

ÉCOLE DE TECHNOLOGIE SUPÉRIEURE
UNIVERSITÉ DU QUÉBEC

MÉMOIRE PRÉSENTÉ À
L'ÉCOLE DE TECHNOLOGIE SUPÉRIEURE

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

PAR
ABDELALI EL KHETTABI

CONCEPTION DU SYSTÈME DE TRANSMISSION OFDM CODÉ POUR LES
APPLICATIONS À HAUT DÉBIT

MONTRÉAL, LE 1 FÉVRIER 2008

© droits réservés de Abdelali El Khettabi

CE PROJET A ÉTÉ ÉVALUÉ
PAR UN JURY COMPOSÉ DE :

M. Marcel Gabrea, directeur de mémoire
Département de génie électrique à l'École de technologie supérieure

M Thien-My Dao, codirecteur
Département de génie mécanique à l'École de technologie supérieure

M. David Bensoussan, président du jury
Département de génie électrique à l'École de technologie supérieure

M Karim Trigui, membre du jury
Rogers Sans-fil, Concepteur de Système RF Senior

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

LE 10 JANVIER 2008

À L'ÉCOLE DE TECHNOLOGIE SUPÉRIEURE

CONCEPTION DU SYSTÈME DE TRANSMISSION OFDM CODÉ POUR LES APPLICATIONS À HAUT DÉBIT

El Khettabi Abdelali

RÉSUMÉ

On observe de nos jours un intérêt considérable pour de nouvelles technologies sans fil capables de réaliser des hauts débits, comme l'OFDM qui offre une forte protection pour les canaux à trajets multiples. Les perturbations qui interviennent sur ce type de canaux induisent des erreurs de transmission que le codage de système s'efforce de combattre pour assurer un taux d'erreur minimal.

Dans ce travail, on propose un système OFDM qui est capable d'offrir une protection améliorée aux trajets multiples, grâce à l'insertion d'un intervalle de garde et une robustesse développée grâce à l'entrelacement temporel des données transmis et un codage de correction d'erreurs. Nous présentons les résultats obtenus en utilisant des codes convolutionnels et des codes Reed Solomon.

Le système a été implanté sous Simulink de Mathworks. On a évalué l'effet du choix du code et de l'entrelacement sur la performance du système OFDM. L'analyse des performances du système avec le codage Reed-Solomon montre une amélioration dans l'environnement à trajets multiples. Les performances en terme de taux d'erreurs sont présentées pour différents paramètres de transmission, afin de définir les méthodes et les valeurs optimales du système de transmission OFDM.

DESIGN OF TRANSMISSION OFDM CODED SYSTEMS FOR THE HIGH FLOW APPLICATIONS

El Khettabi Abdelali

ABSTRACT

A huge interest is shown nowadays for new wireless technologies able to carry high throughput, such as OFDM which offers strong protection for multipath channels. Distortions in such channels lead to transmitting errors which are challenged by the system coding in order to ensure a minimal error rate.

The present work propose an OFDM system able to offer an enhanced protection for multipath channels by inserting guard times and robustness built through the temporal interleaving of transmitted data and a coding for error correction. We present the study results based on the usage of both convolutional and Reed Solomon codes.

The system was developed through Simulink of Mathworks. The code selection and the interleaving effects on the OFDM system performance were evaluated. The analysis of the system performance with the Reed Solomon coding shows an improvement in the multipath environment. The performances in terms of error rates are presented for various transmission parameters, in order to identify optimal methods and values of the OFDM transmission system.

REMERCIEMENTS

Je tiens à remercier toutes les personnes qui m'ont soutenu, encouragé et ont contribué au bon déroulement de cette thèse.

Je tiens en tout premier lieu à exprimer ma gratitude à mon directeur de recherche, Monsieur Marcel Gabrea, et à mon codirecteur, Monsieur Thien-My Dao, pour leur soutien inconditionnel qu'ils m'ont apporté tout au long de ce travail, pour leur enthousiasme et leur dynamisme constants. Merci surtout pour l'autonomie qu'ils m'ont permis d'acquérir très rapidement tout au long de ma thèse.

Je tiens ensuite à remercier le professeur David Bensoussan qui m'a honoré en acceptant d'être président du jury. Toute ma reconnaissance également à Monsieur Karim Trigui, de sa présence dans la composition du jury. Merci à tous mes collègues et amis pour toutes les discussions techniques fructueuses et motivantes qui m'ont permis d'avancer dans mon travail.

Merci à ma femme Galyna et mes fils Amine et Anas qui m'ont soutenu quotidiennement, partagé les moments de doute mais aussi de joie pendant ces années. Merci pour votre amour et grande amitié.

TABLE DES MATIÈRES

	Page
RÉSUMÉ	i
ABSTRACT	ii
REMERCIEMENT	iii
TABLE DES MATIÈRES	iv
LISTE DES TABLEAUX.....	vi
LISTE DES FIGURES.....	vii
LISTE DES ABRÉVIATIONS ET DES SIGLES.....	xi
INTRODUCTION	1
CHAPITRE 1 MODULATION MULTIPORTEUSES (OFDM).....	4
1.1 Historique de l'OFDM	4
1.2 Avantages et inconvénients de la modulation OFDM	5
1.3 Applications courantes de la modulation OFDM	6
1.3.1 Standards IEEE802.11a et HiperLAN 2	7
1.3.2 Radio numérique DAB (Digital Audio Broadcasting).....	9
1.3.3 Système terrestre DVB-T (Digital Video Broadcasting Terrestrial).....	11
1.4 Propagation par trajets multiples.....	13
1.4.1 Effet Doppler.....	16
1.4.2 Fading de Rayleigh	18
1.4.3 Fading sélectif en fréquence.....	22
CHAPITRE 2 PRINCIPES DE LA MODULATION OFDM	24
2.1 Orthogonalité.....	24
2.2 Émetteur et récepteur du système OFDM	26
2.3 Modulation de chaque sous-porteuse du signal OFDM	34
2.4 Intervalle de garde.....	38
2.5 Fenêtrage d'un signal OFDM.....	40
2.6 Filtrage de Nyquist.....	42
2.7 Estimation du canal de transmission	45
2.7.1 Détection différentielle.....	45
2.7.2 Détection cohérente.....	48
2.8 Codage du système OFDM	50
2.8.1 Les codes convolutionnels	50

2.8.2	Code en bloc.....	52
2.8.3	Code de Reed-Solomon.....	54
2.9	Entrelacement et desentrelacement	56
CHAPITRE 3 STRUCTURES DE LA CHAINE DE TRANSMISSION NUMÉRIQUE DE TYPE OFDM UTILISÉE DANS UN RÉSEAU LOCAL SANS FIL.....		58
3.1	Modélisation de la chaîne de transmission OFDM	59
3.2	Description et spécification du système	68
3.3	Présentation des schémas bloc du système conçu.....	69
CHAPITRE 4 MODÉLISATION, SIMULATIONS ET INTERPRÉTATION DES RÉSULTATS		72
4.1	Résultats des simulations du système OFDM avec modulation QPSK	73
4.2	Résultats des simulations du système OFDM avec modulation 16 QAM	83
4.3	Résultats des simulations du système OFDM avec modulation 64 QAM	90
4.4	Résultats des simulations du système OFDM-QPSK avec un code en bloc de Reed-Solomon	97
4.5	Analyse générale des résultats obtenus	104
CONCLUSION.....		106
RECOMMANDATIONS.....		108
BIBLIOGRAPHIE		109

LISTE DES TABLEAUX

	Page	
Tableau I	Comparaison des caractéristiques techniques des normes IEEE802.1a et HIPERLAN2	7
Tableau II	Couche physique de d'IEEE802.11a et HIPERLAN2	8
Tableau III	Caractéristiques principales des différentes modes de DAB	9
Tableau IV	Comparaison des paramètres de transmission pour les deux modes DVB (8K et 2K).....	12
Tableau V	SNR et Débit binaire requis pour le DVB-T avec les différentes combinaisons du codage et de la modulation.....	12
Tableau VI	Quelques valeurs de probabilité du fading de Rayleigh	22
Tableau VII	Codage de Gray.....	37
Tableau VIII	Propriétés des fenêtres de pondération usuelles.....	42
Tableau IX	Paramètres du système OFDM.....	69
Tableau X	Paramètres du système OFDM-QPSK	75
Tableau XI	Paramètres du système OFDM-16 QAM.....	85
Tableau XII	Paramètres du système OFDM-64 QAM	91
Tableau XIII	Paramètres du système OFDM-QPSK avec du codage Reed-Solomon.....	99

LISTE DES FIGURES

	Page	
Figure 1.1	Propagation par trajets multiples	13
Figure 1.2	Paramètres de l'effet Doppler.....	16
Figure 1.3	Exemple d'enveloppe de champ reçu de type Rayleigh dans le cas d'une réception mobile à 900 MHz.....	18
Figure 2.1	Réponse en fréquence du signal OFDM composée de 5 sous-porteuses	25
Figure 2.2	Répartition des sous-porteuses d'un signal OFDM sur le plan temps - fréquence	28
Figure 2.3	Schéma d'émetteur du système OFDM	29
Figure 2.4	Schéma de transposition du signal OFDM avec des techniques numériques	30
Figure 2.5	Schéma de transposition du signal OFDM avec des techniques analogiques.....	31
Figure 2.6	Schéma de récepteur du système OFDM	33
Figure 2.7	FFT de 48 échantillons sur 64, et 128 points.....	33
Figure 2.8	Constellation QPSK.....	35
Figure 2.9	Constellation 16-QAM	36
Figure 2.10	Codage de Gray de la constellation 16-QAM	37
Figure 2.11	Intervalle de garde par prolongation cyclique	38
Figure 2.12	FFT de 64 échantillons d'une fenêtre Blackman.....	40
Figure 2.13	FFT de 64 échantillons d'une fenêtre Hanning	41
Figure 2.14	FFT de 64 échantillons d'une fenêtre Hamming	41

Figure 2.15	Réponse fréquentielle du filtre de Nyquist ($\alpha = 0, 0.5, 1$)	43
Figure 2.16	Réponse impulsionnelle du filtre racine de cosinus surélevé ($\alpha = 0, 0.5, 1$)	44
Figure 2.17	Récepteur OFDM avec la détection différentielle	46
Figure 2.18	Présentation de détection différentielle sur le plan temporel.....	47
Figure 2.19	Présentation de détection différentielle sur le plan fréquentiel	47
Figure 2.20	Présentation des symboles pilotes dispersés.....	49
Figure 2.21	Principe de codage convolutionne	50
Figure 2.22	Représentation en treillis du code convolutionnel.....	51
Figure 2.23	Mot de code	53
Figure 2.24	Schéma du codage en bloc de Reed-Solomon	56
Figure 2.25	Codage et l'entrelacement	57
Figure 3.1	Schéma de la chaîne de transmission OFDM de base	60
Figure 3.2	Schéma de principe de l'insertion du prefixe cyclique.....	63
Figure 3.3	Bande du signal OFDM	66
Figure 3.4	Insertion des symboles de données et des pilotes aux sous-porteuses orthogonales.....	67
Figure 4.1	Schéma bloc du système OFDM-QPSK	74
Figure 4.2	Taux d'erreur binaire en fonction du rapport signal sur bruit d'un système OFDM-QPSK avec et sans codage	76
Figure 4.3	Taux d'erreur binaire en fonction du rapport signal sur bruit d'un système OFDM-QPSK avec et sans l'entrelaceur	77
Figure 4.4	Constellation de la modulation QPSK dans un système OFDM- QPSK prise à la réception pour $E_b/N_0 = 30$ dB	78

Figure 4.5	Spectre du signal OFDM pris après le bloc de la IFFT	79
Figure 4.6	Spectre du signal OFDM pondéré par une fenêtre de Blackman pris après le canal pour $\frac{E_b}{N_0} = 30 \text{ dB}$	80
Figure 4.7	Spectre du signal OFDM pondéré par une fenêtre de Hamming pris après le canal pour $\frac{E_b}{N_0} = 30 \text{ dB}$	81
Figure 4.8	Spectre du signal OFDM pondéré par une fenêtre de Hanning pris après le canal pour $\frac{E_b}{N_0} = 30 \text{ dB}$	82
Figure 4.9	Spectre du signal OFDM pondéré par une fenêtre de Blackman et étalé entre 0 et f_s	83
Figure 4.10	Schéma bloc du système OFDM-16 QAM.....	84
Figure 4.11	Constellation de la modulation 16 QAM dans un système OFDM-16 QAM prise à la réception pour $\frac{E_b}{N_0} = 30 \text{ dB}$	86
Figure 4.12	Taux d'erreur binaire en fonction du rapport signal sur bruit d'un système OFDM-16 QAM avec et sans codage.....	87
Figure 4.13	Spectre du signal OFDM-16 QAM pondéré par une fenêtre de Blackman pris après le canal pour $\frac{E_b}{N_0} = 30 \text{ dB}$	88
Figure 4.14	Spectre du signal OFDM-16 QAM pondéré par une fenêtre de Hamming pris après le canal pour $\frac{E_b}{N_0} = 30 \text{ dB}$	89
Figure 4.15	Spectre du signal OFDM-16 QAM pondéré par une fenêtre de Hanning pris après le canal pour $\frac{E_b}{N_0} = 30 \text{ dB}$	90
Figure 4.16	Courbes du BER du système OFDM-QPS, OFDM-16 QAM et OFDM-64 QAM.....	92

Figure 4.17	Constellation de la modulation 64 QAM dans un système OFDM-64 QAM prise à la réception pour $\frac{E_b}{N_0} = 30 \text{ dB}$	93
Figure 4.18	Spectre du signal OFDM-64 QAM pondéré par une fenêtre de Blackman pris après le canal pour $\frac{E_b}{N_0} = 30 \text{ dB}$	94
Figure 4.19	Spectre du signal OFDM-64 QAM pondéré par une fenêtre de Hamming pris après le canal pour $\frac{E_b}{N_0} = 30 \text{ dB}$	95
Figure 4.20	Spectre du signal OFDM-64 QAM pondéré par une fenêtre de Hanning pris après le canal pour $\frac{E_b}{N_0} = 30 \text{ dB}$	96
Figure 4.21	Schéma bloc du système OFDM-QPSK avec un code en bloc de Reed-Solomon.....	98
Figure 4.22	Constellation de la modulation QPSK dans un système OFDM-QPSK avec le code RS (15,9) prise à la réception pour $\frac{E_b}{N_0} = 25 \text{ dB}$	100
Figure 4.23	Spectre du signal OFDM-QPSK avec le code RS (15,9) pris avant le canal pour $\frac{E_b}{N_0} = 25 \text{ dB}$	101
Figure 4.24	Spectre du signal OFDM-QPSK avec le code RS (15,9) pris après le canal pour $\frac{E_b}{N_0} = 25 \text{ dB}$	101
Figure 4.25	Courbes du TEB du système OFDM-QPSK avec le codage convolutionnel et le codage de RS (15,11), RS (15,9).....	102
Figure 4.26	Comparaison des performances du système OFDM-QPSK avec le codage convolutionnel de taux R=1/2 et le codage concaténé de deux codes convolutionnel et RS (15,11)	103

LISTE DES ABRÉVIATIONS ET DES SIGLES

OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing
TDMA	Time Division Multiple Access
WLAN	Wireless Local Area Network
DAB	Digital Audio Broadcasting
ADSL	Asymmetric Digital Subscriber Line
BER	Bit Error Rate (la probabilité d'erreur d'un bit)
dB	Decibel
bps	Bits per second
Mbps	Mega bits per second (10^6 bps)
MHz	Megahertz (10^6 Hz)
DC	Direct Current (0 Hz)
DFT	Discrete Fourier Transform
DVB	Digital Video Broadcasting
DVB-T	Digital Video Broadcasting – Terrestrial
FFT	Fast Fourier Transform
Fs	Sample Frequency
HiperLAN2	High Performance Radio Local Area Network
Hz	Hertz (cycles per second)
ICI	Inter-Carrier Interference
IEEE802.11a	WLAN standard (U.S.), data rate of 54 Mbps
IEEE802.11b	WLAN standard (U.S.), data rate of 11 Mbps

IFFT	Inverse Fast Fourier Transform
IQ	Inphase Quadrature
ISI	Inter-Symbol Interference (interférence entre symboles)
LO	Local Oscillator
QAM	Quadrature Amplitude Modulation
QPSK	Quadrature Phase Shift Keying
RC	Raised Cosine (intervalle de garde)
RF	Radio Frequency
SNR	Signal to Noise Ratio: rapport signal à bruit

INTRODUCTION

La communication numérique atteint actuellement des progrès considérables dans le cadre des produits de large échelle, comme des réseaux locaux sans fils (WLAN) qui proposent un débit très élevé. Afin d'arriver à des performances élevées dans l'environnement à trajets multiples, ce type de réseaux s'appuie sur la modulation multiporteuses OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) qui en combinaison avec des techniques de modulation codée en treillis permet d'augmenter le débit binaire et par conséquent l'efficacité spectrale sans compromettre la largeur de bande. Les bases théoriques de systèmes OFDM sont connues, en revanche, il a y de nombreux aspects pratiques qui restent à étudier. En particulier, une utilisation conjointe des codes de correction d'erreurs, de l'entrelacement, de la modulation codée, les techniques de démodulation et de détection, nécessite toujours une évaluation détaillée. Une attention est portée sur l'estimation de canal de transmission basée sur les symboles pilotes insérés entre les sous-canaux d'un signal OFDM, étant donné l'importance accrue d'obtenir une qualité raisonnable de service requis.

Ce mémoire porte sur la conception, simulation et étude des performances d'un système OFDM avec différents systèmes de codage et de types de modulations. Le but est d'optimiser une transmission à porteuses multiples pour un réseau local sans fils et de l'implémenter dans un outil de simulation Simulink de Matlab, ainsi que de calculer les performances du système optimisé en terme de taux d'erreurs, afin de définir les valeurs optimales du système de transmission.

Le système qu'on propose dans ce travail de recherche, peut servir à améliorer le système de communication numérique. Ce système est basé sur l'utilisation des codes de Reed-Solomon, l'entrelacement, l'insertion d'un intervalle de garde qui permettent de réduire considérablement le taux d'erreurs, et par conséquent, d'augmenter la robustesse du système. Nous mettons en évidence l'efficacité accrue d'utilisation les codes en blocs

Reed-Salomon pour les environnements à trajets multiples. L'insertion des symboles pilotes pour l'estimation du canal de transmission permet d'utilisation de l'OFDM dans un contexte de mobilité élevée.

Le premier chapitre concerne l'historique de l'OFDM, ainsi que sa description générale avec ses avantages et ses inconvénients, et présentation des caractéristiques de la propagation en milieu dispersif. L'OFDM est une modulation qui permet de transmettre des données numériques, au moyen d'un grand nombre de sous-porteuses à bande étroite, dans un canal sélectif en fréquences tout en assurant un bon compromis entre les performances et l'occupation spectrale du signal OFDM. Nous parlons, dans ce chapitre, des affaiblissements du signal OFDM dans un canal à trajets multiples, par conséquent, il couvre la description des interférences causées par trajets multiples, comme l'effet Doppler, le phénomène Fading de Rayleigh et finalement il inclut l'avantage d'employer la technique de modulation à porteuses multiples pour surmonter ces problèmes.

