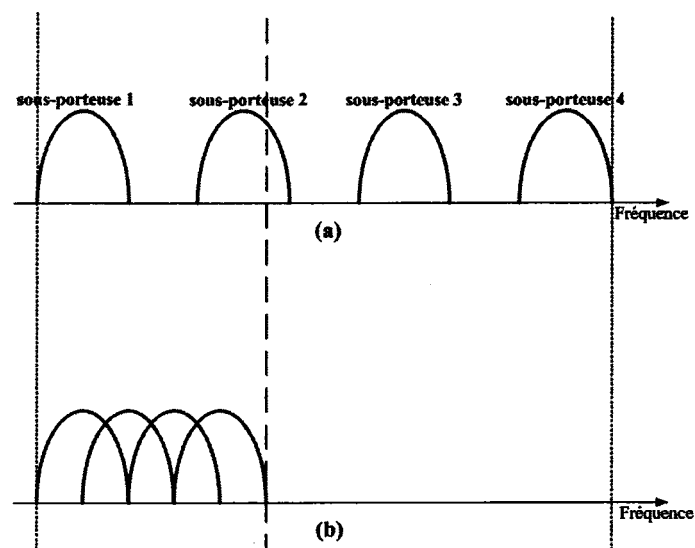


Figure 2 Etallement spectral des signaux transmis d'après : (a) la technique de multiplexage en fréquence (FDM), (b) la technique de multiplexage à répartition en fréquences orthogonales.

2.2 Clarification de la technique OFDM

L'utilisation de la technique OFDM permet d'augmenter la robustesse du signal reçu par rapport à l'évanouissement sélectif de fréquence ou l'interférence à bande étroite. C'est son avantage principal. Dans un système de porteuse simple, une simple interférence ou un évanouissement, peut faire échouer le lien en entier, mais dans un système à porteuses multiples, seulement un petit pourcentage des sous porteuses sera affecté. Le codage de canal pour la détection et la correction d'erreur peut alors être employée pour reconstruire l'information perdue.

Examinons par exemple la modulation en quadrature (QAM) d'une porteuse par des informations numériques. A chaque symbole, la porteuse transmise est présentée suivant une phase et une amplitude particulière, choisie dans la constellation utilisée. Un symbole donné achemine un certain nombre de bits d'informations, égal au logarithme base 2 du nombre d'états différents dans la constellation. Par exemple, une modulation à 16QAM a $16 = 2^4$ états différents avec chaque symbole portant 4 bits d'information. On suppose que ce signal est reçu suivant deux chemins, avec un délai maximum entre eux égale à τ_{\max} . Si l'on considère le $i^{\text{ème}}$ symbole reçu, le récepteur s'efforcera de démoduler les données envoyées dans ce symbole en examinant toutes les informations reçues, en direct et avec retardement, par rapport à ce $i^{\text{ème}}$ symbole.

Lorsque le délai maximum est supérieur à une période d'un symbole, le signal reçu du second trajet agit uniquement comme un brouillage, puisqu'il n'achemine que des informations appartenant à un ou plusieurs symbole(s) précédent(s). Ce brouillage inter-symbole est reconnu par l'interférence inter-symbole (ISI).

Lorsque le retard est inférieur à une période d'un symbole, seule une partie du signal reçu de ce trajet agit comme un brouillage, puisqu'elle n'achemine que des informations appartenant au symbole précédent. Le reste achemine des informations du symbole utile,

qui peut s'ajouter de manière constructive ou destructive aux informations du trajet principal.

La technique OFDM est utilisée pour éviter d'avoir un débit très élevé sur une seule porteuse. Cette technique divise ce débit élevé en plusieurs canaux parallèles de bas débits, chacun acheminé par la propre sous-porteuse. Ceci veut dire que la technique de signalisation OFDM consiste à répartir aléatoirement des symboles numériques de durée T_U (temps utile du symbole numérique) sur différentes porteuses modulées en QPSK ou QAM dans l'étude considérée.

La technique OFDM découpe le canal en cellules selon les axes du temps et des fréquences. Le canal est alors constitué d'une suite de sous bandes de fréquences et d'une suite de segments temporels. A chaque cellule, fréquence / temps, est attribuée une sous porteuse dédiée.

L'information à transporter est répartie sur l'ensemble des ces sous porteuses, modulée chacune a faible débit. Un symbole OFDM comprend l'ensemble des informations contenues dans l'ensemble des porteuses à un instant « t ». Chacune des sous-porteuses est orthogonale en fréquence à la précédente. Une même suite de symboles arrivant par deux chemins différents se présente comme la même information arrivant à deux instants différents et qui s'additionnent. Ces échos provoquent l'interférence inter-symbole.

2.2.1 Orthogonalité du signal OFDM

L'orthogonalité fréquentielle est la base du système OFDM. Il est très important de savoir générer et préserver l'orthogonalité fréquentielle entre les sous porteuses afin d'éviter les interférences inter-symboles.

Mathématiquement, le signal OFDM est basé sur la transformée de Fourier discrète. La transformée de Fourier discrète inverse (TFDI) est utilisée pour la génération de l'orthogonalité fréquentielle du signal OFDM, tandis que la transformée de Fourier discrète (TFD) est utilisée pour la détection et régénération des symboles à partir du signal OFDM reçu.

La transformée de Fourier discrète pour un signal discret $x(n)$ sur une séquence de N échantillons est donnée par la formule suivante :

$$TFD(x(n)) = X(k) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n) e^{-jn \left(\frac{2\pi k}{N} \right)} = \sum_{n=0}^{N-1} x(n) W_N^{nk} \quad (2.1)$$

où $W_N = e^{-j \frac{2\pi}{N}}$. La TFD nous permet de passer du domaine temporel au domaine fréquentiel. Elle comprend des fréquences de k cycles sur N échantillons, tel que, $k = [0, N-1]$.

La TFDI est donnée par :

$$TFDI(X(k)) = x(n) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X(k) e^{jk \left(\frac{2\pi n}{N} \right)} = \frac{1}{N} \sum_{k=-N/2}^{(N/2)-1} X(k) W_N^{-nk} \quad (2.2)$$

La TFD peut être exprimée sous la forme matricielle, telle que :

$X_N = \varpi_N x_N$ où X_N , x_N sont des vecteurs de N lignes, et ϖ_N est une matrice symétrique carrée formée de $N*N$ éléments, tel que :

$$X_N = \begin{bmatrix} X(0) \\ X(1) \\ \vdots \\ X(k) \\ \vdots \\ X(N-2) \\ X(N-1) \end{bmatrix} \text{ et } x_N = \begin{bmatrix} x(0) \\ x(1) \\ \vdots \\ x(n) \\ \vdots \\ x(N-2) \\ x(N-1) \end{bmatrix} \quad (2.3)$$

$$\varpi_N = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & W_N^1 & W_N^2 & W_N^3 & & W_N^{N-2} & W_N^{N-1} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 1 & W_N^k & W_N^{2k} & \dots & W_N^{kk} & \dots & W_N^{k(N-1)} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 1 & W_N^{N-2} & W_N^{(N-2)2} & W_N^{(N-2)3} & \vdots & W_N^{(N-2)^2} & W_N^{(N-2)(N-1)} \\ 1 & W_N^{N-1} & W_N^{(N-1)2} & W_N^{(N-1)3} & \vdots & W_N^{(N-1)(N-2)} & W_N^{(N-1)^2} \end{bmatrix} \quad (2.4)$$

La forme matricielle correspondante est donné par :

$$\begin{bmatrix} X(0) \\ X(1) \\ \vdots \\ X(k) \\ \vdots \\ X(N-2) \\ X(N-1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & W_N^1 & W_N^2 & W_N^3 & & W_N^{N-2} & W_N^{N-1} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 1 & W_N^k & W_N^{2k} & \dots & W_N^{kk} & \dots & W_N^{k(N-1)} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 1 & W_N^{N-2} & W_N^{(N-2)2} & W_N^{(N-2)3} & \vdots & W_N^{(N-2)^2} & W_N^{(N-2)(N-1)} \\ 1 & W_N^{N-1} & W_N^{(N-1)2} & W_N^{(N-1)3} & \vdots & W_N^{(N-1)(N-2)} & W_N^{(N-1)^2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x(0) \\ x(1) \\ \vdots \\ x(n) \\ \vdots \\ x(N-2) \\ x(N-1) \end{bmatrix} \quad (2.5)$$

Soit ϖ_N^* la matrice conjuguée de la matrice ϖ_N , on peut vérifier que la matrice ϖ_N est une matrice orthogonale car $\varpi_N^* \varpi_N = NI_N$ où I_N est la matrice identité. La matrice orthogonale qui produit l'orthogonalité de la TFD, est basée sur le théorème d'orthogonalité pour les signaux discrets, qui sera étudié en détail dans la section suivante.

L'exemple présenté dans l'annexe A utilise le logiciel Matlab pour démontrer le principe d'orthogonalité. A l'aide de cette propriété on peut calculer la matrice inverse ϖ_N^{-1} à partir de la matrice ϖ_N . Ceci nous donne $x_N = \varpi_N^{-1} X_N$. Cette équation n'est que la transformée de Fourier discrète inverse :

$$x_N = \frac{1}{N} \varpi_N^* X_N. \quad (2.6)$$

Récemment la réalisation matérielle efficace et rapide de ces algorithmes mathématiques a été rendue possible grâce au progrès effectué dans le domaine de la microélectronique VLSI. Des puces disponibles commercialement qui effectuent la transformée de Fourier sont utilisés pour développer des systèmes OFDM. Ceci permet de traiter des TFD de grande taille et des signaux discrets à une vitesse élevée (Nee & Prasad, 2000).

2.2.2 Orthogonalité des composantes fréquentielles

La technique OFDM est basée sur l'orthogonalité des sous porteuses, d'où l'idée d'utiliser la transformée de Fourier discrète inverse à la transmission et la transformée de Fourier discrète à la réception du signal. A la section précédente nous avons démontré que l'orthogonalité est générée par la matrice orthogonale. On peut aussi démontrer l'orthogonalité entre les différentes fréquences de la matrice qui découle du théorème

d'orthogonalité pour des signaux discrets. Cette démonstration est donnée par les équations suivantes :

$$\langle W_N^{k_1 n}, W_N^{k_2 n} \rangle = \sum_{n=0}^{N-1} W_N^{k_1 n} (W_N^{k_2 n})^* = \begin{cases} N & \text{si } k_1 = k_2 \\ 0 & \text{si } k_1 \neq k_2 \end{cases} \quad (2.7)$$

$$\langle W_N^{f_1 n}, W_N^{f_2 n} \rangle = \sum_{n=0}^{N-1} W_N^{f_1 n} (W_N^{f_2 n})^* = \begin{cases} 1 & \text{si } f_1 = f_2 \\ 0 & \text{si } f_1 \neq f_2 \end{cases}$$

avec $f_i = \frac{k_i}{N}$, $i = 1, 2$

On considère :

$$\langle W_N^{k_1 n}, W_N^{k_2 n} \rangle = \sum_{n=0}^{N-1} W_N^{k_1 n} (W_N^{k_2 n})^* = \sum_{n=0}^{N-1} e^{-j\frac{2\pi}{N}k_1 n} e^{j\frac{2\pi}{N}k_2 n} = \sum_{n=0}^{N-1} e^{-j\frac{2\pi}{N}(k_2 - k_1)n} \quad (2.8)$$

D'après cette formule on remarque qu'il existe deux cas.

Premier cas :

$k_1 = k_2$ ceci implique que :

$$\langle W_N^{k_1 n}, W_N^{k_2 n} \rangle = \sum_{n=0}^{N-1} 1 = N \quad (2.9)$$

Deuxième cas :

$k_1 \neq k_2$ et si on pose $k = k_2 - k_1$ ceci implique que :

$$\langle W_N^{k_1 n}, W_N^{k_2 n} \rangle = \sum_{n=0}^{N-1} e^{-j\frac{2\pi}{N}(k_2 - k_1)n} = \sum_{n=0}^{N-1} e^{-j\frac{2\pi}{N}kn} = \frac{1 - e^{-j\frac{2\pi}{N}kN}}{1 - e^{-j\frac{2\pi}{N}kn}} = \frac{1 - 1}{1 - e^{-j\frac{2\pi}{N}kn}} = 0 \quad (2.10)$$

2.2.3 Étude théorique d'un système de communication OFDM

Les premiers émetteurs utilisant la technique OFDM faisant usage d'une rangée de générateurs sinusoïdaux tel qu'illustré par la figure 3.

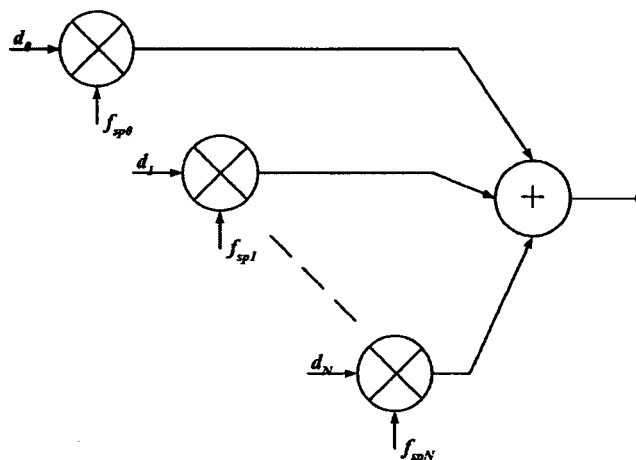


Figure 3 Digramme bloc générique d'un émetteur à multi porteuses OFDM

L'augmentation du nombre de sous porteuses implique une augmentation du nombre de générateurs sinusoïdaux et de démodulateurs cohérents à la réception requis par le système où ils sont placés en parallèle. Celui-ci devient donc de plus en plus complexe et coûteux à réaliser. Le récepteur doit déterminer une phase précise pendant la démodulation des sous porteuses, et un temps d'échantillonnage précis afin de maintenir une interférence négligeable entre les sous-porteuses. Les techniques de traitement numérique des signaux nous permettent de concevoir un système de communication OFDM en utilisant la TFDI et la TFD pour la génération des sous-porteuses et la démodulation cohérente. Ce concept est illustré par le digramme bloc de la figure 4. Les bits de données en série à l'entrée qui ont un taux binaire élevé sont modulés en MQAM

ou QPSK. Celui ci génère des nombres complexes qui sont regroupés dans des séquences de N symboles numériques discrets $d(0), d(1), \dots, d(n), \dots, d(N-1)$.

Où $d(n) = a(n) + jb(n) = |d(n)|e^{j\phi(n)}$ est un nombre complexe que l'on nomme symbole numérique car il représente un nombre de bits dans une constellation qui dépend du type de modulation utilisée. Ces symboles numériques sont en série dans une séquence de durée T_U . Ils sont ensuite regroupés en parallèle de telle sorte que chaque vecteur contient N symboles numériques. La durée de chaque vecteur est $T_S = NT_U$. Le signal ainsi obtenu est un signal formé de vecteurs qui se succèdent dans le temps à des intervalles temporels constants T_S .

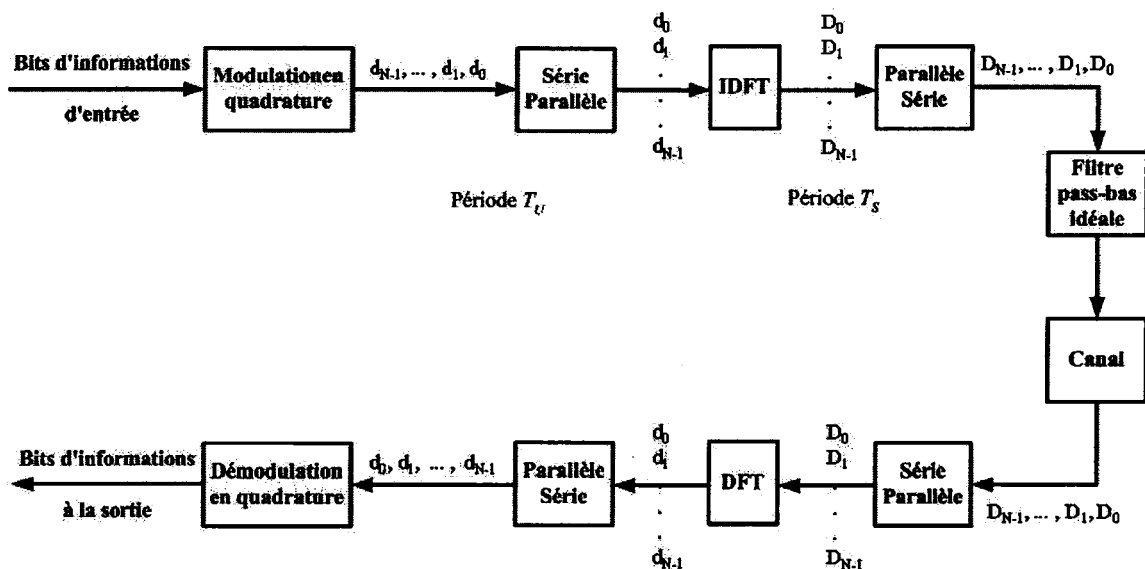


Figure 4 Diagramme bloc d'un système OFDM basé sur la IDFT et DFT

Le convertisseur série-parallèle qui suit le modulateur en quadrature génère donc les vecteurs :

$$\overline{d}_i = \begin{bmatrix} d_i(0) \\ d_i(1) \\ d_i(2) \\ \vdots \\ d_i(n) \\ \vdots \\ d_i(N-1) \end{bmatrix} \quad \text{avec } i = 0, 1, 2, \dots \quad (2.11)$$

et

$$d_i(n) = a_i(n) + jb_i(n) = |d_i(n)|e^{j\varphi_i(n)} \quad \text{avec } n = 0, 1, 2, \dots, N-1 \quad (2.12)$$

Considérons un de ces vecteurs \overline{d}_i , donné par l'équation 2.11 et 2.12. Ce vecteur contient N symboles numériques qui forment le symbole OFDM. Appliquons à \overline{d}_i la transformée de Fourier discrète inverse qui génère le vecteur \overline{D}_i qui est exprimé de la façon suivante :

$$\overline{D}_i = \begin{bmatrix} D_i(0) \\ D_i(1) \\ D_i(2) \\ \vdots \\ D_i(k) \\ \vdots \\ D_i(N-1) \end{bmatrix} \quad D_i(k) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} d_i(n) e^{j\frac{2\pi}{N}kn} \quad \text{avec } k = 0, 1, 2, \dots, N-1 \quad (2.13)$$

Retransformons les N symboles du vecteur \overline{D}_i en série temporelle dont les N éléments sont séparés par un intervalle de temps T_U . Nous obtenons alors :

$$D_i(k) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} d_i(n) e^{j \frac{2\pi}{N} kn} \Leftrightarrow D_i(kT_U) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} d_i(nT_U) e^{j \frac{2\pi}{N} nT_U k} \quad (2.14)$$

Où le temps est discrétisé tel que $t = nT_U$ et k est la variable associée au temps qui est donné par $k = 0, 1, \dots, N-1$.

$$D_i(k) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} d_i(n) e^{j \frac{2\pi}{N} nk} = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} (a_i(n) + j b_i(n)) e^{j \frac{2\pi}{N} nk} \quad (2.15)$$

$$D_i(k) = \left[\frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \left(a_i(n) \cos\left(\frac{2\pi}{N} nk\right) - b_i(n) \sin\left(\frac{2\pi}{N} nk\right) \right) \right] + j \left[\frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \left(b_i(n) \cos\left(\frac{2\pi}{N} nk\right) + a_i(n) \sin\left(\frac{2\pi}{N} nk\right) \right) \right] \quad (2.16)$$

$$D_i(k) = I_i(k) + j Q_i(k) \quad (2.17)$$

$$I_i(k) = \text{Réel}(D_i(k)) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \left(a_i(n) \cos\left(\frac{2\pi}{N} nk\right) - b_i(n) \sin\left(\frac{2\pi}{N} nk\right) \right) \quad (2.18)$$

et

$$Q_i(k) = \text{Im ag}(D_i(k)) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \left(b_i(n) \cos\left(\frac{2\pi}{N} nk\right) + a_i(n) \sin\left(\frac{2\pi}{N} nk\right) \right) \quad (2.19)$$

Si nous posons $f_n = \frac{n}{NT_U} = \frac{n}{T_s}$ qui représente l'espacement fréquentiel entre les sous porteuses, et $t_k = kT_U$ où T_U , est la durée d'un symbole numérique de la séquence de donnée d_n en série,

nous obtenons alors :

$$I_i(t_k) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} (a_i(n) \cos(2\pi f_n t_k) - b_i(n) \sin(2\pi f_n t_k)) \quad (2.20)$$

et

$$Q_i(t_k) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} (b_i(n) \cos(2\pi f_n t_k) + a_i(n) \sin(2\pi f_n t_k)) \quad (2.21)$$

On peut aussi écrire que :

$$D_i(t_k) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} d_i(n) e^{j2\pi f_n t_k} = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} |d_i(n)| e^{j\varphi(n)} e^{j2\pi f_n t_k} = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} |d_i(n)| e^{j(2\pi f_n t_k + \varphi(n))} \quad (2.22)$$

et

$$D_i(t_k) = I_i(t_k) + jQ_i(t_k) \quad (2.23)$$

D'après l'équation (2.20) et (2.21) on a :

$$I_i(t_k) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} |d_i(n)| \cos(2\pi f_n t_k + \varphi(n)) \quad (2.24)$$

et

$$Q_i(t_k) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} |d_i(n)| \sin(2\pi f_n t_k + \varphi(n)) \quad (2.25)$$

Le train de données parallèles à la sortie du bloc TFDI est alors converti en série. Par la suite, il est sur-échantillonné et appliqué à un filtre passe-bas idéal. A la sortie du filtre on obtient le signal OFDM dans le domaine analogique. Le signal sera de la forme :

$$I_i(t) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} (a_i(n) \cos(2\pi f_n t) - b_i(n) \sin(2\pi f_n t)) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} |d_i(n)| \cos(2\pi f_n t + \varphi(n)) \quad (2.26)$$

et

$$Q_i(t) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} (b_i(n) \cos(2\pi f_n t) + a_i(n) \sin(2\pi f_n t)) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} |d_i(n)| \sin(2\pi f_n t + \varphi(n)) \quad (2.27)$$

avec $0 \leq t \leq T_s = NT_U$

Le signal OFDM $s(t)$, consiste en partie réelle, donc $s(t) = I_i(t)$. La figure 5 illustre un signal OFDM qui contient 3 sous-porteuses non modulées qui ont toutes la même phase et la même amplitude. En pratique, les amplitudes et les phases sont modulées différemment pour chaque sous porteuse, comme le montrent les équations (2.24) et (2.25). A la réception les techniques inverses sont appliquées pour reconstruire le signal original. On élimine d'abord la fréquence Radio (RF), et puis l'on applique la transformée de Fourier discrète et enfin la démodulation pour retrouver les bits d'information originaux.

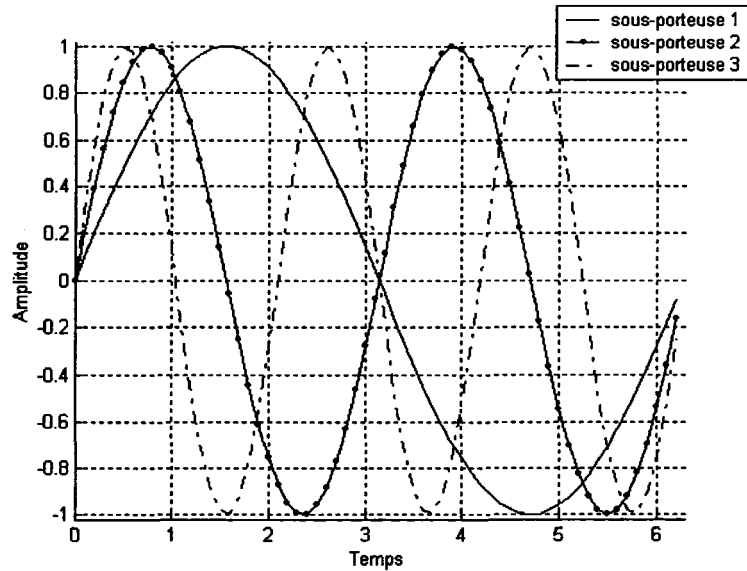


Figure 5 Exemple de 3 sous-porteuses dans un symbole OFDM

On voit donc d'après ce qui a été présenté précédemment que le signal OFDM n'est que la transformée de Fourier inverse pour N symboles numériques d'entrée modulés en bande de base. En pratique cette transformation peut être remplacée par la transformée de Fourier rapide inverse (IFFT). Notons que N points de TFDI requièrent N^2 multiplication. En utilisant la IFFT le nombre de multiplication est réduit. En utilisant l'algorithme de radix 2 du IFFT on aura $(N/2) \log_2(N)$ multiplications. Par exemple si l'on considère $N = 64$ symboles, la IFFT requiert 192 multiplications pour accomplir le travail, tandis que la TFDI nécessite 4096 multiplications, d'où la complexité de TFDI si l'on veut utiliser un nombre élevé de sous-porteuses. Il faut ajouter à cela le nombre d'additions requises qui augmente la complexité du système. Donc le nombre d'opérations arithmétiques est réduit en utilisant la technique IFFT ce qui permet une réalisation matérielle moins coûteuse.

2.2.4 Temps de garde et extension cyclique

Le temps de garde utilisé dans la technique de signalisation OFDM est un élément crucial pour combattre les interférences inter-symboles et les interférences entre les canaux ou entre les sous porteuses dans le symbole OFDM. Ces interférences sont introduites par la propagation du signal dans le canal à trajets multiples. Ceci indique qu'il y a une relation entre le délai maximal du canal τ_{\max} , le temps de garde et la durée du symbole OFDM.

On insère donc entre deux symboles transmis un intervalle temporel appelé le temps de garde T_G . Le but de l'intervalle de garde est explicité par ce qui suit. Les symboles qui passent dans le canal à trajets multiples subissent des échos et un symbole émis peut parvenir au récepteur sous forme de plusieurs symboles atténués et retardés. Un symbole émis à l'instant nT_S peut se superposer à un écho provenant du symbole émis à l'instant $(n-1) T_S$. Il se produit alors des interférences tel qu'illustré par la figure 6.

Pour éviter ces interférences, on ajoute un intervalle de garde de durée T_G . La durée totale du symbole transmis est alors $T = T_S + T_G$. Pour éviter les interférences, il est nécessaire de choisir un temps de garde plus grand que le délai d'étalement du canal où $T_G > \tau_{\max}$.

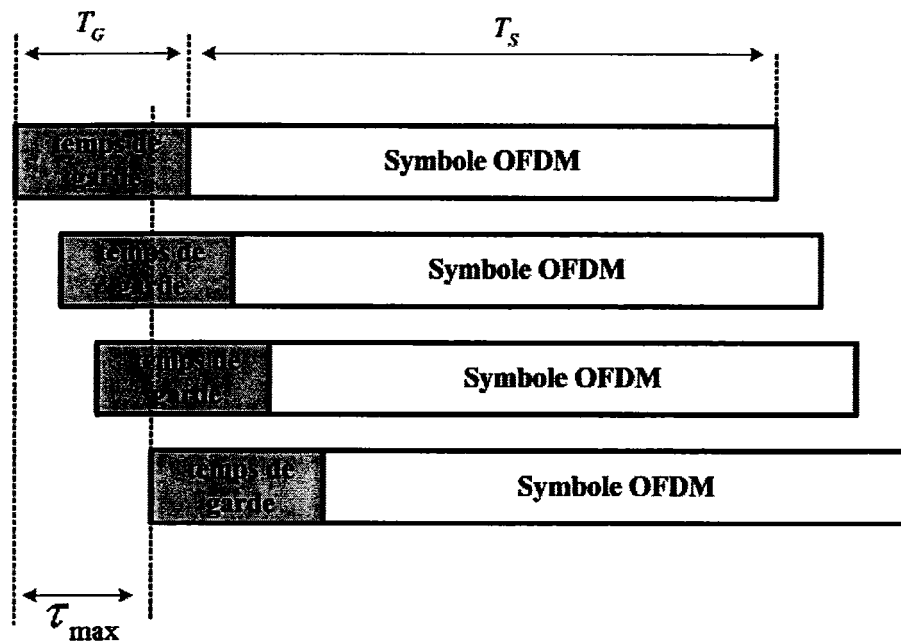


Figure 6 Symboles OFDM reçus en présence du temps de garde

Le débit binaire dans un système d'OFDM est donné par :

$$\frac{q * N}{T_S} \text{ bits/sec.} \quad (2.28)$$

q est le nombre des bits d'informations par sous porteuses, N est le nombre de sous porteuses et T_S est la durée du symbole OFDM avant l'ajout du temps de garde. La présence du temps de garde diminue ce débit car la durée du symbole OFDM est augmentée de T_G seconde. Le nouveau débit sera de :

$$\frac{q * N}{(T_S + T_G)} \cdot \text{bits/sec} \quad (2. 29)$$

Pour que le débit binaire ne soit pas affecté, on peut augmenter le nombre de sous porteuses ce qui augmente T_S par rapport à T_G . Donc, en ajoutant un temps de garde relativement petit par rapport à la durée du symbole T_S on obtient une faible réduction du débit binaire. De plus, en ajoutant un temps de garde qui est formé de symboles de valeurs zéro, le problème d'interférence inter sous-porteuse apparaît. Ceci détruit l'orthogonalité entre les sous-porteuses dans un symbole OFDM. Ce phénomène est illustré par la figure 7. Dans cet exemple on voit une sous-porteuse « 1 » et une autre sous-porteuse « 2 » retardée. Quand le récepteur commence à démoduler la première sous porteuse, il rencontre des interférences provenant de la deuxième sous-porteuse. Ceci cause une superposition parasite ou inopportune de la première sous-porteuse sur la deuxième.

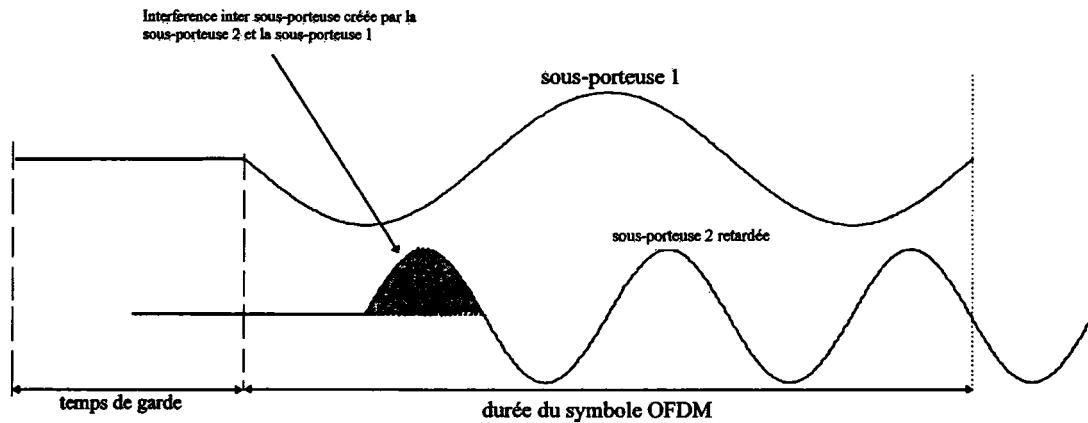


Figure 7 Interférence inter sous porteuse

Pour éliminer l'interférence entre les sous-porteuses, le symbole OFDM est cycliquement étendu dans le temps de garde, comme le montrent les figures 8 et 9. Ceci

assure qu'il n'y a pas d'interférence inter sous-porteuses (ICI) tant que le temps de garde qui comporte un nombre entier de cycles est plus grand que le délai d'étalement du canal. Pour réaliser l'extension cyclique, on copie les M derniers symboles numériques du symbole OFDM au début de ce symbole.