Dans le deuxième chapitre, le système de transmission basé sur la modulation OFDM est décrit. Il couvre alors la description générale des composants de l'émetteur et de récepteur du système OFDM. On explique comment l'OFDM combat les interférences ISI/ICI dans un canal à trajets multiples. Le codage et l'estimation du canal sont également présentés dans ce chapitre pour combattre la sélectivité et la non stationnarité du canal.

Le troisième chapitre décrit généralement le système OFDM modélisé sous Simulink de Matlab. Dans le quatrième chapitre, nous présentons un modèle de système OFDM traditionnel, modélisé à l'aide de Simulink de Matlab, utilisé dans un standard IEEE802.11a pour les réseaux locaux sans fils, et basé sur les principes décrits dans le chapitre précédent. Nous comparons les résultats des simulations obtenues en variant le type de modulation de sous-porteuses, ainsi que l'utilisation des techniques combattantes les effets de la propagation à trajets multiples. On expose une technique d'insertion d'un

intervalle de garde et la méthode d'estimation du canal basée sur l'insertion des symboles pilotes connus de récepteur. On compare les caractéristiques fréquentielles de différentes fenêtres, par exemple, la position des lobes secondaires, dans un système OFDM.

Finalement, le système OFDM qui inclus l'utilisation de codage Reed-Solomon, l'entrelacement temporel des données transmis, l'insertion d'un intervalle de garde est modélisé, ainsi que les résultats de simulation et les performances de ce système sont respectivement étudiées. On démontre l'efficacité d'utilisation des codes Reed-Solomon dans un environnement à trajets multiples.

CHAPITRE 1

MODULATION MULTIPORTEUSES (OFDM)

1.1 Historique de l'OFDM

La modulation multiporteuse est une technique de modulation utilisée dans des normes européennes telles que la radiodiffusion numérique (DAB) et la diffusion de vidéo numérique (DVB). Cette modulation a suscité beaucoup d'intérêt et a été proposée pour beaucoup d'autres applications, y compris les réseaux locaux (LAN) et les systèmes de communications personnels. Les premiers systèmes de modulation multiporteuse sont apparus dans les années 50, notamment dans les systèmes militaires HF. Les premiers schémas d'OFDM ont été présentés par Chang en 1966 et Saltzberg en 1967 [4]. L'utilisation réelle de modulation multiporteuse était limitée et l'aspect pratique du concept a été remis en question. Cependant, l'OFDM a été développé dans les travaux de Chang et Gibby en 1968 [16], Weinstein et Ebert en 1971 [6], Peled et Ruiz en 1980 [17], et Hirosaki en 1981 [10], qui ont montré la possibilité de produire les opérations de modulation et de démodulation OFDM par les techniques de transformée de Fourier, ainsi que d'utiliser un préfixe cyclique pour les canaux radio-mobiles. Le choix de l'OFDM comme technique de transmission a pu être justifié par des études comparatives avec les systèmes d'une seule porteuse. En outre, une attention considérable a été portée à la combinaison de la technique de transmission d'OFDM et l'accès multiple par repartition division des codes (CDMA) dans les systèmes de canaux multiples MC-CDMA par Hara et Prasad en 1997 [34]. L'OFDM est une matière de recherche pour l'usage dans les réseaux locaux sans fil et dans des applications de câble à bande large. La modulation multiporteuse a été adoptée comme technique de modulation pour les

lignes d'abonnés numériques asymétriques (ADSL, 1.536 Mb/s) [48], les lignes d'abonnés numériques de haut débit (HDSL, 1,6 Mb/s), les lignes d'abonnés numériques de haute vitesse (VHDSL, 100 Mb/s) [47], la radiodiffusion numérique d'acoustique (DAB) et la radiodiffusion terrestre (HDTV) ainsi que pour les futurs standards de troisième et quatrième générations.

1.2 Avantages et inconvénients de la modulation OFDM

Les techniques de modulation OFDM offrent plusieurs avantages par rapport aux méthodes de modulation conventionnelle à une seule porteuse. Un grand avantage de l'OFDM est sa simplicité due à l'utilisation d'IFFT [46]. L'OFDM est basé sur la répartition de l'information à transmettre sur un grand nombre de sous porteuses orthogonales modulées à bas débit binaire de façon à rendre le canal radiomobile non dispersif en temps et non sélectif en fréquence. Cette technique réside dans le chevauchement du spectre des différentes sous porteuses produisant une efficacité spectrale optimale. L'OFDM est une solution efficace au problème d'interférence intersymboles (ISI) dans des canaux radiomobiles, grâce à l'insertion d'un intervalle de garde après chaque symbole utile [44]. Cet intervalle à pour effet d'absorber l'effet multivoies du canal et de maintenir la condition d'orthogonalité de sous porteuses au récepteur. La procédure de conservation d'orthogonalité pour l'OFDM est beaucoup plus simple comparée aux techniques de CDMA ou de TDMA. L'OFDM peut être employé dans des applications à grande vitesse de multimédia avec un coût inférieur de service [56]. La solution OFDM utilise d'une façon optimale la largeur de bande disponible, elle possède donc une haute efficacité spectrale [34].

Malgré ses nombreux avantages, la modulation OFDM possède certains inconvénients, dont particulièrement celui du rapport de la puissance maximale et la puissance moyenne du signal OFDM, soit le problème du PAPR (Peak-to-Average Power Ratio)

qui peut causer la saturation de l'amplificateur à l'émission et mener par la suite à une perte d'orthogonalité et de rayonnements hors de la bande passante. Un PAPR très élevé signifie que le signal possède une puissance maximale plus importante par rapport à sa puissance moyenne, et que des pics d'amplitude importante sont présents [49]. Le rapport de PAPR est directement proportionnel au nombre de sous canaux utilisés dans le système OFDM. Nous voudrions que ce rapport soit aussi bas que possible. Il existe certaines techniques qui peuvent aider à réduire le rapport de PAPR, par exemple, les techniques de codage [33], de fenêtrage et de brouillage du signal OFDM [51], les techniques basées sur l'adjonction de signaux supplémentaires aux ordres de données dans le domaine de temps [59], etc... La technique de réduction de PAPR qui est réalisée en ajoutant les porteuses supplémentaires, désignées sous le nom RPC (Peak Reduction Carriers). La phase et l'amplitude des porteuses RPCs doivent être ajustées pour réduire au minimum le rapport de la puissance maximale et de la puissance moyenne du signal OFDM. La méthode de RPC peut être employée pour un nombre moins élevé de porteuses, puisque une augmentation de nombre des porteuses supplémentaires mène à une complexité importante du système.

La modulation OFDM est extrêmement sensible aux erreurs de synchronisation qui conduisent à un TEB très élevé. Les méthodes existantes pour synchroniser le système OFDM sont basées sur l'utilisation des symboles pilotes ainsi que l'exploitation de la redondance du signal transmis [5]. Les symboles pilotes peuvent permettre une évaluation du canal à toutes les fréquences ou utiliser certains sous-canaux pour transmettre l'information connue au récepteur. Ce dernier mesure l'atténuation subie par les porteuses pilotes à la réception et emploie cette information pour estimer l'atténuation des symboles de données aux autres sous-canaux. Cependant, cette estimation de canal est généralement trop complexe pour une exécution pratique.

1.3 Applications courantes de la modulation OFDM

Actuellement la modulation OFDM est employée dans différentes normes telles que la radio numérique DAB (Digital Audio Broadcasting) [12], la télévision numérique terrestre DVB-T (Digital Video Broadcasting terrestrial) [60], ainsi que pour les réseaux locaux à l'intérieur des bâtiments de type BRAN (Broadband Radio Access Network) [25] et les réseaux locaux sans fil IEEE 802.11 et HyperLan2 [25]. Grâce à sa robustesse et à sa fiabilité, l'OFDM est adoptée présentement pour les réseaux ATM sans fils.

1.3.1 Standards IEEE802.11a et HiperLAN 2

La norme IEEE802.11a offre des débits allant jusqu'à 54Mbps sur une distance de plusieurs centaines de mètres. La norme IEEE802.11a fonctionne dans la gamme de fréquence 5,2 GHz. HiperLAN2 (High Performance Radio LAN 2.0). La norme européenne élaborée par l'ETSI (European Telecommunications Standards Institute) [23], utilise la bande de fréquences comprise entre 5,15 et 5,25 GHz, alors que la plupart des technologies de réseaux sans fil fonctionnent dans la bande de fréquences des 2,4 GHz [25].

Tableau I

Comparaison des caractéristiques des normes IEEE802.11a et HIPERLAN2
(Tiré de IEEE Std 802.11a , 1999)

Norme	802.11a	HiperLAN 2
Spectre	5,2 GHz	5,2 GHz
Type de modulation	OFDM	OFDM
Débit physique max	54 Mbps	54 Mbps
Accès au médium de transmission (MAC)	CSMA/CA	TDMA/TDD
Type de connexion	Non Orienté-connexion	Orienté-connexion

Source : Ce tableau a été tiré du IEEE Std 802.11a, Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) specifications: High-speed Physical Layer in the 5 GHZ Band, Part 11.

Au sein d'un réseau HiperLAN2, les données sont transmises en mode connecté. Les connexions point-à-point sont bidirectionnelles tandis que les connexions point-à-multipoint sont unidirectionnelles. La norme HiperLAN2 offre le mode bidirectionnel grâce au mode orienté connexion. En effet, l'HiperLAN2 est une extension de la norme 802.11 visant à satisfaire la réglementation européenne pour la bande de fréquence de spectre de 5,2 GHz. L'HiperLAN2 est la concurrente directe de la norme 802.11a, dont elle partage les caractéristiques techniques : même modulation, mêmes débits, même bande de fréquences, mêmes puissances d'émission. La couche physique de deux normes utilise la méthode de multiplexage par modulation OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing), méthode notamment efficace dans les environnements où le signal radio subit des réflexions et des atténuations, provoquant ainsi une augmentation néfaste des temps de propagation du signal.

Tableau II

Couche physique de d'IEEE802.11a et de HIPERLAN2
 (Tiré de ETSI Normalization Committee, 2001)

Paramètre	Valeur
Nombre de sous-canaux de données	48
Nombre de symboles « pilotes »	4
Espacement entre les canaux	20MHz
Taille dIFFT	64
Espacement entre les sous-porteuses (Fc)	312,5 kHz (20 MHz/64)
Largeur de bande nominale	16,25 MHz (312,5 KHz *52)
Durée de symbole utile (Tc)	3,2 (1/Fc)
Durée d'un intervalle de garde	0,8 μ sec
Type de modulation	BPSK,QPSK,16-QAM,64-QAM
Taux de codage	1/2, 2/3, 3/4

Source : Ce tableau a été tiré du ETSI Normalization Committee, Broadband Radio Access Networks (BRAN); HIPERLAN Type 2; Physical (PHY) Layer. Norme ETSI , document RTS0023003-R2.

1.3.2 Radio numérique DAB (Digital Audio Broadcasting)

Le DAB (Digital Audio Broadcasting) est une norme de transmission numérique de signaux radio. Cette norme est déployée en Europe et dans le monde entier comme première norme utilisant la modulation OFDM [12]. L'objectif étant de garantir la réception dans les conditions de propagation les plus difficiles (réception embarquée en zone urbaine dense, résistance à l'effet Doppler). Les modes de diffusion ont été définis, utilisant les différentes bandes de fréquence pour diffuser le signal (VHF, bande 1,5 GHz, bande 2,3 GHz). Les caractéristiques principales des quatre modes sont présentées dans le Tableau III.

Tableau III

Caractéristiques principales des différents modes de DAB
(Tiré de World DAB Forum)

Paramètres	Mode de transmission			
	I	II	III	IV
Gamme de fréquence	≤ 375 MHz	$\leq 1,5$ GHz	≤ 3 GHz	$\leq 1,5$ GHz
Largeur du signal	1,536 MHz	1,536 MHz	1,536 MHz	1,536 MHz
Nombre de porteuses	1536	384	192	768
Durée de symbole	1000 µs	250 µs	125 µs	500 µs
Durée de l'intervalle de garde	246 µs	62 µs	31 µs	123 µs
Durée totale de symbole	1246 µs	312 µs	156 µs	623 µs
Distance maximale de transmission	96 km	24 km	12 km	48 km

Source : Ce tableau a été tiré du World DAB Forum, Digital Audio Broadcasting - Overview and Summary of the DAB System.

Le mode de transmission le plus approprié à l'utilisation peut être déterminé à partir de la largeur de bande de transmission, de la vitesse du récepteur et de la tolérance aux trajets

multiples. En Europe, les bandes de fréquence pour le DAB étaient la bande III (174-230 MHz) et la bande L (1,5 GHz). Le mode II utilisé pour la diffusion en bande L, offre une plus grande résistance à l'effet Doppler à la fréquence 1,5 GHz, par rapport au mode I utilisé pour la diffusion en bande 174-230 MHz. Le mode III a été conçu à l'origine pour des utilisations satellitaires à fréquence élevée (entre 1,5 GHz et 3) GHz. Le système DAB est basé sur l'utilisation de trois étapes de transmission.

La première étape consiste en une compression audionumérique qui est étroitement liée au système de modulation COFDM avec lequel elle constitue un ensemble homogène qui garantit de hautes performances en vue de l'occupation du spectre et un comportement irréprochable en présence d'erreurs de transmission. Le DAB utilise les normes de compression MPEG Audio. MPEG 1 correspond à une fréquence d'échantillonnage de 48 kHz, tandis que MPEG 2 correspondant à une fréquence d'échantillonnage de 24 kHz.

La deuxième étape consiste en un codage de canal (COFDM) [15]. Dans le canal radio mobile, le signal émis arrivant au récepteur est l'objet de trajets multiples causés par les réflexions sur des obstacles. Ces trajets multiples provoquent des évanouissements sélectifs sur le spectre du signal reçu. C'est pourquoi le signal à transmettre est décomposé en une somme de symboles séparés par un intervalle de garde, de durée supérieure à celle de la réponse impulsionnelle du canal, et émis sur un grand nombre de porteuses orthogonales. Le contenu de cet intervalle de garde, obtenu par périodisation du symbole utile, permet d'exploiter au récepteur les propriétés de convolution cyclique de la DFT. L'interférence entre porteuses (ICI) est alors totalement supprimée ce qui réduit l'égalisation à une simple division par la réponse fréquentielle du canal.

La troisième étape est le multiplexage. Le DAB transporte un canal de signalisation, un canal d'information rapide FIC (Fast Information Channel) destiné au récepteur, qui indique la structure du multiplex (programmes, position dans le multiplex) et le nom des

programmes radio, et un canal de service principal (MSC) qui contient la charge utile.

1.3.3 Système terrestre DVB-T (Digital Video Broadcasting Terrestrial)

Le système terrestre DVB a été normalisé en 1997 [21]. Les plates-formes DVB-T offrent au public une meilleure qualité de l'image et du son, utilisant des canaux TV d'une largeur de bande de 6 – 8 MHz, par rapport au 1,5 MHz pour la DAB. DVB-T est actuellement utilisé pour une réception fixe, grâce à des adaptateurs intégrant directement les circuits de décodage. De même que le DAB, le DVB-T est basée sur un codage de canal (COFDM) et un codage de source avec deux possibilités, MPEG 2 ou MPEG 4. La norme DVB-T prévoit l'utilisation de trois types de modulation de base :

- Modulation QPSK à 4 états
- Modulation 16 QAM à 16 états
- Modulation 64 QAM à 64 états.

L'augmentation du nombre d'états permet d'augmenter le débit utile au prix d'une diminution de la robustesse du signal. Le codage COFDM prévoit deux modes de transmission possibles [40] :

- le mode 2k constitué par un signal composé de 1705 porteuses avec un espacement de 4,4 kHz dans un canal, dont 1512 pour les données utiles
- le mode 8k constitué par un signal composé de 6817 porteuses avec un espacement de 1,1 kHz dans un canal, dont 6048 porteront des données utiles.

La configuration du réseau est déterminée par le paramétrage choisi. Le Tableau IV résume la comparaison des deux modes de transmission pour le DVB-T.

Tableau IV

Comparaison des paramètres de transmission pour les deux modes DVB (8K et 2K)
 (Tiré de ETSI ETS 300 744, 1997)

Paramètres	Mode 8K	Mode 2K
Nombre de porteuses utiles par symbole	6048	1512
Nombre total de porteuses	6817	1705
Largeur de bande d'une porteuse (1/Tu)	1116 Hz	4464 Hz
Temps utile (Tu)	896 µs	224 µs

Source : Ce tableau a été tiré du ETSI ETS 300 744, Framing Structure, Channel Coding and Modulation for Digital Terrestrial Television.

Tableau V

SNR et Débit binaire requis pour le DVB-T avec les différentes combinaisons de codage et de modulation
 (Tiré de ETSI ETS 300 744, 1997)

Type de modulation	Taux de codage	SNR pour BER=2·10 ⁻⁴ (dB)	Débit binaire (Mbps)	Intervalle de garde 1/4	Intervalle de garde 1/32
QPSK	1/2	5,4	3,1	4,98	6,03
QPSK	7/8	16,3	7,7	8,71	10,56
16-QAM	1/2	11,2	8,8	9,95	12,06
16-QAM	7/8	22,8	13,9	17,42	21,11
64-QAM	1/2	16,0	14,4	14,93	18,10
64-QAM	7/8	27,9	20,1	26,13	31,67

Source : Ce tableau a été tiré du ETSI ETS 300 744, Framing Structure, Channel Coding and Modulation for Digital Terrestrial Television.

1.4 Propagation par trajets multiples

Les systèmes de communication sans-fil sont limités en capacité et en performances à cause de certains facteurs liés au canal de transmission tels que le bruit additif généré par les composants internes du système de communication, ou les évanouissements et la propagation par trajets multiples (voir la Figure 1-1) [56] lorsqu'un signal émis subit des réflexions, des réfractions ou des diffusions autour des réflecteurs se trouvant dans l'environnement de propagation entre la source et la destination. Ainsi, le récepteur voit des versions multiples du signal émis, de puissances atténuées et avec certains retards.