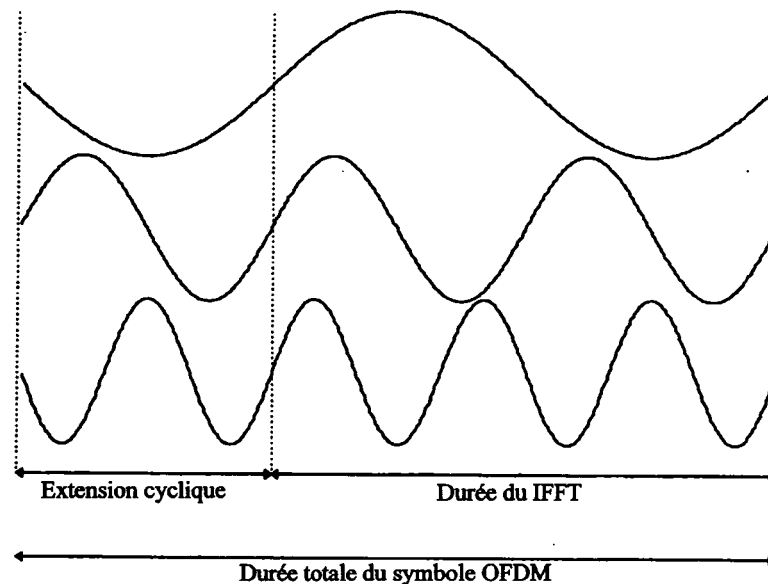


Figure 8 Extension cyclique dans l'intervalle de garde

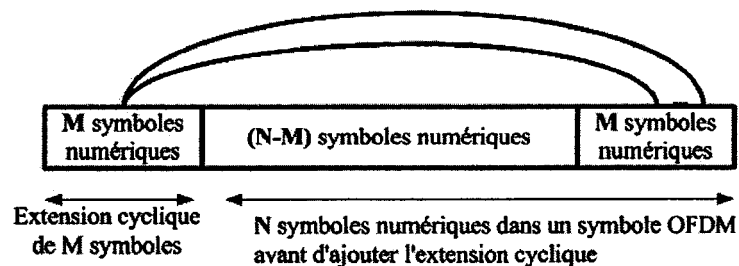


Figure 9 Extension cyclique dans l'intervalle de garde de M symboles numériques

En général, le temps de garde doit être compris entre $1/4$ et $1/6$ de T_s (Nee & Prasad, 2000). Par exemple dans le cas du standard IEEE 802.11a, $T_s = 3.2 \mu\text{sec}$, $T_G = \frac{1}{4}T_s = 0.8 \mu\text{sec}$. Pour une durée totale du symbole égale à $3.2 + 0.8 = 4 \mu\text{sec}$.

Puisque l'intervalle de la FFT est égal à $3.2 \mu\text{s}$ et en utilisant 64 sous porteuses, ceci donne une durée de 50 nsec pour chaque sous-porteuse. Ce qui implique que le temps de garde est formé de $0.8 \mu\text{sec} / 50 \text{ nsec} = 16$ symboles ou sous porteuses

2.2.5 Fréquences pilotes

Les pilotes sont des symboles prédéterminés et connus, insérés dans un symbole OFDM dans des positions déterminées. Ceci est utilisé dans la détection cohérente et facilite le travail d'estimation du canal. Ce principe sera décrit en détail au chapitre 4.

2.2.6 Autres fonctions à implémenter dans un système OFDM

Nous avons vu qu'un temps de garde adéquat réduit les interférences inter-symboles mais ceci provoque un autre problème. Le principe de l'OFDM est d'utiliser une bande passante plus grande que la bande de cohérence du canal $B_C \cong 1/\tau_{\text{max}}$. Mais chaque sous porteuse n'utilise qu'une partie plus petite que B_C de cette bande. Donc pour certaines fréquences, les données seront très atténuées et perdues dans le bruit provoquant un évanouissement profond. Pour diminuer le nombre d'erreurs à la réception, les symboles numériques sont codés à l'émission avec un codage, qui, en générale est le code de convolution.

Avec le codage l'information est protégée, mais cette technique n'est pas suffisante pour retrouver l'information à la réception. Pour des symboles proches, l'évanouissement profond dans le spectre de fréquences peut rendre des groupes de sous-porteuses moins

profond dans le spectre de fréquences peut rendre des groupes de sous-porteuses moins fiables que d'autres. Ceci génère des erreurs de bits qui peuvent se produire en salves au lieu d'être aléatoirement dispersées.

La plupart des techniques de correction d'erreur sans voies de retour, comme les codes convolutionnels, ne peuvent être utilisées avec des paquets d'erreurs. Pour éviter la perte de ces symboles, on effectue après le codage un entrelacement en bit. L'entrelacement permet qu'une donnée perdue soit récupérée grâce à d'autres symboles liés par le codage. A l'émetteur, les bits codés sont permutés d'une certaine manière, ce qui assure que les bits adjacents soient séparés par plusieurs bits après l'entrelacement. Au récepteur, une permutation inverse est faite avant le décodage. Ce principe est illustré par la figure 10.

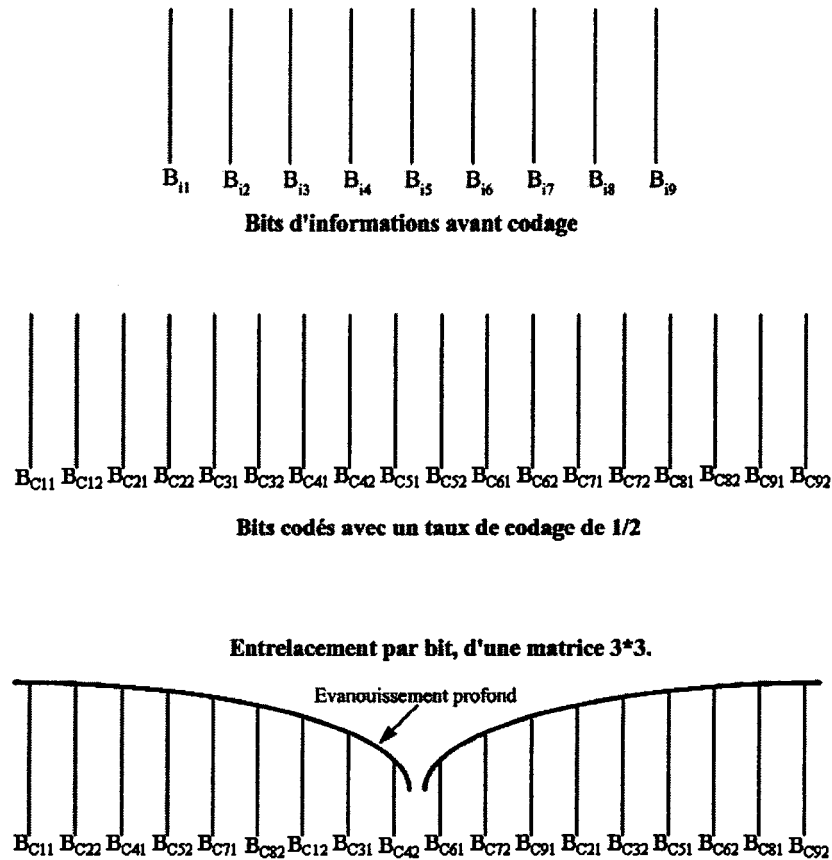


Figure 10 L'effet du codage et de l'entrelacement dans un canal à trajets multiples

Dans l'exemple illustré par la figure 10, on voit que les bits codés B_{C42} et B_{C61} sont très affaiblis. En présence du codage, décodage et à l'entrelacement les bits affaiblis peuvent être retrouvés grâce à B_{C41} et B_{C62} qui sont dans une zone d'amplification.

La modulation numérique est une fonction essentielle dans le système de communication OFDM. Il existe deux types de modulation. Le premier est linéaire comme la modulation BPSK, QPSK, et MQAM. Ce type de modulation est utilisable dans le système de communication OFDM, comme c'est démontré dans le chapitre 3. Le deuxième type est la modulation non linéaire comme la modulation par déplacement de la fréquence à M états (MFSK). Ce type de modulation qui a des fréquences orthogonales n'est pas

états (MFSK). Ce type de modulation qui a des fréquences orthogonales n'est pas utilisable dans un système de communication OFDM, car il détruit l'orthogonalité générée par l'IFFT.

2.2.7 Choix des paramètres d'un système OFDM

Lors de la conception d'un système OFDM, le choix des paramètres dépend des caractéristiques du système de communication soit la largeur de bande, le taux de transmission, et le délai d'étalement.

Le délai d'étalement détermine le temps de garde, tel que mentionné dans la section précédente. En général la valeur du temps de garde doit être à peu près de deux à quatre fois la valeur efficace du délai d'étalement (Xiong, 2000). Cette valeur dépend du type de codage et de la modulation MQAM. Une modulation MQAM élevée de 64 symboles est plus sensible à l'ISI et l'ICI que la modulation QPSK. Tandis que le codage diminue la sensibilité d'une telle interférence.

La durée d'un symbole est le deuxième paramètre à établir. Pour minimiser la perte du SNR causée par le temps de garde, il est nécessaire d'avoir une durée de symbole plus grande que le temps de garde. La durée du symbole ne peut toutefois être choisie arbitrairement grande. En effet une grande durée de symbole signifie un plus grand nombre de sous porteuses avec un espacement plus petit entre les sous porteuses, donc une plus grande complexité de mise en œuvre et plus de sensibilité au bruit de phase et à la fréquence de décalage (Proakis, 2001). Celui-ci augmente aussi le rapport du taux de puissance crête à moyenne (IEEE Std, 1999).

Le nombre de sous porteuses peut être déterminé par le taux de transmission de bits requis divisé par le taux de transmission de bits par sous porteuse. Le taux de

transmission de bits par sous porteuse est défini à travers le type de modulation, le taux de codage, et le taux de transmission par symbole R_S .

A titre d'exemple supposons que l'on désire réaliser un système OFDM respectant les spécifications suivantes :

Taux de transmission : $R_b = 24 \text{ Mbps}$

Délai d'étalement : $\tau_{\max} = 200 \text{ ns}$

Largeur de bande : $< 20 \text{ MHz}$

A partir de ces données on peut faire les choix suivants :

- En suivant le choix $T_G = 4\tau_{\max}$, donc $T_G = 800 \text{ nsec}$.
- La durée totale d'un symbole OFDM peut être choisie telle que $T = 5 * T_G = 5 * 800 \text{ ns} = 4 \mu\text{s}$.
- L'espacement entre sous porteuse est $\Delta f = \frac{1}{T_s} = \frac{1}{4\mu\text{s} - 0.8\mu\text{s}} = 312.5 \text{ KHz}$.
- Le nombre de bits par symbole est : $24 \text{ Mbps} * 4 \mu\text{s} = 96 \text{ bits}$
- Par la suite, il y a plusieurs options pour déterminer le nombre de sous porteuses associées à chaque symbole OFDM portant 96 bits d'information. Si l'on utilise, un taux de codage de 1/2 avec une modulation 16-QAM, nous aurons un symbole OFDM formé de 192 bits codés avec des symboles numériques formés de 4 bits. Ceci veut dire que chaque sous porteuse comprend 4 bits codés. Puisque l'on a 192 bits codés il faudra avoir $\frac{192}{4} = 48$ sous porteuses portant 96 bits d'information et qui vont occuper une largeur de bande égale à $48 * 312.5 \text{ KHz} = 15 \text{ MHz}$ ce qui respecte la spécification sur la largeur de bande. Mais si l'on utilise une modulation QPSK au lieu d'une modulation 16-QAM, on aura un symbole numérique formé de 2 bits. Dans ce cas, il faudra 96 sous porteuses, pour transmettre 192 bits codés. Ces 96 sous

porteuses occupent une largeur de bande égale à $96 * 312.5 \text{ KHz} = 30 \text{ MHz}$. La largeur de bande ainsi obtenue est une largeur plus grande que celle désirée, donc la modulation QPSK avec taux de codage de $\frac{1}{2}$ ne peut pas être utilisée dans ce cas.

2.3 Avantages et inconvénients de la technique OFDM

L'utilisation de la technique OFDM pour les systèmes de communications sans fil représente certains avantages et inconvénients. La décision d'utiliser une telle technique est toujours basée sur l'évaluation du rapport coût/performances. Dans certains scénarios tels les communications mobiles d'intérieur, la réalisation de la technique OFDM s'avère obligatoire sinon la communication n'est pas fiable. Les principaux avantages de l'OFDM sont les suivants :

- une meilleure utilisation de la bande de fréquence allouée, et ceci par rapport à la technique FDM;
- une plus grande robustesse à l'évanouissement sélectif en fréquence que les systèmes à une seule-porteuse;
- la génération des sous-porteuses est basée sur un algorithme bien connu et peu complexe : la transformée de Fourier rapide (FFT);
- en implémentant la modulation différentielle, il n'y a aucun besoin de mettre en application une estimation du canal;
- un codage et entrelacement adapté permettent d'améliorer de façon importante le taux d'erreur.

Le système utilisant la technique d'OFDM n'est pas parfait, il a des inconvénients qu'il faut prendre en considération en faisant la conception et surtout au niveau de sa mise en œuvre matérielle. L'OFDM a en effet certains inconvénients mentionnés ci-dessous par rapport à la modulation d'une seule porteuse.

- il est plus sensible au décalage de fréquence et au bruit de phase;
 - il représente des variations d'amplitudes sur des intervalles dynamiques assez larges.
- Ceci exige des amplificateurs de puissances RF avec un taux de puissance crête à moyen relativement élevé.

2.4 Notions sur le standard IEEE802.11a

Le groupe IEEE 802.11 a développé des standards pour des couches physiques capables d'offrir un taux de bits élevé dans la bande de 5.2 GHz. En janvier 1997 le standard IEEE 802.11a a été créé. Ce standard permet d'utiliser un spectre de 300 MHz dans la bande de 5.2 GHz, prévue à l'usage d'une nouvelle catégorie d'équipements non licenciés appelé infrastructure nationale de l'information non licenciée (UNII). Le tableau I illustre les fréquences de la bande avec les restrictions sur la puissance de sortie pour une largeur de bande utilisée.

Tableau I

Bande 5.2 GHz UNII

Localisation	Puissance de sortie
5.150 – 5.250 GHz	50 mW
5.250 – 5.350 GHz	250 mW
5.725 – 5.825 GHz	1000 mW

D'après ce tableau on remarque que le spectre est subdivisé en trois domaines de travail. Le premier 100 MHz dans la section inférieure est restreint à une puissance maximale de 50 mW. La deuxième section est restreinte à une puissance de 250 mW. Ces deux sections sont désignées pour des communications sans fil internes. La troisième section de 100 MHz est conçue pour des applications externes avec une puissance maximale de 1 Watt.

2.4.1 Paramètres d'OFDM

Le standard a défini des paramètres pour obtenir le symbole OFDM comme le nombre des sous porteuses, le temps de garde, le nombre des pilotes, etc. Le tableau II illustre les paramètres d'OFDM spécifiés pour le standard IEEE 802.11a. En plus dans le standard le taux de bit varie de 6 Mbits/sec jusqu'à 54 Mbits/sec. Ces taux binaires dépendent du type de codage et de la modulation choisis. Dans le tableau III on voit les différents modes utilisés pour obtenir un taux binaire désiré.

Tableau II

Paramètres du standard IEEE802.11a

Nombre de sous-porteuses	48
Nombre des pilotes	4
Nombre total des sous-porteuses	64
Espacement entre sous porteuse	312.5 KHz
Durée totale du symbole OFDM	4 μ s
Temps de garde	0.8 μ s
Largeur de bande à - 3dB	16.56 MHz
Fréquence d'échantillonnage (Espacement du canal)	20 MHz

Tableau III

Paramètres de modulations et taux binaires désirés

Modes	Taux binaire (M bits /sec)	Modulation	Taux de Codage	Nombre de bits codés par symbole OFDM	Nombre de bits d'information par symbole OFDM
Mode 1	6	BPSK	$\frac{1}{2}$	48	24
Mode 2	9	BPSK	$\frac{3}{4}$	48	36
Mode 3	12	QPSK	$\frac{1}{2}$	96	48
Mode 4	18	QPSK	$\frac{3}{4}$	96	72
Mode 5	24	16-QAM	$\frac{1}{2}$	192	96
Mode 6	36	16-QAM	$\frac{3}{4}$	192	144
Mode 7	48	64-QAM	$\frac{2}{3}$	288	192
Mode 8	54	64-QAM	$\frac{3}{4}$	288	216

On remarque d'après les paramètres donnés par le tableau II et III que le choix du temps de garde de 800 ns est très intéressant. Ce temps de garde fournit une robustesse contre les valeurs efficaces de délai d'étalement qui peut atteindre des centaines de nano secondes, selon le taux de codage et la modulation utilisée. En pratique cela veut dire que la modulation est assez robuste pour être utilisée dans des applications de communications à l'intérieur d'un bâtiment. Elle peut aussi être utilisée pour des applications à l'extérieur, avec des antennes directives pour minimiser le délai d'étalement.

Pour limiter la perte relative de puissance, dépensée dans le temps de garde, à 1 dB, la durée totale du symbole OFDM choisi est égale à 4 μ s. Ceci détermine un espacement entre les sous porteuses égal à 312.5 KHz, qui est l'inverse de la durée totale du symbole OFDM sans la durée du temps de garde.

$$\Delta f = \frac{1}{T_t - T_G} = \frac{1}{T_s} = \frac{1}{4\mu s - 0.8\mu s} = \frac{1}{3.2\mu s} = 312.5 \text{ KHz} \quad (2.30)$$

En utilisant 48 sous-porteuses de données, un taux binaire entre 12 *Mbits/sec* et 72 *Mbits/sec* peut être réalisé suivant le type de modulation utilisé de BPSK jusqu'à 64QAM.

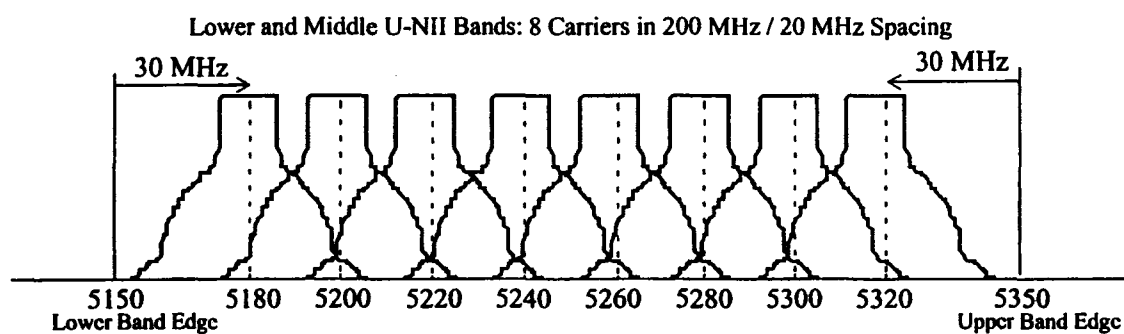
Pour corriger les sous-porteuses en évanouissement profond, un code correcteur d'erreur sans voie de retour est utilisé. Ceci génère un taux de bits codés entre 6 *Mbps* (125 Kbps dans une sous porteuse) et 54 *Mbps* (1.125 *Mbits/sec* dans une sous porteuse). Dans ce cas, la notation du COFDM est utilisée pour signaler la présence du codage dans le système. Dans les chapitres suivants nous étudierons le type de codage utilisé, l'entrelacement, les modulations et les 4 sous-porteuses pilotes spécifiés par le standard.

2.4.2 Découpage en canaux

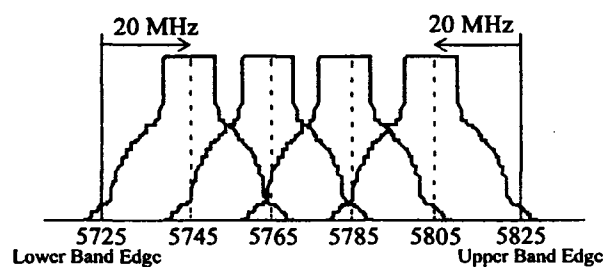
D'après (IEEE Std, 1999), La figure 12 montre le découpage en canaux de la partie inférieure, moyenne et supérieure de la bande non licenciée (UNII). Dans la partie inférieure et moyenne, huit canaux sont valables avec un espacement entre eux de 20 MHz et avec un espace de garde de 30 MHz, comme c'est illustré dans la figure 12 a.

Dans la figure 12 b, la partie supérieure est illustrée. Celle ci est découpée en quatre canaux avec un espacement de 20 MHz et un espace de garde de 20 MHz. On remarque que les conditions spectrales hors bande dans la partie supérieure sont moins sévères que celles de la partie inférieure et moyenne.

Finalement, il faut mentionner que le standard IEEE 802.11a est adopté en Amérique du Nord. En Europe il y a l'HYPERLAN2 qui utilise un spectre de 455 MHz utilisé dans 2 bandes. La première bande est de 5.15 GHz à 5.35 GHz et l'autre bande c'est de 5.470 à 5.725 GHz. Au Japon un seul spectre est utilisé dans la bande de fréquences de 5.15 à 5.25 GHz. Cette bande est découpée en quatre canaux.



(a) Partie inférieure et moyenne du spectre (IEEE Std, 1999)



(b) Partie supérieure du spectre (IEEE Std, 1999)

Figure 11 Distributions des bandes de fréquences pour le signal OFDM

2.5 Conclusion

En conclusion, dans ce chapitre une étude détaillée a été faite sur l'histoire, le principe et la théorie de la technique OFDM. Puisque cette technique ne représente seulement la répartition des sous-porteuses dans une largeur de bande donnée, les autres aspects d'un système de communication doivent être considérés. Le standard IEEE 802.11a a été présenté dans ce chapitre car il sera à la base du système de communication qui sera modélisé et simulé. Dans le prochain chapitre, la modulation, le codage et l'entrelacement seront étudiés et adaptés au système OFDM.

CHAPITRE 3

MODULATION, CODAGE ET ENTRELACEMENT DANS UN SYSTEME OFDM.

Dans ce chapitre nous étudierons les caractéristiques des modules qui forment un système de communication numérique utilisant la signalisation OFDM. La figure 12 illustre le diagramme bloc du système OFDM. On y retrouve des modules qui communément utilisés pour la réalisation de différents systèmes de communication numérique, en plus des modules spécifiques dont le fonctionnement est d'effectuer la transformée de Fourier du signal et la transformée inverse. Les paramètres de chaque module de la figure 12 seront fixés en accord avec la norme de IEEE 802.11a qui définit les spécifications du système OFDM pour les communications d'intérieur sans fil.

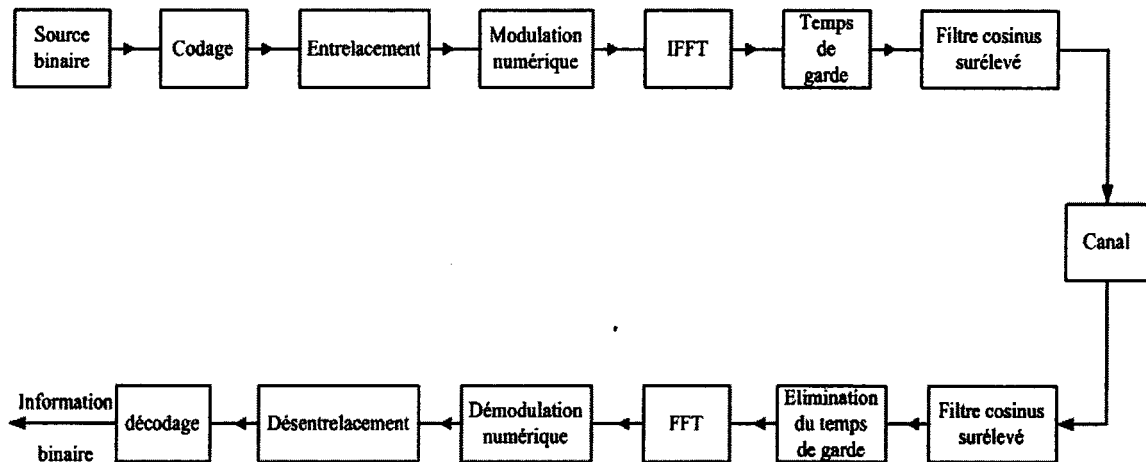


Figure 12 Diagramme bloc d'un système OFDM

3.1 Codage du canal

Les imperfections de tout système de communication jumelées aux imperfections des canaux de communication utilisés contribuent à générer des erreurs dans l'information reçue par le destinataire. Une augmentation de la puissance du signal transmis ou du rapport énergie par bit sur densité spectrale de bruit (E_b/N_0) réduit généralement le taux d'erreurs par bit et peut rendre l'information reçue utile. Les conséquences économiques d'une telle approche sont coûteuses. Il est donc important d'utiliser le principe de codage correcteur d'erreurs qui fournit une solution plus acceptable à ce problème.

Le codage correcteur d'erreurs est devenu une technique dont l'utilisation est essentielle dans les systèmes de communications numériques à haut débit afin d'améliorer les performances d'erreurs. L'amélioration de la performance est mesurée par le gain de codage, représenté par la réduction du rapport E_b/N_0 requis pour obtenir une certaine probabilité d'erreur par bit dans un canal Gaussien. Le codage par bloc et le code de convolution sont le plus souvent utilisés pour la correction d'erreurs. Un bref rappel théorique du code de convolution utilisé dans les systèmes qui suivent la norme IEEE 802.11a sera présenté ci-dessous.

3.1.1 Code de convolution

Le codage correcteur d'erreur est utilisé dans la plupart des systèmes de communication sans fil. Le code de convolution lui aussi est parmi les techniques que l'on retrouve le plus souvent et surtout dans la majorité des systèmes cellulaires qui adoptent les standards GSM et IS95 (Terry & Heiskala, 2002) ainsi que les normes IEEE 802.11a et HIPERLAN /2.

Le code de convolution est généré à l'aide de registres à décalage linéaire d'état fini et des « OU exclusifs ».

En général d'après (Proakis, 2001), tel que montré dans la figure 13, le registre à décalage consiste en L sections, de longueur de k bits chacune. Le paramètre L est défini comme étant la longueur de contrainte. Le nombre de « OU exclusifs » est égal à la séquence codée formée de n bits. Le nombre d'états possibles pour ce code $2^{(L-1)}$ états.

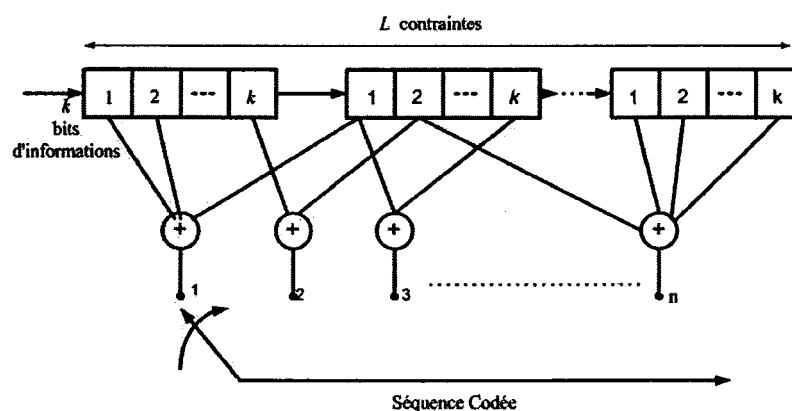


Figure 13 Code de convolution

Les bits d'information à l'entrée de l'encodeur sont décalés de k bits à la fois. Pour k bits à l'entrée on a une séquence de n bits codés à la sortie du codeur, donc le taux de codage est défini par $R_C = \frac{k}{n}$.

Le code de convolution est décrit par sa matrice génératrice. Une fois celle-ci obtenue, on peut déterminer, les connexions entre les registres, les additionneurs modulo 2, le taux de codage, le diagramme d'états, le diagramme de treillis, et l'arbre d'encodage.

Considérons à titre exemple l'encodeur convolutionnel de la figure 14 pour le quel $k=1$, $n=2$ avec $L=4$. On peut déduire que le code généré dans ce cas a un taux de codage $\frac{1}{2}$, avec quatre registres, une mémoire formée de trois registres avec un diagramme d'états

de $2^3 = 8$ états et deux additionneurs. Les vecteurs de connexions du premier et du deuxième additionneur sont $g_1 = 1101_2 = 15_8$ et $g_2 = 1111_2 = 17_8$.

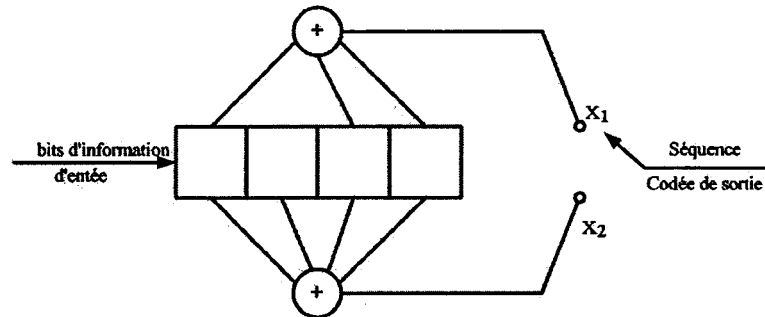


Figure 14 Code de convolution avec $R_C = 1/2$ et $k = 4$

L'expression octale, allège l'écriture, mais c'est la présentation sous forme binaire qui nous intéresse, car la présence de bit 1 veut dire, qu'une connexion entre l'additionneur et le registre existe, si le bit 0 est présent, il n'y a pas de connexion. À la sortie de ce codeur on considère que le bit x_1 sort avant le bit de x_2 comme c'est illustré par la figure 14.

3.1.2 Codage d'après le standard IEEE802.11a

Dans le standard de IEEE802.11a, le code de convolution est utilisé pour coder les informations, avec des taux $R_C = 1/2$ ou $2/3$ ou $3/4$, qui dépendent du taux de bits désiré. Le taux de codage de convolution utilisé dans le système illustré par la figure 15, est égal à $1/2$, avec des vecteurs de connexions $g_1 = 133_8 = 001\ 011\ 011_2$ et $g_2 = 173_8 = 001\ 111\ 011_2$.

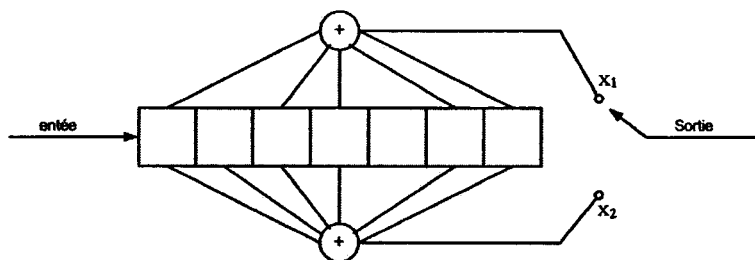


Figure 15 Encodeur convolutionnel, $L = 7$, $k = 1$, $n = 2$

Le nombre de registres à décalage détermine le gain de codage réalisable. Celui-ci augmente avec le nombre de registres. D'autre part, le décodage dans le standard IEEE802.11a est basé sur l'algorithme de Viterbi, ce qui veut dire que la complexité de décodage par cet algorithme augmente exponentiellement avec l'augmentation du nombre des registres (Terry & Heiskala, 2002), ceci limite le nombre de ces derniers.

3.1.3 Décodage

Le décodage est une opération qui transforme les séquences binaires codées en informations intelligibles. Le décodage le plus courant est basé sur l'algorithme de Viterbi. Cet algorithme consiste à chercher dans l'arbre, le chemin qui correspond à la séquence la plus probable. C'est à dire celle qui est à la distance minimale de la séquence reçue ou encore la séquence la plus probable. Cet algorithme est utilisé dans le cas où les codes de convolution ont une longueur de contrainte $L \leq 10$ (Proakis, 2001). Dans le cas contraire le décodage séquentiel est utilisé. Le choix de la longueur de contrainte L dépend du gain de codage désiré. La probabilité d'erreur change selon que l'on utilise à la réception un seuil de décision strict, ou non strict. La figure 16 illustre la performance du taux d'erreur par bit et le tableau IV montre le gain de codage pour différents taux de codage utilisant l'algorithme de Viterbi.

Tableau IV

Gain de codage

		Eb/N ₀ (dB)								
P _b	Non codé	R _C = ½			R _C = 1/3		R _C = 2/3		R _C = 3/4	
		L = 5	L = 6	L = 7	L = 8	L = 9	L = 6	L = 8	L = 6	L = 9
10-3	6.8	3.3	3.5	3.8	4.2	4.4	2.9	3.1	2.6	2.6
10-5	9.6	4.3	4.6	5.1	5.7	5.9	4.2	4.6	3.6	4.2
10-7	11.3	4.9	5.3	5.8	6.2	6.5	4.7	5.2	3.9	4.8

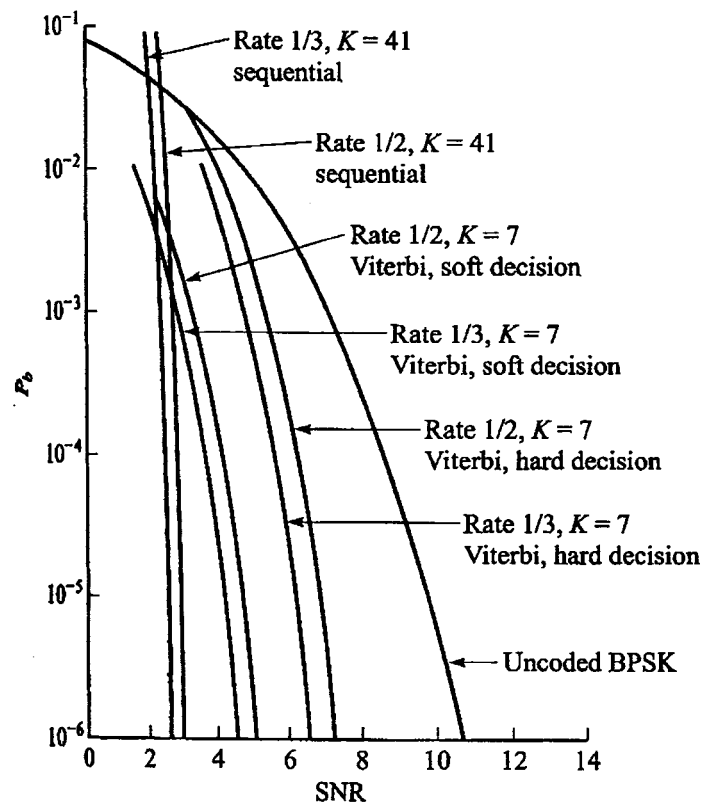


Figure 16 Taux d'erreur pour les cas d'un décodage séquentiel et de Viterbi

3.2 Entrelacement

Dans le système de communication qui utilise la signalisation OFDM, l'évanouissement profond dans le spectre de fréquences peut rendre des groupes de sous porteuses moins fiables que d'autres. Ceci génère des erreurs de bits qui peuvent se produire en salves au lieu d'être aléatoirement dispersées.

La plupart des codes correcteurs d'erreurs sans voie de retour ne peuvent être utilisés avec des paquets d'erreurs. Donc la technique d'entrelacement par bloc qui fonctionne sur un bloc entier de bits en même temps, permet de répartir de façon aléatoire les erreurs en paquet. Ceci facilite la correction d'erreur par le décodage.

A l'émetteur, les bits codés sont permutés d'une certaine manière permettant, que les bits adjacents soient séparés par plusieurs bits non erronés après l'entrelacement. Au récepteur, une permutation inverse est faite avant le décodage. Ceci est appelé le désentrelacement. L'inconvénient de l'entrelacement est que le décodeur doit attendre le remplissage du désentrelaceur. Ceci cause un délai proportionnel à la taille de l'entrelacement. Deux types d'entrelacement par bloc existent, l'entrelacement par bit et entrelacement par symbole.

3.2.1 Entrelacement par bit

Dans ce type d'entrelacement, l'écriture et la lecture des bits se font à l'aide du bloc d'entrelacement. Les bits d'entrée à ce bloc sont écrits colonne par colonne dans une matrice et à la sortie ils sont lus ligne par ligne de la matrice ou vice versa.

En général pour un bloc d'entrelacement ayant une dimension de N bits et d colonnes, le $i^{\text{ème}}$ bit entrelacé est égal au $k^{\text{ème}}$ bit codé, où k est donné d'après (Nee & Prasad, 2000) par:

$$k = id - (N - 1) \text{floor}\left(\frac{id}{N}\right) \quad (3.1)$$

La figure 18 montre un entrelacement par bloc de matrice 6×8 c'est à dire 6 lignes et 8 colonnes. La profondeur de l'entrelaceur est de 48 bits. L'entrée de cet entrelaceur est effectuée par colonnes de 6 bits et la sortie par lignes de 8 bits.

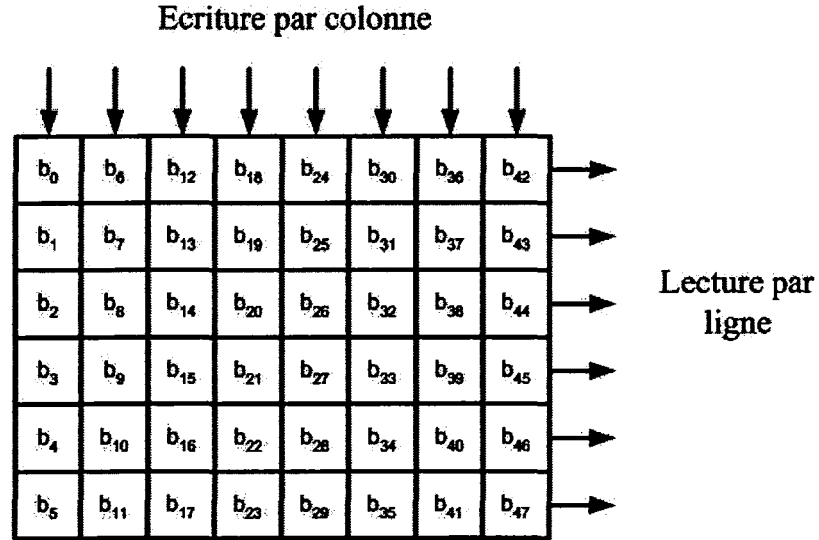


Figure 17 Entrelacement par block de 48 bits

Le tableau V, indique la position des k bits à l'entrée et la position des i bits à la sortie de l'entrelacement. Si l'on considère par exemple la position du $i^{\text{ème}}$ bit = 26, on peut trouver la position du $k^{\text{ème}}$ bit d'après la formule précédente selon

$$k = 26 * 8 - (47 * \text{floor}(\frac{26 * 8}{48})) = 20, \text{ ce qui est exact d'après le tableau V.}$$

Tableau V

Positions des bits d'entrée et de sortie d'un entrelacement de 48 bits

k	i	k	I	K	I	K	i
0	0	12	25	24	3	36	28
1	6	13	31	25	9	37	34
2	12	14	37	26	15	38	40
3	18	15	43	27	21	39	46
4	24	16	2	28	27	40	5
5	30	17	8	29	33	41	11
6	36	18	14	30	39	42	17
7	42	19	20	31	45	43	23
8	1	20	26	32	4	44	29
9	7	21	32	33	10	45	35
10	13	22	38	34	16	46	41
11	19	23	44	35	22	47	47

Le désentrelacement est l'opération inverse de l'entrelacement. Si la matrice utilisée par l'entrelacement est de taille $M \times N$, au désentrelacement la matrice sera de $N \times M$. On écrit par colonne de M bits, et on lit par ligne de N bits. En prenant l'exemple précédent, dans le cas de l'entrelacement on a la matrice ($M=6 \times N=8$), à la réception, le désentrelacement se fait sur une matrice de 8×6 te qu'illustré par la figure 19.

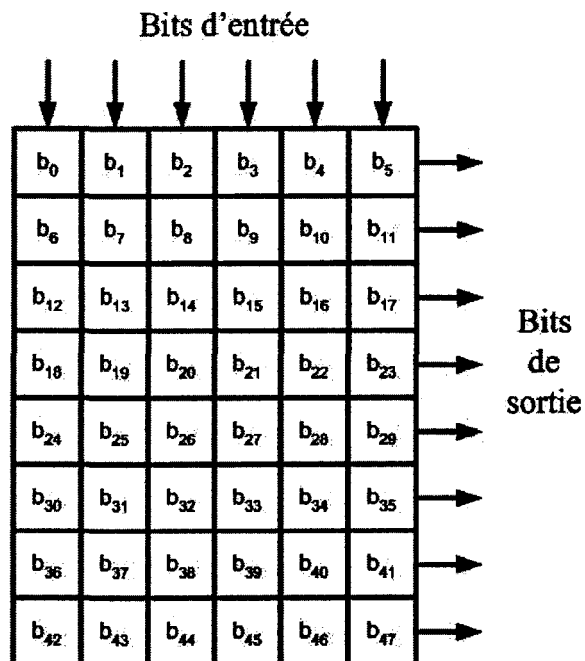


Figure 18 Désentrelacement par bloc 8*6

3.2.2 Entrelacement d'après le standard IEEE802.11a

Le standard IEEE 802.11a définit un entrelacement par bit et une profondeur d'entrelacement égale au nombre de bits dans le symbole OFDM. Le tableau VI indique les profondeurs de l'entrelaceur pour les différents types de modulation définis par le standard.

Tableau VI

Profondeur d'entrelacement pour chaque type de modulation

Type de modulation	profondeur de l'entrelaceur
BPSK	48 bits
QPSK	96 bits
16QAM	192 bits
64QAM	288 bits

Les résultats affichés au tableau VI sont calculés en multipliant le nombre de sous porteuses de données par le nombre de bits codés dans chaque sous porteuse. Par exemple pour une modulation 16 QAM avec un taux de codage $\frac{3}{4}$, on a 4 bits codés dans une sous-porteuse et 48 sous-porteuses d'information. La profondeur d'entrelacement est donc égale à $48 * 4 = 192$ bits.

L'entrelacement dans le standard IEEE802.11a se fait par deux permutations. La première est la permutation des bits dans un symbole OFDM, c'est l'entrelacement par bit. La seconde a pour but de faire en sorte que les bits codés adjacents sont tracés alternativement en des bits plus significatifs et moins significatifs de la constellation. De ce fait, de longs passages par des bits moins significatifs sont évités. Supposons que i soit l'indice des bits codés, j l'indice des bits après la première permutation et k l'indice des bits après la deuxième permutation.

D'après le standard, dans le cas d'entrelacement, la première permutation est définie par :

$$j = \left(\frac{N_{CBPS}}{16} \right) (i \bmod 16) + \text{floor}\left(\frac{i}{16}\right) \quad \text{avec } k = 0, 1, 2, \dots, N_{CBPS} - 1 \quad (3.2)$$

Où N_{CBPS} est le nombre des bits codés par symbole OFDM.

La deuxième permutation est définie par :

$$k = l \text{ floor}\left(\frac{j}{l}\right) + \left(j + N_{CBPS} - \text{floor}\left(\frac{16j}{N_{CBPS}}\right) \right) \bmod l \quad \text{avec } j = 0, 1, \dots, N_{CBPS} - 1 \quad (3.3)$$

La fonction l utilisée dans la formule précédente est donnée par :

$$l = \max\left(\frac{N_{BPSC}}{2}, 1\right) \quad (3.4)$$

Dans le cas du désentrelacement, deux permutations sont utilisées permettant aussi de trouver la position originale des bits codés avant de faire le décodage. L'indice k représente la position originale des bits reçus, j est l'indice après la première permutation et i l'indice des bits après la deuxième permutation. Les formules des deux permutations sont données ci-dessous.

$$j = l \cdot \text{floor}\left(\frac{k}{l}\right) + \left(k + \text{floor}\left(\frac{16k}{N_{CBPS}}\right)\right) \bmod l \quad \text{avec } k = 0, 1, \dots, N_{CBPS} - 1 \quad (3.5)$$

et

$$i = 16j - (N_{CBPS} - 1) \cdot \text{floor}\left(\frac{16j}{N_{CBPS}}\right) \quad \text{avec } j = 0, 1, 2, \dots, N_{CBPS} - 1 \quad (3.6)$$

On remarque que dans les équations précédentes le mod16 est utilisé. En appliquant ces formules on constate que le nombre 16 existe dans toutes les matrices de l'entrelacement ou de désentrelacement. Ceci veut dire que le nombre de colonnes de la matrice dans le cas de l'entrelacement équivaut à 16 et le nombre des lignes dans le cas inverse est lui aussi égale à 16. Le tableau VII illustre la modulation avec la matrice d'entrelacement. La figure 20 représente un exemple qui affiche les positions des bits dans matrice de $6 * 16$.

Tableau VII

Matrice d'entrelacement

Type de modulation	Matrice d'entrelacement
BPSK	16 * 3
QPSK	16 * 6
16QAM	16 * 12
64QAM	16 * 18

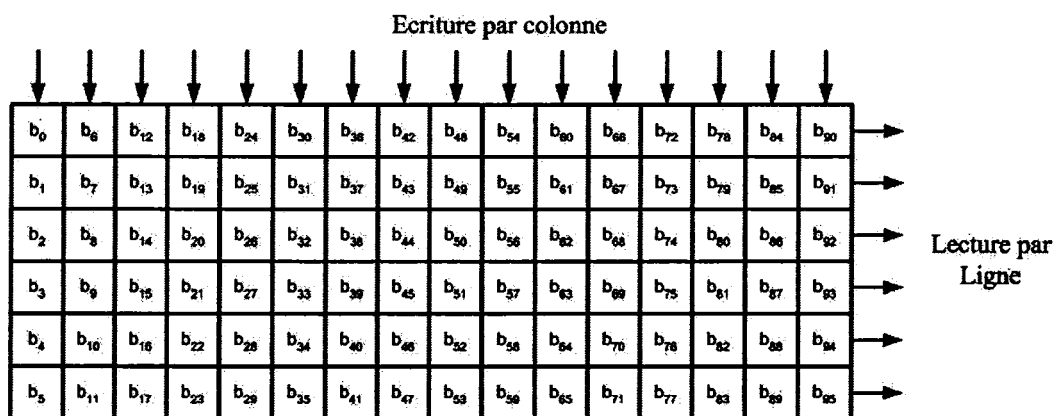


Figure 19 Matrice d'entrelacement 6 * 16

3.3 Modulation numérique

Le choix du type de la modulation numérique dépend en général de deux conditions essentielles. La première est de limiter la bande passante requise pour transmettre un message à une vitesse donnée. La deuxième est reliée à la possibilité de transmettre un signal par voie hertzienne ou de partager un canal de communication. Pour le standard IEEE802.11a, la modulation multi niveaux d'amplitude et la démodulation cohérente sont utilisées. Ce qui suit est un rappel portant sur la modulation QPSK et MQAM avec les courbes théoriques d'erreur par bit en fonction de E_b/N_0 de ces deux types de modulation.

3.3.1 Modulation QPSK

La modulation QPSK est un cas spécial de la modulation MPSK. On voit que, c'est essentiellement la phase de la porteuse qui change au cours du temps. C'est la raison pour laquelle la modulation en quadrature à 4 états (4QAM) s'appelle aussi QPSK.

La modulation QPSK est très robuste vis à vis les perturbations et donne d'excellents résultats lorsque le signal reçu est faible, et bruité. Le signal de la modulation QPSK est défini par :

$$s_i(t) = A \cos(\omega_c t + \theta_i) \quad (3.7)$$

où $0 \leq t \leq T_s$ avec $i = 1, 2, 3$ et 4 , $\theta_i = \frac{\pi}{4}, \frac{3\pi}{4}, \frac{5\pi}{4}$ et $\frac{7\pi}{4}$, et T_s est la durée d'un symbole numérique QPSK

$s_i(t)$ peut s'écrire aussi de la manière suivante :

$$s_i(t) = s_{i0}\varphi_0(t) + s_{i1}\varphi_1(t) \quad (3.8)$$

où $\varphi_0(t)$ et $\varphi_1(t)$ sont les fonctions de bases, qui sont orthogonales. s_{i0} et s_{i1} sont la projection de respective $s_i(t)$ sur les axes de $\varphi_0(t)$ et $\varphi_1(t)$, tel que

$$s_{i0} = \sqrt{E_s} \cos \theta_i \quad (3.9)$$

$$s_{i1} = \sqrt{E_s} \sin \theta_i \quad (3.10)$$

où $E_s = \frac{1}{2} A^2 T_s = 2E_b$ est l'énergie d'un symbole, où $T_s = 2 T_b$ est la période d'un symbole, T_b est la période d'un bit et E_b est l'énergie par bit. La phase est reliée à s_{i0} et s_{i1} , tel que $\theta_i = \tan^{-1} \left(\frac{s_{i0}}{s_{i1}} \right)$.

La constellation de la modulation QPSK est illustrée par la figure 21. Dans la modulation QPSK, chaque symbole porte deux bits d'information qu'on l'appelle débit. On a quatre combinaisons possibles de débit, qui sont 00, 01, 10, et 11. Pour tracer ces débits dans la constellation, le code de gray est utilisé. Les coordonnées de chaque symbole sont calculées suivant le tableau VIII suivant :

Tableau VIII
Coordonnées du signal QPSK

Débit	θ_i	s_{i1}	s_{i2}
11	$\frac{\pi}{4}$	$\frac{\sqrt{E_s}}{2}$	$\frac{\sqrt{E_s}}{2}$
01	$\frac{3\pi}{4}$	$-\frac{\sqrt{E_s}}{2}$	$\frac{\sqrt{E_s}}{2}$
00	$-\frac{3\pi}{4}$	$-\frac{\sqrt{E_s}}{2}$	$-\frac{\sqrt{E_s}}{2}$
10	$-\frac{\pi}{4}$	$\frac{\sqrt{E_s}}{2}$	$-\frac{\sqrt{E_s}}{2}$

On remarque que, dans le tableau VIII, le symbole logique 1 est attribuée à $\frac{\sqrt{E_s}}{2}$ et le symbole logique 0 est attribuée à $-\frac{\sqrt{E_s}}{2}$. Nous traçons également les bits impairs à s_{i1} et les bits pairs à s_{i2} . Ainsi le signal QPSK sur l'axe entier du temps peut être écrit comme :

$$S(t) = \frac{A}{\sqrt{2}} I(t) \cos(\omega_c t) - \frac{A}{\sqrt{2}} Q(t) \sin(\omega_c t) \quad -\infty \leq t \leq \infty \quad (3.11)$$

où I et Q sont des trains d'impulsion déterminés par les bits impairs et pairs, respectivement.

$$\begin{aligned} I(t) &= \sum_{j=-\infty}^{\infty} I_j P(t - jT_s) \\ Q(t) &= \sum_{j=-\infty}^{\infty} Q_j P(t - jT_s) \end{aligned} \quad (3.12)$$

où $I_j = \pm 1$ et $Q_j = \pm 1$, et le tracement des données numériques avec I_j ou Q_j est $1 \rightarrow 1$ et $0 \rightarrow -1$. $P(t)$ est une impulsion de forme rectangulaire définie dans l'intervalle 0 et T_s .

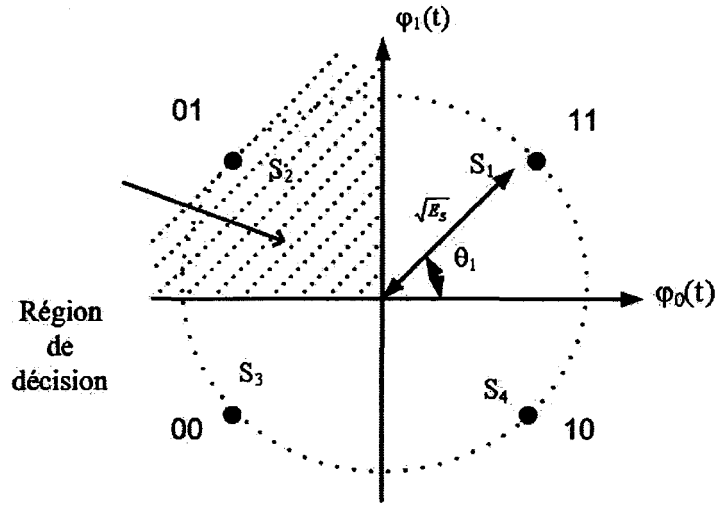


Figure 20 Constellation de la modulation QPSK

On considère un récepteur optimal avec un seuil de zéro. On remarque qu'on a quatre régions de décision d'après la figure 20. Ces quatre régions ont la même erreur par symbole $P(E)$ tel que , $P(E) = 1 - P(C)$.

$P(C)$ est la probabilité d'avoir les deux bits corrects et la probabilité d'avoir un symbole en erreur sachant m_0 est donnée:

$$P(E/m_0) = Q\left(\sqrt{\frac{E_s}{N_0}}\right) = Q\left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_0}}\right). \quad (3.13)$$

L'erreur par symbole peut être exprimé par l'équation suivante :

$$P(E)_{SYM} = 1 - P_C = 1 - (1 - P(E/m_0))^2 = 2Q\left(\sqrt{\frac{E_s}{N_0}}\right) - \left[Q\left(\sqrt{\frac{E_s}{N_0}}\right)\right]^2 \quad (3.14)$$

Pour une valeur élevée du SNR, la probabilité d'erreur par bit P_b ou BER peut être exprimé par la formule (3.15) où le second terme de l'équation (3.14) est négligé.

$$P_b = \frac{P(E)_{SYM}}{2} \approx Q\left(\sqrt{\frac{E_s}{N_0}}\right) \quad (3.15)$$

Les graphes théoriques de la probabilité d'erreur par bit en fonction du E_b/N_0 pour une modulation QPSK et des démodulations cohérente et différentielle sont illustrés par la figure 21 (Xiong, 2000) et aussi les courbes théoriques de la probabilité d'erreur par bit en fonction du E_b/N_0 de la modulation BPSK cohérente et différentielle sont illustrées par la figure 22 (Xiong, 2000). Où la modulation BPSK est un cas de la modulation MPSK avec $M = 2$.

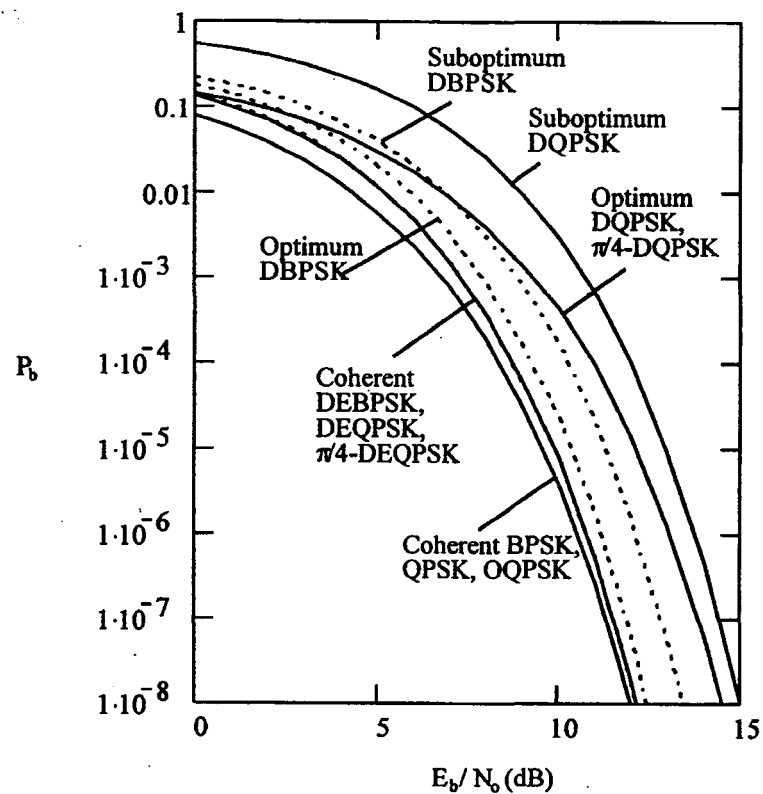


Figure 21 BER (P_b) en fonction de E_b/N_0 pour la modulation QPSK et la modulation DQPSK

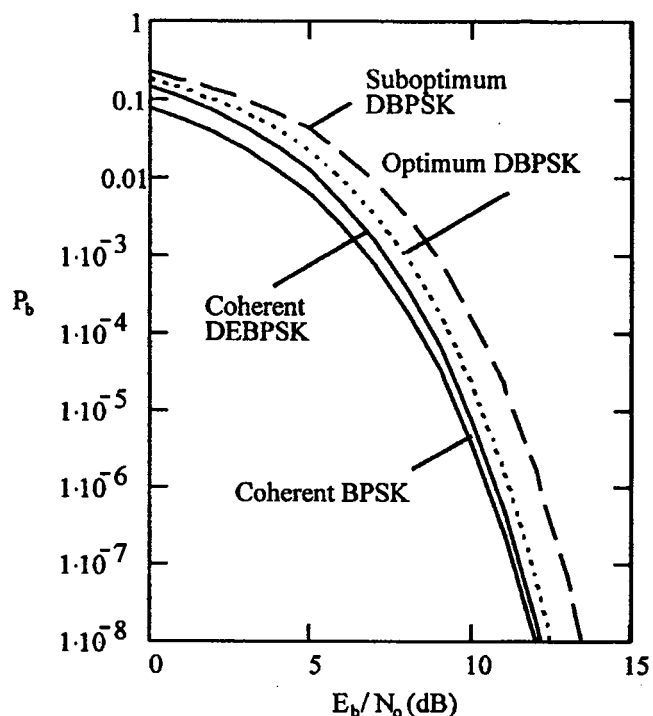


Figure 22 BER ou P_b en fonction de E_b/N_0 pour la modulation BPSK et la modulation DBPSK.

3.3.2 Modulation MQAM

La modulation linéaire MQAM est une technique où les variations de l'amplitude et la de la phase sont combinées. On considère donc que la modulation MQAM est une combinaison de la modulation ASK et PSK. M est un nombre entier qui indique le nombre de symboles utilisés. Par exemple la modulation 32 QAM permet de définir 32 positions, donc 32 symboles sont affichés dans sa constellation. Chaque symbole est l'extrémité d'un vecteur dont le module et la phase peuvent varier. La modulation MQAM permet une efficacité égale à $\log_2(M)$ bits/symbole. Ainsi, M signaux constituent l'ensemble des signaux transmissibles. Pour chacun de ces signaux, $k = \log_2(M)$ bits sont assignés. Pour 32 QAM on a une efficacité de 5 bits par symbole.

La modulation QAM à M états a été développée pour les modems rapides, puisqu'elle permet d'augmenter le débit binaire sans élargir la bande passante du signal modulé. L'efficacité spectrale pour une modulation MQAM est égale à $\log_2(M)$ bits/sec/Hz. La modulation à M états est donc idéale pour la transmission des données numériques avec un débit élevé dans un canal de largeur de bande limitée tel le canal téléphonique ou le canal TV satellite. Pour le Standard IEEE 802.11a la modulation MQAM est limitée au 16QAM et 64 QAM.

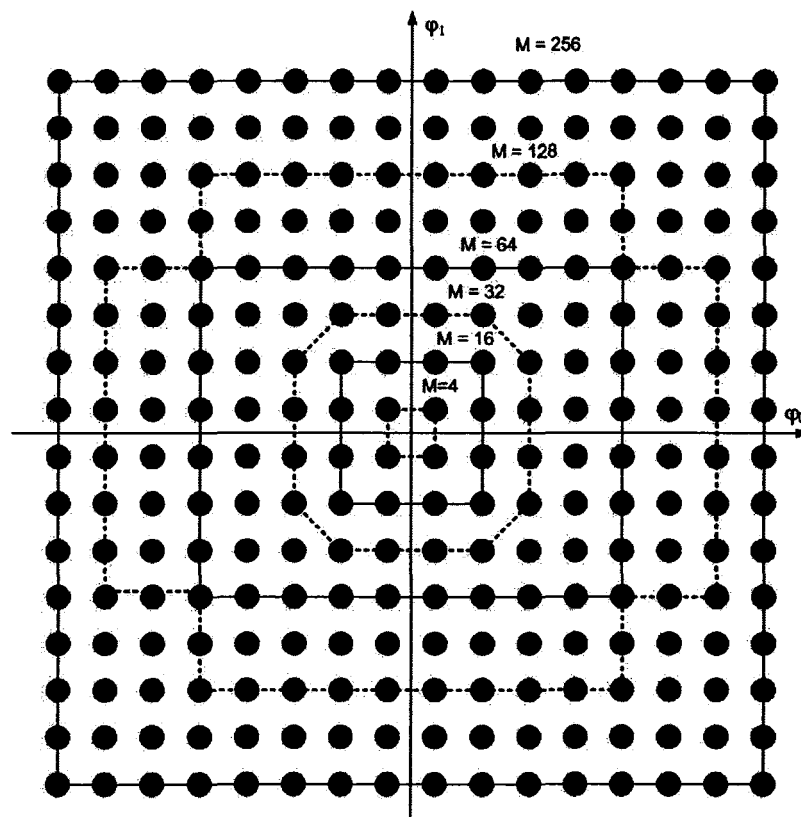


Figure 23 Constellations MQAM

Dans le cas de la modulation MQAM, et pour un SNR élevé, la probabilité d'erreur par symbole est donnée par :

$$P(E)_{SYM} = 1 - P_C^2 \cong \frac{4(\sqrt{M} - 1)}{\sqrt{M}} Q\left(\sqrt{\frac{3E_{\text{moy}}}{(M-1)N_0}}\right) \quad (3.16)$$

La probabilité d'erreur par bit est donnée par :

$$P_b \approx \frac{P(E)_{SYM}}{\log_2(M)} \quad (3.17)$$

Les courbes du BER des différentes valeurs de M sont illustrées par la figure 24.

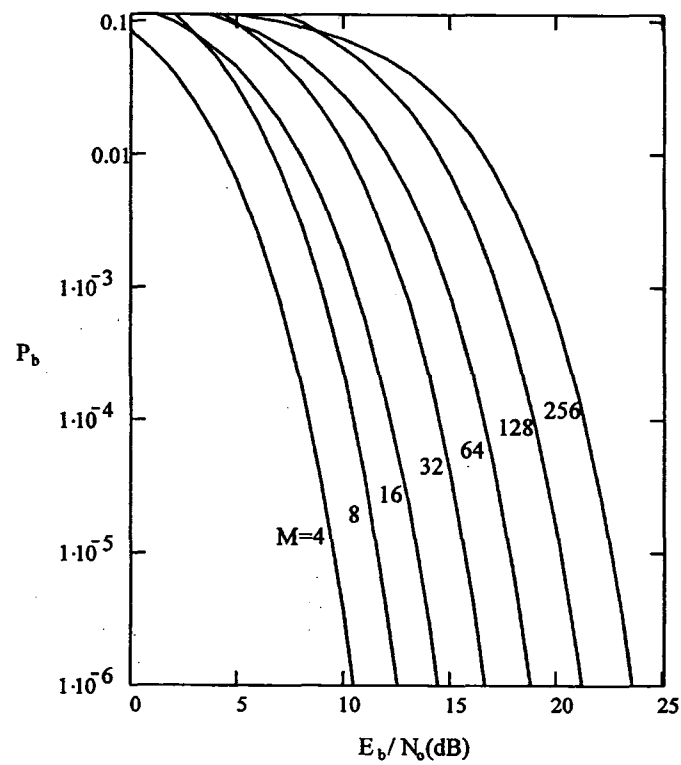


Figure 24 BER de la modulation MQAM.

3.4 Technique de formation d'impulsions

Dans le cas d'une transmission satisfaisant les conditions d'un canal idéal, la bande de fréquence effective disponible pour transmettre un signal donné est généralement limitée, afin de pouvoir accepter, sans risque d'interférences, plusieurs usagers partageant ce même support.

La notion de bande limitée découle alors directement de celle de filtrage qui limite la puissance du bruit en filtrant le signal numérique. En effet, on peut déformer le signal sans nécessairement dégrader l'information. Ceci dépend de la réponse temporelle du filtre aux impulsions.

L'un des problèmes rencontrés dans un système de communications, est le filtrage au niveau du récepteur dans un canal à bande limitée. D'une manière générale, un filtrage du signal se traduit par un élargissement de l'impulsion élémentaire qui s'étale à l'extérieur de l'intervalle de temps de largeur T_S occupé par l'impulsion. Les réponses aux symboles successifs se superposent, ce qui donne naissance au phénomène nommé ISI. Il y a un certain nombre bien connu de techniques de formation d'impulsion. Ces techniques sont employées pour réduire simultanément l'interférence entre symboles et la largeur spectrale d'un signal numérique modulé. Parmi ces techniques il y a le critère de Nyquist, le filtre en cosinus surélevé et le filtre gaussien de formation d'impulsion.