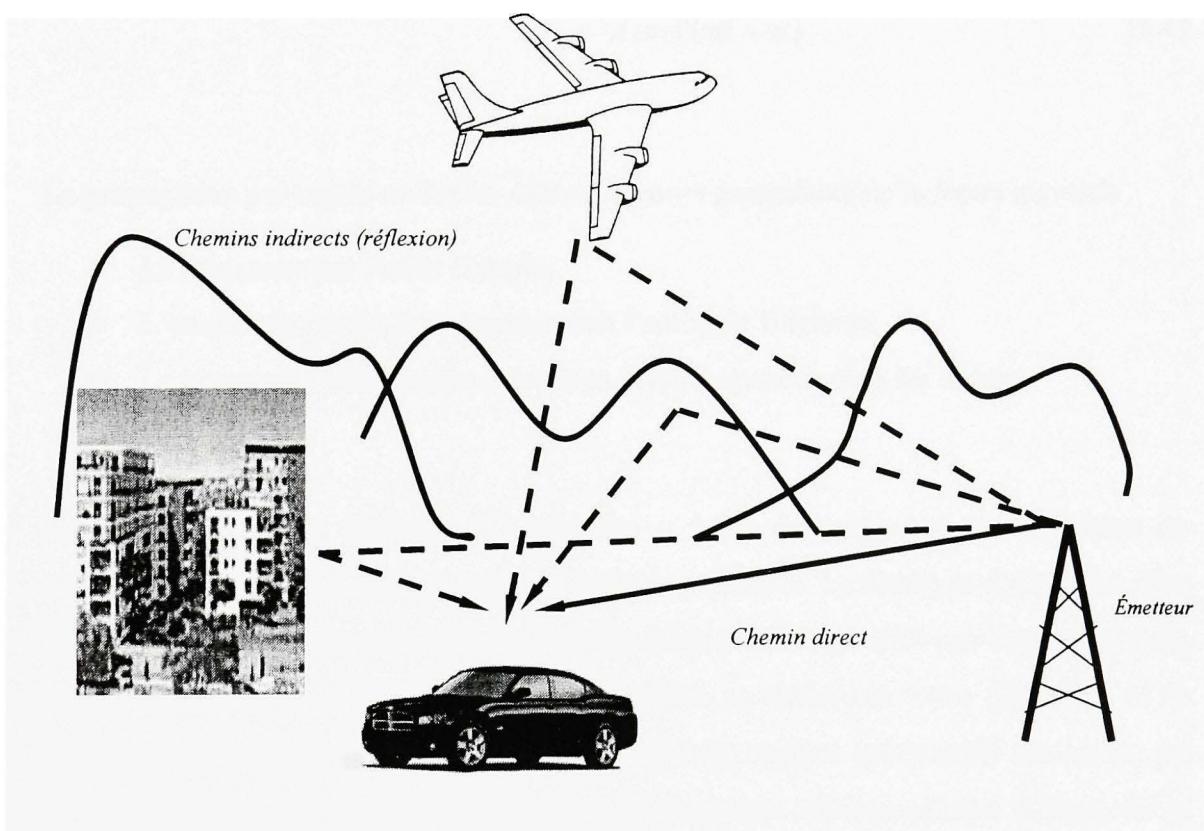


Figure 1.1 Propagation par trajets multiples
(Tiré de Nee, Richard Van, 2000)

Source : Cette figure a été tiré du livre de Nee, Richard Van, *Framing OFDM wireless multimedia communications*, Boston, Mass: Artech House.

Dans ces conditions, il apparaît clairement que le mobile, s'il peut recevoir directement l'onde émise à son intention, reçoit toujours les contributions sur la même fréquence de tout un ensemble de réflecteurs et de diffracteurs. Ces obstacles divers, tels que les arbres, les immeubles, la végétation et les véhicules, créent pour chaque fréquence une géométrie d'ondes stationnaires. Le temps de propagation d'une information selon les différents trajets est variable selon la longueur de chaque trajet, ce qui entraîne une distorsion de phase nécessaire à la reconnaissance du message transmis.

Le champ électrique d'une onde émise peut être représenté comme suit :

$$E_z = A \cos(2\pi f t + \phi) \quad (1.1)$$

La propagation par trajets multiples affecte les trois paramètres de la façon suivante :

- La fréquence par l'effet Doppler
- L'amplitude par les évanouissements Fading de Rayleigh
- La phase par la dispersion des temps de propagation selon les trajets.

Les évanouissements (fadings) [7] sont des « trous de transmission » résultant de l'annulation du signal à un instant et une fréquence donnée. La fonction de transfert d'un canal à trajets multiples présente une réponse fréquentielle qui n'est pas constante, mais comporte des creux et des bosses dus aux échos et réflexions entre l'émetteur et le récepteur. Si la bande passante couvre une partie du spectre comportant des creux, on aura une perte totale de l'information pour la fréquence correspondante. L'étude de la bande de cohérence du canal s'avère nécessaire car elle limite la largeur de bande du signal transmis. La bande de cohérence Bc est définie comme la bande de fréquence sur laquelle on peut considérer la fonction de transfert du canal comme constante. Un canal est non sélectif en fréquence si $T >> Tm$, où T est la durée d'un symbole et Tm est une

dispersion temporelle ($Bc=1/Tm$). Dans ce cas, le canal est dit plat dans le domaine fréquentiel. En effet, lorsque la bande de cohérence du canal est plus petite que la largeur de bande du signal transmis, la liaison subit des évanouissements sélectifs en fréquence. Supposons que le signal transmis est présenté sous la forme [54]:

$$s(t) = \operatorname{Re} \left\{ s_l(t) \cdot e^{j\omega_c t} \right\} = \operatorname{Re} \left\{ s_l(t) \cdot e^{2j\pi f_c t} \right\} \quad (1.2)$$

où f_c - la fréquence porteuse.

Le signal reçu après le canal à trajets multiples est la somme des signaux issus des différents chemins [54]:

$$x(t) = \sum_{n=1}^N \alpha_n(t) s(t - \tau_n(t)) \quad (1.3)$$

où N : le nombre de chemins;

$\alpha_n(t)$: atténuations du signal reçu;

$\tau_n(t)$: délai du signal reçu variant dans le temps;

Le signal $x(t)$ peut alors s'écrire [54]:

$$x(t) = \operatorname{Re} \left\{ \left[\sum_{n=1}^N \alpha_n(t) \cdot e^{-j2\pi f_c \tau_n(t)} s_l(t - \tau_n(t)) \right] e^{2j\pi f_c t} \right\} \quad (1.4)$$

Alors, le signal en bande de base subit des atténuations $\alpha_n(t)$, des déphasages $-j2\pi f_c \tau_n(t)$ et des retards $\tau_n(t)$ qui dépendent du temps. A partir de la formule (1.4) on

peut définir la réponse impulsionnelle du canal:

$$c(t, \tau) = \sum_{n=1}^N \alpha_n(t) \cdot e^{-2j\pi f_c \tau_n(t)} \delta(t - \tau_n(t)) \quad (1.5)$$

Les déphasages du signal transmis changent rapidement si le mobile se déplace à une grande vitesse, par rapport aux variations d'amplitude $\alpha_n(t)$ qui changent.

1.4.1 Effet Doppler

L'effet Doppler est provoqué par le mouvement relatif de l'émetteur et du récepteur. L'effet Doppler peut être engendré par le déplacement rapide d'un récepteur ou d'un émetteur dans le cas d'une transmission mobile. Ce déplacement relatif de l'émetteur et du récepteur change le signal reçu par des variations permanentes dans l'amplitude du signal transmis initialement. Cette variation temporelle des phases et de l'amplitude des signaux se présente comme l'effet Doppler [9] (voir la Figure 1-2).

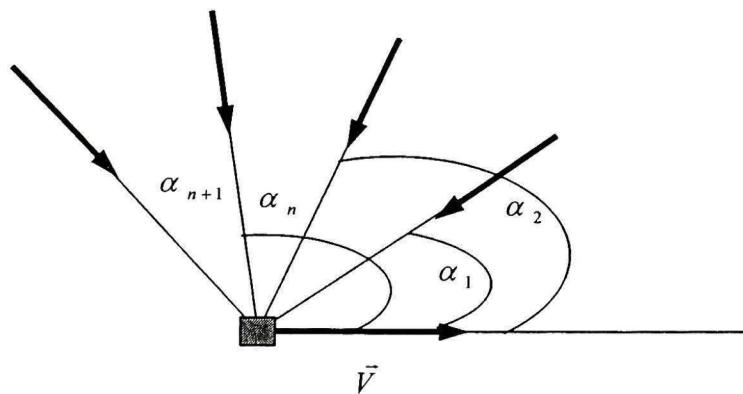


Figure 1.2 Paramètres de l'effet Doppler
(Tiré de Remy, J.G., Cueugniel, J., Siben, C., 1997)

Source : Cette figure a été tiré du livre de Remy, J.G., Cueugniel, J., Siben, C., Systèmes de radicommunication avec les mobiles, Editions Eyralles, CENT-ENST, 2 ème tirage.

Si v est une vitesse du mobile en mouvement et f_c est la fréquence de l'onde transmise, l'effet Doppler déplace cette fréquence à la réception d'une quantité égale à [50] :

$$f_D = f_c - f_i = \frac{v}{c} f_c \cos\alpha_n \quad (1.6)$$

où v : Vitesse du mobile (m/s)

f_c : Fréquence de la porteuse (Hz)

f_i : Fréquence instantanée du signal reçu (Hz)

c : Vitesse de la lumière (3×10^8 m/s)

α_n : Angle formé entre le sens de déplacement et l'onde transmise.

Quand un récepteur et un émetteur se déplacent l'un vers l'autre, la fréquence du signal reçu est plus haute que la source, l'écart de Doppler est négatif, et quand ils s'éloignent l'un de l'autre, la fréquence reçue diminue, l'écart de Doppler est positif. L'écart maximal peut être représenté comme suit [50] :

$$f_{D,\max} = \frac{v}{c} f_c \quad (1.7)$$

Quand la vitesse de l'émetteur ou du récepteur est plus grande, alors l'effet Doppler peut devenir critique, et le récepteur sera incapable de détecter la fréquence transmise de signal. Par exemple, si $F_c = 1$ GHz et la vitesse du mobile est $\vec{V} = 60$ Km/h (16.7 m/s), l'écart maximal de Doppler sera :

$$f_{D,\max} = 10^9 \times \frac{16.67}{3 \cdot 10^8} = 55.5 \text{ Hz} \quad (1.8)$$

Cet écart de Doppler de 55Hz généralement n'affectera pas la transmission. Cependant, l'effet de Doppler peut poser des problèmes si la vitesse du mobile devient assez importante.

1.4.2 Fading de Rayleigh

Le phénomène Fading de Rayleigh est une modulation d'amplitude de l'onde reçue dans un environnement à trajets multiples. Le fading de Rayleigh est modélisé par une statistique des résultats. Pour une amplitude émise, l'amplitude reçue est une variable aléatoire caractérisée par des évanouissements profonds (voir la Figure 1-3).

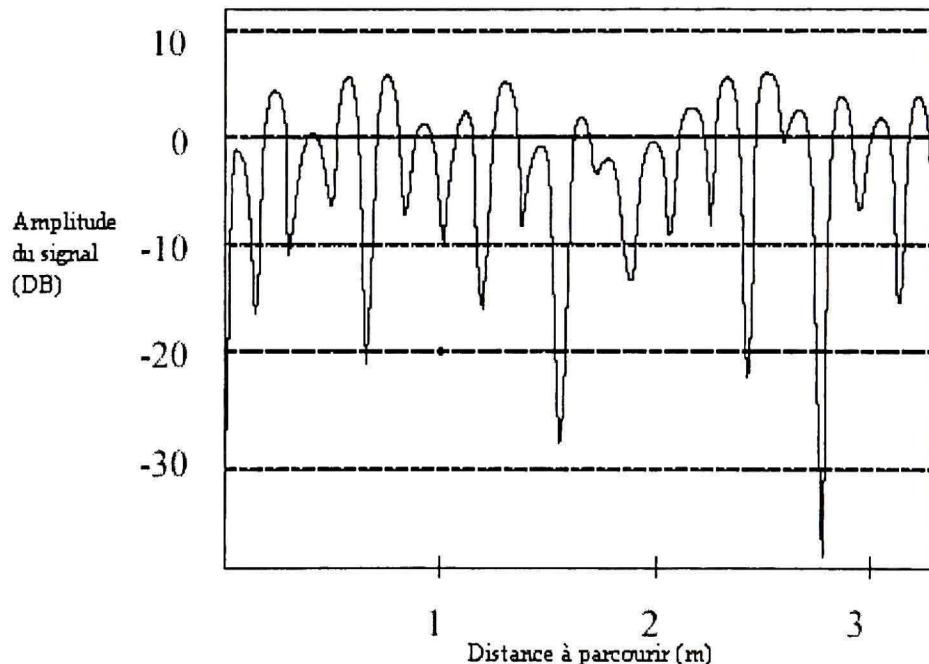


Figure 1.3 Exemple d'enveloppe de champ reçu de type Rayleigh dans le cas d'une réception mobile à 900 MHz
(Tiré de VDSL Alliance, 1997)

Source : Cette figure a été tiré du VDSL Alliance, VDSL Alliance SDMT VDSL Draft Standard proposal, ANSI Contribution T1E1.4/97-332.

Caractérisons cette amplitude par sa densité de probabilité. A un instant donné t , le champ reçu par le mobile comprend la somme des contributions :

- de l'onde directe reçue en visibilité de l'émetteur,
- d'une multitude d'ondes réfléchies ou diffractées par un grand nombre d'obstacles. Au cours du déplacement du mobile, ces sources secondaires de rayonnement évoluent rapidement. Cette propagation par trajets multiples apporte au récepteur du mobile un grand nombre d'ondes d'amplitudes, de décalage Doppler et de phase différents.

Le champ reçu peut être représenté comme suit :

$$E_z = A \cos [2\pi(f + f_D)t + \phi_a] + \sum E_i \quad (1.9)$$

$$E_z = E_a + E_r \quad (1.10)$$

où E_a est le champ reçu par le trajet direct et E_r le champ reçu par l'ensemble des trajets multiples. Le champ E est la somme d'un grand nombres de contributions E_i , lesquelles ont toutes la même loi de probabilité en ce qui concerne les valeurs prises à

t_1, t_2, \dots, t_n . Plusieurs distributions de probabilité peuvent être utilisées pour décrire un canal à évanouissements [50] :

- La distribution de RAYLEIGH (un seul paramètre)
- La distribution de NAKAGAMI (plusieurs paramètres)
- La distribution de RICE (deux paramètres).

E_r , peut donc être approximé par un processus gaussien dont la moyenne et la variance sont, en application du théorème central limite, la somme pondérée par des coefficients des moyennes et variances individuelles. L'amplitude d'une variable aléatoire gaussienne complexe est une variable aléatoire ayant une distribution de Rayleigh. La fonction de densité de probabilité de l'enveloppe $r(t)$, est une loi de Rayleigh de densité qui peut être exprimée comme suit [50] :

$$p(r) = \frac{2r}{E_0^2} e^{-\left(\frac{r^2}{E_0^2}\right)}, \quad r \geq 0 \quad (1.11)$$

où $\frac{E_0^2}{2}$: Variance du signal.

La fonction cumulative de distribution de Rayleigh s'écrit comme suit [50]:

$$P(R) = P(r \leq R) = \int_0^R p(r) dr = 1 - \exp\left(-\frac{R^2}{E_0^2}\right) \quad (1.12)$$

où R : Amplitude de l'enveloppe du signal

Le nombre et la durée des évanouissements constituent un élément important de la qualité de transmission. Un évanouissement est observé quand le signal reçu est inférieur à une valeur minimale R . Les évanouissements provoquent une remontée de bruit après la démodulation. Il est très important de connaître la durée des évanouissements afin de concevoir le correcteur d'erreur le mieux approprié. Si l'on désigne par t_i la durée d'évanouissement, la fonction cumulative de probabilité de l'enveloppe fournit l'information suivante [50] :

$$t_i = TP(r > R) = T \left(1 - \exp\left(-\frac{R^2}{E_0^2}\right) \right) \quad (1.13)$$

où T : Durée d'observation.

La durée moyenne d'un évanouissement s'écrit alors :

$$\bar{t} = \frac{1 - \exp\left(-R^2/E_0^2\right)}{f_D \sqrt{2\pi} \frac{R}{E_0} e^{-\frac{R^2}{E_0^2}}} = \frac{e^{\frac{R^2}{E_0^2}} - 1}{\frac{R}{E_0} f_d \sqrt{2\pi}} \quad (1.14)$$

où $f_D = f \frac{v}{c}$.

Le tableau VI montre la probabilité que l'amplitude de l'enveloppe du signal reçu soit en dessous du seuil acceptable utilisant la distribution de Rayleigh. Cette probabilité s'entend à la vitesse constante mesurée sur un enregistrement pas trop long, pour ne pas mettre en jeu d'autres phénomènes comme la décroissance du champ avec la distance ou l'effet de masque (*shadowing* ou évanouissement lent) à la présence des obstacles (éventuellement mobiles) autour du récepteur, en pratique, moins de 50 m aux fréquences considérées (60-960 MHz).

Tableau VI

Quelques valeurs de probabilité du fading de Rayleigh
 (Tiré de Wilson, 1994)

Niveau de Signal (dB)	Probabilité que l'amplitude du signal reçu soit en dessous du seuil acceptable
20	99 %
10	90,5 %
0	50 %
-10	5 %
-20	0,5 %
-30	0,05 %

Source : Ce tableau a été tiré du livre de S.K. Wilson, 16-QAM Modulation with Orthogonal Frequency Division Multiplexing in a Rayleigh-Fading Environment, in proc. IEEE 44th VTC, pp. 1660–1664.

Bien remarquer qu'une protection par une marge de 20 dB entre la moyenne du champ reçu et le seuil de réception est nécessaire pour recevoir le signal 99 % du temps.

1.4.3 Fading sélectif en fréquence

Une dispersion des temps de propagation représente une déformation du signal transmis qui est manifesté par la propagation dans le domaine du temps. Nous savons que le canal est la plupart du temps à bande limitée. Dans le cas de communications multimédia à large bande, la largeur de bande du canal est toujours plus petite que la largeur de bande du signal, ce qui provoque un fading sélectif en fréquence [39]. Cependant, la liaison ne pourra alors être fiable qu'avec un égaliseur servant à contrer le brouillage intersymboles engendré par le fading sélectif. Le fading sélectif en fréquence se produit quand le canal présente la dispersion des temps de propagation et la durée des retards est

plus grande que la période de symbole. Étant donné l'extrême diversité des sources de diffraction ou de réflexion aux trajets multiples, la réception de l'onde de fréquence $f + f_D$ observée sous l'angle α_i est de la forme [50]:

$$E_i(t) = C_i(t) \cos[2\pi(f + f_D)t - 2\pi f T_i(t)] \quad (1.15)$$

$T_i(t)$ est une variable aléatoire dont la dispersion dépend de l'environnement du récepteur mobile. T_i peut varier dans une plage de $\pm 0,1$ microseconde en espace dégagé, mais aussi de 1 microseconde sinon plusieurs microsecondes en ville [39].

Dans le cas où la bande de cohérence du canal est plus grande que la largeur de bande du signal transmis, on aura un fading plat, le canal est dit plat dans le domaine fréquentiel. La bande de cohérence B_c est définie comme la bande de fréquence sur laquelle on peut considérer la fonction de transfert du canal comme constante [8]:

$$B_c = \frac{\sqrt{3}}{22\pi\tau_{rms}} \quad (1.16)$$

$$\tau_{rms} = \sqrt{\frac{1}{P_T} \sum_{i=1}^n P_i \tau_i^2 - \tau_0^2} \quad (1.17)$$

$$\tau_0 = \frac{1}{P_T} \sum_{i=1}^n P_i \tau_i^2 \quad \text{et} \quad P_T = \sum_{i=1}^n P_i \quad (1.18)$$

où τ_{rms} : L'écart type des retards (RMS delay spread)

τ_i : Moyenne des retards

τ_0 : Retard du premier trajet.

CHAPITRE 2

PRINCIPES DE LA MODULATION OFDM

Dans le présent chapitre, nous ferons un tour d'horizon des principaux concepts liés à la modulation d'OFDM utilisant la FFT, sachant que ce type de modulation introduit la simplicité dans la conception des émetteurs et des récepteurs d'une chaîne de transmission. Nous analyserons l'efficacité de la largeur de bande et envisagerons l'insertion d'un intervalle de garde comme méthode pour combattre l'interférence intersymboles due à la propagation à trajets multiples. Ainsi, le codage sera présenté comme une manière efficace de corriger des erreurs dues au fading sélectif en fréquence. Nous identifierons les problèmes de la synchronisation et du PAPR, et proposerons des solutions à la lumière de quelques méthodes existantes susceptibles de pallier ces problèmes.

2.1 Orthogonalité

Pour atteindre une haute efficacité spectrale, il faut que les fréquences porteuses soient transmises le plus proche possible. Ceci a pour répercussion la possibilité d'un brouillage ISI entre les signaux de l'information et de dégradation du système de transmission. L'orthogonalité permet aux signaux numériques d'être transmis sur un canal et d'être retrouvés correctement à la réception [56]. Le système OFDM permet de diviser un signal numérique en un grand nombre de sous-porteuses, modulées individuellement à faible débit, au lieu d'utiliser une seule porteuse, modulée à haut débit. Le spectre d'une porteuse est nul aux fréquences des autres porteuses (voir la Figure 2.1). Dans un canal à trajets multiples, cette orthogonalité entre les sous-

porteuses peut être conservée à l'aide d'ajonction d'un intervalle de garde de sorte que les symboles consécutifs soient suffisamment éloignés pour ne pas interférer entre eux.

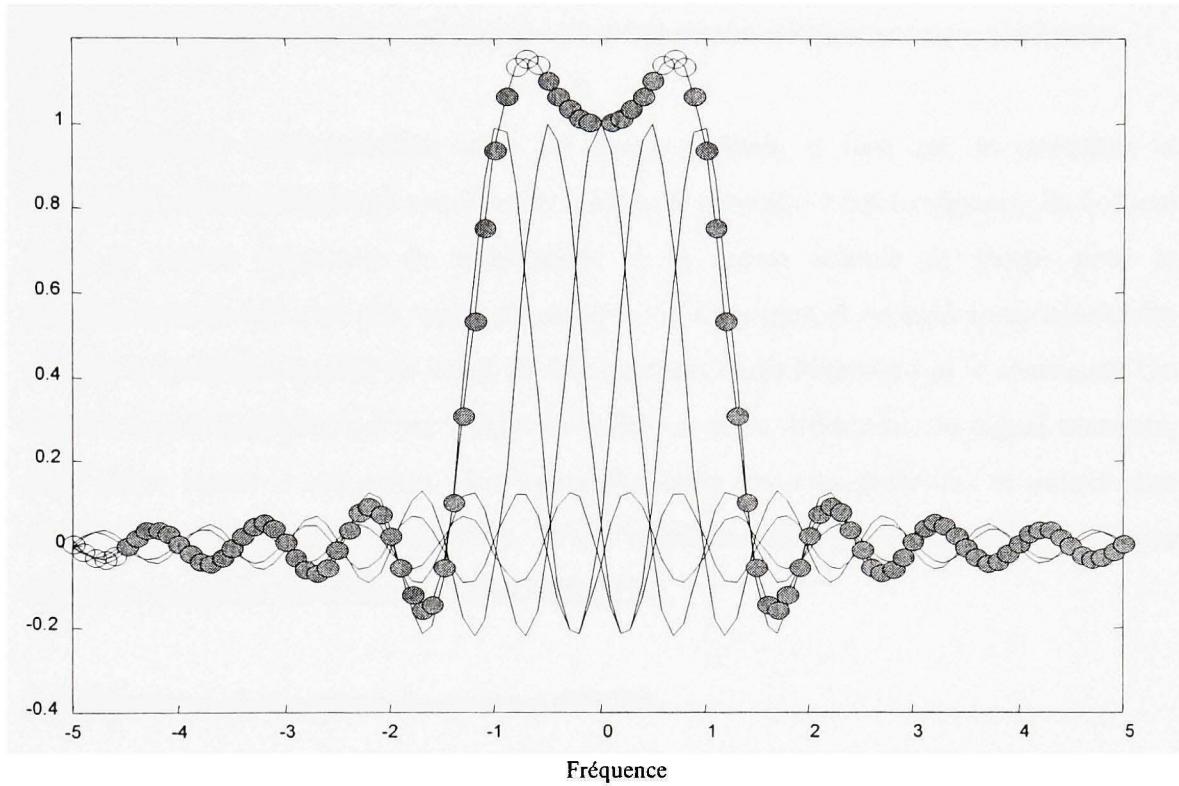


Figure 2.1 Réponse en fréquence du signal OFDM composée de cinq sous-porteuses

Dans le cas où on spécifie l'espacement entre les sous-porteuses comme égale à $f_u = 1 / T_u$, où T_u est la période du symbole, la condition d'orthogonalité peut s'écrire sous la forme :

$$\int_{\tau}^{\tau + T_u} s_k(t) s_l^*(t) dt = \begin{cases} T_u & k = l \\ 0 & k \neq l \end{cases} \quad (2.1)$$

Cette condition d'orthogonalité permet d'avoir un recouvrement entre les spectres des différentes sous-porteuses, et d'éviter les interférences entre les sous-porteuses. La Figure 2.1 montre clairement que la bande de fréquence est occupée de façon optimale par le signal transmis, puisque le spectre est presque plat à l'intérieur de cette bande.

Pour maintenir l'orthogonalité entre les sous-porteuses, il faut que le récepteur et l'émetteur soient entièrement synchronisés. Afin de répondre à cette exigence, ils doivent avoir la même fréquence de modulation et la même échelle de temps pour la transmission, ce qui n'est pas vraiment possible. D'autre part, il est également nécessaire d'avoir la meilleure qualité de canal de transmission entre l'émetteur et le récepteur. Un canal à trajets multiples qui est l'objet de réflexion et de diffraction du signal transmis, peut alors, mener à une perte d'orthogonalité entre les sous-porteuses et causer une dégradation considérable du système. Afin d'empêcher cette perte, un préfixe cyclique (CP) est rajouté au début du symbole OFDM [56].

2.2 Émetteur et récepteur du système OFDM

Le principe des modulations OFDM est de transmettre des données numériques sur un grand nombre de sous-porteuses modulées à bas débit. Dans la pratique, le signal OFDM est formé en utilisant la transformée de Fourier inverse (IFFT). Chaque symbole OFDM contient N sous-porteuses, où N est un chiffre pair (fréquemment une puissance de deux). Définissant la durée de symbole OFDM comme T_u secondes et l'espacement entre les sous-porteuses comme $\Delta\omega$. Alors la durée T_u peut être représentée par la formule suivante [4] :

$$T_u = \frac{2\pi}{\Delta\omega} \Rightarrow \Delta\omega = 2\pi\Delta f \quad (2.2)$$

Le résultat de FFT du $s^{ième}$ symbole OFDM en utilisant l'équation ci-dessus peut s'écrire comme suit [34]:

$$X_s(\omega) = \sum_{k=-N/2}^{N/2-1} X_s(k) \delta(\omega - k\Delta\omega) \quad (2.3)$$

où δ - fonction d'impulsion.

Afin de produire le symbole OFDM dans le domaine du temps, la transformée de Fourier inverse doit être limitée à un intervalle du temps T_u . Le signal OFDM dans le domaine du temps, peut s'écrire comme [34] :

$$\tilde{x}_s(t) = \begin{cases} \frac{1}{\sqrt{T_u}} \sum_{k=-N/2}^{N/2-1} X_s(k) e^{j\Delta\omega kt} & 0 \leq t \leq T_u \\ 0 & \text{autrement} \end{cases} \quad (2.4)$$

Après la conversion de domaine de fréquence en domaine de temps, un intervalle de garde est ajouté au signal OFDM [34]. Il se compose d'une répétition d'un certain nombre de derniers échantillons du symbole utile qui sont ajoutés au début de ce symbole (intervalle de garde) [34] :

$$\tilde{x}'_s(t) = \begin{cases} \tilde{x}_s(t + T_u - T_g) & 0 \leq t \leq T_g \\ \tilde{x}_s(t - T_g) & T_g \leq t \leq T_s \\ 0 & \text{autrement} \end{cases} \quad (2.5)$$

où T_g est la durée de l'intervalle de garde, et $T_s = T_u + T_g$ est la durée du signal OFDM.

Le signal complexe OFDM transmis dans la bande de base $\tilde{s}(t)$ est la somme de tous les symboles OFDM dans le domaine de temps (voir la Figure 2.2) [34] :

$$\tilde{s}(t) = \sum_{s=0}^{S-1} \tilde{x}_s' (t - sT_s) \quad (2.6)$$

Le signal complexe OFDM en bande de base généré par le module de la IFFT ne peut être directement transmis dans un canal. C'est pourquoi il est nécessaire d'effectuer une transposition en fréquence, permettant de moduler une porteuse en phase et une porteuse en quadrature par les parties réelle et imaginaire de la trame OFDM. Finalement le signal transmis va s'écrire ainsi [34]:

$$s(t) = \Re \left\{ \tilde{s}(t) e^{j2\pi f_c t} \right\} = \sum_{k=0}^{N-1} a_k \cos \left[2\pi \left(f_c + \frac{k}{T_s} \right) t \right] + b_k \sin \left[2\pi \left(f_c + \frac{k}{T_s} \right) t \right] \quad (2.7)$$

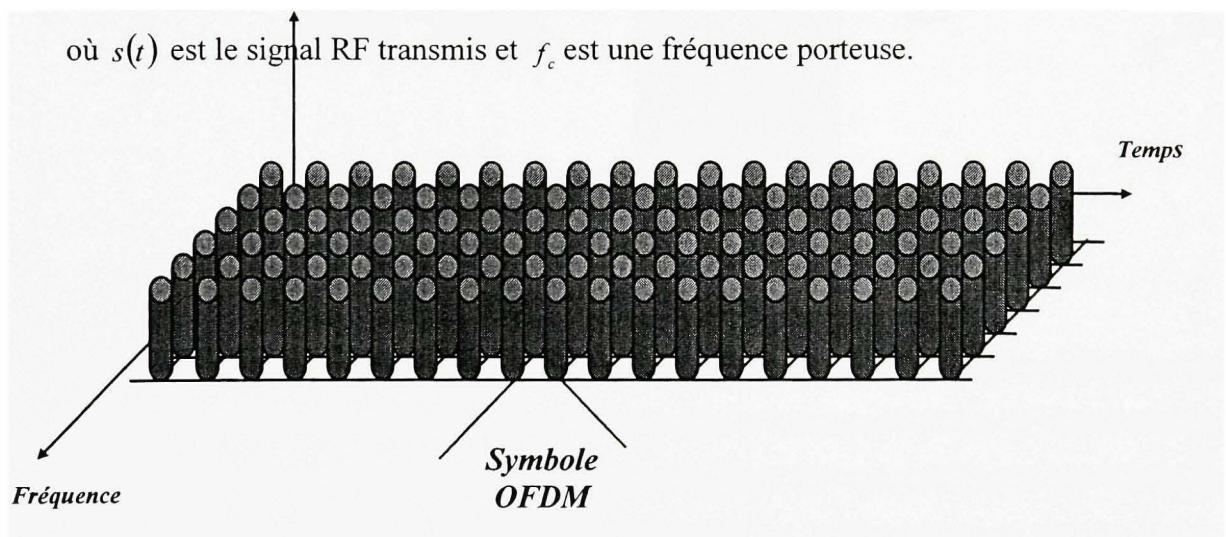


Figure 2.2 Répartition des sous-porteuses d'un signal OFDM sur le plan temps - fréquence

Le modèle de modulateur du système OFDM décrit ci-dessus est illustré à la Figure 2.3. Après une génération du signal complexe OFDM à la sortie d'IFFT, on ajoute un intervalle de garde (CP), dont la durée va être supérieure au retard maximal des signaux issus par des trajets indirects.

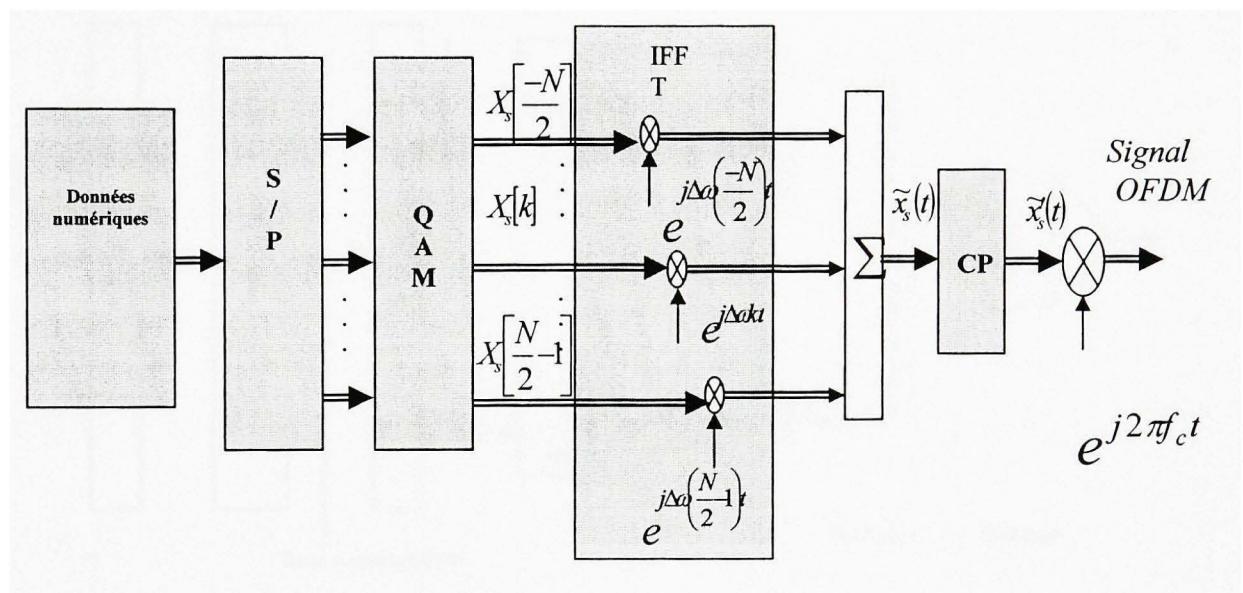


Figure 2.3 Schéma d'émetteur du système OFDM

Un convertisseur Série / Parallèle (S/P) permet de convertir le train binaire périodique en données parallèles. Une transposition de fréquence est nécessaire avant de transmettre le signal OFDM dans un canal radio. Un canal radio peut être caractérisé par une bande de fréquences bien précise et, pour ne pas perturber les communications sur les autres canaux radio, il faut s'assurer que la transmission utilise seulement cette bande de fréquence. La transposition de fréquence, consiste donc à décaler la fréquence centrale du signal OFDM pour respecter les caractéristiques imposées par le canal. D'abord on sépare les parties réelle I et imaginaire Q d'un signal OFDM, ensuite, on effectue l'opération de filtrage et on transpose le spectre OFDM autour de la fréquence de l'oscillateur local, dont la fréquence est ultérieurement stabilisée grâce à une boucle à

verrouillage de phase (PLL), par le modulateur I/Q [18]. Ceci peut être réalisé à l'aide des techniques analogiques illustrés par la Figure 2.5 ou à l'aide d'un convertisseur numérique présenté à la Figure 2.4.

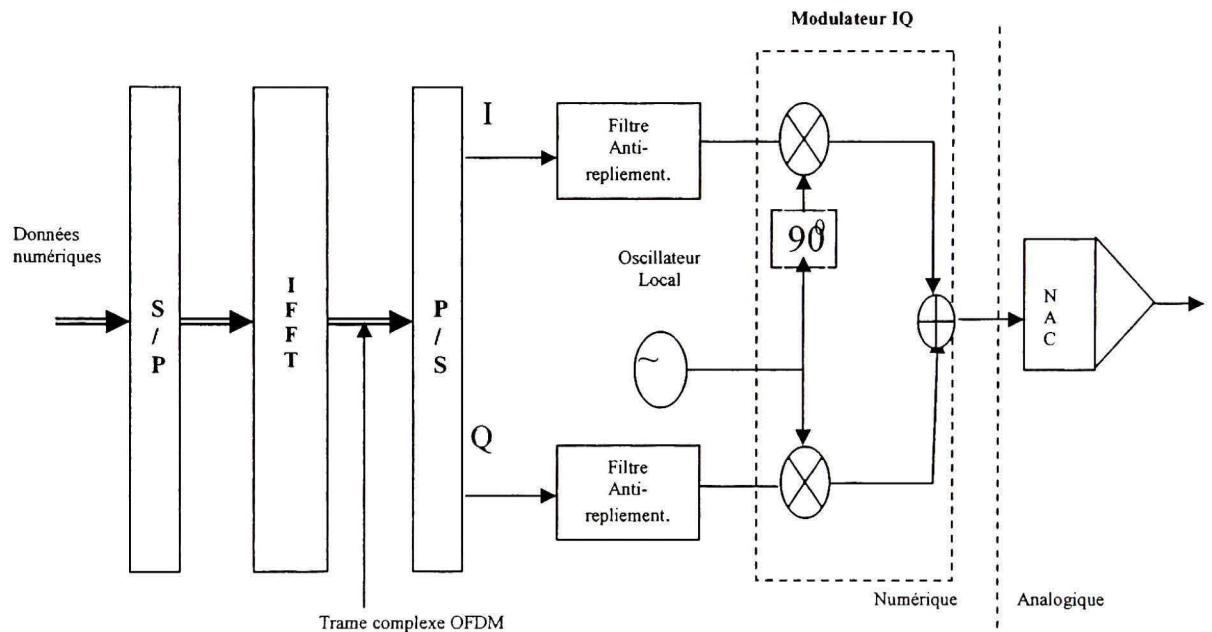


Figure 2.4 Schéma de transposition du signal OFDM avec des techniques numériques

Les synthétiseurs (générateurs de signaux RF) permettent la modulation avec des signaux I/Q pour obtenir des modulations QPSK, OQPSK, 8PSK, QAM, afin de répondre aux besoins croissants d'informations transmises (débit binaire) dans une bande passante donnée. L'amplification, quel que soit son type, n'est jamais parfaitement linéaire. Il est donc impératif de filtrer après amplification.

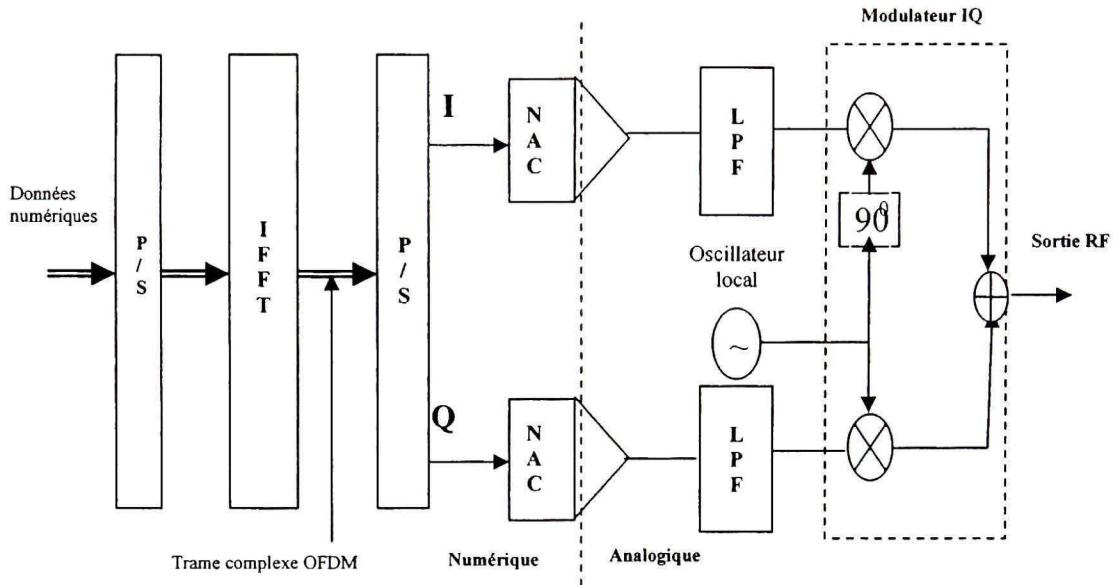


Figure 2.5 Schéma de transposition du signal OFDM avec des techniques analogiques

La fonction impulsionale du canal en bande de base dans le domaine de temps, qui va être rajoutée au signal transmis est définie comme [34]:

$$\tilde{h}_u(\tau, t) = \sum_{l=0}^L h_{u,l}(t) \delta_c(\tau - \tau_l) \quad (2.8)$$

là où le $h_{u,l}(t)$ est un gain complexe du l^e trajets indirect pour un u^e utilisateur au temps t . Le signal parvenant au récepteur, composé des échos multiples, ainsi que de bruit blanc gaussien, s'écrit [34] :

$$r(t) = \Re e \left\{ \left(\tilde{s}(t)^* \tilde{h}_{u,s}(t) \right) e^{j2\pi f_c t} \right\} + v(t); \quad sT_s \leq t < (s+1)T_s \quad (2.9)$$

où $\nu(t)$ est un signal qui combine le bruit additif et les interférences. Un environnement à trajets multiples peut avoir comme conséquence des groupes de sous-porteuses fortement atténuerées qui dégradent considérablement le système OFDM.