Dans un système de communications sans fil utilisant la technique de signalisation OFDM, un symbole OFDM est formé d'une séquence de N symboles numériques modulés par la modulation QPSK ou MQAM et qui ne sont pas filtrés. D'après (Proakis, 2001), le spectre d'un symbole OFDM diminue lentement tout en augmentant le nombre de sous porteuses. Dans certain cas ce n'est pas suffisant, donc il faut utiliser des méthodes modifiant la forme du spectre. Ceci veut dire que le spectre diminue plus rapidement au niveau de ces bandes.

3.4.1 Filtre en cosinus surélevé dans un système OFDM

D'après (Weinston & Ebert, 1971), un cosinus surélevé est utilisé là où la région d'affaiblissement agit comme un intervalle de garde comme tel qu'illustré par la figure 26. La partie plate de la figure 26 est le symbole d'OFDM, y compris le préfixe cyclique, ICI et ISI sont évités. La marge qui est introduite par la région d'affaiblissement en utilisant la fenêtre ou le filtre de cosinus surélevé peut être utile car elle permet aux amplitudes aux extrémités du spectre du symbole OFDM de diminuer rapidement à zéro et elle réduit l'interférence entre les bandes de fréquences de symboles adjacents qui se chevauchent partiellement dans la région d'affaiblissement.

La fonction du transfert d'un filtre à cosinus surélevé est donnée par :

$$H_{RC}(f) = \begin{cases} 1 & 0 \leq |f| \leq \frac{1-\alpha}{2T_s} \\ \frac{1}{2} \left[1 + \cos \left(\frac{\pi [(2T_s |f|) - 1 + \alpha]}{2\alpha} \right) \right] & \frac{1-\alpha}{2T_s} < |f| \leq \frac{1+\alpha}{2T_s} \\ 0 & |f| > \frac{1+\alpha}{2T_s} \end{cases} \quad (3.18)$$

où α est le facteur d'affaiblissement, qui prend des valeurs entre 0 et 1.

On remarque l'avantage de ce filtre sur le critère de Nyquist d'après la figure 25 où il représente un amortissement très rapide au passage à zéro. A la fin de la chaîne de l'émetteur et au début de celle du récepteur on remarque qu'il existe deux filtres, ces filtres sont à réponse en cosinus carré. Ce filtre peut être réalisé en utilisant les filtres identiques $\sqrt{H_{RC}(f)}$ à l'émetteur et au récepteur, tout en fournissant un filtre adapté pour une performance optimale dans un canal à évanouissement.

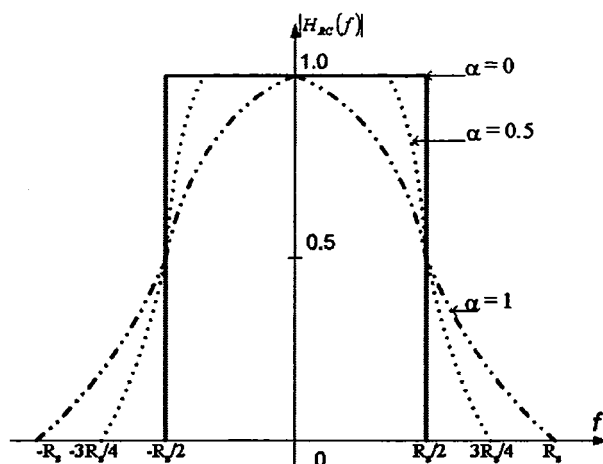


Figure 25 Amplitude de la fonction de transfert du filtre cosinus surélevé

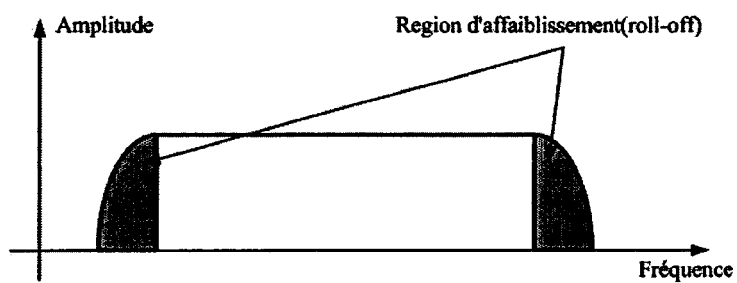


Figure 26 Technique de mise en forme en utilisant le filtre cosinus surélevé

3.5 Conclusion

Les modulations numériques, l'entrelacement, le codage et les techniques de mises en formes sont des techniques utilisables dans un système de communication sans fil à débit élevé. Dans ce chapitre, nous avons présenté brièvement ces techniques, leurs principes de fonctionnement, et leurs modes d'utilisation dans les systèmes de communications. Notre étude théorique de ce chapitre a été étayée par des courbes théoriques qui seront utilisées comme courbes de référence pour évaluer les résultats obtenus au chapitre 5.

CHAPITRE 4

LES CANAUX ET LEURS MODÈLES DANS UN SYSTÈME DE COMMUNICATIONS SANS FIL

Les communications numériques sans fil en milieu urbain ainsi que dans les édifices sont sujettes aux effets des trajets multiples. En effet, le signal mesuré à l'entrée du récepteur sans fil représente la somme des signaux qui ont traversé différents trajets durant leur propagation et qui arrivent au récepteur à un instant donné. Ce signal reçu est distorsionné par rapport au signal transmis et subit des variations d'amplitude importantes et aléatoires. Les évanouissements de l'amplitude du signal reçu peuvent atteindre des niveaux qui ramènent ce signal en dessous du seuil du récepteur et de ce fait désynchronisent le récepteur. L'évaluation des performances d'un système de communications sans fil requiert une étude détaillée du canal de communication. La connaissance du comportement du signal dans le canal de communication permet de concevoir un système de communication numérique, dans lequel on utilisera des techniques avancées de traitement du signal afin de corriger les distorsions du signal causées par les imperfections du canal. Ce chapitre débute par l'étude des différents paramètres du canal à trajets multiples qui affecteront le signal reçu, les différents types d'évanouissements et les modèles des canaux. Par la suite, les facteurs qui affectent la synchronisation du signal OFDM seront étudiés. Le rôle des symboles et fréquences pilotes dans l'estimation du canal sera décrit.

4.1 Représentation d'un signal passe-bande

En communications numériques, l'information en bande de base sert à moduler une porteuse sinusoïdale en haute fréquence ou en radiofréquence. Le signal ainsi modulé est caractérisé par une certaine largeur de bande donnée autour de la fréquence f_C de la porteuse. En général, ce signal passe-bande a une largeur de bande plus petite que f_C . La modulation et la démodulation du signal impliquent des translations en fréquence. Le comportement du signal dans le canal sera analysé ci-dessous en bande de base afin de rendre l'analyse indépendante de la fréquence de porteuse.

D'après (Doufexi, Armour, Butler, Nix, & Bull, 2001; Doufexi et al., 2002), si l'on considère un signal passe-bande $s(t)$ avec une fréquence porteuse égale à f_C , celui-ci peut être transformé en un signal de base sans perte d'information selon:

$$s(t) = A(t)e^{j[\omega_C t + \theta(t)]} \quad (4.1)$$

Où $A(t)$ est la module de $s(t)$ et $\theta(t)$ est la phase. La représentation trigonométrique du signal $s(t)$ est :

$$s(t) = a_I(t)\cos(2\pi f_C t) - a_Q(t)\sin(2\pi f_C t) \quad (4.2)$$

avec

$$\begin{aligned} a_I(t) &= A(t)\cos(\theta(t)) \\ a_Q(t) &= A(t)\sin(\theta(t)) \end{aligned} \quad (4.3)$$

$a_I(t)$ est la composante en phase et $a_Q(t)$ est la composante en quadrature du signal en bande de base. Une représentation polaire de $a(t)$ est souvent donnée par :

$$a(t) = A(t)e^{j\theta(t)} \quad (4.4)$$

$a(t) = a_I(t) + ja_Q(t)$ est l'enveloppe complexe en bande de base du signal $s(t)$. En général le signal occupe une largeur de bande B qui est étroite par rapport à la fréquence porteuse f_C . Le signal réel est symétrique et peut être exprimé de la façon suivante :

$$s(t) = \text{Re}\{a(t)e^{j2\pi f_C t}\} \quad (4.5)$$

Le modèle complexe en bande de base est utile pour étudier un système passe-bande. De plus, la réponse impulsionnelle d'un système passe-bande est identique à la réponse impulsionnelle d'un système équivalent en bande de base. Au niveau du spectre, celui du signal passe-bande est concentré autour de f_C tandis que le spectre du signal en bande de base est centré autour de la fréquence zéro. Dans les deux cas on obtient le même spectre.

4.2 Canal à trajets multiples

Dans le cas idéal d'un canal radio, le signal reçu est composé du signal transmis se propageant selon un seul trajet direct. A l'entrée du récepteur, le signal est une version atténuée et retardée du signal transmis il est donc possible de penser à une reconstruction parfaite du signal transmis. Dans un canal réel le cas change. Le signal se comporte durant la transmission comme nous montre la figure 28 qui est tirée de (Terry & Heiskala, 2002).



Figure 27 La propagation à travers un canal à trajets multiples

Le signal reçu dans un environnement intérieur se compose d'une combinaison des reproductions atténuées, reflétées, réfractées et diffractées du signal transmis. Ces composantes sont combinées en un seul signal à l'entrée du récepteur. De plus, le canal ajoute un bruit au signal et peut causer un décalage dans la fréquence de la porteuse si l'émetteur et le récepteur sont en mouvement.

Dans un système analogique comme la télédiffusion, l'effet du canal à trajets multiples se manifeste par un écho dans l'image de la télévision. Dans les systèmes numériques

cet effet cause de la distorsion et une diminution de la puissance du signal reçu résultant en une corruption de données. Afin de remédier à ce problème, le récepteur est muni de module de traitement numérique du signal qui implémente des algorithmes d'égalisation et de correction d'erreurs.

4.2.1 Délai d'étalement

Les signaux réfléchés arrivent en retard par rapport au signal direct en raison de la longueur supplémentaire des voies d'accès. Ceci provoque un temps d'arrivée différent pour l'impulsion transmise. Par définition, le délai d'étalement est le temps écoulé entre le premier et le dernier signal reçu au récepteur pour une réception par trajets multiples.

Dans un système numérique le délai d'étalement peut mener à des interférences entre symboles et ceci cause le chevauchement du symbole retardé par trajets multiples par rapport à d'autres symboles.

4.2.2 Décalage en fréquence Doppler

Quand la source et le récepteur se déplacent l'une par rapport à l'autre, la fréquence du signal reçue au récepteur n'est pas identique à celle de la source, on obtient donc un décalage fréquentiel (Poor & Wornell, 1998; Rappaport, 2002; Terry & Heiskala, 2002). La figure 28 illustre le déplacement d'un récepteur dans un bâtiment du point A au point B. La vitesse v de déplacement est de beaucoup inférieure à celle que l'on retrouve dans le cas d'applications extérieures où la vitesse de déplacement peut être beaucoup plus élevée surtout si le déplacement est celui d'une automobile.

La différence en distance entre les deux trajets parcourus entre la source et les points A et B est $L = d \cos(\theta) = v \Delta t \cos(\theta)$ où Δt est le temps requis pour se déplacer du point A

au point B, θ est l'angle du trajet avec l'axe horizontal. La phase change dans le signal reçu à cause de la différence de distance entre les deux trajets ce qui donne :

$$\Delta\varphi = \frac{2\pi L}{\lambda} = \frac{2\pi v \Delta t \cos(\theta)}{\lambda} \quad (4.6)$$

avec λ est la longueur d'onde, tel que $\lambda = \frac{C}{f_c}$, f_c est la fréquence de la porteuse et C est la vitesse de la lumière dans l'espace ($3 \cdot 10^8$ m/sec)

Ainsi le décalage en fréquence Doppler est donné par :

$$f_d = \frac{1}{2\pi} * \frac{\Delta\varphi}{\Delta t} = \frac{v}{\lambda} \cos(\theta) \quad (4.7)$$

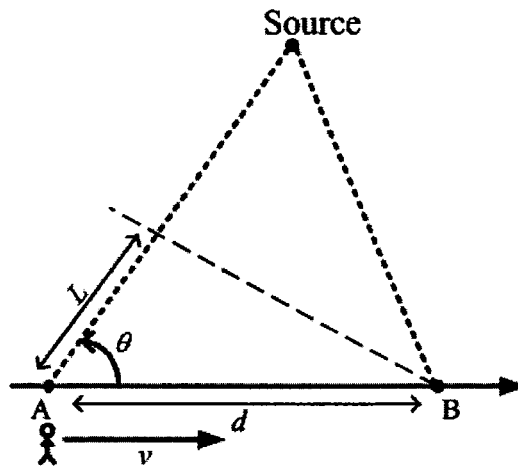


Figure 28 Graphique pour le calcul de l'effet Doppler

On remarque d'après l'équation (4.7) que la fréquence Doppler est proportionnelle à la vitesse du déplacement. De plus, si l'on se déplace dans la direction de l'arrivée de l'onde, le décalage Doppler est positif, donc la fréquence du signal reçu augmente ce qui donne un étalement du spectre du signal reçu. Quand on s'éloigne de la direction de l'arrivée de l'onde, la fréquence Doppler est négative, donc la fréquence du signal reçu diminue.

4.2.3 Réponse impulsionnelle d'un canal à trajets multiples

Les variations en petite échelle d'un signal radio mobile peuvent être directement reliées à la réponse impulsionnelle du canal. Si l'on a un mobile qui se déplace sur une ligne horizontale, après une distance D quelconque, on peut exprimer la réponse impulsionnelle en fonction de la position du récepteur (Poor & Wornell, 1998; Rappaport, 2002). Ceci nous permet d'écrire le signal reçu $r(t)$ à une distance D sous la forme du produit de la convolution de $s(t)$ par la réponse impulsionnelle $h(t)$ comme suit:

$$r(t) = h(t) * s(t) = \int_{-\infty}^{\infty} s(\tau) h(t - \tau) d\tau \quad (4.8)$$

En considérant le signal équivalent en bande de base, il est possible d'écrire :

$$b(t) = a(t) * h_b(t) \quad (4.9)$$

$$h(t) = \text{Ré}\{h_b(t)e^{j2\pi f_c t}\}$$

Où $h_b(t)$ est la réponse impulsionnelle en bande de base.

Après la discrétisation du délai dans le canal en N petits segments τ_i , ce dernier est représenté à l'instant « t » par des trajets multiples qui ont des gains réels positifs

$\{\alpha_i(t)\}$, des délais de propagation $\{\tau_i(t)\}$ et une phase arbitraire $\varphi_i(t)$ qui est générée de la propagation libre dans l'espace du $i^{\text{ème}}$ trajet multiple.

$$h_b(t) = \sum_{i=0}^{N-1} \alpha_i(t) e^{j\varphi_i(t)} \delta(t - \tau_i(t)) \quad (4.10)$$

Les paramètres α_i , τ_i et φ_i sont des fonctions qui varient aléatoirement dans le temps à cause du mouvement des personnes et de l'équipement dans et autour du bâtiment. D'après l'équation (4.10) et l'équation (4.1) le signal reçu $r(t)$, qui est une convolution dans le temps entre $s(t)$ et $h_b(t)$ est donné par :

$$r(t) = \sum_{i=0}^{N-1} \alpha_i(t) A(t - \tau_i) e^{j[\omega_c(t - \tau_i) + \theta + \varphi_i]} \quad (4.11)$$

Pour une variation à petite échelle le profil de puissance des délais à la sortie du canal est donné par :

$$(r(t))^2 = \sum_{i=0}^{N-1} \sum_{k=0}^{N-1} \alpha_i \alpha_k A(t - \tau_i) A(t - \tau_k) e^{j[\omega_c|\tau_k - \tau_i| + \varphi_i + \varphi_k]} \quad (4.12)$$

4.2.4 Paramètres du canal à trajets multiples

Il y a quatre paramètres qui sont utiles pour décrire les caractéristiques globales du canal par trajets multiples (Saleh & Valenzuela, 1987); (Poor & Wornell, 1998; Rappaport, 2002). Ils sont :

- le gain total du canal « G » qui est utile pour estimer la quantité du rapport signal sur bruit d'un système de communications;
- la valeur efficace du délai d'étalement « σ_τ » qui varie de quelques centaines de nano secondes pour des locaux intérieurs à plusieurs micro secondes pour des locaux extérieurs;
- la bande de cohérente « B_C » qui est une quantité dépendante de la valeur efficace du délai d'étalement;
- l'étalement Doppler « B_D » qui est la bande en fréquence dans laquelle le spectre Doppler est non nul.

4.3 Évanouissement

L'évanouissement est généré dans les systèmes de communications sans fil, à cause de la présence des canaux à trajets multiples. L'étude qui sera présentée dans les sections qui suivent, est destinée à des applications intérieures et parfois extérieures. L'évanouissement d'un tel système est un évanouissement à petite échelle et pas à grande échelle car il n'y a pas de grands obstacles ou des variations de canal de longue durée (une minute, heure ou plus). L'atténuation dépend donc de la relation entre les paramètres du signal transmis (largeur de bande du signal et durée d'un symbole) et les paramètres du canal (valeur efficace de délai et le délai d'étalement). La dispersion temporelle et la dispersion fréquentielle aboutissent à quatre types d'évanouissement dans un système de communications sans fil. Ces quatre types sont :

- évanouissement uniforme;
- évanouissement sélectif en fréquence;
- évanouissement rapide;
- évanouissement lent.

4.3.1 Effet du délai d'étalement

La dispersion temporelle causée par le canal à trajets multiples peut affecter le signal transmis suivant deux types d'évanouissement, et ces deux types se retrouvent dans les systèmes qui utilisent la technique de signalisation OFDM. Soit τ_{\max} le retard maximal parmi les différents trajets du canal, qui est appelé délai d'étalement. Prenons un signal composé de symboles émis avec une période de $T_s = \frac{1}{W_s}$ (W_s est la largeur de bande du signal).

Le signal transmis subit un évanouissement uniforme si:

$$T_s \gg \tau_{\max} \Rightarrow T_s \gg \sigma_r \quad (4.13)$$

et

$$W_s \ll B_C \quad (4.14)$$

où B_C est la bande de cohérence du canal. Dans ce cas, au niveau du canal, sa réponse impulsionnelle est plate dans le domaine fréquentiel ce qui donne la notation du canal à bande étroite. Au niveau du signal reçu, il varie en amplitude mais préserve le spectre. Au niveau du système global, premièrement, puisque la durée des symboles T_s est grande que τ_{\max} , ceci mène à une valeur très petite du rapport $\frac{\tau_{\max}}{T_s}$, donc les symboles sont reçus sans interférences. Deuxièmement les évanouissements sont profonds, ce qui demande l'augmentation de la puissance de transmission pour diminuer le rapport du taux d'erreur.

Le signal transmis subit un évanouissement sélectif en fréquence si :

$$W_s \ll B_C \quad (4.15)$$

et

$$T_s \ll \tau_{\max} \quad (4.16)$$

Dans ce cas le canal à trajets multiples présente une réponse fréquentielle comportant des creux et des bosses, dus aux échos et réflexions entre l'émetteur et le récepteur. Puisqu'un très grand débit impose une grande bande passante ce qui est le cas dans les systèmes d'OFDM et lorsque cette bande passante couvre une partie du spectre comportant des creux (dus aux trajets multiples), donc, certaines composantes spectrales seront affaiblies. On a donc une perte totale de l'information pour la fréquence correspondante. Le canal est alors dit "sélectif" en fréquence. Le signal reçu est une

version multiple des signaux atténués et retardés dans le temps. L'évanouissement sélectif en fréquence est dû à la dispersion temporelle du symbole transmis dans les canaux. Ainsi le canal introduit des interférences entre symboles, ce qui veut dire que le rapport $\frac{\tau_{\max}}{T_s}$ est assez grand, donc les symboles interfèrent entre eux.

4.3.2 Effet d'étalement Doppler

L'étalement Doppler affecte le signal suivant deux types d'évanouissement (Poor & Wornell, 1998). Premièrement le signal reçu subit un évanouissement rapide quand la réponse impulsionnelle du canal varie rapidement dans une durée de symbole T_s . Ce qui veut dire que le temps de cohérence du canal est plus petit que la période du symbole transmis. Ceci mène à une distorsion dans le signal reçu à cause de la dispersion fréquentielle qui est causée par l'étalement Doppler. Donc dans ce cas on a :

$$T_s \succ T_c \quad (4.17)$$

et

$$W_s \prec B_D \quad (4.18)$$

Ce type d'évanouissement est souvent rencontré dans des systèmes de communications à bas débit et qui ne seront pas considérés dans ce mémoire.

L'autre type d'évanouissement, est l'évanouissement lent ou évanouissement à longue période. Le signal transmis subit cet évanouissement si :

$$T_s \prec\prec T_c \quad (4.19)$$

et

$$W_s \succ\prec B_D \quad (4.20)$$

Dans ce cas le signal reçu subit des salves d'erreurs, d'où l'importance d'utiliser un entrelacement pour traiter ce genre d'erreur.

4.4 Affaiblissement de propagation

Il est difficile de calculer l'affaiblissement de propagation pour un environnement intérieur. Le chemin entre le récepteur et l'émetteur est habituellement bloqué par des murs, des plafonds et d'autres obstacles. Selon la construction de bâtiments et leur disposition, le signal se propage habituellement le long des couloirs et dans d'autres espaces ouverts. Dans certains cas, les signaux transmis peuvent avoir un LOS vers le récepteur. Les exemples de LOS des espaces d'intérieur sont, les entrepôts, les planchers d'usine, les salles, et les stades fermés. Toutefois dans la plupart des cas le trajet du signal est obstrué (Zollinger, 1988).

On démontre que dans le cas où l'émetteur et le récepteur sont situés sur le même étage, l'approche de Keenan-Motley donne des résultats précis. L'affaiblissement de propagation A_P (dB) est donné par :

$$A_P(d) = A_{el}(d) + N_w A_w \quad (4.21)$$

où A_{el} (dB) est l'affaiblissement en espace libre c'est à dire pour des antennes isotropiques, d est une distance quelconque entre l'émetteur et le récepteur, tandis que N_w est le nombre de murs qui sont pénétrés. Pour une distance maximale d_m parcourus par le signal entre l'émetteur et le récepteur, l'affaiblissement en espace libre est donné par :

$$A_{el}(d_m) = 32.4 + 20 \log_{10}(f_{GHz}) + 20 \log_{10}(d_m) \quad (4.22)$$

Ce résultat peut être simplifié si l'affaiblissement causé par les murs est une fonction linéaire. Ceci donne :

$$A_P(d) = A_{el}(d) + \beta d \quad (4.23)$$

Où β est une constante bornée entre les valeurs 0.2 et 1 dB/m. Si l'émetteur et le récepteur sont séparées par un ou plusieurs étages, la valeur de l'affaiblissement de propagation est A_p sera donnée par:

$$A_p(d) = A_{el}(1m) + 10N \log_{10}(d) + FAE \quad (4.24)$$

Où FAE est le facteur d'atténuation d'étage dont la valeur dépend du nombre d'étages pénétrés N .

4.5 Les modèles des canaux

Une onde radio transmise subit le processus de transformation décrit précédemment pour l'environnement d'intérieur. Elle atteint l'antenne de réception selon plus d'un trajet, ce qui génère les trajets multiples. Les variations dans un bâtiment, où il n'y a aucun trajet direct ou dominant entre le récepteur et émetteur se rapproche d'une distribution de Rayleigh.

Une fonction de distribution de Rayleigh décrit un processus où un grand nombre de rayons incidents s'ajoutent aléatoirement en ce qui concerne l'amplitude et le temps. Dans la distribution de Rayleigh, l'enveloppe complexe du signal reçu dans le cas de l'évanouissement à petite échelle a une fonction de la densité de probabilité dont la forme est la suivante (Proakis, 2001):

$$P(a) = \begin{cases} \frac{a}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{a^2}{2\sigma^2}\right), & 0 \leq a \leq \infty \\ 0 & a < 0 \end{cases} \quad (4.25)$$

où σ est la valeur efficace du délai d'étalement et σ^2 est la puissance moyenne du signal reçu avant la détection de l'enveloppe. La fonction de répartition $P(a)$ donne la

probabilité que l'enveloppe du signal ne dépasse pas une valeur donnée R . dans ce cas $P(a)$ est donnée par la forme suivante :

$$P(a) = P(a \leq R) = 1 - e^{-\left(\frac{R^2}{2\sigma^2}\right)} \quad (4. 26)$$

La puissance moyenne est donnée par :

$$\overline{a^2} = E[a^2] = 2\sigma^2 \quad (4. 27)$$

Le canal de Rayleigh est normalisé si : $\overline{a^2} = 1$ ce qui donne que $\sigma^2 = 0.5$.

Pour les récepteurs qui ont un trajet direct à partir de l'émetteur, la distribution obéit à la loi de Rice. Une distribution de Rice est semblable à une fonction de densité de probabilité de Rayleigh sauf qu'une fonction de densité de probabilité de Rice contient une composante dominante élevée. Habituellement la composante dominante est la ligne de vue directe. Dans la distribution de Rice, L'enveloppe complexe du signal reçu dans l'évanouissement à petite échelle a une fonction de la densité de probabilité de la forme suivante :

$$P(a) = \begin{cases} \frac{a}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{(a^2 + A^2)}{2\sigma^2}\right) I_0\left(\frac{Aa}{\sigma^2}\right), & a \geq 0, A \geq 0 \\ 0 & a < 0 \end{cases} \quad (4. 28)$$

où A est l'amplitude du signal dominant et $I_0(.)$ est la fonction de Bessel modifiée d'ordre 0 et de première espèce. La distribution de Rice devient une distribution de Rayleigh lorsque le trajet dominant s'évanouit très loin du récepteur. Ceci est caractérisé par un paramètre d'évanouissement k qui est égal au rapport de la puissance du signal dominant à la puissance moyenne du signal reçu.

$$k = \frac{A^2}{2\sigma^2} \quad (4. 29)$$

l'expression de k en dB devient :

$$k(\text{dB}) = 10 * \log_{10} \left(\frac{A^2}{2\sigma^2} \right) \text{ dB} \quad (4.30)$$

Avec le paramètre k on peut mesurer l'importance de l'évanouissement. Si l'amplitude du trajet dominant diminue la distribution de Rice se transforme en distribution de Rayleigh.

Il existe des modèles de canaux diffusés par l'institut européen pour les normes de télécommunications (ETSI) et qui sont utilisés pour les simulations HIPERLAN/2. Ces modèles seront utilisés pour simuler le système basé sur la norme IEEE 802.11a. Vu qu'il n'existe pas des modèles équivalents pour la norme IEEE802.11a et que HIPERLAN/2 et IEEE 802.11a sont équivalents avec une différence au niveau de la couche de contrôle d'accès au support (Jonas, 1998). On remarque que, pour réduire le nombre de trajets requis, l'espacement de temps est non uniforme. Cinq modèles ont été conçus pour simuler, en utilisant le canal de Rayleigh dans le cas où $k = 0$ et le canal de Rice dans le $k = 10$ comme nous l'indiquent les tableaux IX, X et XI. Le tableau IX d'après (Doufexi et al., 2001; Doufexi et al., 2002) résume les différents modèles des canaux qui sont spécifiés pour le standard IEEE802.11a et HIPERLAN/2. Le modèle A dans le tableau X correspond à un environnement typique de bureau en absence du signal dominant avec une valeur efficace moyenne (rms) du délai d'étalement égale à 50 ns. Le modèle D qui est illustré dans le tableau XI est conçu pour un trajet dominant dans un environnement intérieur du grand espace ou pour un environnement extérieur.

Tableau IX

Modèles des différents canaux utilisés par ETSI

Modèle	Valeur efficace d'étalement (ns)	Distribution	Environnement
A	50	Rayleigh	Bureau avec NLOS
B	100	Rayleigh	Grand espace et bureau NLOS
C	150	Rayleigh	Grand espace ouvert NLOS
D	140	Rice	Grand espace ouvert LOS
E	250	Rayleigh	Grand espace ouvert NLOS

Tableau X

Modèle A, avec une rms du délai d'étalement égale à 50 ns

Numéro du trajet	Délai (ns)	Puissance (dB)	Paramètre de Rice k
1	0	0.0	0
2	10	-0.9	0
3	20	-1.7	0
4	30	-2.6	0
5	40	-3.5	0
6	50	-4.3	0
7	60	-5.2	0
8	70	-6.1	0
9	80	-6.9	0
10	90	-7.8	0
11	110	-4.7	0
12	140	-7.3	0
13	170	-9.9	0
14	200	-12.5	0
15	240	-13.7	0
16	290	-18.0	0
17	340	-22.4	0
18	390	-26.7	0

Tableau XI

Modèle D, avec une rms du délai d'étalement égale à 140 ns

Numéro du trajet	Délai (ns)	Puissance (dB)	Paramètre de Rice k
1	0	0.0	10
2	10	-10.0	0
3	20	-10.3	0
4	30	-10.6	0
5	50	-6.4	0
6	80	-7.2	0
7	110	-8.1	0
8	140	-9.0	0
9	180	-7.9	0
10	230	-9.4	0
11	280	-10.8	0
12	330	-12.3	0
13	400	-11.7	0
14	490	-14.3	0
15	600	-15.8	0
16	730	-19.6	0
17	880	-22.7	0
18	1050	-27.6	0

4.6 Résultats de mesures d'après le standard de IEEE802.11a

L'intérêt suscité par l'OFDM pour l'application à des réseaux sans fil a été la source de plusieurs études effectuées par des compagnies et des groupes de recherche universitaires au cours de ces dernières années. Malgré cela, il est rare de trouver des mesures pour des environnements extérieurs et pour des environnements intérieurs de grands espaces qui sont essentielles pour établir les caractéristiques pour ce type d'environnement.

Une étude a été faite (Doufexi et al., 2002), en se basant sur les données du tableau IX dans leurs simulations. Cette étude mesure la performance de IEEE802.11a en utilisant

un canal de Rayleigh et un canal de Rice. Les mesures de la performance dans les simulations sont le taux d'erreur par paquet et le taux d'erreur par bit. Les figures 29 et 30 (Doufexi et al., 2002), illustrent ces résultats que nous utiliserons comme référence de comparaison pour les graphiques obtenus par les simulations.