Dans un système OFDM, le spectre d'un élément d'information individuel occupe normalement seulement une petite partie de la largeur de bande disponible. Une conversion série en parallèle est appliquée pour convertir le train binaire périodique en données numériques parallèles (voir la Figure 2.3). Au récepteur, les données parallèles doivent être converties à nouveau au flux de données périodique initial (voir la Figure 2.6).

À la réception, un intervalle de garde ajouté à l'émission après la IFFT, doit être enlevé à la réception avant le module de la FFT. Le signal reçu après l'enlèvement de l'intervalle de garde s'écrit comme suit [34] :

$$\begin{aligned}\tilde{y}_s(t) &= \tilde{r}(t' + T_g - sT_s) \\ &= (\tilde{s}(t' + T_g - sT_s) * \tilde{h}_{u,s}(t)) e^{j\omega\delta} + \tilde{\nu}(t' + T_g - sT_s) \\ &= (\tilde{x}_s(t' + T_g) * \tilde{h}_{u,s}(t)) e^{j\omega\delta} + \tilde{\nu}_s(t') \\ &= (\tilde{x}_s(t') * \tilde{h}_{u,s}(t)) e^{j\omega\delta} + \tilde{\nu}_s(t')\end{aligned}\tag{2.10}$$

où $\tilde{y}_s(t) = \tilde{y}'_s(t + T_g)$, $0 \leq t < T_s - T_g$, et $\tilde{\nu}_s(t')$ est un signal de bruit de la durée $T_u = T_s - T_g$ correspondant au s^e symbole OFDM.

Pour corriger les déformations du signal introduites par le canal à trajets multiples, et donc pour retrouver les symboles OFDM initiaux, on introduit derrière le module FFT un égaliseur formé par N multiplicateurs dont les coefficients peuvent être obtenus lors d'une séquence d'entraînement. Au récepteur, les données parallèles doivent être converties à nouveau au flux de données périodique original (P/S).

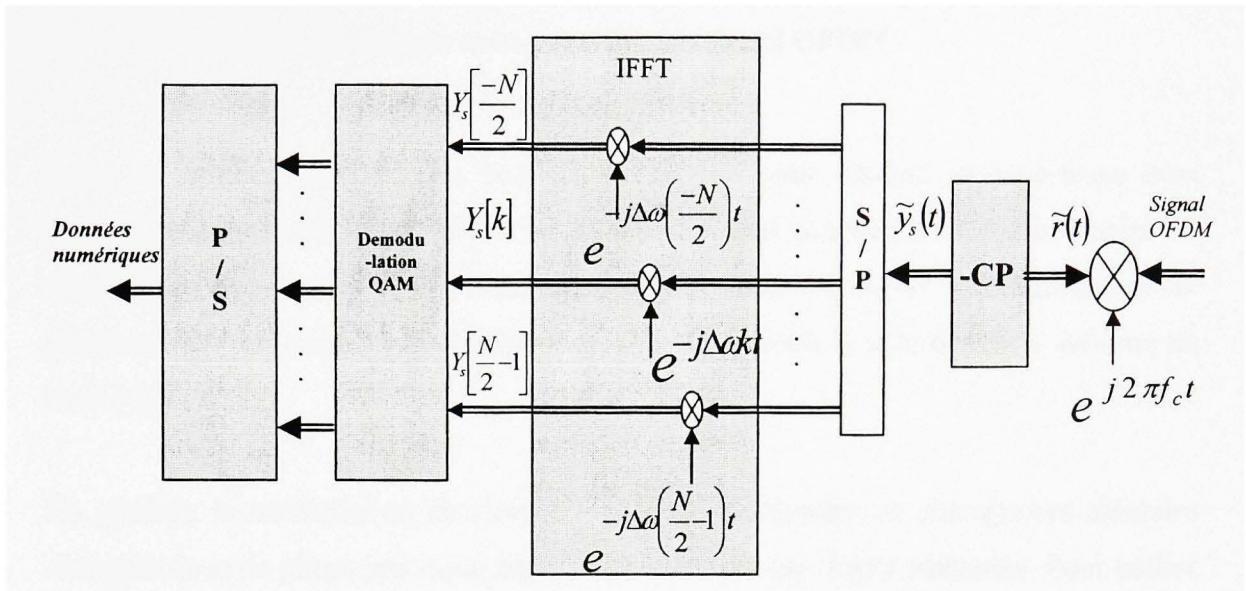


Figure 2.6 Schéma de récepteur du système OFDM

Pour effectuer la IFFT de taille prédéfinie, on ajoute des zéros dans le domaine temporel qui permet de finaliser le processus d'échantillonnage de la transformée de Fourier. Si l'on ajoute des échantillons nuls, de façon à obtenir une séquence de taille de la fenêtre FFT, on obtient une représentation plus réaliste du signal modulé (voir la Figure 2.7).

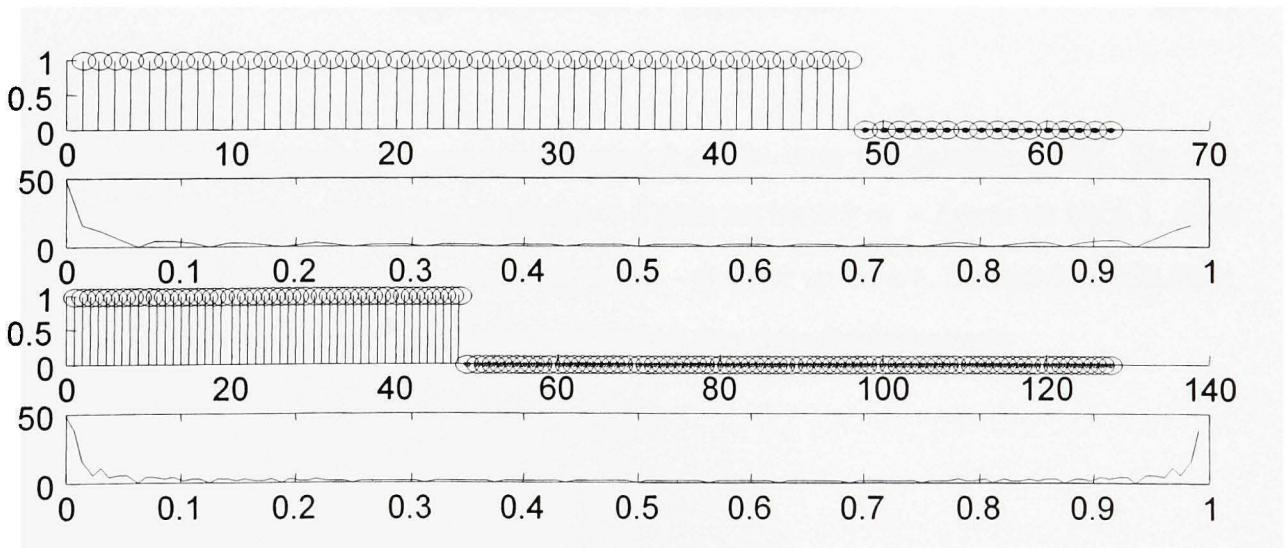


Figure 2.7 FFT de 48 échantillons sur 64, et 128 points

2.3 Modulation de chaque sous-porteuse du signal OFDM

Dans un système OFDM, les bits d'informations pour chaque sous-porteuse sont modulés par la modulation QPSK ou QAM. On peut augmenter le débit binaire en augmentant le nombre d'états dans une constellation, entraînant une diminution de distance entre les points de la constellation, ce qui accroît la sensibilité du système au bruit [4].

En général, la constellation de chaque sous-porteuse montre un changement aléatoire d'amplitude et de phase provoqué par l'environnement par trajets multiples. Pour pallier ce problème, il existe deux approches : la détection différentielle et la détection cohérente, qui vont être présentées plus loin. Parmi les modulations utilisées dans un système OFDM, la plus robuste est la modulation QPSK (Quaternary Phase Shift Keying), qui code 2 bits par symbole. Les deux parties réelle et imaginaire des symboles sont déphasées de 90° :

$$s(t) = I(t)\cos(\omega t) + Q(t)\sin(\omega t) \quad (2.11)$$

La Figure 2.6 représente une constellation à quatre états (modulation QPSK). On voit clairement que le signal $I(t)$ est égal à $+I$ pour un bit à 0 et $-I$ pour un bit à 1, alors que $Q(t)$ est égal à $+Q$ pour un bit à 0 et $-Q$ pour un bit à 1. Chaque symbole de la constellation présentée à la Figure 2.8 contient deux bits d'informations.

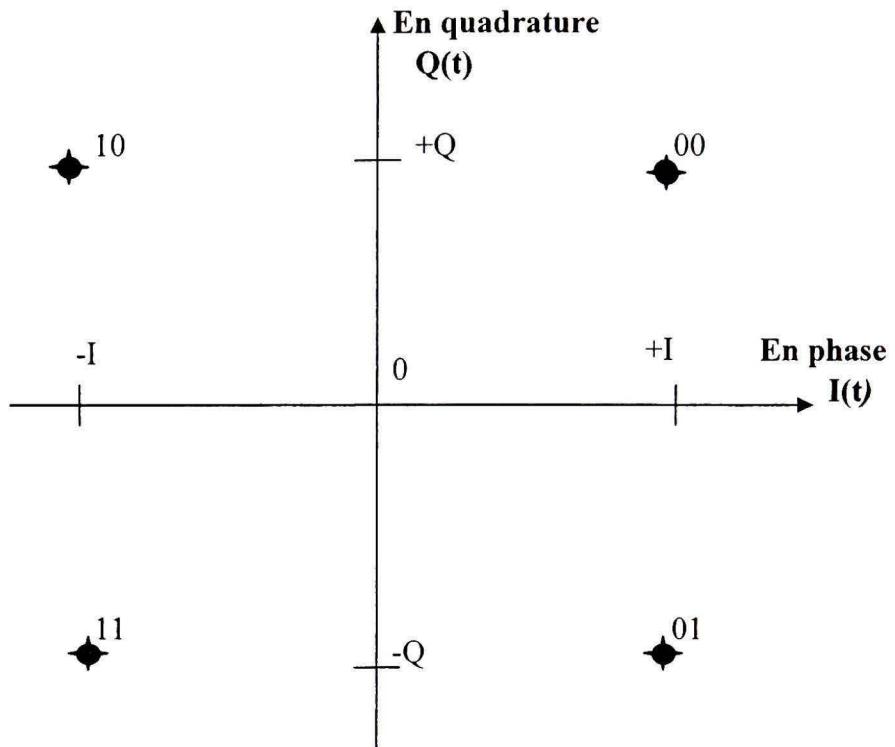


Figure 2.8 Constellation QPSK

À la réception, la FFT restituera les symboles QPSK, mais entachés de bruit suite au passage dans un canal de transmission. Le processus de la démodulation s'effectuera grâce à un module de décision qui estimera le symbole le plus probable compte tenu de la constellation choisie. Il suffit donc de savoir dans quel quadrant se situe le symbole pour retrouver l'information transmise.

Dans le cas de modulation QAM (Quadrature Amplitude Modulation) à efficacité maximale, on augmente le rendement du code en augmentant le nombre de bits codés par symbole (voir la Figure 2.9) [31].

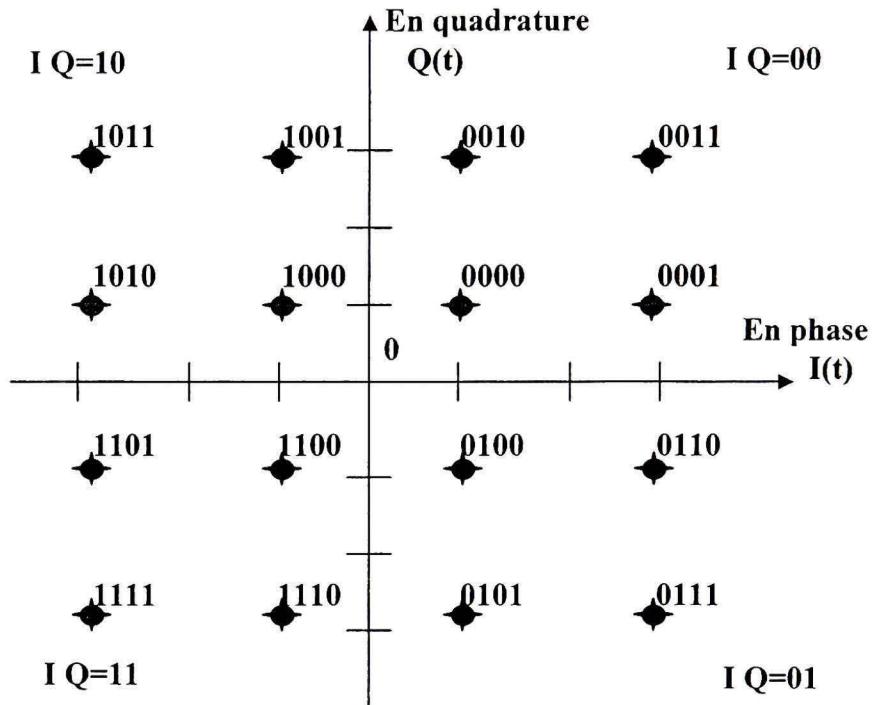


Figure 2.9 Constellation 16-QAM

On remarque à la Figure 2.9, qu'il y a dans chaque quadrant de la constellation, les deux bits d'une valeur constante parmi les quatre bits codés. Dans les systèmes de modulation à constellation rectangulaire comme QPSK, 16-QAM ou 64-QAM, les bits de chaque symbole peuvent être codés avec un codage de Gray (voir la Figure 2.10). Dans ce code, le passage d'un nombre au suivant ne nécessite le changement que d'un seul bit. Cela limite les transitions (parasites).

Tableau VII

Codage de Gray

Décimal	Codage de Gray
0	0,0,0,0
1	0,0,0,1
2	0,0,1,1
3	0,0,1,0
4	0,1,1,0
5	0,1,1,1
6	0,1,0,1
7	0,1,0,0
8	1,1,0,0
9	1,1,0,1
10	1,1,1,1
11	1,1,1,0
12	1,0,1,0
13	1,0,1,1
14	1,0,0,1
16	1,0,0,0

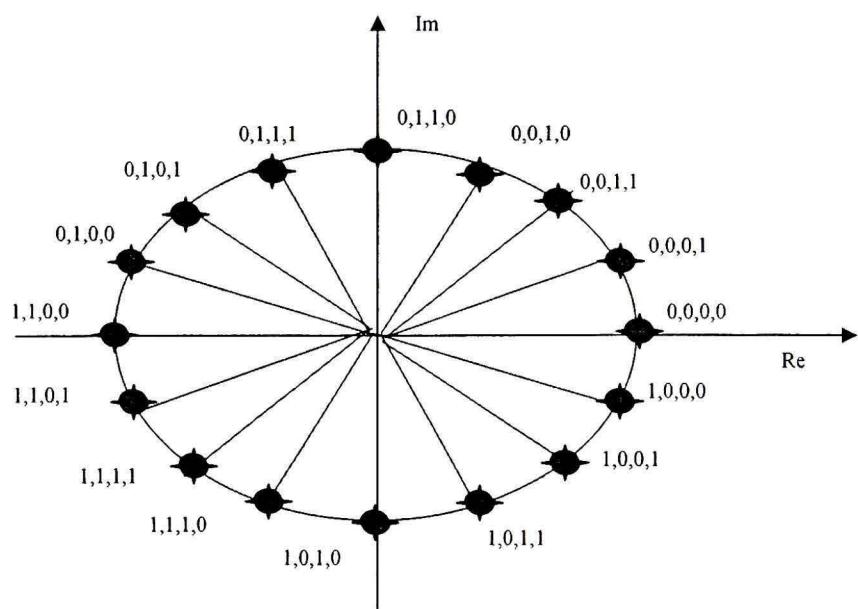


Figure 2.10 Codage de Gray de la constellation 16-QAM

2.4 Intervalle de garde

Une des raisons importantes pour lesquelles on utilise la modulation OFDM est sa robustesse face aux problèmes de transmission dans un environnement à trajets multiples. Pour éliminer les interférences inter symboles (ISI), un intervalle de garde est rajouté pour chaque symbole OFDM. On choisit la durée de l'intervalle de garde de telle sorte qu'elle soit supérieure par rapport à une durée de retard maximal causé par les phénomènes de propagation à trajets multiples et qu'un symbole ne puisse pas interférer avec le prochain symbole [44], [2].