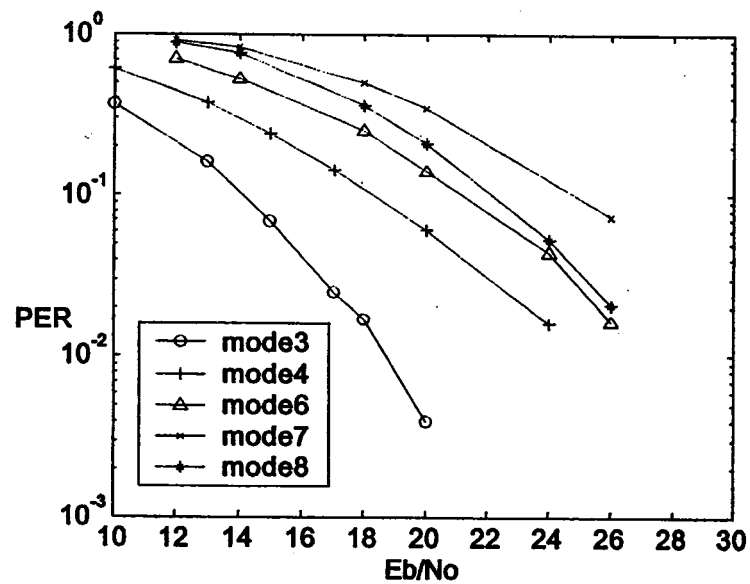


Figure 29 Erreur par paquet (PER), en fonction de E_b/N_0 en présence du canal utilisant les paramètres du modèle A pour les modes 3,4,6,7 et 8 (Tableau III, chapitre 2)

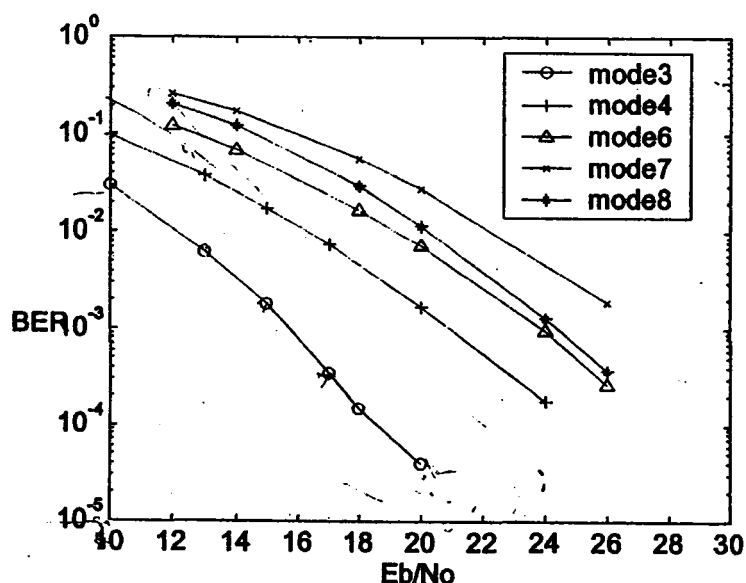


Figure 30 Erreur par bit (BER) en fonction de E_b/N_0 en présence du canal utilisant les paramètres du modèle A pour les modes 3,4,6,7 et 8 (Tableau III, chapitre 2)

Les mesures obtenues diffèrent d'un bureau à un autre (Radi, Fiacco, Parks, & Saunders, 1998; Van Nee, 1999). Pour chaque type de bureau, il y a plusieurs facteurs qui affectent le signal et la mesure, comme le volume de la salle, le nombre de meubles, la nature des murs, le nombre des personnes dans la place, la position de l'émetteur et du récepteur, etc. On remarque que lorsque la surface augmente, le délai d'étalement augmente, ce qui affecte la valeur efficace du délai d'étalement, qui augmentera à son tour. Le tableau XII d'après (Jonas, 1998) nous montre des valeurs efficaces de délai mesuré dans une différente liens internes et externes dans le cas où il y un chemin direct et sans chemin direct. Dans le cas où la valeur efficace de délai est plus grande ou égale à 100 nano secondes, cette valeur efficace peut être utilisée pour des applications externes. Une mesure a été faite dans une usine de voitures de $130 \times 100 \text{ m}^2$ et donne un délai d'étalement de 460 ns ce qui correspond a une valeur efficace de délai d'étalement de 100 nano secondes (Plattner, Prediger, & Herzig, 1993).

Tableau XII

Valeurs efficaces du délai d'étalement mesurées dans différents liens

	LOS			NLOS				
	Dist. < 10m		10m <dist.< 100m	Dist. < 10m	10m <dist.< 30m		Dist.< 100m	
Réf.	Moy	Max	Moy	Moy	Moy	Max.	Moy	Max.
(Plattner et al., 1993)					40			
(Nobles, Ashworth, & Halsall, 1993)	15			2.2	59			
(Devasirvatham , Banerjee, Krain, & Rappaport, 1990)							50	130
(Airs, 1996; Street, Moss, Edwards, & Mehler, 1995)	16	11						
(Barbot, Larzabal, & Levy, 1997; Guerin, Guo, & Barton, 1997)					25	50-60		
(Janssen & Prasad, 1992)			24					

4.7 Synchronisation

4.7.1 Introduction

La synchronisation de la porteuse et des symboles est au cœur du fonctionnement d'un récepteur numérique. Les performances des circuits de synchronisation dépendent en général des facteurs suivants : le rapport signal sur bruit à l'entrée du démodulateur, le bruit de phase de l'oscillateur local au récepteur et la jigue de phase du générateur d'horloge. La susceptibilité du récepteur à ces facteurs dépend principalement du type de signalisation de la largeur de bande du spectre et de la modulation.

Avant que le récepteur commence à démoduler le symbole OFDM, il doit accomplir les tâches de synchronisation et réduire au minimum les effets d'interférence entre sous-porteuses et inter-symboles. Il faut donc déterminer d'abord les débuts et les fins de chaque symbole avec les instants optimaux de synchronisation. Puis estimer et corriger le décalage de la fréquence porteuse du signal reçu, par rapport à sa valeur idéale.

Pour éviter l'interférence entre sous porteuses, comme on l'a déjà vu dans le deuxième chapitre, les sous-porteuses doivent être parfaitement orthogonales. Dans le cas, d'un système à une seule porteuse, le bruit de phase et le décalage de fréquence causent une dégradation dans le rapport puissance du signal sur bruit, mais n'introduisent pas d'ISI, ce qui n'est pas le cas dans le système OFDM. C'est la raison pour laquelle la sensibilité au bruit de phase et le décalage de fréquence sont souvent mentionnés comme étant des désavantages des systèmes utilisant la technique d'OFDM par rapport aux systèmes à porteuse simple.

4.7.2 Sensibilité au bruit de phase

Le bruit de phase est provoqué par les imperfections des oscillateurs de l'émetteur et du récepteur. Le problème de bruit de phase dans un système OFDM a fait l'objet de plusieurs études (Hanzo, Webb, & Keller, 2000; Nee & Prasad, 2000; Terry & Heiskala, 2002). La densité spectrale de puissance d'un signal d'oscillateur avec bruit de phase peut être représentée par le spectre de Lorentz. Ce dernier est égal à l'amplitude au carré d'un filtre passe-bas du premier ordre.

$$S_s(f) = \frac{2/\pi f_L}{1 + f^2/f_L^2} \quad (4.31)$$

Où f_L est la fréquence correspondant à une atténuation de 3 dB de la largeur de la raie de l'oscillateur. En pratique, on ne mesure que des spectres qui sont symétriques par rapport à la fréquence f_C .

Par conséquent, le spectre normalisé bilatéral du bruit de phase est donné par:

$$S_d(f) = \frac{1/\pi f_L}{1 + |f - f_C|^2/f_L^2} \quad (4.32)$$

Le bruit de phase a deux effets :

- 1) Le premier effet est l'introduction d'une variation de phase aléatoire qui est commune à toutes les sous-porteuses. Si la largeur de bande d'un oscillateur est beaucoup plus petite que le débit de symboles OFDM, ce qui est souvent le cas, l'erreur de phase commune est alors fortement corrélée d'un symbole à l'autre. Différentes techniques peuvent être employées pour réduire au minimum les effets de l'erreur de phase commune (Nee & Prasad, 2000).
- 2) Le second effet est le bruit de phase qui affecte plus sérieusement le système OFDM car les sous porteuses ne sont plus exactement espacées de $1/T$ dans le domaine de la fréquence ce qui introduit l'ICI.

4.7.3 Sensibilité au décalage de fréquence

Le décalage de fréquence est créé par différentes causes. Parmi ces causes on peut citer la performance des oscillateurs de l'émetteur et du récepteur, l'effet Doppler et le bruit de phase généré par les canaux de transmission non linéaires.

Le décalage de fréquence mène à des effets destructifs dans les systèmes d'OFDM. Parmi ces effets on remarque deux qui sont intéressants. Premièrement, la réduction de l'amplitude du signal car le décalage de fréquence décale la fonction sinus-cardinal qui forme le spectre du symbole OFDM, ce qui ne mène pas à échantillonner chaque sinus-cardinal au maximum.

Deuxièmement, le décalage de phase ou fréquence introduit des ICI. Le décalage de fréquence affecte l'orthogonalité des sous porteuses dans l'intervalle de la FFT (perte d'orthogonalité), ceci crée des ICI. La dégradation de BER causée par la présence de la fréquence de décalage et du bruit de phase dans un canal additif à bruit blanc gaussien (AWGN) a été évaluée dans (Pollet, Van Bladel, & Moeneclaey, 1995). On conclut que les systèmes à porteuses multiples sont plus sensibles que les systèmes à une seule porteuse. La fréquence de décalage normalisée par l'espacement entre sous porteuse (qui est égale $1/T_S = 1/NT_U = B/N$) est donnée par :

$$f_{nor} = \frac{f_{déca}}{\left(\frac{1}{NT_U}\right)} = f_{déca} NT_U \quad (4.33)$$

où N est le nombre des sous-porteuses dans un symbole OFDM, et T_U est la durée d'un symbole numérique.

La dégradation $D_{dégra}$ en fonction du rapport signal sur bruit SNR (en dB) est donnée par :

$$D_{dégra} \cong \frac{10}{3 \ln(10)} (\pi f_{norm})^2 \frac{E_s}{N_0} = \frac{10}{3 \ln(10)} (\pi f_{déca} N T_U)^2 \frac{E_s}{N_0} \quad (4.34)$$

D'après l'équation (4.34) on remarque que si l'on fixe la fréquence de décalage et la durée du symbole numérique T_U , la dégradation augmente en fonction du nombre des sous-porteuses au carré. Ceci est l'un des désavantages des systèmes OFDM qui apparaît lorsqu'on augmente le nombre des sous-porteuses. Pour éviter une grave dégradation, il faut donc avoir une bonne synchronisation en fréquence.

4.7.4 Sensibilité au décalage de temps

Le décalage dans le temps est causé par la propagation du signal à travers le canal à trajets multiples. Le symbole OFDM est plus robuste au décalage dans le temps s'il varie dans un intervalle de temps égale à l'intervalle de temps de garde d'un symbole OFDM sans introduire des ICI ou des ISI. La tâche de la synchronisation dans le temps dans un symbole OFDM est de réduire au minimum la quantité d'ISI et ICI. Si le délai d'étalement est plus grand que le temps de garde ceci cause l'ICI dans le signal retardé et l'ISI avec le symbole précédent, c'est à dire que la période de la FFT ne contient pas maintenant des régions plates, ceci cause l'erreur temporelle. On remarque que lorsque n'importe quel décalage dans le temps est introduit, la sensibilité au délai d'étalement augmente. Pour minimiser la perte de la robustesse contre le délai d'étalement, le système doit être conçu pour des erreurs temporelles plus petites que le temps de garde. De plus, d'après (Pollet et al., 1995), l'erreur due à la fréquence d'échantillonnage ou au décalage de fréquence peut causer un décalage dans le temps.

Avant de terminer la partie de synchronisation, il faut noter que pour faire face aux problèmes de synchronisation, il faut utiliser des méthodes qui synchronisent le système et corrigent tout décalage possible. Leurs considérations dépassent le cadre de ce travail et le système qui a été simulé suppose une synchronisation parfaite.

4.8 Estimation du canal

Dans le système OFDM, considéré dans cet ouvrage, les bits d'informations sont modulés en QPSK ou en MQAM. Pour estimer les bits au récepteur, il faut connaître à l'avance l'amplitude et la phase de chaque point de la constellation. Chaque sous-porteuse qui arrive au récepteur n'a pas la phase et l'amplitude qu'elle avait à l'émetteur. La phase et l'amplitude de la constellation sont modifiées à cause du décalage de fréquence, décalage dans le temps, et de l'évanouissement sélectif. Pour faire face à ces variations de phases et amplitudes inconnues, il existe deux approches différentes. La modulation différentielle et la démodulation cohérente. La détection différentielle est moins compliquée au récepteur que celle de la détection cohérente. Elle est souvent utilisée dans les systèmes de communications sans fil. Dans cette technique, l'information est codée dans la différence entre deux symboles consécutifs et il n'est pas nécessaire de connaître des valeurs de références pour déterminer l'amplitude et la phase. Dans la détection cohérente, l'amplitude et la phase sont estimés pour avoir la meilleure région de décision dans la constellation pour chaque sous-porteuse. En utilisant cette méthode il faut faire face à deux problèmes. Premièrement, comment il faut transmettre les valeurs des références, que l'on nomme pilote. Deuxièmement, la réalisation d'un estimateur à la réception avec une bonne performance et moins de complexité.

En plus la méthode de la détection cohérente est plus avantageuse à cause de la minimisation du SNR dans la courbe d'erreur de la figure 21 et 22 du chapitre 3 où on a pour une erreur de 10^{-3} la différence en SNR entre BPSK et DPBSK est de 3 dB.

4.8.1 Modulation différentielle

Dans la modulation différentielle on utilise à la réception, la détection différentielle. Un bloc pour la détection est ajouté au récepteur avant la démodulation MQAM ou QPSK, comme le montre la figure 31.

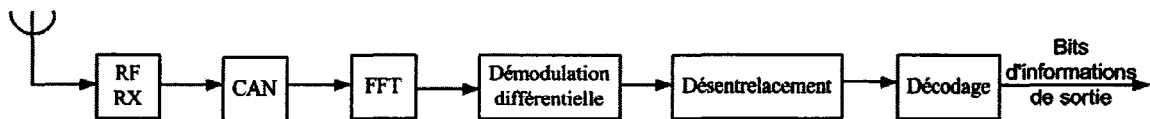


Figure 31 Diagramme bloc du récepteur OFDM avec détection différentielle

Dans la détection différentielle on a besoin des valeurs des références, et aussi d'appliquer des méthodes pour estimer le canal. Dans ce cas, on peut appliquer deux méthodes seulement la détection différentielle dans le domaine du temps et dans le domaine de la fréquence.

4.8.1.1 Détection différentielle dans le domaine du temps

La détection différentielle dans le domaine du temps consiste à comparer chaque symbole numérique de chaque sous-porteuse du symbole OFDM présent, au symbole numérique de la même sous-porteuse du symbole OFDM précédent, tel qu'illustré par la figure 33. Pour que la détection différentielle soit possible, il faut ajouter un codage différentiel à l'émetteur avant la modulation numérique. D'après (Nee & Prasad, 2000), pour un PSK, les phases différentielles codées sont :

$$\phi_{ij} = \sum_{k=0}^j \varphi_{jk} \bmod(2\pi) \quad (4.35)$$

où i et k sont les numéros du symbole OFDM, j est le numéro de sous-porteuses, et φ_{jk} la phase initiale du signal PSK.

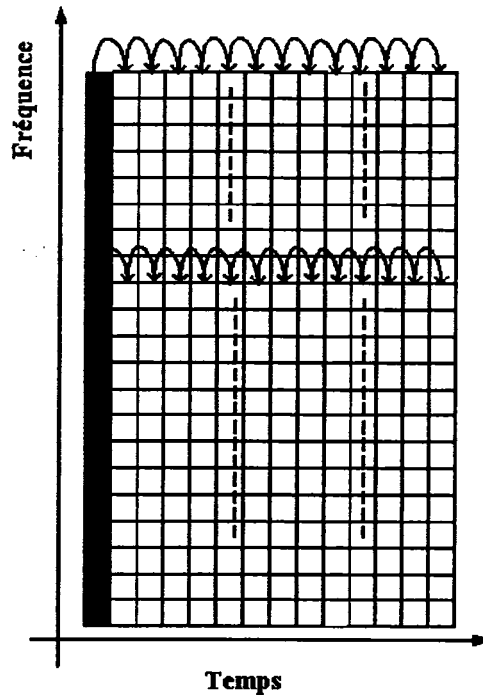


Figure 32 Détection différentielle dans le domaine temporel

4.8.1.2 Détection différentielle dans le domaine de la fréquence

La détection différentielle dans le domaine de la fréquence consiste à comparer chaque sous-porteuse à la sous-porteuse précédente dans le même symbole d'OFDM, tel qu'illustré dans la figure 33. Pour que la détection différentielle soit possible, il faut ajouter un codage différentiel à l'émetteur avant la modulation numérique. D'après (Nee & Prasad, 2000), pour une modulation PSK, les phases différentielles codées sont :

$$\phi_{ij} = \sum_{k=0}^j \varphi_{jk} \bmod(2\pi) \quad (4.36)$$

où i et k sont les numéros des sous-porteuses dans un symbole OFDM, j est le numéro de symbole OFDM, et ϕ_{jk} la phase initiale du signal PSK.

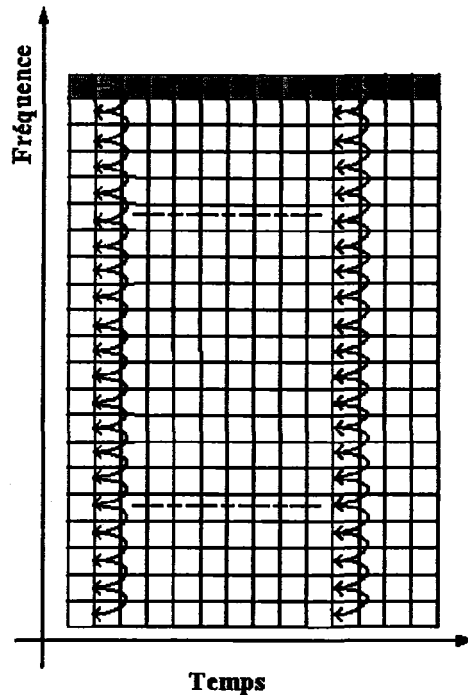


Figure 33 Détection différentielle dans le domaine fréquentielle

4.8.2 Les pilotes

Dans l'estimation du canal en général on utilise des pilotes comme références. Les pilotes d'informations doivent être transmis régulièrement pour atténuer l'erreur de propagation. Dans le système d'OFDM le concept des pilotes est d'envoyer des symboles numériques connus sur des sous-porteuse à des instants prédéfinis.

L'insertion des pilotes se fait d'après les critères suivants. Premièrement, il faut choisir quelle modulation numérique doit être utilisée pour envoyer des pilotes quand on connaît à l'avance leurs valeurs. Deuxièmement, il faut savoir comment envoyer les pilotes dans un symbole OFDM. Pour ceci, la figure 34 illustre trois emplacements possibles des pilotes suivant l'axe de temps et l'axe de fréquence.

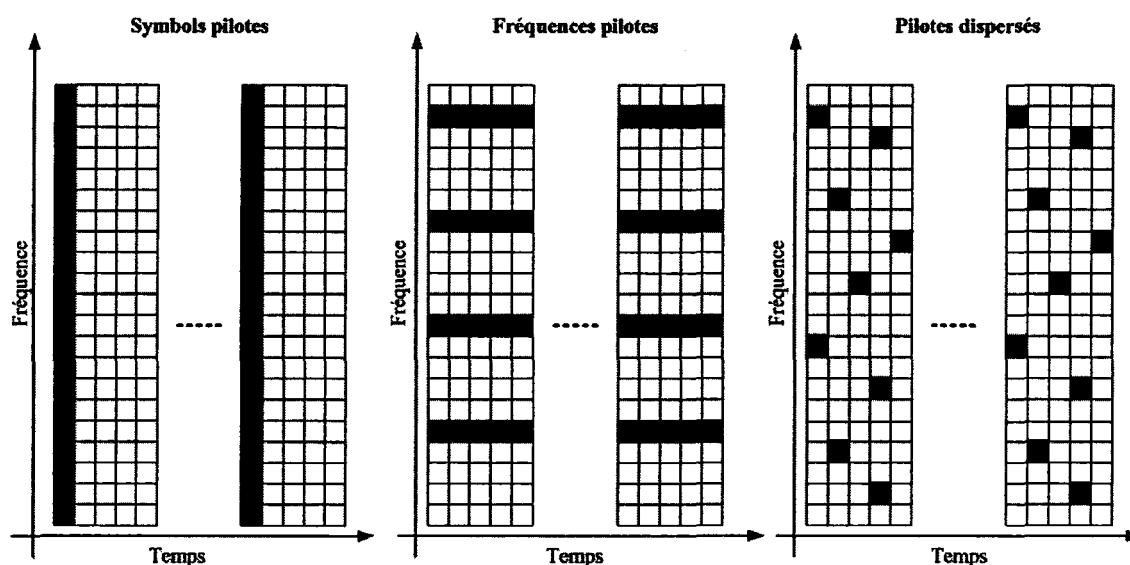


Figure 34 Positions des pilotes de références dans le domaine du temps et de la fréquence

Les symboles pilotes forment une trame de symboles numériques connus. Les symboles pilotes donnent une évaluation du canal à tous les sous-canaux (sous-porteuses). Cette estimation sera réservée jusqu'à ce que le second symbole de pilote soit transmis. Les fréquences pilotes utilisent certaines sous-porteuses dans le symbole OFDM pour transmettre des informations connues. Dans le cas de pilotes dispersés, les informations connues sont dispersées dans le domaine du temps et de la fréquence. Ceci exige une interpolation dans le domaine temporelle et dans celui de la fréquence.

4.8.3 Détection cohérente

La démodulation cohérente ou la détection cohérente est illustrée par la figure 35. Cette figure montre les blocs utilisés dans un récepteur cohérent d'OFDM. On sait que le FFT est utilisée pour démoduler les N sous-porteuses dans un symbole OFDM. A la sortie on obtient les N valeurs complexes qui représentent les symboles numériques qui ont été modulés par le modulateur MQAM ou QPSK. Ces symboles numériques contiennent des phases aléatoires décalées et des variations d'amplitudes provoquées par le canal à trajets multiples, par les oscillateurs et le décalage du temps. Le rôle de la technique d'estimation du canal c'est de calculer les phases et amplitudes de toutes les sous-porteuses, pour faciliter au démodulateur MQAM ou QPSK la tâche de générer les bons bits.

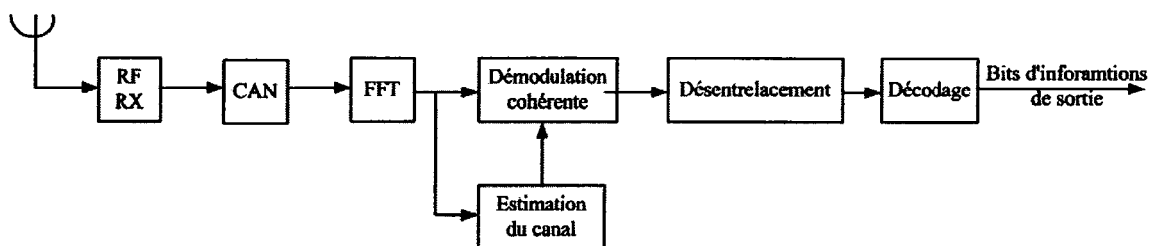


Figure 35 Diagramme bloc du récepteur OFDM avec détection cohérente

Il existe plusieurs méthodes pour l'estimation du canal. Parmi ces méthodes on a l'estimation du canal à deux dimensions, et l'estimation du canal à une seule dimension. Ces méthodes sont utilisées dans des systèmes à transmission continue comme les systèmes de radiodiffusion numérique et la diffusion vidéo numérique. En effet ces méthodes utilisent des pilotes dispersés sur plusieurs symboles OFDM, ce qui introduit des délais sur plusieurs symboles avant que le premier symbole soit estimé. Ce genre de délai est indésirable dans la transmission par paquet. La technique utilisée dans ce cas exige d'envoyer des symboles pilotes après chaque paquet transmis.

Pour l'estimation du canal dans des systèmes de transmission par paquets, l'approche la plus appropriée est l'utilisation d'un ou plusieurs symboles connus au début de chaque paquet (symboles pilotes) puis après l'utilisation des fréquences pilotes. Les symboles connus utilisés au début de chaque paquet sont utilisés pour l'estimation du canal et pour le décalage de fréquence.

Les fréquences pilotes sont utilisées dans les systèmes de réseaux sans fils, tel que défini par le standard IEEE802.11a. Ceci permet de rendre la détection cohérente robuste contre le bruit de phase et le décalage en fréquence. D'après IEEE 802.11a les fréquences pilotes utilisées sont modulées en BPSK par une séquence binaire pseudo-aléatoire pour éviter la génération des raies spectrales. La seule chose qui reste à déterminer dans l'estimation du canal pour les systèmes des réseaux sans fils est le nombre de symboles pilotes pour chaque paquet. Deux symboles pilotes sont utilisés pour estimer le canal et la fréquence de décalage et quatre fréquences pilotes dans chaque symbole OFDM. Chaque sous-porteuse qui est à bande étroite (312.5 KHz), subit un évanouissement plat et peut être écrit sous la forme suivante :

$$S(n) = H(n)d(n) + N(n) \quad (4. 37)$$

où $S(n)$ est la sous-porteuse reçue, $H(n)$ est la réponse impulsionnelle du canal, $d(n)$ est la donnée transmise et $N(n)$ est le bruit. L'estimation du canal $H(n)$ est donnée par la formule suivante :

$$\hat{H}(n) = \frac{S(n)}{d(n)} \quad (4. 38)$$

4.9 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté un aperçu général du modèle des canaux à trajets multiples avec leurs problèmes tels que la synchronisation, et l'estimation du canal. De plus, nous avons inclus des études spécifiques sur certaines applications de la transmission numérique à l'intérieur des bâtiments et des locaux à plusieurs espaces fermés. Nous avons pris en considération dans notre étude l'utilisation de la norme IEEE802.11a dans les canaux à trajets multiples et les problèmes à affronter en utilisant ce standard. Nos études aussi ont été appuyées par des tableaux appropriés et des courbes donnant le BER en fonction du canal à trajets multiples. Ces courbes nous serviront de référence pour bien comparer les résultats obtenus au chapitre 5 afin de valider le simulateur et d'évaluer les performances.

CHAPITRE 5

CONCEPTION DU SIMULATEUR OFDM ET RÉSULTATS

La conception matérielle d'un système de communication complexe, tel un système OFDM nécessite d'établir les valeurs et le choix des paramètres du système. Cet exercice n'est pas trivial et de plus il requiert des outils de simulation et de calcul assez précis et capable de produire des résultats dans un laps de temps raisonnable.

Il existe commercialement, plusieurs logiciels de simulation pour les systèmes de communication. Ces logiciels sont de type générique c'est à dire, ils présentent à l'utilisateur les blocs de base que l'on retrouve dans les systèmes de communications. La conception d'un simulateur pour un système spécifique consiste à assembler les blocs de base d'après l'architecture envisagée. Malgré l'apparence simpliste de cette approche, elle représente plusieurs défis. Les boucles de contre-réaction, que l'on trouve dans les récepteurs, demandent beaucoup de précision afin d'ajuster leur fonctionnement. Les simulations des fonctions analogiques en contre-réaction tels les boucles de recouvrement de porteuse et de phase représentent une difficulté additionnelle. Ces fonctions qui représentent des variations très lentes nécessitent un temps de calcul très long qui rend la simulation de ces fonctions au-delà du domaine pratique. Pour ces raisons, certaines fonctions seront considérées idéales dans un simulateur.

L'objectif dans ce chapitre est de démontrer les étapes suivies dans la conception d'un simulateur OFDM, la validation et par la suite les résultats obtenus.

5.1 Modélisation et validation de l'émetteur d'un système OFDM

Le diagramme bloc théorique d'un système OFDM a été exposé au chapitre 2. Il a été démontré mathématiquement que le spectre de tels systèmes OFDM est généré à partir de plusieurs sinus cardinaux espacés de $1/T_S$ (T_S , est la durée du symbole OFDM sans l'addition du temps de garde). Pour valider et vérifier cette théorie, un émetteur simple, capable de transmettre un signal OFDM a été modélisé. La validation de cet émetteur est faite en comparant le spectre obtenu à valeur théorique.

Réaliser un système à l'aide des blocs est relativement aisé, toutefois le choix de blocs réels et leurs paramétrage peut être assez complexe. La figure 36 illustre un émetteur de base d'un système OFDM utilisant des blocs réels. Le tableau XIII présente l'équivalent de ces blocs réels dans le logiciel Simulink du Matlab.

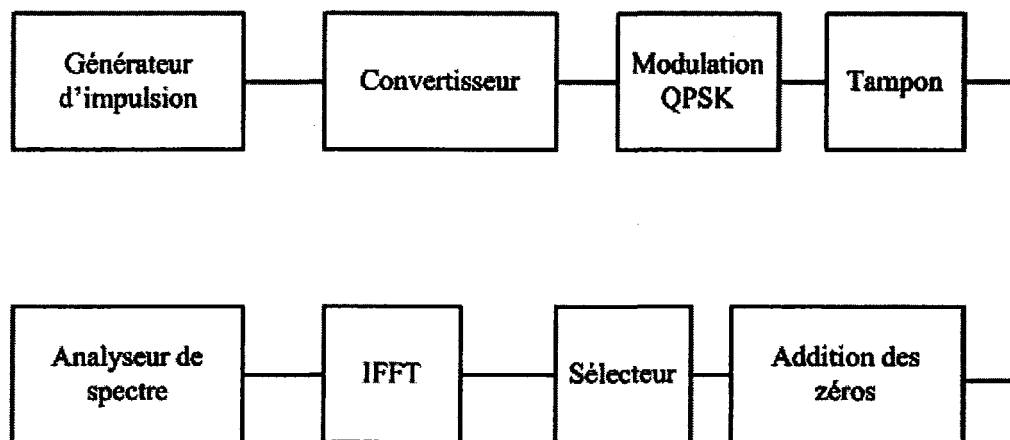


Figure 36 Émetteur d'un système OFDM de base

Le bloc générateur d'impulsion, a été utilisé comme source dans ce système et cela dans le but de générer des amplitudes égales non aléatoires. Ceci nous permet de visualiser clairement le nombre et la forme des sous-porteuses dans un système OFDM.

Par la suite, il y a le bloc convertisseur. Il effectue la conversion d'un nombre entier en un mot binaire composé d'un nombre déterminé de bits. Et plus précisément, dans ce cas le mot est formé de deux bits.

Le bloc QPSK effectue la modulation numérique QPSK en bande de base, en utilisant le code Gray pour placer les symboles numériques dans la constellation.

Nous passons ensuite au bloc tampon qui transforme une séquence de 48 symboles numériques en série, à un vecteur de 48 symboles numériques. Il réalise la transformation série parallèle dans un système OFDM.

Le bloc addition de zéros dont l'entrée est un vecteur de 48 éléments et la sortie consiste en 64 éléments. Ce bloc génère 16 éléments de valeur zéro pour atteindre le nombre 64. Dans le but d'utiliser la transformée de Fourier rapide qui nécessite à son entrée un vecteur de 64 éléments.

Le rôle du sélecteur est de prendre un vecteur de 64 éléments et de changer les positions des symboles numériques qui sont à l'intérieur de ce vecteur de façon à mettre 16 éléments de valeurs nulles au centre de ce vecteur, et 24 symboles non nuls au début et à la fin de ce vecteur.

Le bloc OFDM qui est particulier au système OFDM, applique continuellement la IFFT à un vecteur de 64 éléments. Un vecteur de 64 sous-porteuses, orthogonales et dont 48 sous-porteuses portent des informations, est obtenu à la sortie de ce bloc. C'est à l'aide du bloc analyseur de spectre que l'on obtient la représentation spectrale du signal OFDM à la sortie du simulateur. L'émetteur réalisé fonctionne avec une fréquence d'échantillonnage de 12 Mbps. La figure 38, nous représente le spectre du signal OFDM à bande de base, affiché en dB et centré à la fréquence 0Hz. On peut observer clairement la présence des 48 sous-porteuses orthogonales qui portent l'information et qui

représente 48 sinus cardinaux. L'utilisation des impulsions discrètes à la source, nous a permis d'afficher et de voir le spectre avec les 48 sous-porteuses, ce qui n'est pas faisable dans un système régulier à cause des amplitudes et phases aléatoires générées par la source.