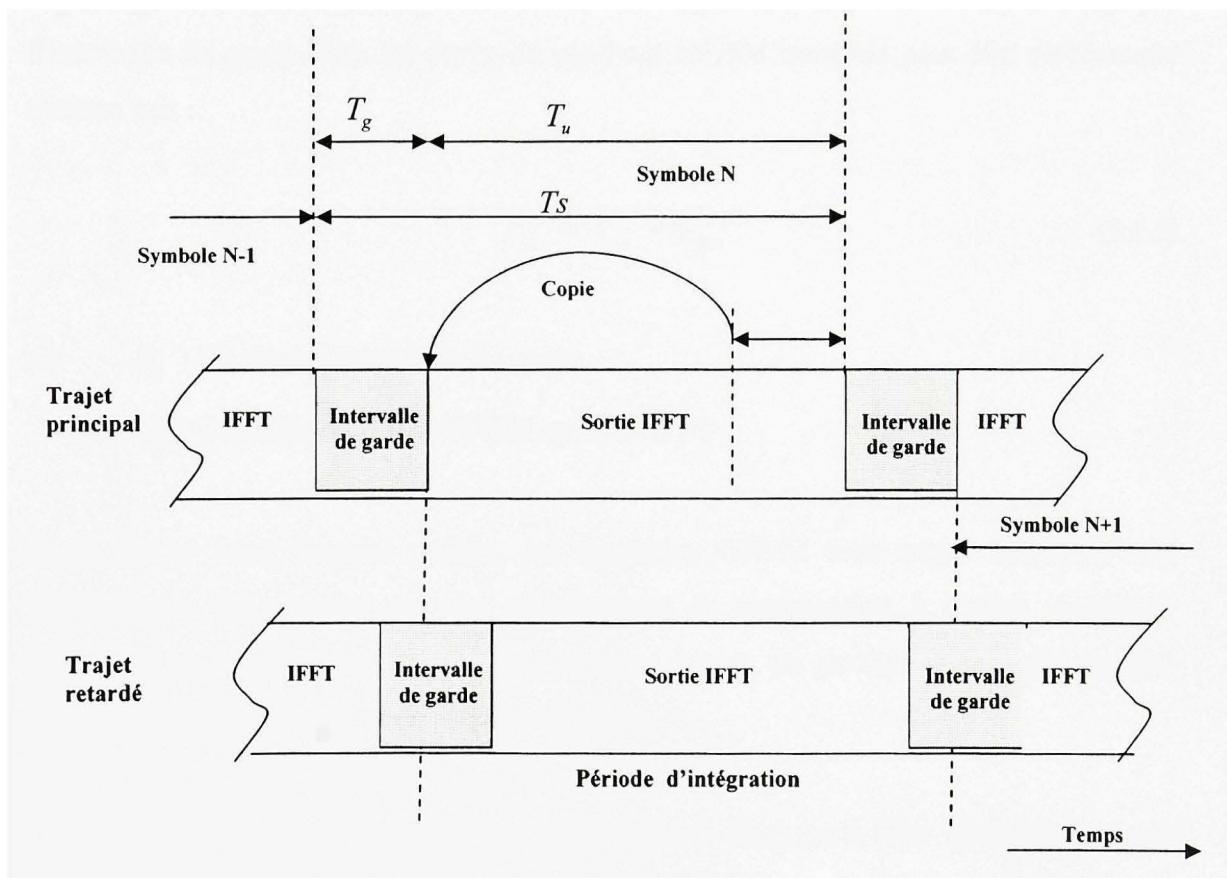


Figure 2.11 Intervalle de garde par prolongation cyclique

La Figure 2.11 illustre l'insertion d'un intervalle de garde dans un symbole OFDM. Les échantillons ajoutés au début du symbole pour former un intervalle de garde est la copie exacte des derniers échantillons du symbole OFDM. L'avantage de cette recopie est que chaque signal, issu d'un trajet multiple, possèdera toujours un nombre entier de sinusoïdes sur la durée d'une trame OFDM sans son préfixe. Si le préfixe inséré au début d'une trame OFDM est muet (sans aucun signal), des interférences entre sous canaux (ICI) vont se produire. Afin d'éviter ces interférences, le préfixe ne doit pas être muet, mais être la recopie des derniers symboles de la trame OFDM. Dans le domaine fréquentiel, la sommation des signaux de la sous-porteuse issus des divers trajets ne détruira pas l'orthogonalité des sous-porteuses, elle introduira seulement un léger déphasage. Les interférences ISI se produisent lorsque le retard relatif est plus long que l'intervalle de garde [51]. La durée du symbole OFDM transmis peut être représentée comme suit :

$$T_s = T_g + T_u \quad (2.12)$$

où T_g : Durée de l'intervalle de garde

T_u : Durée du symbole OFDM après la IFFT

Etant donné leurs longues durées, les symboles OFDM sont assez résistants aux interférences ISI causées par les phénomènes de propagation à trajets multiples. Toutefois, en considérant chaque sous-porteuse à part, on est face à des phénomènes d'atténuation d'amplitude et de rotation de phase.

Malheureusement, l'insertion d'un intervalle de garde diminue le taux de symbole, mais si le nombre de sous-porteuses est assez grand, la durée de symbole T_s devient assez importante par rapport à l'intervalle de garde. Par conséquent, le débit binaire sera réduit de peu.

2.5 Fenêtrage d'un signal OFDM

Un signal OFDM est une somme de sous-porteuses modulées, pondérées par une fenêtre rectangulaire. Cette fenêtre définit la durée de chaque symbole OFDM, et détermine la réponse fréquentielle du signal OFDM. La FFT de cette fenêtre possède un lobe principal et des lobes secondaires qui sont en dessous de celle de son lobe principal. La largeur du lobe central détermine la résolution spectrale de la fenêtre, donc sa capacité de discriminer deux fréquences proches l'une de l'autre. L'amplitude des lobes latéraux détermine l'étalement spectral de la fenêtre. Ces lobes secondaires augmentent la largeur de bande du signal OFDM, dégradant l'efficacité spectrale. Il y a deux techniques communes pour ramener le niveau des lobes secondaires aux limites acceptables, la première consiste à filtrer un signal OFDM, ou alors à utiliser sciemment du signal OFDM par une fenêtre de pondération, dont les caractéristiques fréquentielles sont la largeur du lobe principal, ainsi que la position des lobes secondaires, alors que la deuxième technique consiste en l'insertion d'un intervalle de garde. Les fenêtres utilisées le plus couramment sont [51] :

$$\text{Blackman } w(n)=\begin{cases} 0.42-0.5\cos(2\pi n/N)+0.08\cos(4\pi n/N) & \text{si } n=0\dots N-1 \\ 0 & \text{sinon} \end{cases} \quad (2.13)$$

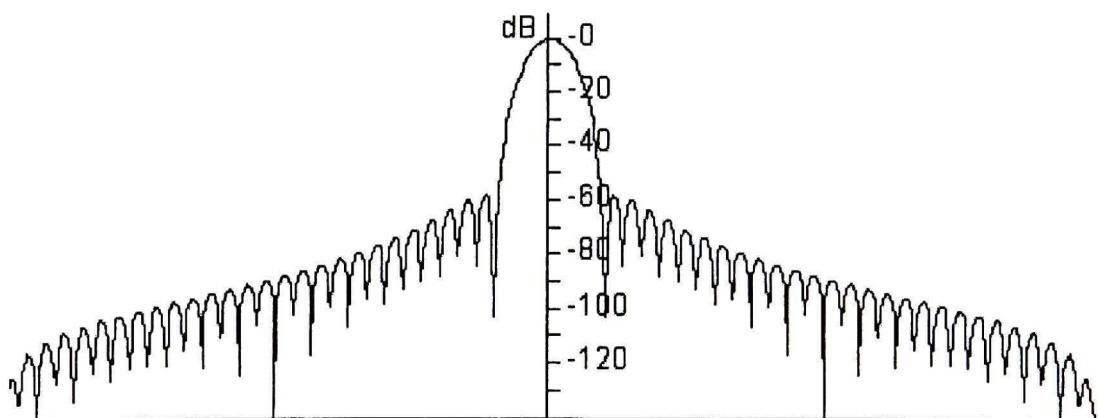


Figure 2.12 FFT de 64 échantillons d'une fenêtre Blackman

$$\text{Hanning} \quad w(n)=\begin{cases} 0.5-0.5\cos(2\pi n/N) & \text{si } n=0\dots N-1 \\ 0 & \text{sinon} \end{cases} \quad (2.14)$$

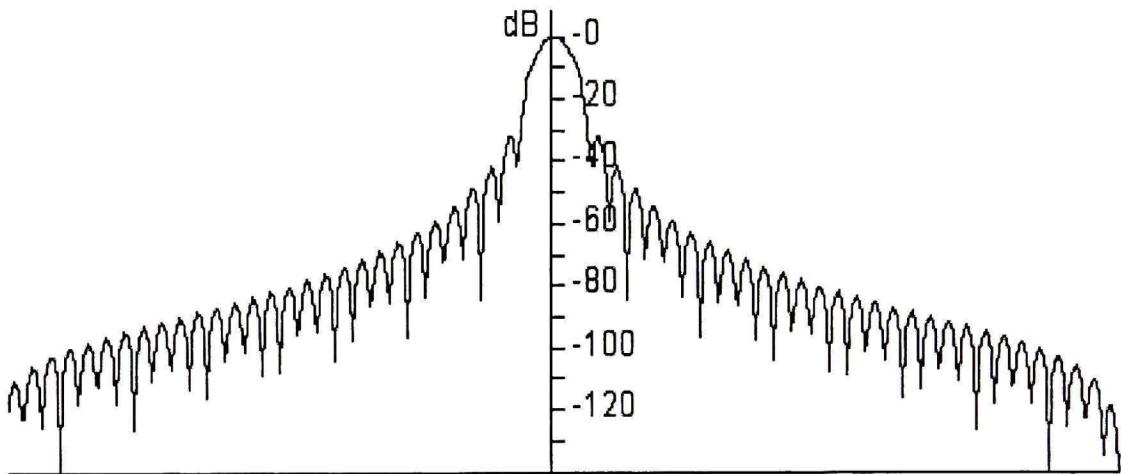


Figure 2.13 FFT de 64 échantillons d'une fenêtre Hanning

$$\text{Hamming} \quad w(n)=\begin{cases} 0.54-0.46\cos(2\pi n/N) & \text{si } n=0\dots N-1 \\ 0 & \text{sinon} \end{cases} \quad (2.15)$$

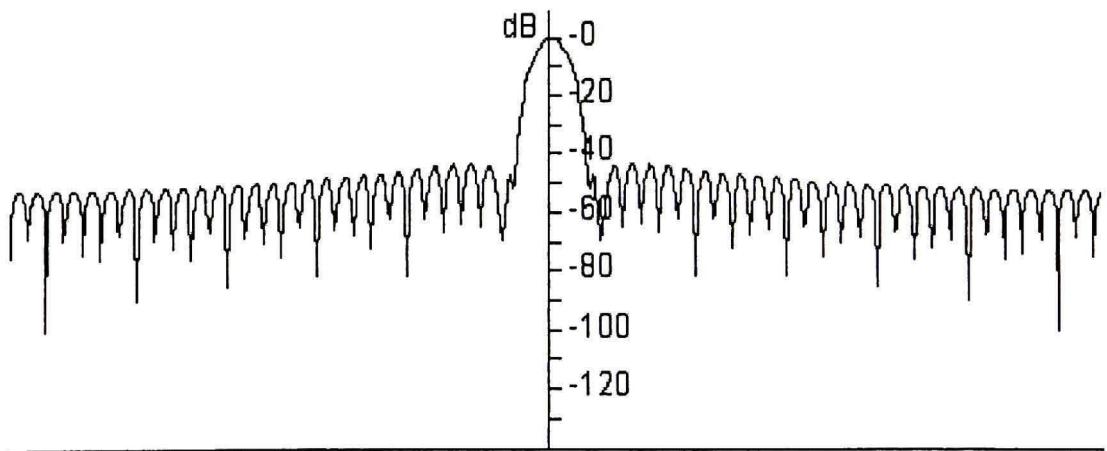


Figure 2.14 FFT de 64 échantillons d'une fenêtre Hamming

Les fenêtres permettent de réduire la hauteur et l'énergie présente dans les lobes secondaires. La largeur du lobe principal et le niveau des lobes secondaires pour ces différentes fenêtres sont donnés au Tableau VIII.

Tableau VIII

Propriétés des fenêtres de pondération usuelles

Type	Largeur du lobe principal (en F)	Niveau des lobes secondaires	Pente
Hanning	1,5/N	-30dB	-18 dB
Hamming	2/N	-40 dB	-6 dB
Blackman	2,75/N	-60 dB	-18 dB

On peut constater que le lobe central de la fenêtre de Blackman est deux fois plus large que celui de la fenêtre Hanning.

2.6 Filtrage de Nyquist

Dans une transmission en bande de base, la variation des paramètres du canal conduit à l'apparition des phénomènes appelés interférence entre symboles. L'interférence entre symboles est due à la dispersion du canal qui fait apparaître au moment de l'échantillonnage du signal reçu des contributions provenant des impulsions précédentes. Une des méthodes pour atténuer les lobes latéraux d'un signal et maîtriser les interférences entre symboles consiste à introduire un filtre passe-bas numérique de Nyquist [37], [51].

Pour une largeur de bande minimale, le filtre de Nyquist possède une bande de transition (bande passante à bande coupée) nulle. Le filtre cosinus surélevé (Raised Cosine) permet de définir une bande de transition progressive. Il peut être défini en fréquence par l'équation suivante [43] :

$$P(f) = \begin{cases} T, & 0 \leq |f| \leq \frac{(1-\alpha)}{2T} \\ \frac{T}{2} \left[1 - \sin \left(\frac{T}{2\alpha} \left(|f| - \frac{1}{2T} \right) \right) \right], & \frac{(1-\alpha)}{2T} \leq |f| \leq \frac{(1+\alpha)}{2T} \\ 0, & |f| \geq \frac{(1+\alpha)}{2T} \end{cases} \quad (2.16)$$

Le paramètre α est appelé le facteur de *roll-off*, le facteur d'excès de bande passante. Si un filtre de mise en forme cosinus surélevé possède un facteur de roll-off entre 0 et 1, il satisfait le critère de Nyquist. La Figure 2.15 représente les courbes de réponse en fréquence de filtre de Nyquist pour trois valeurs de facteurs de roll-off (0; 0,5; 1).

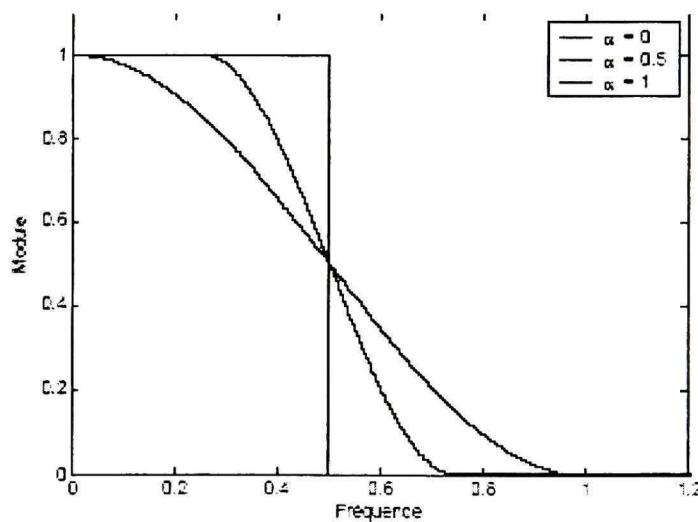


Figure 2.15 Réponse fréquentielle du filtre de Nyquist ($\alpha = 0; 0,5; 1$)

La réponse temporelle du filtre cosinus surélevé est donnée par l'équation suivante [43] :

$$p(t) = \left(\frac{\sin\left(\frac{\pi t}{T}\right)}{\frac{\pi t}{T}} \right) \left(\frac{\cos\left(\frac{\pi \alpha t}{T}\right)}{1 - 4\alpha^2 \frac{t^2}{T^2}} \right) \quad (2.17)$$

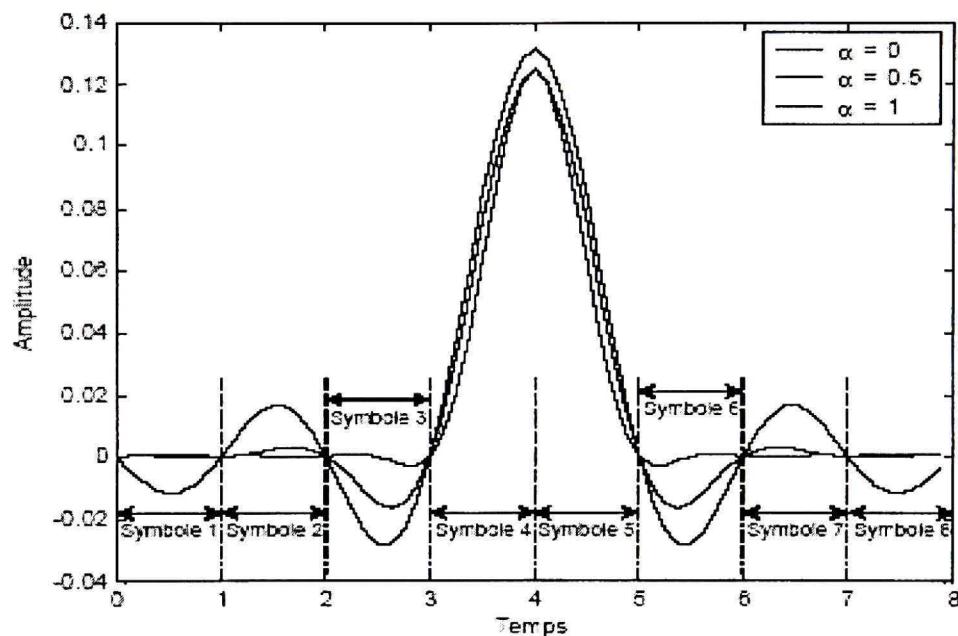


Figure 2.16 Réponse impulsionnelle du filtre racine de cosinus surélevé
($\alpha = 0; 0,5; 1$)

On remarque à la Figure 2.16 que les interférences entre symboles sont nulles puisque la réponse impulsionnelle est égale à zéro à chaque multiple de la période de symbole.

Un des moyens efficaces de contrôler la bande passante du signal, l'interférence entre symboles et l'atténuation en bande coupée consiste à utiliser le filtrage réparti également

entre l'émetteur et le récepteur, comportant des filtres racine de cosinus surélevé. Pour corriger les déformations du signal introduites par le canal on introduit derrière le module FFT un égaliseur formé par N multiplicateurs dont les coefficients peuvent être obtenus lors d'une séquence d'entraînement. La solution la plus simple, pour estimer la réponse fréquentielle de la $k^{ième}$ sous-bande H_k , est d'émettre une séquence d'initialisation constituée de N trames OFDM connues du récepteur. Si l'égaliseur est celui basé sur le critère naturel de forçage à zéro (Zero Forcing), il se réduit à un filtre inverse de la fonction de transfert, dont les coefficients c_k sont l'inverse des coefficients d'estimation du canal.

2.7 Estimation du canal de transmission

Les normes courantes basées sur l'OFDM telles que les normes IEEE802.11a et HiperLAN2 emploient la modulation QAM pour moduler chaque sous-porteuse du signal OFDM. À la réception, la démodulation consiste à estimer l'état de chacune des sous-porteuses [30]. La difficulté de cette estimation tient au fait que le canal modifie l'amplitude et la phase de chaque signal. La constellation subit ainsi un changement de taille et une rotation. Pour pallier ces changements de phase et d'amplitude, deux approches différentes existent : la détection différentielle et la détection cohérente.

2.7.1 Détection différentielle

La détection différentielle est basée sur des opérations d'une corrélation croisée appliquées aux blocs successifs de signal reçu. Elle est essentiellement appliquée à chaque porteuse séparément. Habituellement, les porteuses du premier symbole OFDM sont choisies pour être les pilotes de référence de phase initiale [41]. Un schéma fonctionnel général d'un récepteur OFDM avec la détection différentielle est présenté à la Figure 2.17.

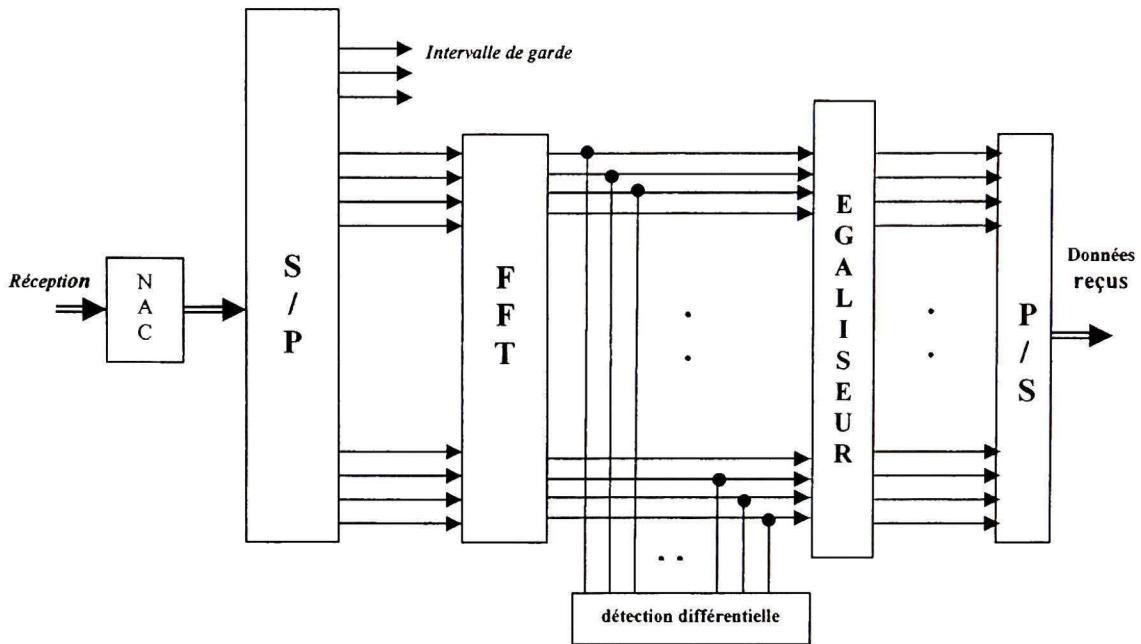


Figure 2.17 Récepteur OFDM avec la détection différentielle

Si la détection différentielle est appliquée dans le domaine du temps, alors chaque symbole est comparé avec un symbole précédent de la même sous-porteuse du signal OFDM (voir la Figure 2.18).

La détection différentielle dans le domaine du temps peut être réalisée en multipliant la FFT du symbole i et de la sous-porteuse j par la FFT du symbole précédent de la même sous-porteuse j [28] :

$$y_{ij} = x_j x_{i-1,j}^* = a_j q_{i-1,j} e^{\varphi_j + \beta_j - \beta_{i-1,j}} + n_j q_{i-1,j} e^{\beta_{i-1,j} + \beta_{i-1,j}} + n_{i-1,j} a_j e^{\varphi_j + \beta_j} + n_j n_{i-1,j}^* \quad (2.18)$$

où φ_{ij} est une phase désirée, $\beta_{ij} - \beta_{i-1,j}$ set une phase indésirable et a_{ij}, β_{ij} et n_{ij} sont l'amplitude, la phase et le bruit additif du symbole i et de la sous-porteuse j .

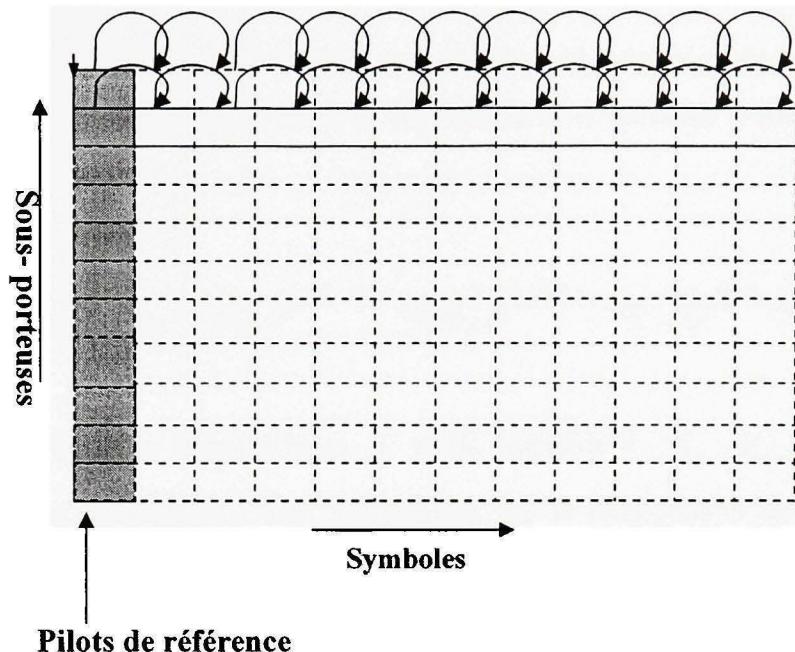


Figure 2.18 Présentation de détection différentielle sur le plan temporel

Sur le plan fréquentiel, la détection différentielle est appliquée aux sous-porteuses au lieu des symboles (voir la Figure 2.19). Dans ce cas, la première sous-porteuse de chaque symbole OFDM est un pilote de référence de phase.

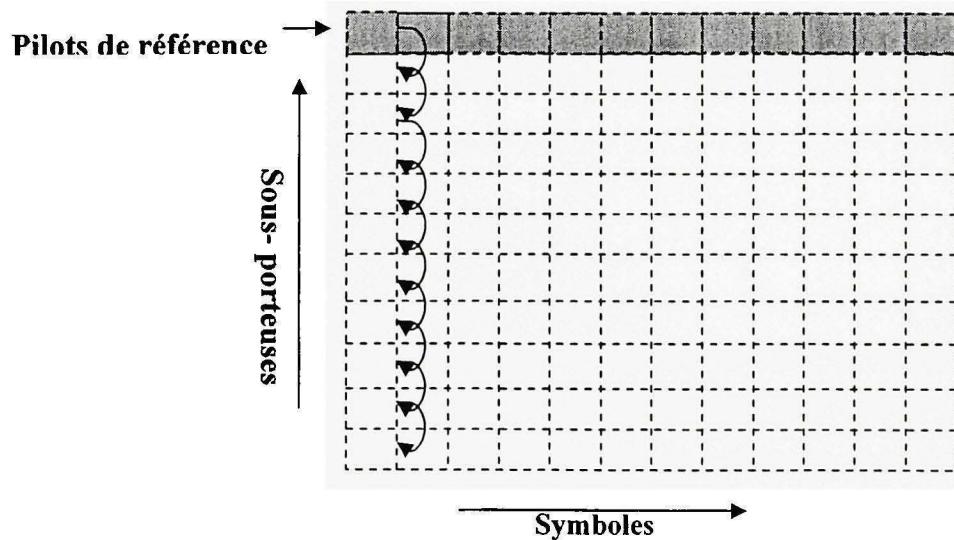


Figure 2.19 Présentation de détection différentielle sur le plan fréquentiel

La détection différentielle sur le plan fréquentiel peut être réalisée par une multiplication de la FFT d'une sous-porteuse avec la FFT de la sous-porteuse précédente du même symbole :

$$y_{ij} = x_{ij} x_{i,j-1}^* = a_{ij} a_{i,j-1} e^{\theta_j + \beta_j - \beta_{j-1}} + n_{ij} a_{i,j-1} e^{\theta_{i,j-1} + \beta_{i,j-1}} + n_{i,j-1} a_{ij} e^{\theta_j + \beta_j} + n_{ij} n_{i,j-1}^* \quad (2.19)$$

où x_{ij} est la FFT de la sous-porteuse j et du symbole i . $\beta_j - \beta_{j-1}$ est une phase indésirable. Les informations sont acheminées par le changement de phase entre un symbole et le suivant. Ce sont les transitions du signal et non pas ses états qui représentent les bits transmis. Donc l'estimation par insertion de trames pilotes revient à envoyer périodiquement une trame OFDM d'entraînement. Les caractéristiques du canal seront connues pour toutes les sous-porteuses, mais en des intervalles de temps qui représente la période d'émission de la trame pilote. Il est donc préférable d'utiliser l'estimation par insertion des sous-porteuses pilotes. Dans ce type d'estimation on fixe, suivant un standard choisi, les sous-porteuses des trames sur lesquelles sont envoyés de façon continue des symboles pilotes. L'état du canal pour le reste des fréquences est déterminé par interpolation des valeurs estimées. Une mise en œuvre simple, un codage et un décodage faciles, l'absence d'une composante continue (donc pas de perte de synchronisation sur les suites de symboles identiques) constituent les avantages d'un codage différentielle.

2.7.2 Détection cohérente

Avec un système OFDM, le canal à large bande est découpé en tranches d'un certain nombre de canaux de bande étroite. Un tel canal peut être estimé en insérant les symboles pilotes entre les sous-canaux. Dans le cas de détection cohérente, on transmet quelques symboles pilotes à partir desquels on calcule la fonction de transfert du canal et on effectue une égalisation du signal avant démodulation. L'utilisation des symboles

pilotes réduit le nombre de sous-porteuses pour la transmission de données [3]. Les atténuations des symboles pilotes sont mesurées et les atténuations des symboles de données entre ces symboles pilotes sont estimées en utilisant la propriété de corrélation temporelle du canal à trajets multiples. La Figure 2.20 présente le concept d'utilisation des symboles pilotes connus au récepteur.

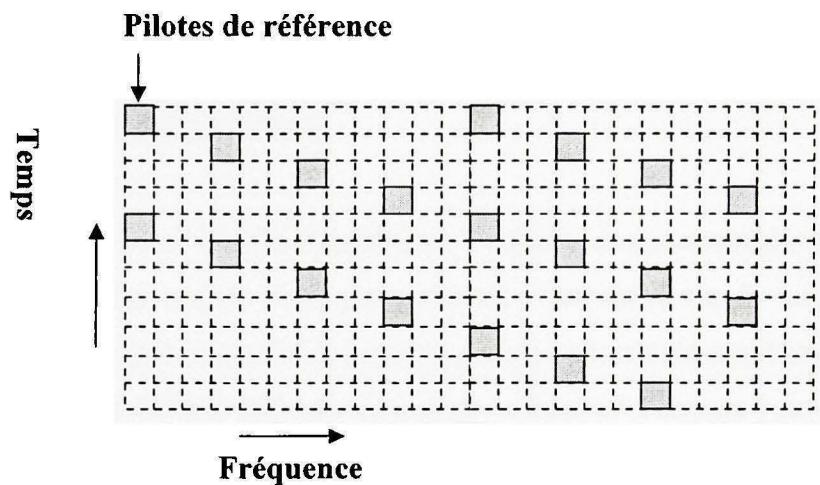


Figure 2.20 Présentation des symboles pilotes dispersés

On reconstitue la fonction de transfert du canal à partir des pilotes de référence transmis en respectant le théorème d'échantillonnage, qui énonce que la fréquence d'échantillonnage d'un signal doit être égale ou supérieure au double de la fréquence maximale contenue dans ce signal.

L'espacement entre les symboles dépend directement de la bande de cohérence du canal utilisé par le système dans le domaine de temps, ainsi que du délai maximal entre l'onde directe et les ondes indirectes dans le domaine de fréquence. Par conséquent, les conditions d'espacement des pilotes dans le domaine de temps N_t et de fréquence N_f peuvent être exprimées comme suit :

$$N_t < \frac{1}{B_d} \quad (2.20)$$

$$N_f < \frac{1}{\tau_{\max}} \quad (2.21)$$

où B_d : Bande de cohérence du canal

τ_{\max} : Délai maximal entre l'onde directe et les ondes indirectes.

2.8 Codage du système OFDM

Nous avons sans cesse besoin d'augmenter les débits de transmission tout en gardant ou en améliorant leur qualité. Les perturbations intervenant sur le canal induisent des erreurs de transmission que le codage de canal s'efforce de combattre. Actuellement, tous les systèmes OFDM utilisent un codage correcteur d'erreurs pour diminuer le taux d'erreur du signal transmis [11]. Un code correcteur d'erreur permet de corriger une ou plusieurs erreurs dans un mot code en ajoutant aux informations des symboles redondants, autrement dits, des symboles de contrôle. Différents codes possibles existent, ils représentent les différents compromis entre efficacité et complexité de codage.

2.8.1 Les codes convolutionnels

Pour ces codes, chaque bloc de n éléments binaires en sortie dépend non seulement des k éléments binaires présents en entrée mais aussi des m blocs de k éléments binaires précédents. Le codage se fait avec des registres à décalage et des additionneurs formés par des ou exclusif. Chacun des deux codeurs est un codeur convolutionnel récursif voir la Figure 2.21).

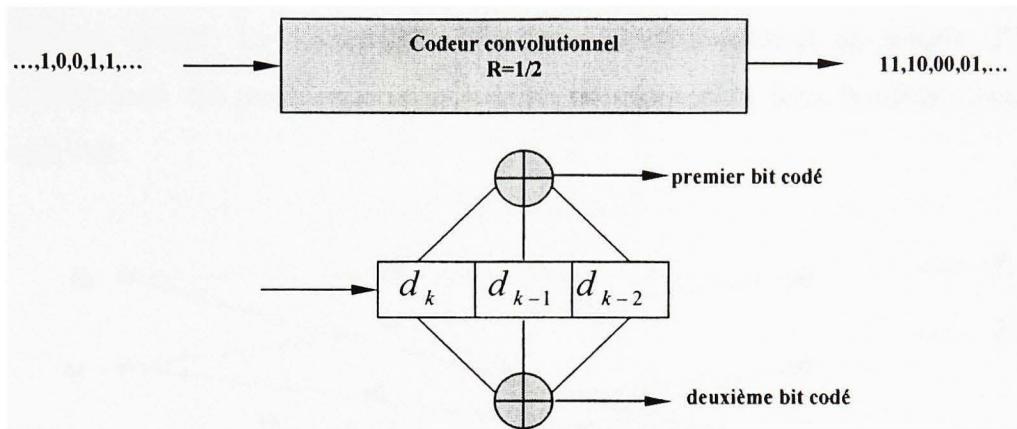


Figure 2.21 Principe de codage convolutionnel [43]

La Figure 2.21 représente un codeur convolutionnel de taux de codage $R = \frac{1}{2}$ et de longueur de contrainte $k = 3$. Le codeur fonctionne de la manière suivante : avant que le processus de décodage ne débute, le contenu du registre à décalage est initialisé à zéro. Les bits d'information arrivent à l'entrée du codeur de façon continue. La séquence des symboles codés est obtenue en échantillonnant les additionneurs modulo-2 à l'aide de commutateur. En appliquant la technique de perforation sur le code convolutionnel de faible taux, un code convolutionnel perforé de taux de codage élevé peut être produit. Cette technique consiste à supprimer un bit de sortie, selon une règle prédefinie par une matrice de perforation. L'utilisation des codes convolutionnels perforés conduit à une grande flexibilité du système, car par le simple changement de matrice de perforation on peut varier le taux de codage sans changer la complexité du codeur et du décodeur.

Un treillis d'encodage est une représentation du codeur convolutionnel qui tient compte du fait que le nombre d'états du codeur est fini. Le treillis est constitué de nœuds représentant les états du codeur en question, et de branches reliant les nœuds du treillis représentant les transitions entre les états du codeur. La longueur du treillis représente la

profondeur dans la séquence des bits d'information, et sa largeur représente le nombre d'états du codeur. La Figure 2.22 illustre une représentation en treillis d'un code convolutionnel. On peut constater que le treillis a toujours deux branches sortantes de chaque état.

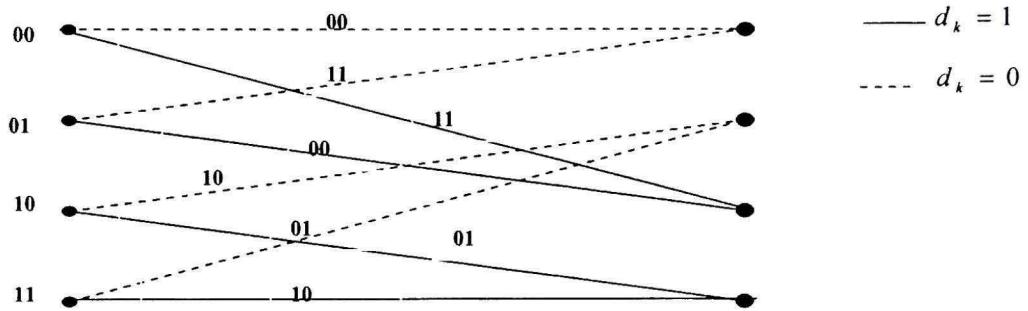


Figure 2.22 Représentation en treillis du code convolutionnel

La technique de modulation codée en treillis est une combinaison de codage convolutionnel et d'une application par répartition. La procédure de répartition des codes en treillis optimaux pour les canaux à bande limité en présence du bruit blanc additif et gaussien est basée sur le critère de la minimisation de la distance libre Euclidienne du code.

2.8.2 Code en bloc

Un code en bloc encode un bloc formé de k bits d'information en n symboles, où n est plus grand que k . Le but d'ajout $n-k$ bits de parité est d'augmenter la distance minimale Hamming d_{\min} , qui mesure la différence entre les deux mots de code les plus similaires. Pour une distance minimale Hamming d_{\min} , le code peut corriger t erreurs, où t peut être présenté comme suit :

$$t \leq \text{floor}\left(\frac{d_{\min} - 1}{2}\right) \quad (2.22)$$

où $\text{floor}(x)$ est une fonction d'arrondissement de x à la valeur de nombre entier.

La distance minimale Hamming d_{\min} est caractérisée par l'équation suivante :

$$d_{\min} \leq n - k + 1 \quad (2.23)$$

Un code en bloc permet de corriger une ou plusieurs erreurs dans un mot-code en ajoutant aux informations des symboles redondants, autrement dits, des symboles de contrôle. Le code de Reed–Solomon représente le meilleur compromis entre le nombre de symboles de parité ajoutés aux informations et la difficulté de codage. Les codes de Reed–Solomon sont les codes en bloc les plus populaires. Ces codes sont définis pour des blocs de symboles avec m bits par symbole, où la longueur de code peut être représentée comme suit :

$$n = 2^m - 1 \quad (2.24)$$

Le mot de code de n symboles est formé de k bits d'information et de $n-k$ bits de parité (voir la Figure 2.23).

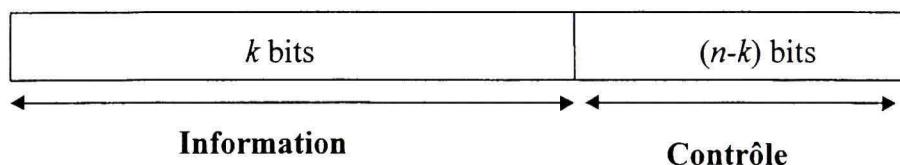


Figure 2.23 Mot de code

Les codes de Reed – Solomon permettent de corriger des erreurs et des effacements grâce à des symboles de contrôle ajoutés après l'information. Le décodeur traite chaque bloc et corrige les éventuelles erreurs. A la fin de ce traitement, les données originelles seront restaurées. Dans un système OFDM, avec un grand nombre des sous-porteuses, les processus de codage et de décodage deviennent une tâche difficile.

2.8.3 Code de Reed-Solomon (RS)

Les codes de Reed-Solomon sont basés mathématiquement sur les corps finis de Galois. Les champs de Galois finis sont des ensembles d'éléments fermés sur eux-mêmes. Les codes de Reed – Solomon permettent de corriger des erreurs et des effacements grâce à des symboles de contrôle ajoutés après l'information.

Le codage RS ($N=15$, $K=9$, $T=6$) peut être représenté comme suit :

- $N= 15$ est la longueur totale d'un bloc de Reed – Solomon (15 symboles).
- $K= 9$ est la longueur du bloc d'information (9 symboles).
- $T= 6$ est la capacité de correction des erreurs du système (6 symboles de parité).