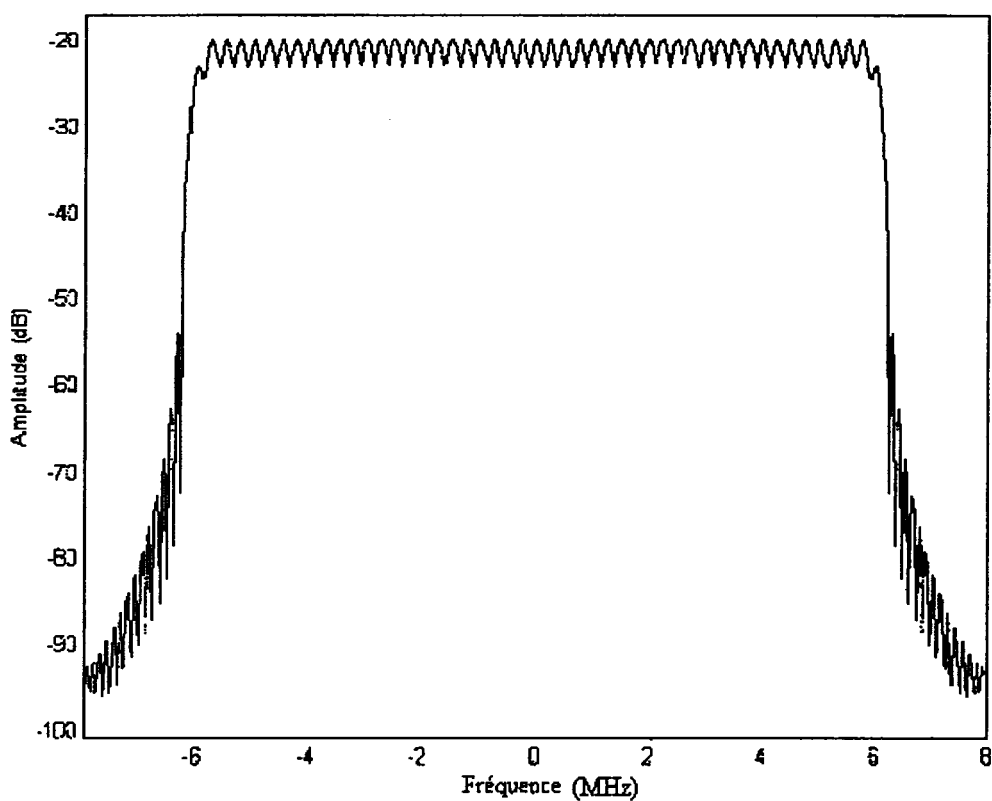


Figure 37 Spectre du signal OFDM

Tableau XIII

Blocs équivalent pour bâtir le système illustré par la figure 36

Blocs de la figure 37	Blocs équivalent en Matlab
Générateur d'impulsions	Pulse Generator
Convertisseur	Integer to bit Converter
Modulation QPSK	QPSK modulation
Tampon	Buffer
Addition des zéros	Pad
Sélecteur	Selector
IFFT	IFFT
Analyseur de spectre	Spectrum Analyser

5.2 Systèmes de signalisation OFDM

Dans un tel système de communication, si l'on considère un signal en bande de base de 250 KHz transmis sur une porteuse de 5 GHz; pour chaque symbole le nombre de cycles

RF est égal à $\left(\frac{5 \cdot 10^9}{250 \cdot 10^3} \right) = 2 \cdot 10^4$ cycles. Afin de respecter le théorème de Nyquist sur

l'échantillonnage, il faudrait $2 \cdot 2 \cdot 10^4$ échantillons par symbole.

Ceci veut dire que nous avons besoin de quarante mil opérations pour chaque symbole traité par le simulateur. Ceci rend la simulation longue, compliquée et trop lourde pour effectuée sur les systèmes UNIX et les ordinateurs personnels. Toutefois puisque la réponse impulsionnelle d'un système passe-bande est identique au système à bande de base, nous pouvons simuler nos systèmes en bande de base. D'après (Webb & Hanzo, 1994) on peut développer des systèmes en bande de base suivant l'approche de (Proakis, 2001).

5.2.1 Modélisation et validation du système OFDM mode 3

Chaque système est composé des quatre parties suivantes : émetteur, récepteur, canal et mesures des erreurs ou résultats. Afin de modéliser et de valider la performance des systèmes de télécommunications sans fil à hauts débits utilisant la technique d'OFDM, la norme IEEE 802.11a a été utilisée tel que mentionné au chapitre 3. Les paramètres du mode 3 du standard illustrée dans tableau XIV ont été utilisés dans la conception de ce système.

La conception du simulateur est basée sur le diagramme bloc de la figure 38 qui représente l'architecture du système de signalisation OFDM respectant le mode 3 de la norme. Chaque bloc de ce diagramme est représenté par le module équivalent tiré des logiciels Matlab et Cocentric. Cet équivalent est affiché dans le tableau XV.

Au niveau de l'émetteur, la modulation numérique en quadrature est utilisée dans ce système, au niveau émetteur, et cela est afin d'obtenir l'efficacité spectrale désirée. L'IFFT et l'introduction du temps de garde complètent la génération du symbole OFDM. Le filtrage de mise en forme est effectué avant le passage du signal dans le canal de communication qui sera le canal additif à bruit blanc Gaussien.

Au niveau du récepteur, le signal reçu est filtré à l'aide d'un filtre adapté à celui de l'émetteur. A la sortie du filtre, le temps de garde est éliminé et les symboles numériques sont extraits des sous-porteuses en utilisant la FFT. Ces symboles sont ensuite démodulés de façon numérique. Et à la fin, la probabilité d'erreur par bit a été calculée en fonction de plusieurs valeurs de E_b/N_0 .

Tableau XIV

Paramètres du mode 3 de la norme IEEE802.11a

Modulation numérique	QPSK
Nombre de sous-porteuses d'information	48
Nombre de points de l'IFFT	64
Durée totale du symbole OFDM	4 μ sec
Durée du temps de garde	0.8 μ sec
Largeur de bande du signal OFDM	20 MHz

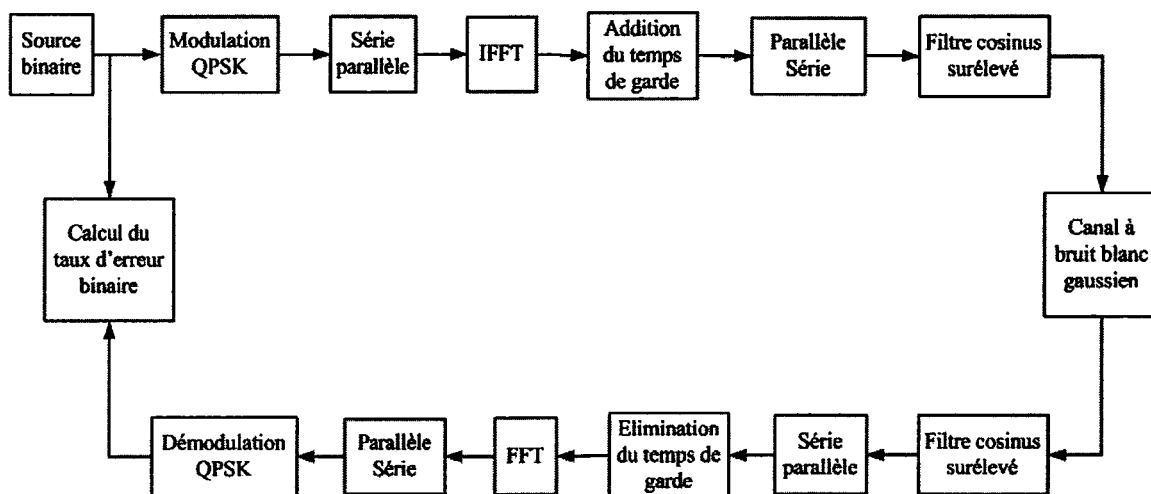


Figure 38 Système OFDM mode 3 sans codage et entrelacement

Tableau XV

Equivalence du digramme bloc du système OFDM mode 3

Bloc de la figure 44	Bloc équivalent en Matlab	Bloc équivalent en Cocentric system studio
Source binaire	Bernoulli Random Binary Generator	Random Bit
Modulation QPSK	QPSK modulation	QPSK_MOD
	Buffer	
Série parallèle	Selector	Padding
	Pad	
IFFT	IFFT	Ifft_qc
Addition du temps de garde	Selector	Add_Cyclic_repetition
	MUX	
Parallèle Série	Unbuffer	
Filtre cosinus surélevé	Fircos	Rcrfqc
Canal à bruit blanc gaussien	AWGN	Awgnqc
Elimination du temps de garde	Selector	Remove_Padding
FFT	FFT	fft_qc
Démodulation QPSK	QPSK demodulation	QPSK_demo
Calcul du taux d'erreur binaire	Error Rate Calculation	ompne_I countp
	Display	

Le système a été simulé en bande de base en utilisant $30 \cdot 10^6$ bits pour chaque itération. Les résultats obtenus de ce système sont les courbes d'erreur par bit illustrées par la figure 39, la constellation de la modulation numérique du système illustrée par la figure 40 et le spectre du signal OFDM illustré par la figure 41.

La première courbe d'erreur de la figure 39 (OFDM_sans_pertes) est obtenue sans prendre en considération la perte de puissance qui résulte du passage de 48 à 80 sous-porteuses. Par contre, si la perte de $10 \cdot \log_{10}(48/64) + 10 \cdot \log_{10}(64/80) = 2.2$ dB est prise en considération, nous obtenons alors la deuxième courbe. D'autre part cela implique que cette dernière n'est qu'une translation de 2.2 dB de la première.

La validation des ces courbes d'erreur est faite en comparant celles-ci avec les courbes d'erreur par bit théoriques de la modulation QPSK illustré au chapitre 3, figure 21, page 57 de cet ouvrage. Cette comparaison a permis de valider le modèle de simulation ce qui permettra de se fier sur les résultats obtenus en variant différents paramètres.

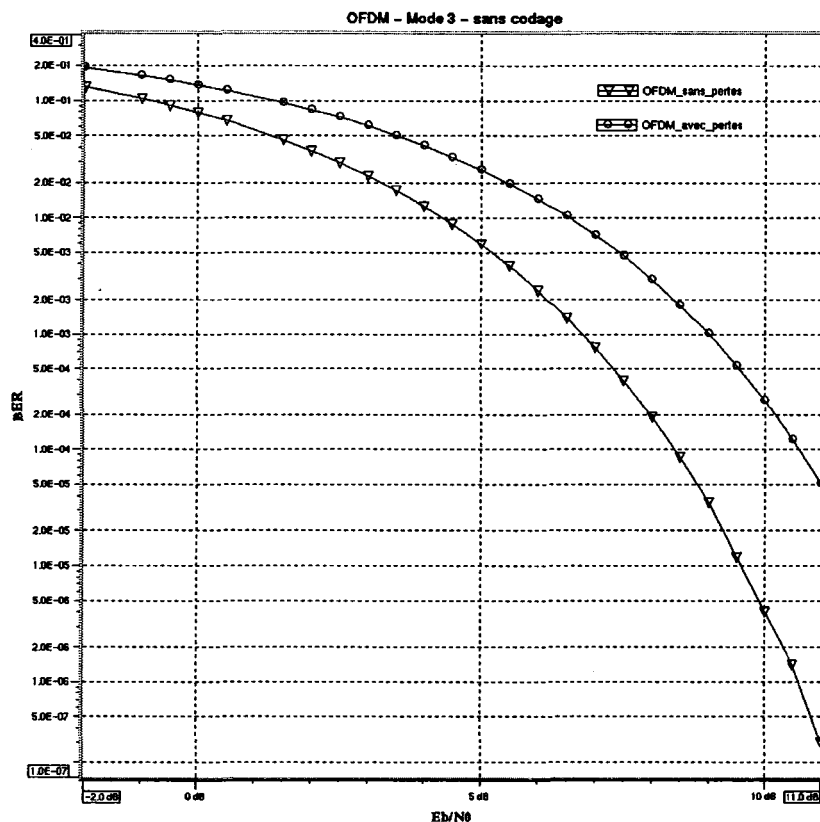


Figure 39 BER en fonction de E_b/N_0 d'un système OFDM respectant le mode 3 de la norme de IEEE 802.11a

La constellation de la modulation numérique QPSK illustrée par la figure 40, est prise à la réception avant la démodulation numérique, pour une valeur de E_b/N_0 égale à 10 dB. L'effet du bruit blanc apparaît clairement dans cette constellation qui démontre la régénération des symboles numériques dans leurs propres régions de décision avant la démodulation.

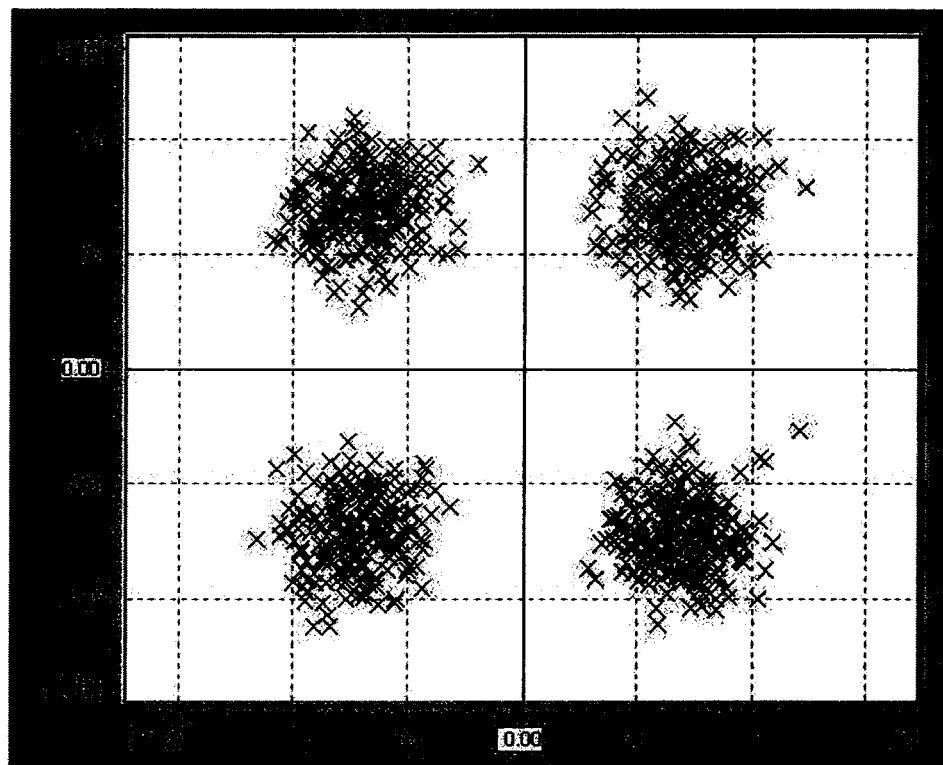


Figure 40 Constellation QPSK dans un système OFDM pour $E_b/N_0 = 10$ dB prise à la réception

Une autre preuve de la bonne performance du système OFDM est le spectre du signal OFDM illustré par la figure 41. Ce spectre a été pris après le bloc de la IFFT, tandis que ceux affichés par la figure 42 sont deux spectres confondus, l'un est pris avant le canal de transmission et l'autre après. Nous remarquerons dans la figure 41 l'effet du filtre de mise en forme RRCF utilisé où les amplitudes aux extrémités du spectre du symbole OFDM sont diminuées rapidement à zéro.

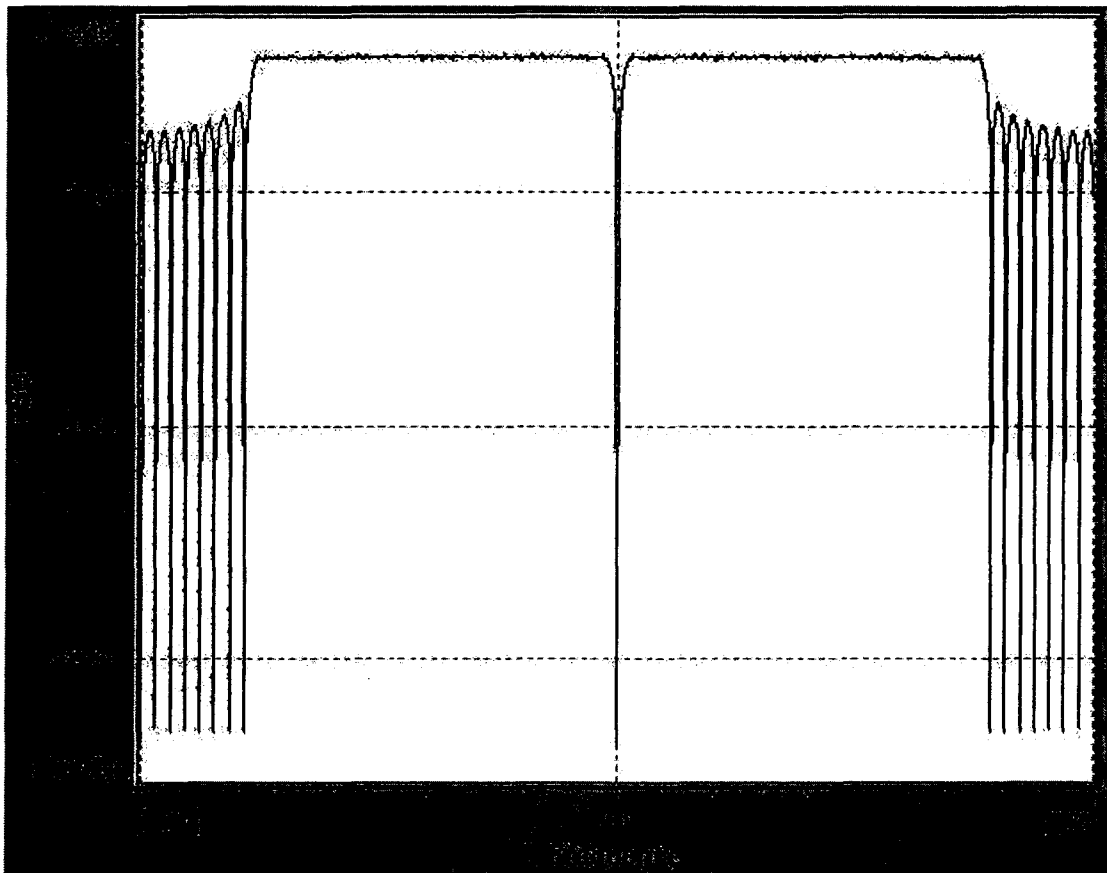


Figure 41 Spectre du signal OFDM dans le mode 3.

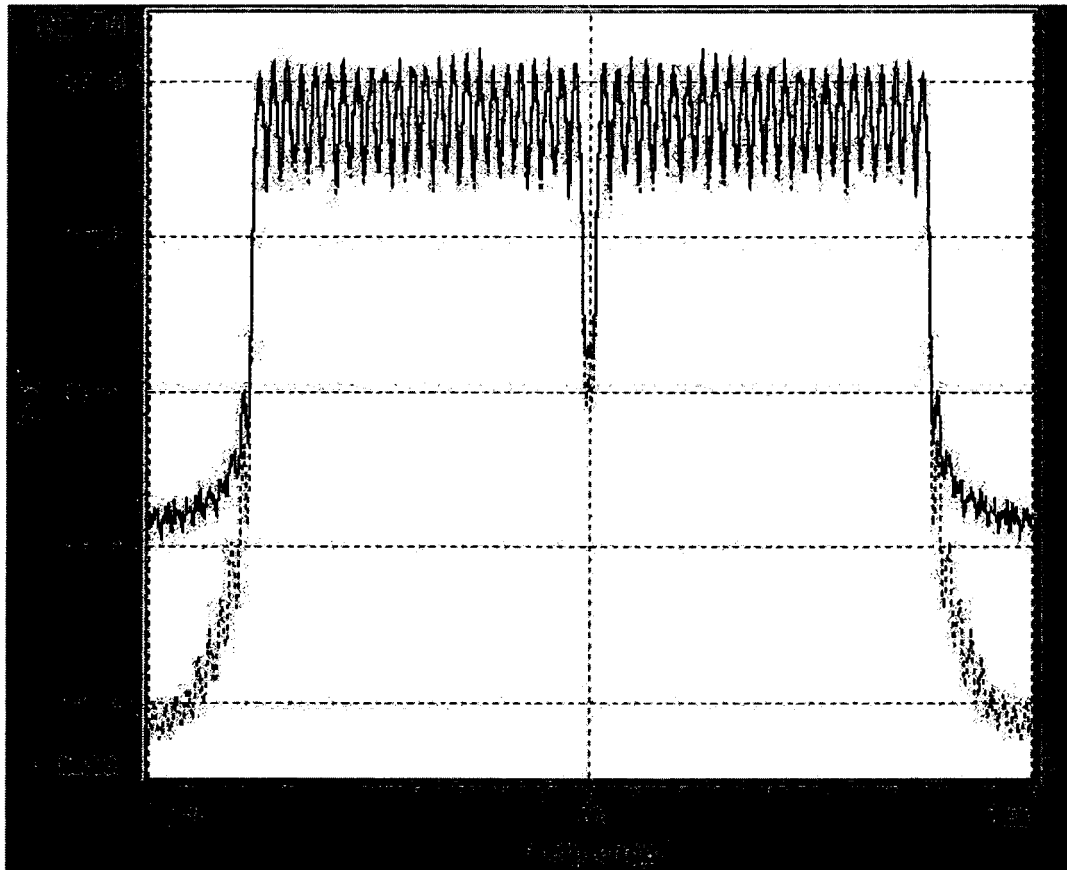


Figure 42 Spectre du signal OFDM pris après le temps de garde et le canal pour $E_b/N_0 = 10\text{dB}$

On remarque la présence d'un trou au milieu du spectre illustré dans les figures 41 et 42, ainsi que des lobes secondaires de chaque côté de ces spectres. Ceci est dû à la présence de 16 valeurs nulles et de leurs placements dans le symbole OFDM. La valeur nulle placée à 0 Hz génère le trou au début du spectre illustré par la figure 43. Le reste des valeurs nulles qui sont placées au milieu génèrent les lobes au milieu du spectre de la figures 43. Dans cette figure, le spectre du symbole OFDM est illustré entre 0 et f_s Hz. f_s étant la fréquence d'échantillonnage du système. Généralement, un spectre est affiché entre $-f_s/2$ et $f_s/2$. Lorsque le spectre sera affiché entre $-f_s/2$ et $f_s/2$, le trou au début sera déplacé vers le centre car dans ce type d'illustration le spectre sera symétrique par

rapport à l'axe de fréquence de 0 Hz (fréquence DC). Les sous-porteuses qui ne portent pas d'informations et qui ont été au milieu, seront déplacées vers les deux extrémités du spectre. Ceci est illustré par la figure 44, où il y a un spectre semblable aux spectres illustrés dans ce chapitre.

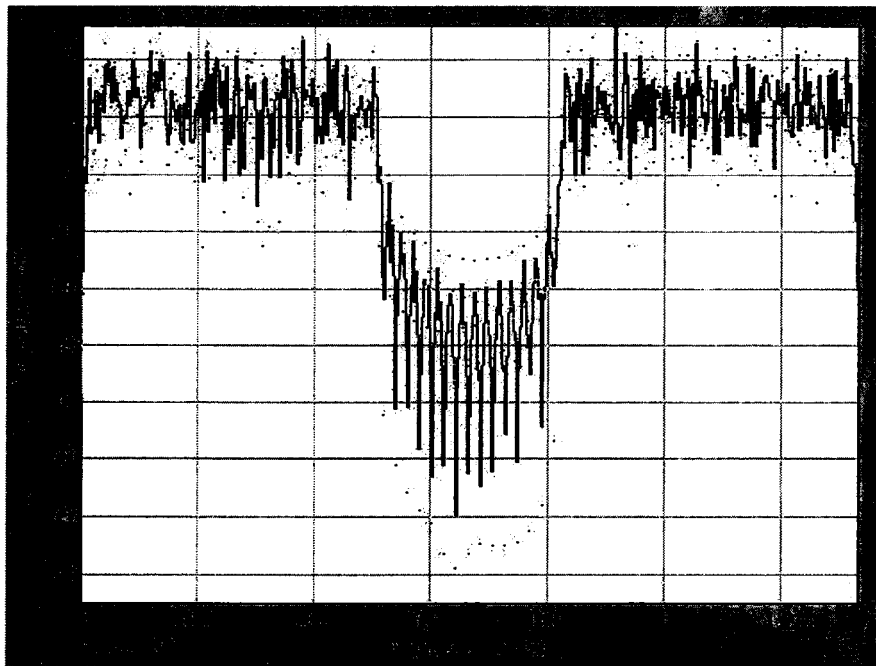


Figure 43 Spectre d'un symbole OFDM étalé entre 0 et f_s

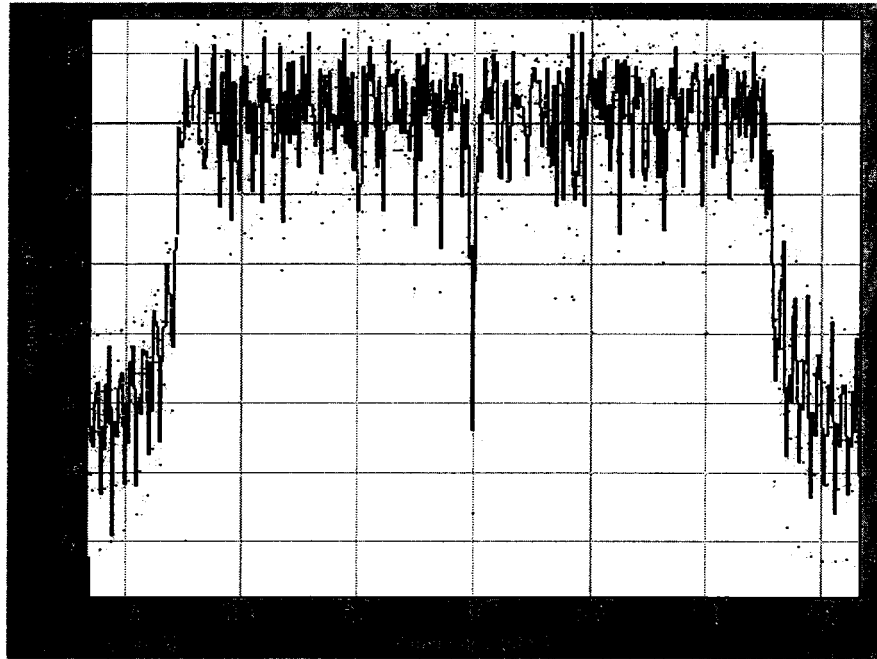


Figure 44 Spectre d'un signal OFDM étalé entre $-f_s/2$ et $f_s/2$

5.2.2 Modélisation et validation du système OFDM mode 5

La conception et l'architecture d'un système OFDM respectant les caractéristiques du mode 5 de la norme 802.11a est illustré par la figure 45. Ce système est semblable à celui du mode 3 à l'exception des blocs de modulations et démodulations numériques. La modulation numérique utilisée dans ce système est le 16QAM. Donc les 48 sous porteuses portent plus de bits d'informations que celles du QPSK, ce qui entraîne un changement de la courbe d'erreur obtenue, illustrée par la figure 46.

Tableau XVI

Paramètres du mode 5 de la norme IEEE 802.11a

Modulation numérique	16 QAM
Nombre de sous-porteuses d'information	48
Nombre de points de IFFT	64
Durée totale du symbole OFDM	4 μ sec
Durée du temps de garde	0.8 μ sec
Largeur de bande du signal OFDM	20 MHz

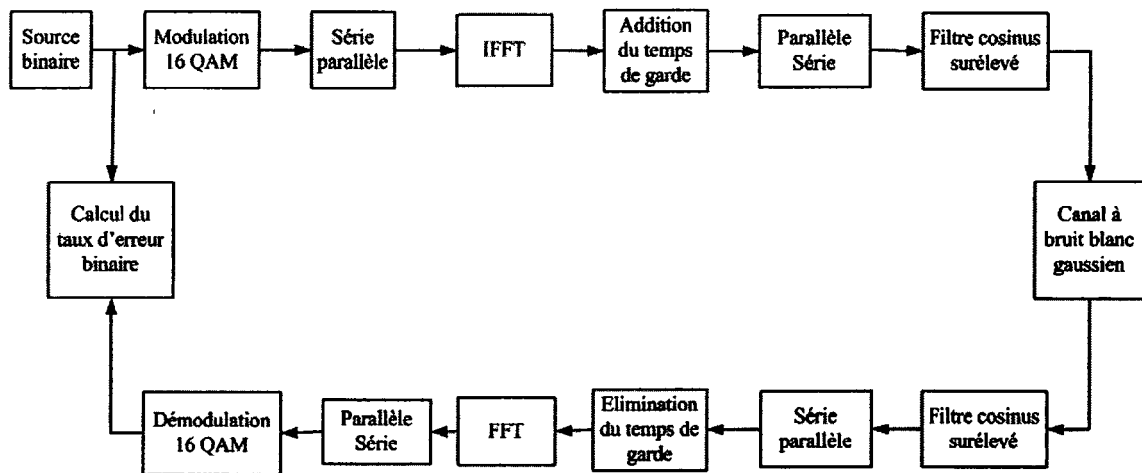


Figure 45 Système de signalisation OFDM mode 5

Les courbes d'erreurs de la figure 46 sont la courbe d'erreur originale (OFDM_sans_pertes) et d'une autre translatée de 2.2 dB de la première à cause de la perte d'énergie. La validation et la vérification des résultats obtenus sont faite de la même manière que celle du premier système OFDM respectant le mode3 comparée avec la figure 24 du chapitre 3 à la page 60. Nous constatons que nous avons des courbes semblables que les courbes théoriques, ce qui signifie que le modèle a été validé.

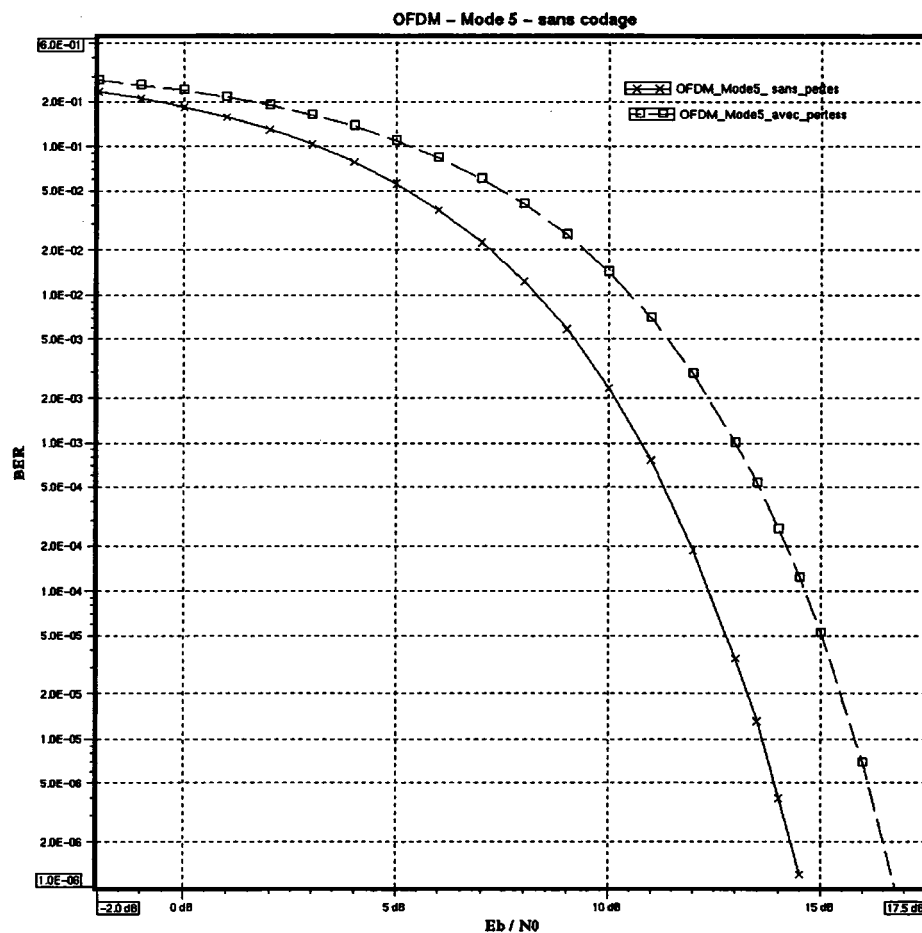


Figure 46 Courbes de BER d'un système OFDM respectant le mode 5 de la norme de IEEE 802.11a

Ensuite nous remarquons que nous avons une bonne construction des symboles reçus d'après la constellation de la modulation 16QAM illustrée par la figure 47 en présence du bruit.

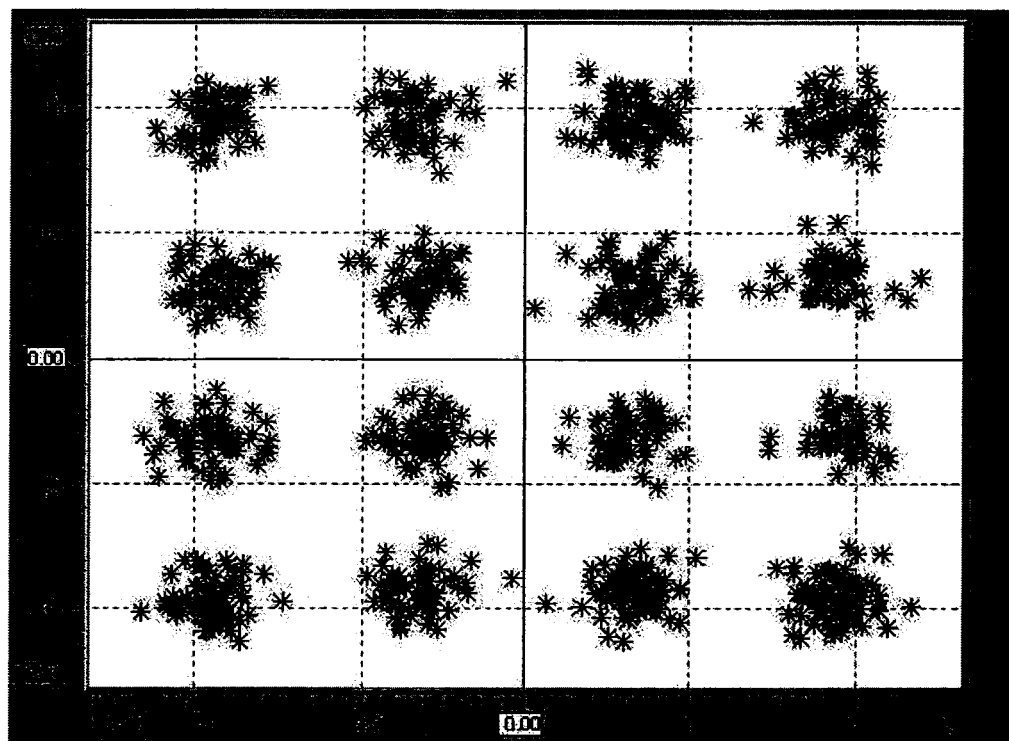


Figure 47 Constellation du système OFDM utilisant la modulation 16QAM prise a la réception pour $E_b/N_0 = 11$ dB

Le spectre plat du signal OFDM pris après le bloc de IFFT est illustré par la figure 48. L'effet du filtre mise en forme aussi apparaît aussi dans la figure 49 où nous avons le spectre obtenu avant et après le canal de transmission et ceci a été fait par le bloc d'analyseur du spectre.

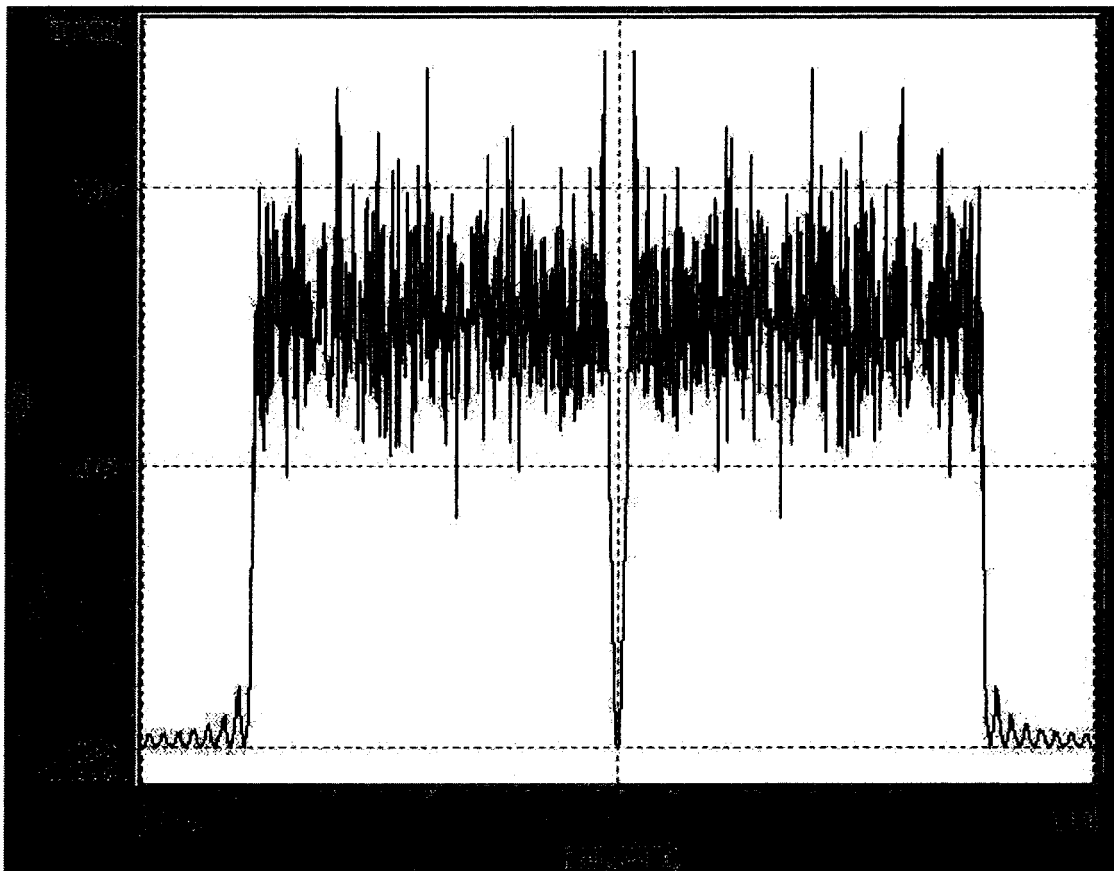


Figure 48 Spectre du signal OFDM mode 5

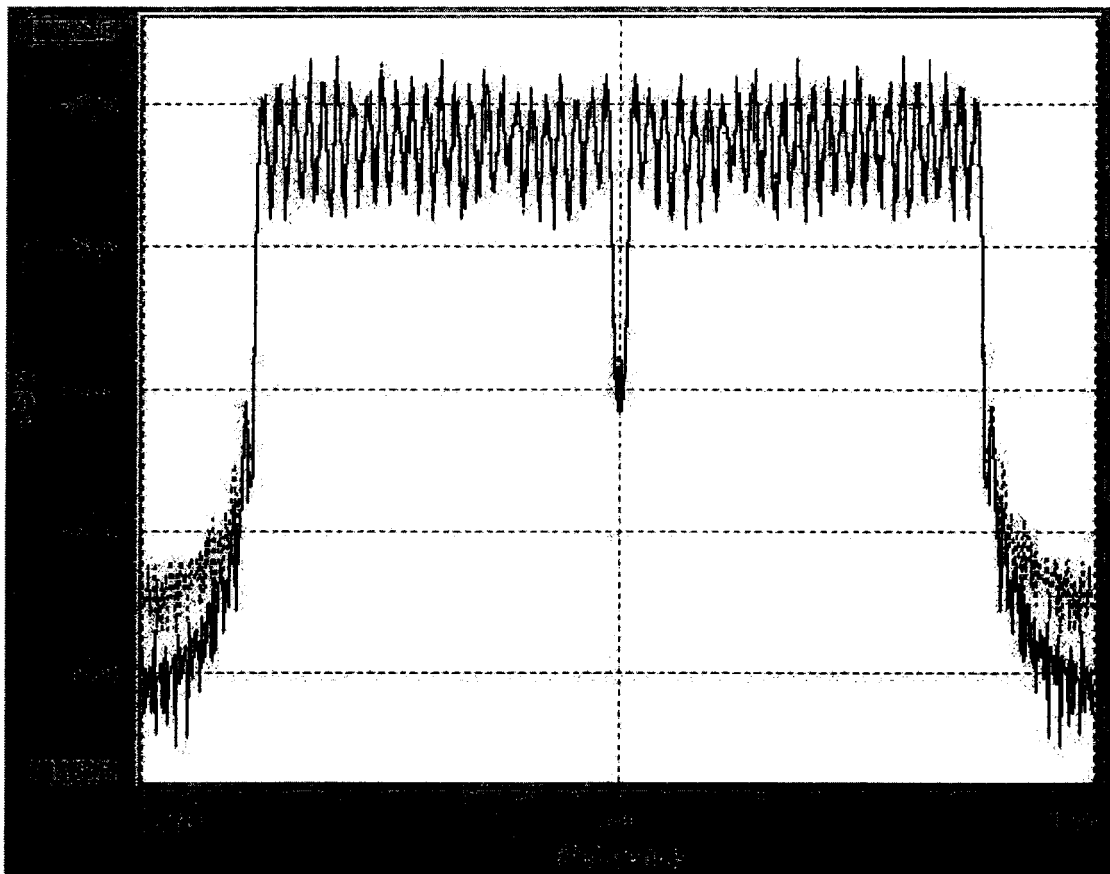


Figure 49 Spectre du signal OFDM mode 5 avant et après le canal

5.2.3 Modélisation et validation du système OFDM mode 7

Dans ce système, la signalisation OFDM mode 7 est réalisée suivant la norme 802.11a, et peut être considérée aussi comme mode 8, puisque le taux de codage qui détermine le débit final n'est pas introduit à ce stade. D'après le standard, en passant d'un mode à un autre le débit binaire change. Ceci exige le changement du type de modulation à chaque mode. Pour cela, la modulation numérique 64 QAM est utilisée dans la conception du système OFDM respectant le mode 7. L'architecture de ce système est illustrée par la figure 50. Les courbes d'erreur obtenues comme résultats sont illustrées par la figure 51.

La constellation du 64 QAM et le spectre du signal OFDM sont illustrés par les figures 52 et 53.

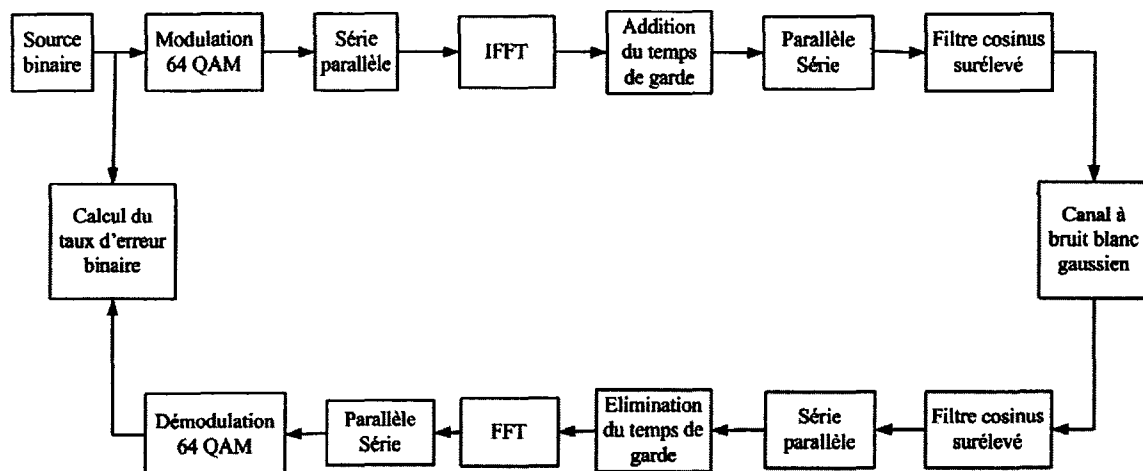


Figure 50 Système de signalisation OFDM mode 7

On remarque clairement que la courbe de probabilité d'erreur originale de la figure 51 est identique à la figure 24 du chapitre 3 à la page 60.

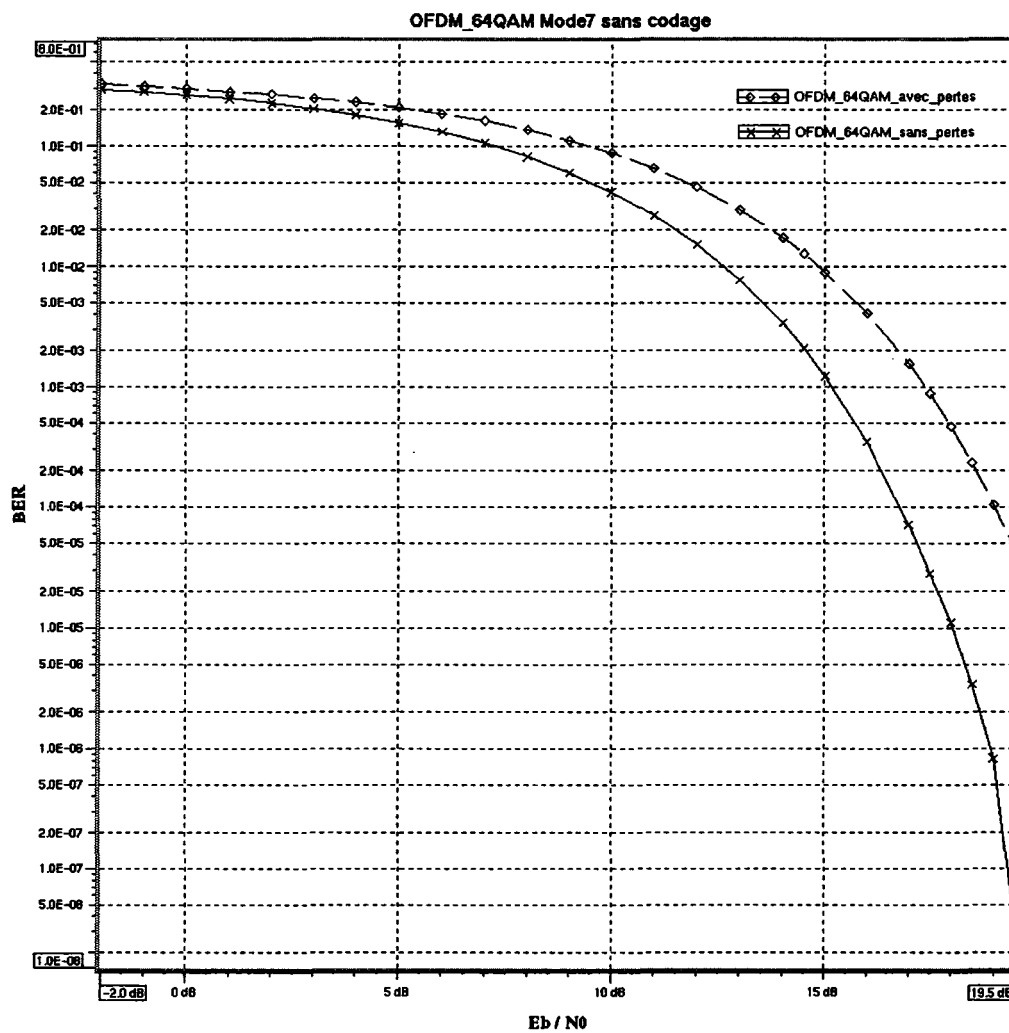


Figure 51 Courbes de BER d'un système OFDM respectant le mode 7 de la norme de IEEE 802.11a

La constellation de 64 QAM, ayant pour une valeur de $E_b/N_0 = 12$ dB, est représentée par la figure 52; où on peut remarquer aussi l'effet du bruit sur cette constellation.

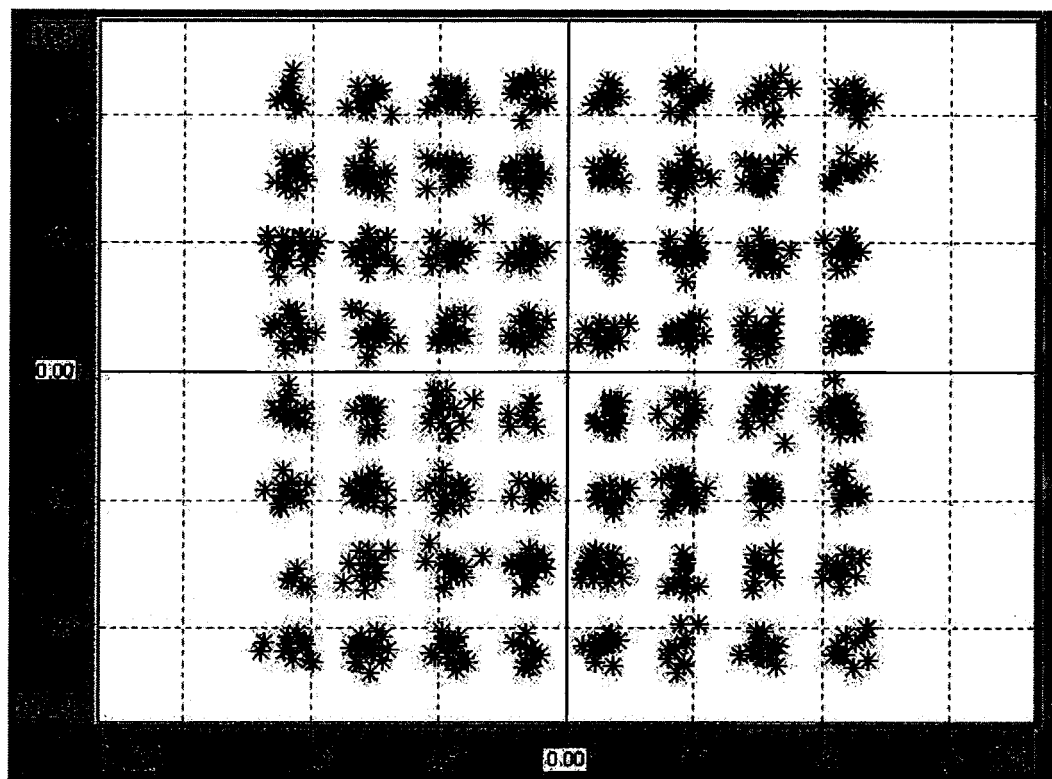


Figure 52 Constellation du 64QAM utilisée dans le système OFDM mode 7

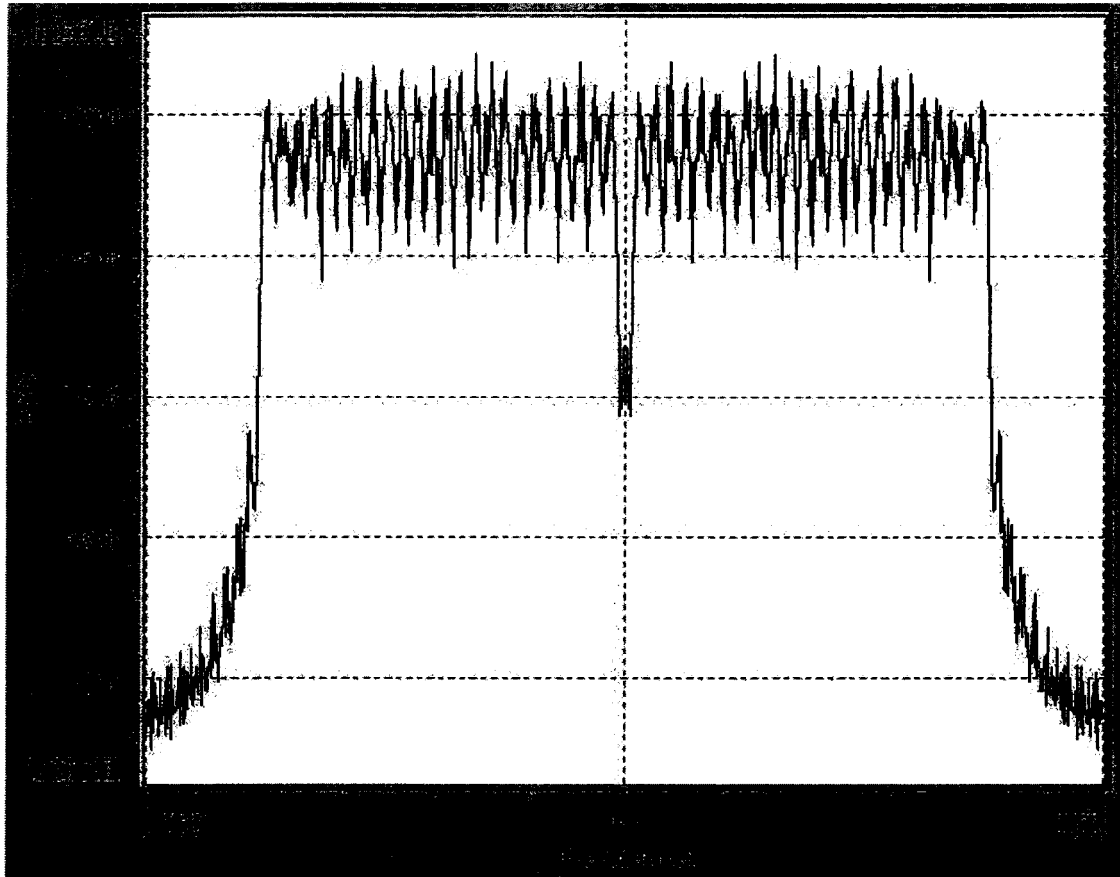


Figure 53 Spectre du signal OFDM mode 7

Après la réalisation de ces trois systèmes et après plusieurs simulations nous remarquerons que la présence de IFFT, FFT, l'addition et puis la suppression du temps de garde, n'affectent pas vraiment la forme des courbes d'erreurs. Une simple translation de 2.2 dB est requise pour toutes les courbes d'erreur obtenues si nous prenons en considération les pertes d'énergie.

On constate encore qu'en augmentant le taux de transmission des bits, le SNR augmente aussi. Ceci est expliqué par le tableau XVII, où l'erreur de 10^{-5} peut donner différentes valeurs de E_b/N_0 en passant d'un mode à l'autre. Comme le SNR augmente en passant

d'un mode à l'autre, il faut prendre en considération donc quel mode, il faut utiliser lorsqu'on applique la technique de transmission OFDM, et quelle valeur maximale du SNR peut être acceptable et comment elle va affecter notre système.

Tableau XVII

Valeurs de E_b/N_0 obtenues dans les différents modes

Probabilité d'erreur	Modes	E_b/N_0
10^{-5}	Mode 3 (QPSK)	9.58 dB
10^{-5}	Mode 5 (16QAM)	13.61 dB
10^{-5}	Mode 7 (64QAM)	18.04 dB

5.3 Système COFDM respectant le mode 3 du standard

Dans la réalisation du système OFDM précédent respectant le mode 3 deux fonctions essentielles pour optimiser l'erreur causée par le canal de transmission n'existent pas, ces composantes sont le codage et l'entrelacement. L'architecture de ce nouveau système COFDM respectant le mode 3, est illustrée par la figure 54 et les modules du simulateur utilisés pour bâtir ce système par les logiciels Matlab et Cocentric sont illustré par le tableau XIX.

A l'émetteur, avant de commencer la modulation numérique, on peut dire que les données binaires sont encodées en utilisant le code de convolution. Pour permettre au récepteur de corriger l'erreur provoquée par les imperfections du canal de communication et par l'évanouissement profond.

De plus l'entrelacement des erreurs permet de distribuer les erreurs en paquet sur plusieurs trames. Au niveau de la réception et après la démodulation numérique, les bits résultants sont désentrelacés et les erreurs détectées sont corrigées, en utilisant

l'algorithme de Viterbi. Suite à cette modification dans ce nouveau système, des nouveaux paramètres sont utilisés pour assurer la compatibilité avec la norme IEEE802.11a. Ces paramètres sont illustrés par le tableau XVIII.

Grâce à un taux de codage de 1/2 avec la modulation numérique QPSK, un débit de 12 Mbps est obtenu par ce système. On remarque que pour un taux de codage et une modulation numérique bien déterminée, on peut obtenir plusieurs débits différents, en utilisant les codes perforés de convolution. Ceci aide à diminuer le SNR et améliore l'erreur par bit par rapport à celle obtenue en absence du codage.

Tableau XVIII

Paramètres du système COFDM mode 3

Taux de codage	1/2
Profondeur d'entrelacement	16*6
Débit binaire	12 Mbits/sec
Nombre de bits d'information dans un symbole OFDM	48 bits
Nombre de bits codés dans un symbole OFDM	96 bits

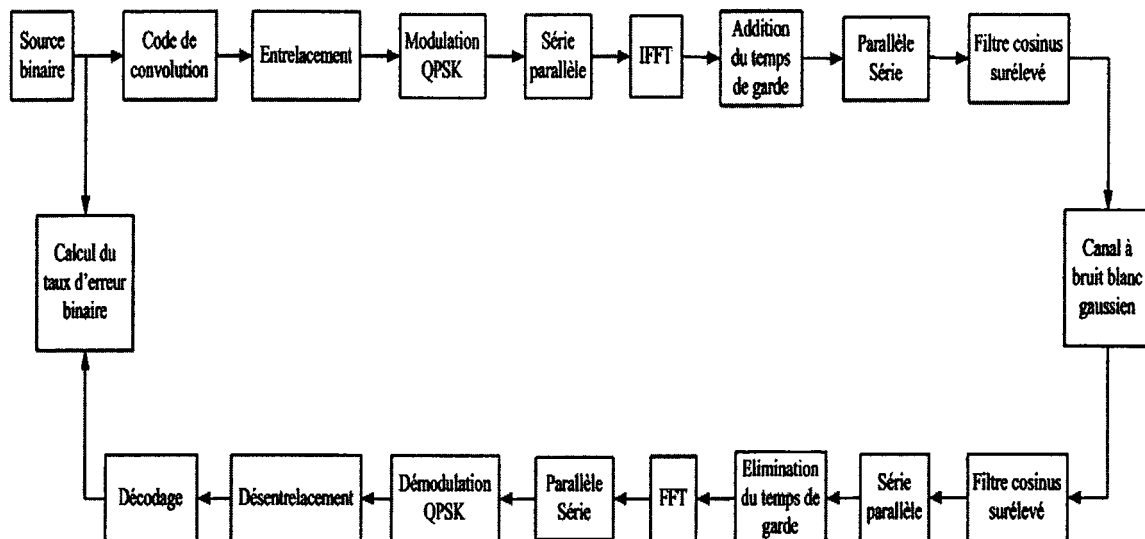


Figure 54 Système de signalisation COFDM mode 3

Tableau XIX

Equivalence du bloc du système COFDM mode 3

Bloc de la figure 52	Bloc équivalent en Matlab	Bloc équivalent en Cocentric system studio
Source binaire	Bernoulli Random Binary Generator	Random Bit
Code convolution	Convolutional encoder	Conv_coder
Entrelacement	Matrix interleaver	Bit_interleaver
Modulation QPSK	QPSK modulation	QPSK_MOD
	Buffer	
Série parallèle	Selector	Padding
	Pad	
IFFT	IFFT	Ifft_qc
Addition du temps de garde	Selector	Add_Cyclic_repetition
	MUX	
Parallèle Série	Unbuffer	
Filtre cosinus surélevé	Fircos	Rcrfqc
Canal à bruit blanc gaussien	AWGN	Awgnqc
Elimination du temps de garde	Selector	Remove_Padding
FFT	FFT	Fft_qc
Démodulation QPSK	QPSK demodulation	QPSK_demo
Désentrelacement	Matrix Deinterleaver	Bit_Deinterleaver
Décodage	Viterbi Decoder	Vpoly
Calcul du taux d'erreur binaire	Error Rate Calculation	Ompne_I countp
	Display	

5.3.1 Résultats

Comme nous l'avons déjà mentionné, pour détecter et corriger l'erreur générée par le canal de transmission, nous utiliserons un code de convolution avec un taux de codage égal à 1/2 avec entrelacement en bit, appliqué à l'émetteur.

Au récepteur, et après désentrelacement, le décodage, à l'aide de l'algorithme de Viterbi, avec une décision dure est utilisé pour déterminer la valeur du bit reçu.

La probabilité d'erreur en fonction de E_b/N_0 , résultant de la simulation du système COFDM mode 3, est illustrée à la figure 55 où nous pouvons constater une amélioration dans le SNR grâce au codage.

En passant à la figure 56, où les courbes d'erreurs du OFDM et COFDM respectant le mode 3 sont représentées, on peut remarquer qu'un gain de codage de 3.5 dB est obtenu en utilisant le code de convolution pour une erreur de 10^{-6} . La validation de la courbe d'erreur obtenue par le simulateur COFDM a été faite par la comparaison avec la courbe théorique de la modulation QPSK avec codage illustrée au chapitre 3. Après comparaison, nous obtenons deux courbes semblables ce qui signifie la bonne performance du simulateur COFDM. Pour être plus sûr de la fonctionnalité de notre simulateur, la bonne constellation de la modulation QPSK à la réception du système COFDM pour E_b/N_0 égale à 6dB a été obtenue et est illustrée par la figure 57. En plus, le spectre du signal COFDM mode 3 est illustré à la figure 58.

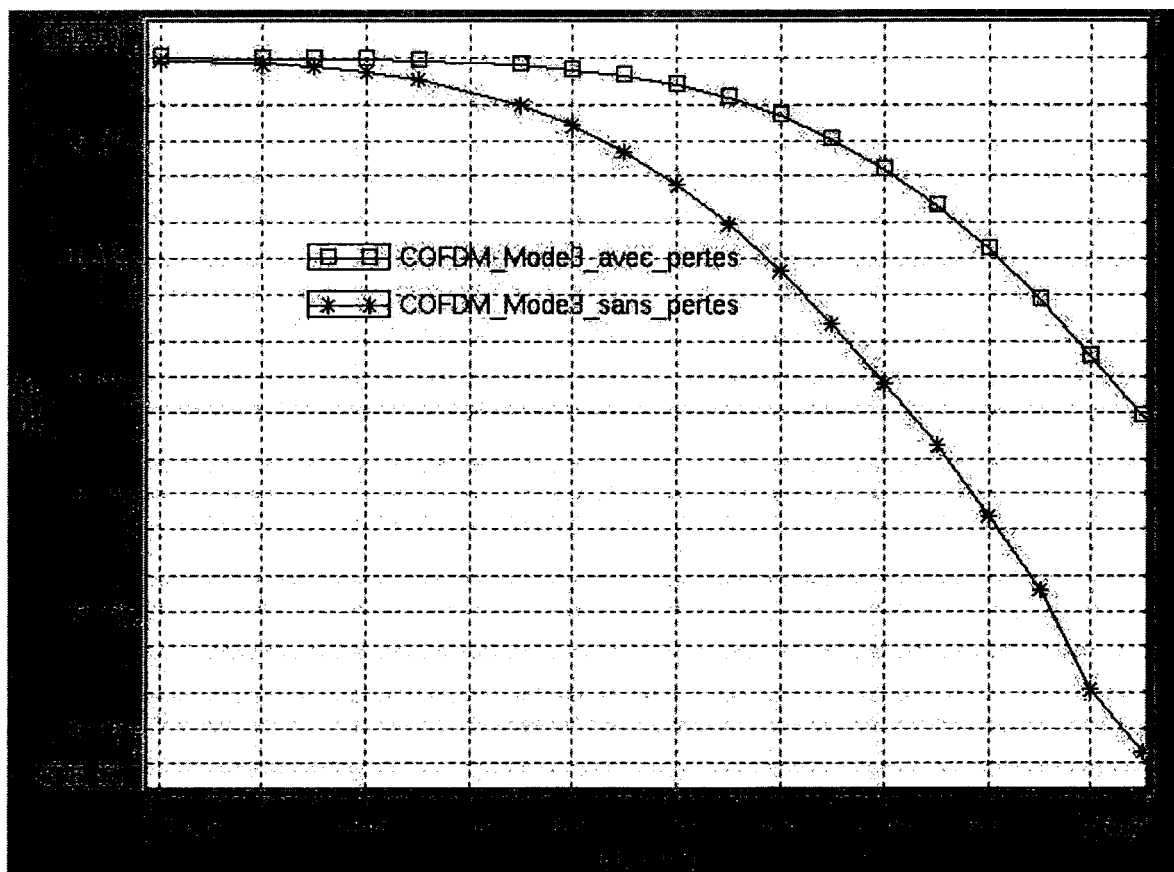


Figure 55 Courbes d'erreur d'un système COFDM

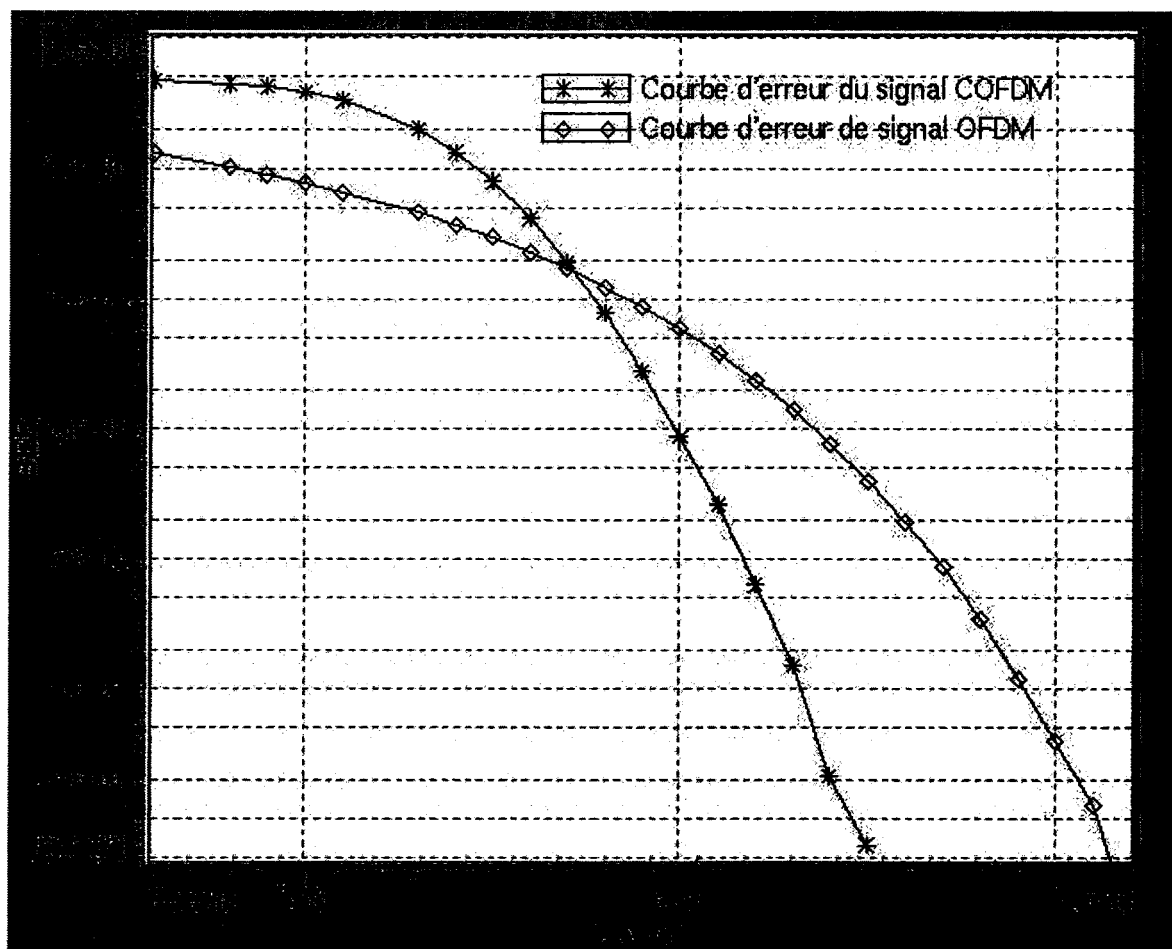


Figure 56 Courbes d'erreur d'un système COFDM et OFDM

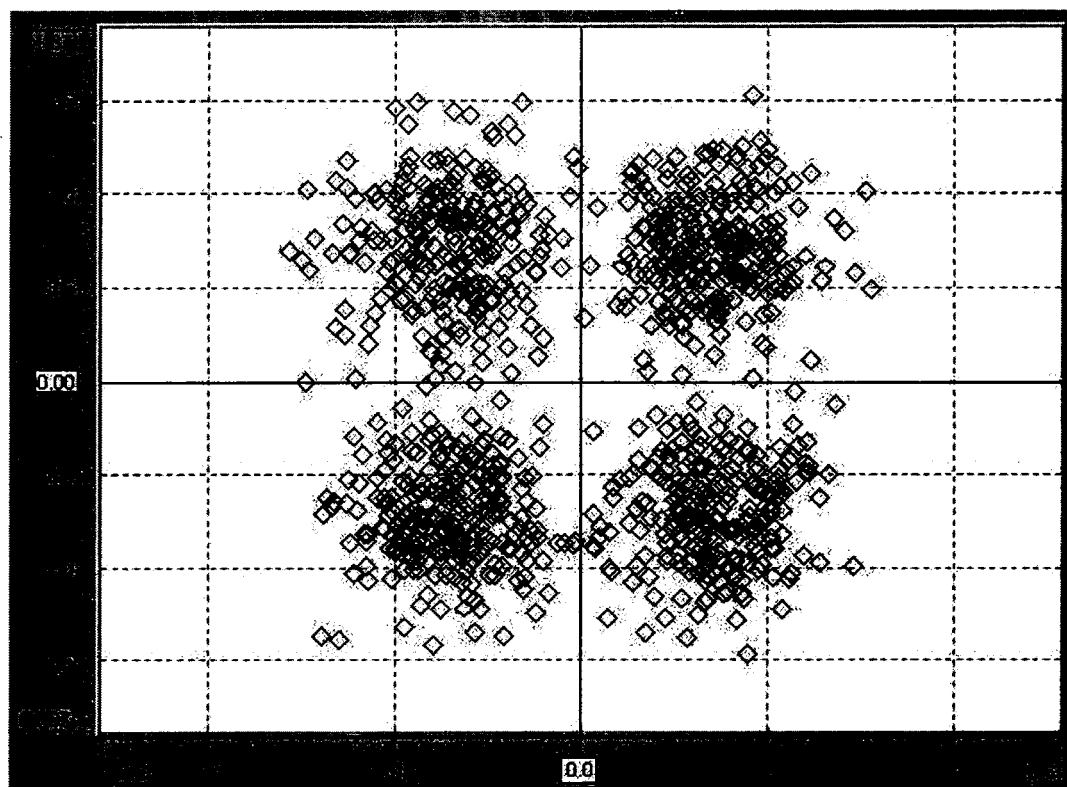


Figure 57 Constellation QPSK utilisée dans un système de signalisation CODFM
mode 3 pour $E_b/N_0 = 6\text{dB}$

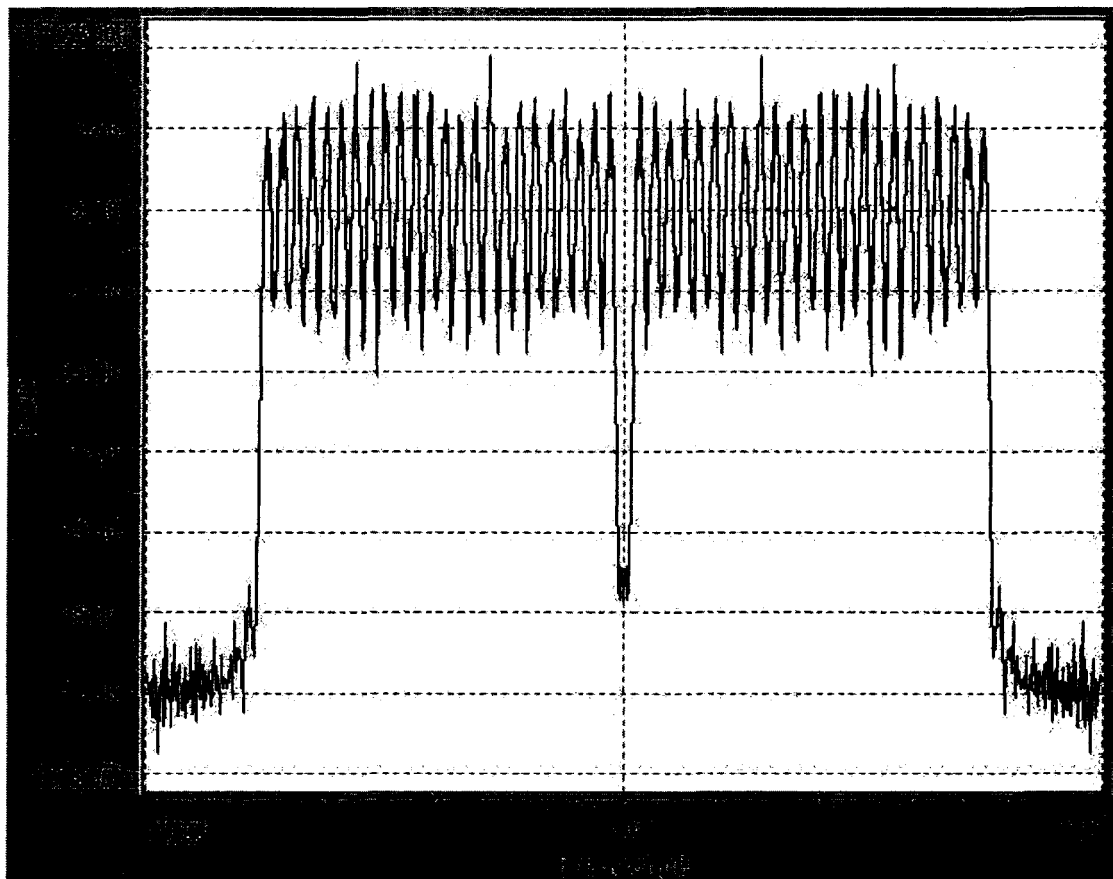


Figure 58 Spectre du signal COFDM en mode 3

5.4 Etude d'un système OFDM utilisant la composante réelle du signal transmis

Selon l'étude théorique, de chapitre 2, et la conception des simulateurs réalisés dans ce chapitre, nous avons obtenu à la sortie du IFFT un vecteur complexe formé de 64 points. Plus précisément, lors de la transmission, la partie réelle de ce vecteur, qui représente le signal OFDM, sera envoyée avec la partie imaginaire, ce qui permet de reconstruire le signal original à la réception où les deux parties réelle et imaginaire sont transmises en quadrature de phase.

Mais il existe une méthode qui permet de reconstruire le signal original à la réception à l'aide du signal réel transmis seulement, cela équivaut à dire qu'un vecteur ne contenant que des valeurs réelles sera émis à la sortie de la IFFT.

L'utilisation de cette méthode dans un simulateur est utile car elle le rapproche de l'implémentation sur des circuits microélectroniques où il y a des microprocesseurs pour le traitement du signal qui ne fonctionnent qu'avec un signal réel seulement.

Cette méthode consiste à avoir un vecteur de N symboles réels à la sortie du bloc IFFT à partir d'un vecteur de M symboles complexes à l'entrée du bloc IFFT, tel que $M < N$. Pour faire ceci en respectant le mode 3 du standard, deux étapes existent. La première consiste à multiplexer deux vecteurs de $M/2$ éléments chacun, dans un seul vecteur, de sorte que le deuxième soit le conjugué du premier, et l'ordre de ses éléments soit inversé par rapport au premier.

La deuxième étape, consiste à passer de M à N éléments, tel que N est un multiple de 2. Comme $M < N$ toujours, alors il manque $N - M$ éléments. Ces $N - M$ éléments seront remplacés par des valeurs nulles, et doivent être bien positionnés pour l'obtention d'un vecteur réel à la sortie du IFFT.

Le plus important dans cette méthode, c'est le bon positionnement des zéros dans le vecteur d'entrée, qui sera effectué de la façon suivante : Un zéro est placé au début, et les autres valeurs nulles restantes, au milieu de ce vecteur de M éléments. La méthode décrite ci haut est illustré par la figure 59.

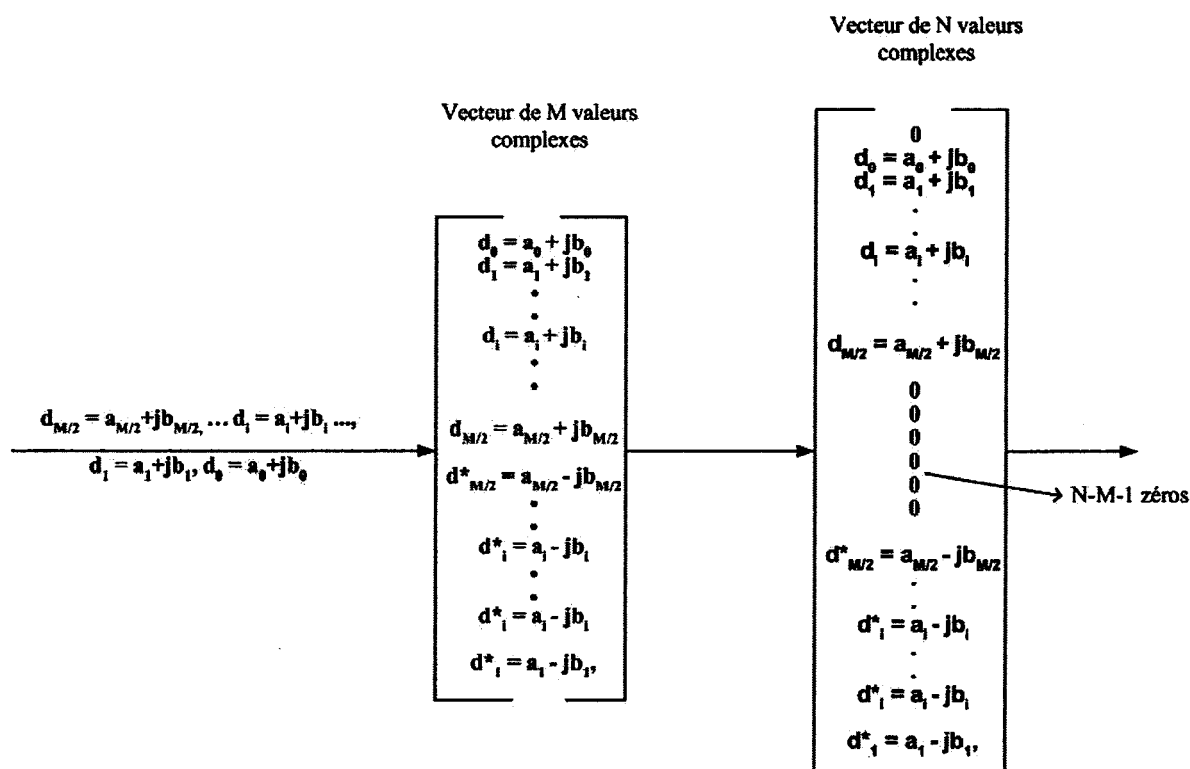


Figure 59 Vecteur d'entrée de la IFFT

La figure 60 présente la conception d'un simulateur de base OFDM respectant le mode 3, générant un signal réel à la sortie de la IFFT. Dans ce système on n'introduit, ni le temps de garde, ni le filtre cosinus surélevé et ni le canal. Il est présenté ici dans le seul but d'illustrer le concept théorique mentionné plus haut en faisant usage du concept

décrit précédemment. Dans le tableau XX est illustré les modules utilisés pour bâtir le simulateur de la figure 60 par le logiciel Simulink du Matlab.

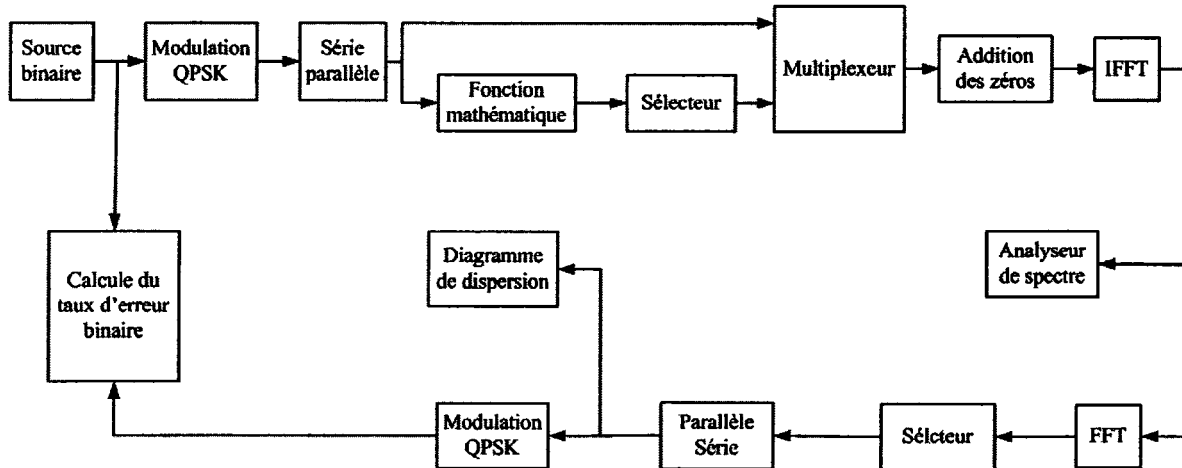


Figure 60 Système de base OFDM, générant un signal réel à la sortie de la IFFT

D'après la norme de IEEE 802.11a, M est égal à 48 symboles. A l'entrée de ce système, une source binaire génère des bits aléatoires en série, qui sont modulés par le modulateur QPSK en bande de base. Les $M/2$ symboles numériques en série, sont transformés en parallèle. Une partie de ce vecteur est connectée directement au bloc multiplexeur, et l'autre directement au bloc fonction mathématique qui calcule la conjuguée du vecteur. D'autre part, le bloc sélecteur inverse la position des symboles à l'intérieur du vecteur conjugué. Le multiplexage est effectué au niveau du bloc multiplexeur qui va multiplexer un vecteur de 24 éléments par un autre. A la sortie, un vecteur de 48 symboles numériques est obtenu.

Ce nouveau vecteur de 48 symboles, est rempli par des valeurs nulles à l'aide du bloc addition des zéros pour atteindre 64 éléments. Alors que ces valeurs ajoutées par remplissage, sont placées automatiquement à la fin du vecteur obtenu.

Cette procédure ne nous permet pas toutefois d'aboutir aux résultats prévus. Pour résoudre ce problème un autre bloc sélecteur est utilisé pour positionner les 64 éléments, à l'intérieur de ce vecteur, en plaçant une valeur nulle au début, et le reste des valeurs nulles sont ajoutées, au milieu. D'après ce qui précède, nous obtenons un vecteur avec des éléments réels à la sortie de la IFFT.

Un vecteur réel est transmis sans présence du canal. A la réception, la FFT de ce vecteur est calculée, pour extraire les symboles numériques et ensuite par l'intermédiaire du bloc sélecteur, les valeurs nulles et les éléments conjugués sont éliminés. Donc tout ce qui reste est un vecteur de 24 éléments, qui à son tour sera transformé de parallèle en série. Les symboles numériques obtenus sont démodulés par le démodulateur QPSK à bande de base.

Finalement, pour s'assurer et valider le signal original est bien reconstruit, on a recours au bloc calcul du taux d'erreur par bit. Après simulation de ce système, le taux d'erreur par bit est nul, ce qui signifie que notre système fonctionne tel que prévu, sans aucun symbole ou bit en erreur. Avec une telle fiabilité du système, la constellation calculée par le bloc digramme de dispersion illustrée par la figure 61, à l'entrée du démodulateur est identique à celle obtenue à la sortie du modulateur QPSK, et que le spectre du signal OFDM représenté par la figure 62.

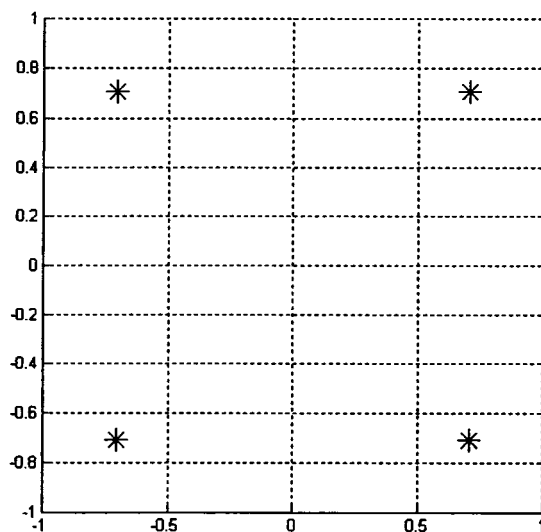


Figure 61 Constellation QPSK avant la démodulation

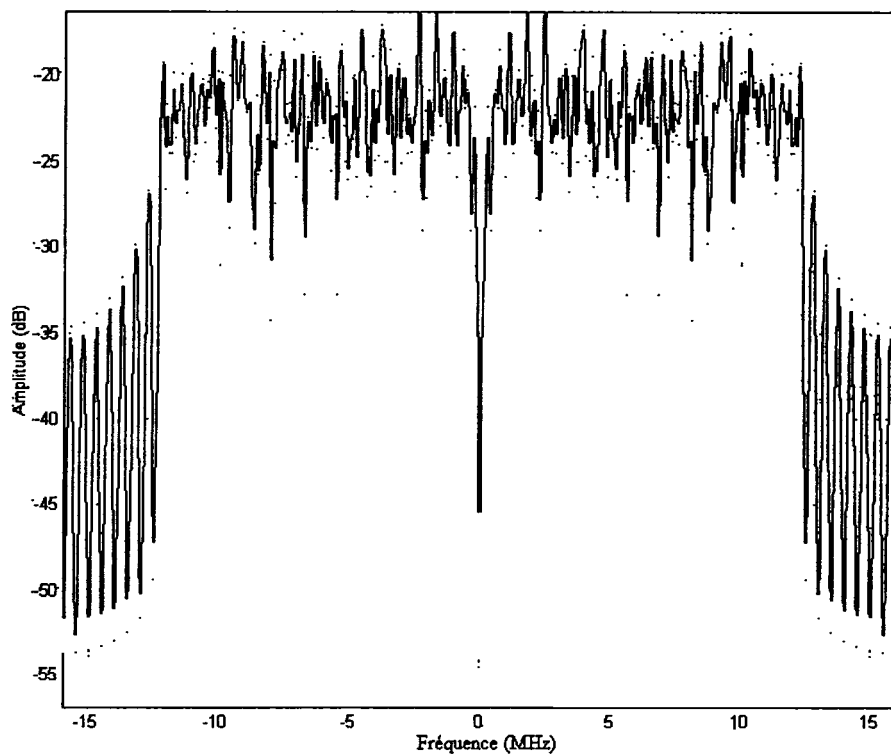


Figure 62 Spectre du signal OFDM

Tableau XX

Blocs équivalent pour bâtir le système illustré par la figure 60

Bloc de la figure 60	Bloc équivalent en Matlab
Source binaire	Bernoulli Random Binary Generator
Modulation QPSK	QPSK modulation
Série parallèle	Buffer
Fonction mathématique	Math Function
Sélecteur	Selector
Multiplexeur	MUX
Addition des zéros	Pad
IFFT	IFFT
Analyseur de spectre	Spectrum Analyser
FFT	FFT
Parallèle Série	UnBuffer
Démodulation QPSK	QPSK Demodulator
Calcul du taux d'erreur binaire	Error Rate Calculation
	Display

5.5 Conclusion

Ce chapitre a été les résultats du travail théorique décrit du chapitre 1 jusqu'à chapitre 4. Des réalisations et des résultats qui sont obtenus pour la première fois par conceptions et simulation des systèmes OFDM. Du point de vue réalisation, c'est la conception d'un système numérique sans fil basé sur la technique de transmission OFDM complets par les logiciels Matlab et Cocentric. Du point de vue résultats, les courbes obtenues ont été vérifiées et validées par les courbes théoriques.

CONCLUSION

Le succès de l'utilisation de la technique OFDM, pour différentes applications telles que la radiodiffusion numérique et le vidéonumérique, a poussé plusieurs groupes de recherche affiliés à diverses entreprises et universités à approfondir l'étude des performances qui découlent de l'utilisation de cette technique pour les réseaux locaux sans fil. En particulier, le groupe de standardisation d'IEEE a orienté une partie de ses travaux vers la technique OFDM. Il a développé pour la première fois en Amérique du nord la norme 802.11a, utilisée pour des applications internes et externes sur les réseaux sans fil à haut débit.

Dans ce travail, nous avons développé un simulateur versatile d'un système de communication OFDM. Il peut être utilisé pour étudier les performances qui résultent d'un grand nombre de variations de paramètres du système. Ces variations sont destinées à améliorer ou à optimiser les performances dans un cadre donné. Le simulateur peut donc s'avérer être un outil précieux pour la conception, le développement et la recherche.

Dans ce mémoire, la technique OFDM a été étudiée et exposée. Suite à cette étude, des simulateurs OFDM respectant la norme IEEE 802.11a ont été réalisés. Pour ce faire, nous avons commencé par effectuer une brève révision des systèmes de communication analogiques, numériques et modulations à porteuses multiples. Par la suite, et afin de donner au lecteur une bonne description des systèmes de signalisation OFDM et de leurs diverses fonctionnalités, une étude détaillée de cette technique a été élaborée. Un système requiert l'utilisation de la transformée de Fourier, le calcul du temps de garde, l'élaboration du codage, de l'entrelacement, de la modulation utilisée, etc.

L'un des principaux avantages de l'utilisation des systèmes de signalisation OFDM est sa robustesse par rapport à l'évanouissement généré par le canal à trajets multiples, tout

en respectant les limites imposées par le standard aux paramètres du système. Nous avons donc commencé par effectuer une étude théorique des canaux à trajet multiples et des problèmes générés par le délai d'étalement et par l'effet Doppler. Nous avons ensuite étudié l'insertion des fréquences pilotes, la synchronisation, l'estimation du canal, la détection cohérente et en phase. Nous avons pris en considération les caractéristiques et les paramètres de la norme 802.11a, lors de notre étude de chaque bloc de base utilisé dans le système en question.

Ces études nous ont menés à la réalisation de plusieurs simulateurs respectant la norme en question, tout en supposant une synchronisation idéale. Plusieurs modes de la norme ont été testés par ces simulateurs en présence d'un canal à bruit blanc gaussien et en l'absence de codage et d'entrelacement. Par la suite, la performance d'un système OFDM mode 3 a été évalué en présence de codage et d'entrelacement. L'étude des systèmes opérant en présence d'un canal à trajets multiples dépasse le cadre de ce travail. Les simulations qui ont été effectuées dans ce mémoire peuvent être considérées comme un point de départ, pour des travaux futurs portant sur ce type de simulateurs.

Notre étude souligne l'importance de la technique OFDM dans les réseaux sans fil. On peut prévoir que le développement de la technique OFDM prélude à l'ouverture de nouveaux marchés pour différents types d'applications, dans différents environnements, ce sont les nouvelles technologies de la 4^{ème} génération de télécommunications sans fil.

BIBLIOGRAPHIE

- Airs, J. (1996). Comparative indoor RF channel soundings at 2, 5 & 17 GHz. *Wireless Personal Communications*, 3(4), 353-363.
- Bahai, A. R. S. *Multi-carrier digital communications : theory and applications of OFDM*. Boston, Mass.: Kluwer Academic.
- Barbot, J. P., Larzabal, P., & Levy, A. J. (1997, Apr 16-18 1997). *Wideband indoor propagation channel direction of arrival measurements*. Paper presented at the IEEE Signal Processing Workshop on Signal Processing Advances in Wireless Communications, SPAWC, Paris.
- Devasirvatham, D. M. J., Banerjee, C., Krain, M. J., & Rappaport, D. A. (1990). *Multi-frequency radiowave propagation measurements in the portable radio environment*. Paper presented at the Communications, 1990. ICC 90, Including Supercomm Technical Sessions. SUPERCOMM/ICC '90. Conference Record., IEEE International Conference.
- Doufexi, A., Armour, S., Butler, M., Nix, A., & Bull, D. (2001, May 6-9 2001). *A study of the performance of HIPERLAN/2 and IEEE 802.11a physical layers*. Paper presented at the IEEE Vehicular Technology Conference, Rhodes.
- Doufexi, A., Armour, S., Butler, M., Nix, A., Bull, D., McGeehan, J., & Karlsson, P. (2002). A comparison of the HIPERLAN/2 and IEEE 802.11a wireless LAN standards. *IEEE Communications Magazine*, 40(5), 172-180.
- Guerin, S., Guo, Y. J., & Barton, S. K. (1997). *Indoor propagation measurements at 5 GHz for HIPERLAN*. Paper presented at the Antennas and Propagation, Tenth International Conference on (Conf. Publ. No. 436).
- Hanzo, L., Webb, W., & Keller, T. (2000). *Single- and multi-carrier quadrature amplitude modulation : principles and applications for personal communications, WLANs and broadcasting* (2nd ed.). New York, N.Y.: J. Wiley and Sons.
- IEEE Std. (1999). Information technology - telecommunications and information exchange between systems - local and metropolitan area networks - specific requirements. Part 11: wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) specifications, *ISO/IEC 8802-11; ANSI/IEEE Std 802.11, 1999 edn*: Practical.

- Janssen, G. J. M., & Prasad, R. (1992). *Propagation measurements in an indoor radio environment at 2.4 GHz, 4.75 GHz and 11.5 GHz*. Paper presented at the Vehicular Technology Conference, 1992 IEEE 42nd.
- Jonas, M. (1998). *Radio Wave Propagation Characterisitics at 5GHz with Modeling Suggestions for HIPERLAN/2 (3ERI074a)*: ETSI EP BRAN.
- Nee, R. v., & Prasad, R. (2000). *OFDM wireless multimedia communications*. Boston, Mass.: Artech House.
- Nobles, P., Ashworth, D., & Halsall, F. (1993). *Propagation measurements in an indoor radio environment at 2, 5 and 17 GHz*. Paper presented at the High Bit Rate UHF/SHF Channel Sounders - Technology and Measurement, IEE Colloquium.
- Öberg, T. (2001). *Modulation, detection and coding*. Chichester, Angleterre: J. Wiley and Sons.
- Plattner, A., Prediger, N., & Herzig, W. (1993). *Indoor and outdoor propagation measurements at 5 and 60 GHz for radio LAN application*. Paper presented at the Microwave Symposium Digest, 1993., IEEE MTT-S International.
- Pollet, T., Van Bladel, M., & Moeneclaey, M. (1995). BER sensitivity of OFDM systems to carrier frequency offset and Wiener phase noise. *Communications, IEEE Transactions on*, 43(2), 191-193.
- Poor, V. H., & Wornell, G. W. (1998). *Wireless communications : signal processing perspectives*. Upper Saddle River, N.J.: Prentice Hall PTR.
- Proakis, J. G. (2001). *Digital communications* (4th ed.). New York, N.Y.: McGraw-Hill.
- Radi, H., Fiacco, M., Parks, M. A. N., & Saunders, S. R. (1998). *Simultaneous indoor propagation measurements at 17 and 60 GHz for wireless local area networks*. Paper presented at the Vehicular Technology Conference, 1998. VTC 98. 48th IEEE.
- Rappaport, T. S. (2002). *Wireless communications : principles and practice* (2nd ed.). Upper Saddle River, N.J.: Prentice Hall PTR.
- Saleh, A. A. M., & Valenzuela, R. A. (1987). Statistical Model for Indoor Multipath Propagation. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications, SAC-5*(2), 128-137.
- Smith, D. R. (1993). *Digital transmission systems* (2nd ed.). New York, N.Y.: Van Nostrand Reinhold.

- Street, A. M., Moss, J. G. O., Edwards, D. J., & Mehler, M. J. (1995, Jun 21 1995). *Indoor propagation measurements at 5 GHz*. Paper presented at the IEE Colloquium (Digest), London, Stevenage.
- Stremmler, F. G. (1990). *Introduction to communication systems* (3rd ed.). Reading, Mass.: Addison-Wesley.
- Terry, J., & Heiskala, J. (2002). *OFDM wireless LANs : a theoretical and practical guide*. Indianapolis, Ind.: Sams.
- Van Nee, R. (1999). *A new OFDM standard for high rate wireless LAN in the 5 GHz band*. Paper presented at the Vehicular Technology Conference, 1999. VTC 1999 - Fall. IEEE VTS 50th.
- Webb, W., & Hanzo, L. (1994). *Modern quadrature amplitude modulation : principles and applications for fixed and wireless communications*. London, Angleterre: Pentech Press.
- Weinston, S. B., & Ebert, P. M. (1971). Data transmission by frequency division multiplexing using the discrete Fourier transform. *IEEE Trans., COM-19*(5), 628-634.
- Xiong, F. (2000). *Digital modulation techniques*. Boston, Mass.: Artech House.
- Zollinger, E. (1988, Jun 13-17 1988). *Measured inhouse radio wave propagation characteristics for wideband communication systems*. Paper presented at the EUROCON 88: 8th European Conference on Electrotechnics - Conference Proceedings on Area Communication, Stockholm, New York, NY.