Les symboles de redondance sont ajoutés à la fin du bloc des données. Donc le RS fait ajouter six symboles de redondance à la fin d'un bloc de neuf symboles, afin de pouvoir corriger trois symboles au maximum. Les $2*T$ symboles de parité (6 symboles) dans un mot codé RS (de longueur $N=15$ symboles) sont donnés par l'équation suivante :

$$P(x) = (I(x) * x^{N-K}) \bmod g(x) \quad (2.25)$$

où $g(x)$: le polynôme générateur du code, $I(x)$: le bloc d'information à coder (15 symboles), $P(x)$: les $2T$ symboles de parité (6 symboles).

La distance minimale du code Reed – Solomon peut être déterminée comme suit :

$$d_{\min} = 2t + 1 \quad (2.26)$$

Le nombre de bits s par symbole est donné par :

$$n = 2^s - 1 \quad (2.27)$$

$$s = \frac{\ln(n+1)}{\ln(2)} = \frac{\ln(16)}{\ln(2)} = 4 \quad (2.28)$$

Le polynôme générateur est sous la forme :

$$g(x) = (x - \alpha^1)(x - \alpha^2)\dots(x - \alpha^{2t}) \quad (2.29)$$

Si on calcule les coefficients du polynôme du code de RS (15,9) qui peut corriger trois erreurs, on trouve :

$$\begin{aligned} g(x) &= (x - \alpha^1)(x - \alpha^2)\dots(x - \alpha^{2t}) = \\ &= (x - \alpha^1)(x - \alpha^2)(x - \alpha^3)(x - \alpha^4)(x - \alpha^5)(x - \alpha^6) = \\ &= x^6 + x^5(\alpha^{13} + \alpha^9) + x^4(\alpha^6 + \alpha^7 + \alpha^{11}) + x^3(\alpha^3 + 1 + \alpha^9) + \\ &+ x^2(\alpha^{10} + \alpha^{12} + \alpha^2) + x(\alpha^4 + \alpha^{14}) + \alpha^6 = x^6 + \alpha^{10}x^5 + \\ &\alpha^{14}x^4 + \alpha^4x^3 + \alpha^6x^2 + \alpha^9x + \alpha^6 \end{aligned} \quad (2.30)$$

L'équivalence en décimal peut être représentée comme suit :

$$g(x) = x^6 + 7x^5 + 9x^4 + 3x^3 + 12x^2 + 10x + 12 \quad (2.31)$$

L'implémentation d'un codeur Reed-Solomon demande deux opérations : un décalage et une division. Ces deux opérations peuvent être effectuées grâce à des registres à décalage et à des multiplexeurs (voir la Figure 2.24).

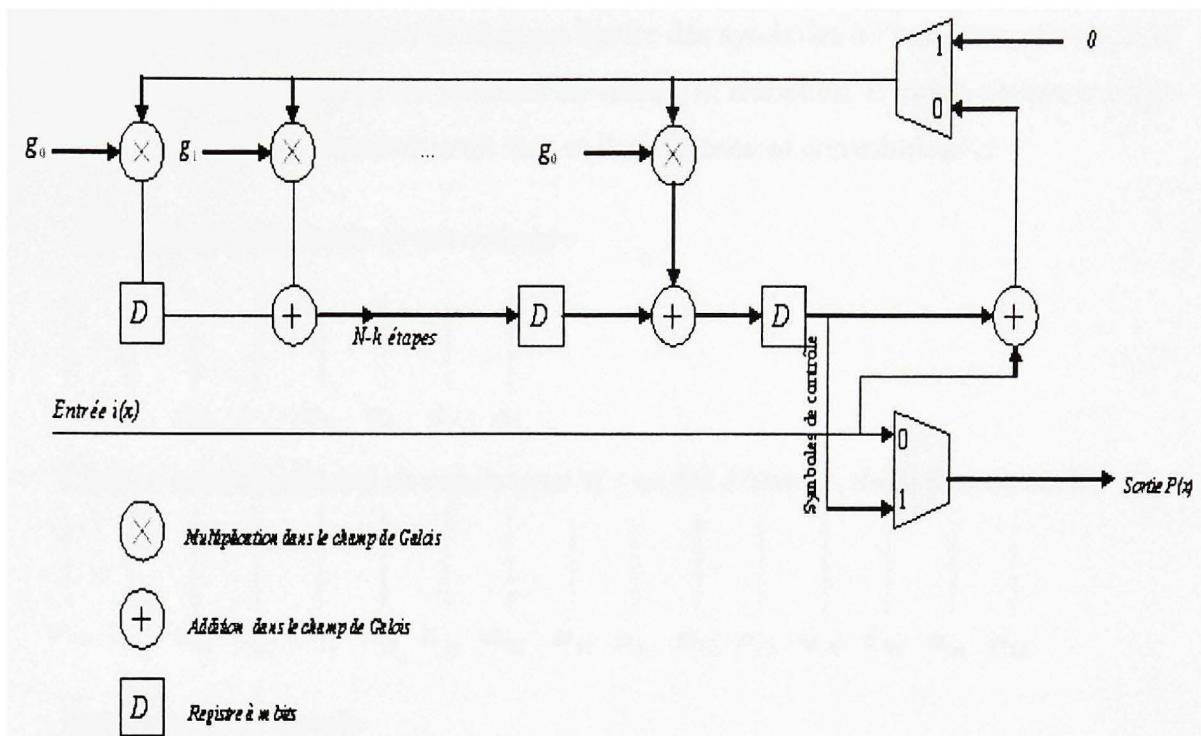


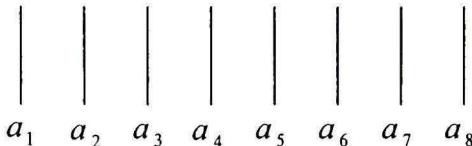
Figure 2.24 Schéma du codage en bloc de Reed-Solomon

2.9 Entrelacement et desentrelacement

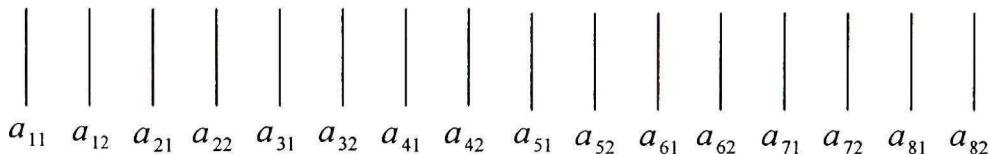
Les techniques d'entrelacement et de desentrelacement permettent de répartir de façon aléatoire les erreurs afin de faciliter la correction des erreurs au décodage. Pour éviter la perte des symboles affectés par l'environnement à trajets multiples, on effectue après le codage, un entrelacement des symboles (voir la Figure 2.25). L'entrelacement consiste à placer dans un ordre différent et selon une règle prédéfinie les bits d'entrée. Le desentrelaceur s'assurera que les bits reçus seront introduits colonne par colonne et lus ligne par ligne afin de récupérer les symboles de la séquence transmise dans le bon ordre.

En fait, l'entrelacement permet de changer l'ordre des symboles à l'émission, alors que le desentrelacement permet de les remettre en ordre à la réception. Il existe plusieurs types d'entrelacement dont l'entrelacement bloc et l'entrelacement convolutionnel.

Données numériques avant codage



Codage convolutionnel de rendement $\frac{1}{2}$: un bit d'entrée, deux bits de sortie



Entrelacement simple

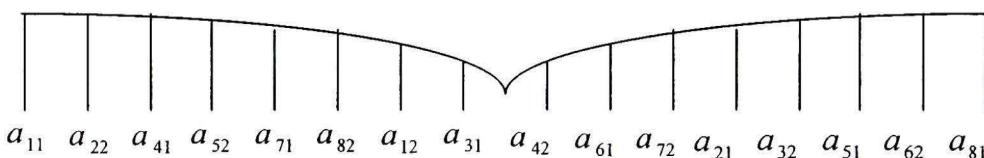


Figure 2.25 Codage et l'entrelacement

L'entrelacement convolutionnel consiste à placer les bits d'entrée de façon aléatoire dans la liste entrelacée. Afin de récupérer les bits dans le bon ordre, la table de correspondance doit être connue au niveau du desentrelaceur car, contrairement à l'entrelacement bloc, la règle régissant le positionnement des bits dans la liste entrelacée n'est pas connue d'avance pour l'entrelacement convolutionnel.

CHAPITRE 3

STRUCTURES DE LA CHAINE DE TRANSMISSION NUMÉRIQUE DE TYPE OFDM UTILISÉE DANS UN RÉSEAU LOCAL SANS FIL

Le présent chapitre présente les étapes de la conception d'une chaîne de transmission de type OFDM à l'aide du logiciel Simulink du Matlab. Ce système, qui vise à atteindre une très faible probabilité d'erreur par bit, est caractérisé par sa flexibilité à s'adapter aux modifications de taux de codage et aux types de modulation de sous-porteuses du signal OFDM sans porter atteinte à la complexité du système. Nous étudierons dans ce chapitre un système OFDM classique faisant intervenir un certain nombre de sous-porteuses, ayant une largeur fréquentielle faible. Ces sous-porteuses sont régulièrement espacées en fréquence et entrelacées pour former une base orthogonale [4]. Afin d'améliorer les performances de notre système dans l'environnement à trajets multiples, nous proposons l'utilisation des codes de Reed-Solomon [53]. Nous effectuerons l'analyse des performances de notre système constitué de deux codeurs convolutif et Reed-Solomon concaténés en série. Nous mettrons en évidence l'amélioration des performances du système OFDM qu'un tel type de codage peut apporter par rapport au codage convolutionnel. Nous effectuerons ensuite une comparaison des résultats de simulations avec les différents types de codage dans le but de vérifier si le modèle proposé est approprié aux environnements mobiles.

En sortie du codeur, un entrelaceur fréquentiel sera utilisé. L'entrelaceur éparpillera les bits contenant la même information sur plusieurs sous-porteuses. On présentera suffisamment de sous-porteuses fréquentielles indépendantes pour pouvoir récupérer et reconstituer l'information à partir des échantillons qui n'ont pas subi d'atténuation. L'entrelaceur permettra de corriger une longue suite de bits consécutifs erronés.

Nous utiliserons dans notre système les différents types de modulation tel que QPSK, 16-QAM 16 et 64-QAM à l'aide desquelles les bits seront modulés sous forme de symboles à la sortie de l'entrelaceur. On présentera une comparaison des performances du système en utilisant ces différents types de modulation. Le système avec modulation 64 QAM subit une dégradation considérable de performance par rapport à la structure OFDM-QPSK. Ainsi, la performance du système OFDM-QPSK est meilleure par rapport au système OFDM-16 QPSK.

On utilisera l'insertion des quatre porteuses pilotes pour résoudre les problèmes de décalage en fréquence et de synchronisation [3]. Le décalage en fréquence engendre de l'interférence qui détruit l'orthogonalité des sous-porteuses et les erreurs de synchronisation induisent un déphasage sur les symboles reçus.

Après avoir inséré les porteuses pilotes, une transformée de Fourier inverse sera appliquée à l'ensemble des sous-porteuses [46]. On rajoute, par la suite, à la transformée de Fourier un intervalle de garde qui se compose d'une répétition d'un certain nombre de derniers échantillons du symbole utile qui sont placés au début de ce symbole.

À la réception, le signal reçu, après démodulation FFT, sera désentrelacé et par la suite, le décodage du maximum de vraisemblance par l'algorithme de Viterbi sera appliqué pour corriger les erreurs de la transmission [45]. Les performances du système modélisé s'améliorent avec la longueur de contrainte du code et la taille de l'entrelaceur, mais ceci peut conduire à des treillis au niveau du décodeur très complexe de Viterbi et donc à des délais de décodage importants.

3.1 Modélisation de la chaîne de transmission OFDM

Le système proposé dans ce travail de recherche présente les modules de la chaîne de transmission OFDM (voir la Figure 3-1).

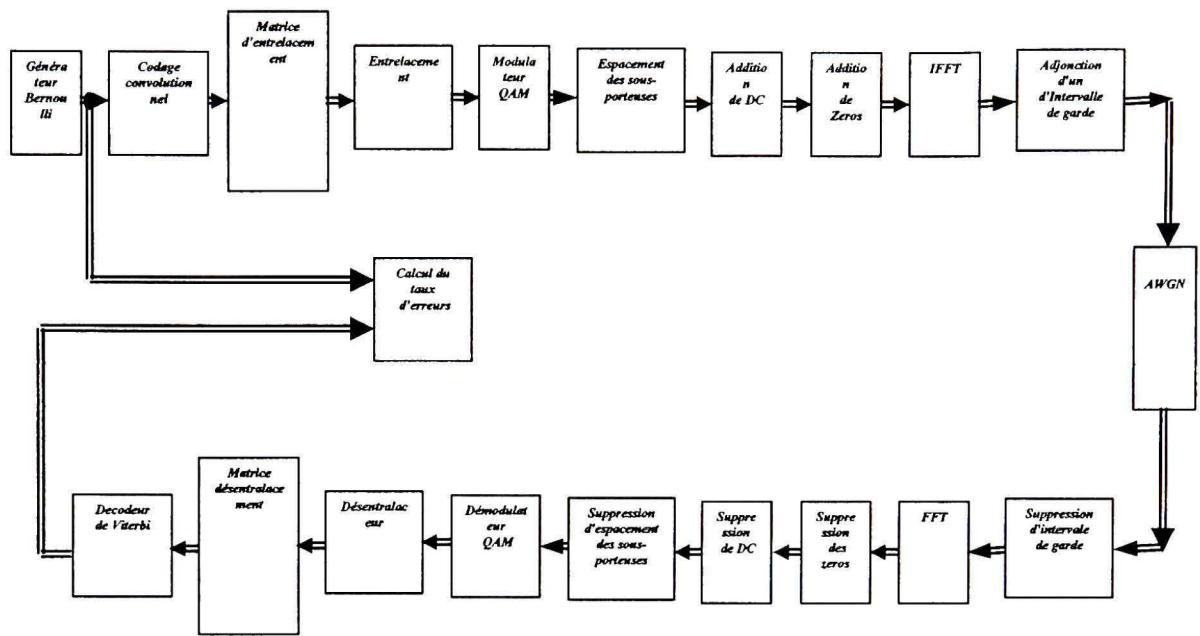


Figure 3.1 Schéma de la chaîne de transmission OFDM de base

Le bloc générateur de Bernoulli a été employé comme une source dans notre système pour générer des impulsions binaires aléatoires en utilisant une distribution de Bernoulli. La distribution de Bernoulli avec le paramètre p produit zéro avec la probabilité p et un avec la probabilité $1-p$. La distribution de Bernoulli a la valeur moyenne $1-p$ et la variance $p(1-p)$. Dans le cadre de notre travail de thèse, nous avons étudié plus particulièrement le code convolutionnel et le code de Reed-Solomon. Le codage convolutionnel se fait avec des registres à décalage et des ou exclusif. Pour évaluer les performances en présence de codage, nous allons utiliser un code de type convolutif de rendement $R = 1 / 2$, de longueur de contrainte $k = 7$ et de polynômes générateurs 133, 171 (en octal). La décision sera prise en fonction des probabilités de chacun des bits (on conserve une information de fiabilité sur chacun des bits). Dans notre cas, un bit d'entrée correspond à 2 bits de sortie qui peuvent être déterminés par les équations suivantes :

$$c_k^1 = d_k + d_{k-1} + d_{k-2} \quad c_k^2 = d_k + d_{k-2} \quad (3.1)$$

soit en transformée en z :

$$c^1(z) = (1 + z^{-1} + z^{-2})d(z) \quad c^2(z) = (1 + z^{-2})d(z) \quad (3.2)$$

Pour faciliter l'algorithme de décodage, on utilisera la représentation en treillis du codage. L'état du codeur à l'instant k peut être représenté par l'état $\{d_{k-1}, d_{k-2}, \dots, d_{k-m}\}$. Le treillis est formé de noeuds reliés par des branches : les nœuds représentent les différents états du codeur possibles : il y en a 2^{m-1} s'il y a une entrée, et $2^{(m-1)k}$ s'il y a k entrées. Les branches représentent les différentes transitions possibles d'un nœud à un autre lors de l'arrivée d'un bit d'entrée.

Pour obtenir des codes convolutionnels de rendement supérieur, on utilisera des codes poinçonnés. En appliquant la technique de perforation sur le code convolutionnel de taux faible, un code convolutionnel perforé de taux de codage élevé peut être construit. Cette technique consiste à éliminer périodiquement, selon une règle prédéfinie par la matrice de perforation, les symboles codés provenant du codeur de faible taux de codage. L'utilisation des codes convolutionnels perforés conduit à une grande flexibilité du système, car par le simple changement de matrice de perforation, on peut varier le taux de codage sans augmenter la complexité du codeur et du décodeur. Un code rendement 1/2 pour lequel on supprime un bit de sortie sur quatre devient un code de rendement 2/3. Il faut souligner que le rendement des codes convolutionnels est quand même assez faible malgré la technique de poinçonnage.

Dans ce projet, nous utilisons le code de Reed-Solomon qui est capable de corriger des erreurs provoquées par le canal ou par des multi-trajets dont la somme entraîne un signal presque nul. Les codes Reed-Solomon font partie d'une classe de codes qui sont décrits au moyen des racines d'un polynôme à coefficients dans un corps appelé corps de Galois. Le code de Reed-Solomon, noté RS (N, K), transforme un mot de K symboles

composés de m bits en un mot code de N symboles en ajoutant $T = N - K$ symboles de redondance [53].

Le pouvoir de correction est lié à la distance minimale au sens de Hamming, c'est-à-dire à la plus petite distance, $d_{\min} = N - K + 1$ entre deux mots distincts du code. On corrige ainsi $t = \frac{d_{\min} - 1}{2}$ symbole de m bits.

Pour éviter les erreurs consécutives qui peuvent dépasser le pouvoir de correction du code, on a modifié l'ordre de transmission des symboles de manière à éloigner au maximum les bits consécutifs erronés. Les bits de données à envoyer sont organisés en N_{Symbol} groupes de bits codés par symbole OFDM. Dans chacun de ces groupes de bits, l'entrelacement est appliqué, de sorte que deux bits successifs ne soient jamais sur des sous-porteuses adjacentes. L'entrelaceur distribue les bits contenant la même information sur plusieurs sous-porteuses. S'il y a suffisamment de sous-porteuses fréquentielles, il est alors possible de récupérer et de reconstituer l'information à partir des échantillons n'ayant pas subi d'atténuation. Dans les simulations, nous utiliseront un entrelaceur matriciel (n, n), les symboles vont être écrits ligne par ligne et lus colonne par colonne.

En sortie de l'entrelaceur, les bits vont être modulés sous forme de symboles par une modulation de type QPSK, 16-QAM ou 64-QAM. Un convertisseur série-parallèle disposera ces symboles en trame, une trame supportant un débit

$$\frac{\Gamma_b}{RN} = \frac{\text{débit des données binaires}}{\text{nombre de bits à transmettre} \times N \text{ symboles}}$$

. En appliquant ensuite une transformée de Fourier inverse, on obtiendra la trame parallèle OFDM de N symboles. À l'aide du bloc analyseur de spectre, on obtient la représentation spectrale du signal OFDM. Par la suite, on ajoutera un intervalle de garde entre les symboles [2]. Cet intervalle de garde

peut être réalisé en introduisant au début de la sortie de la *IFFT* une copie des derniers échantillons, appelée préfixe cyclique (voir la Figure 3-2).

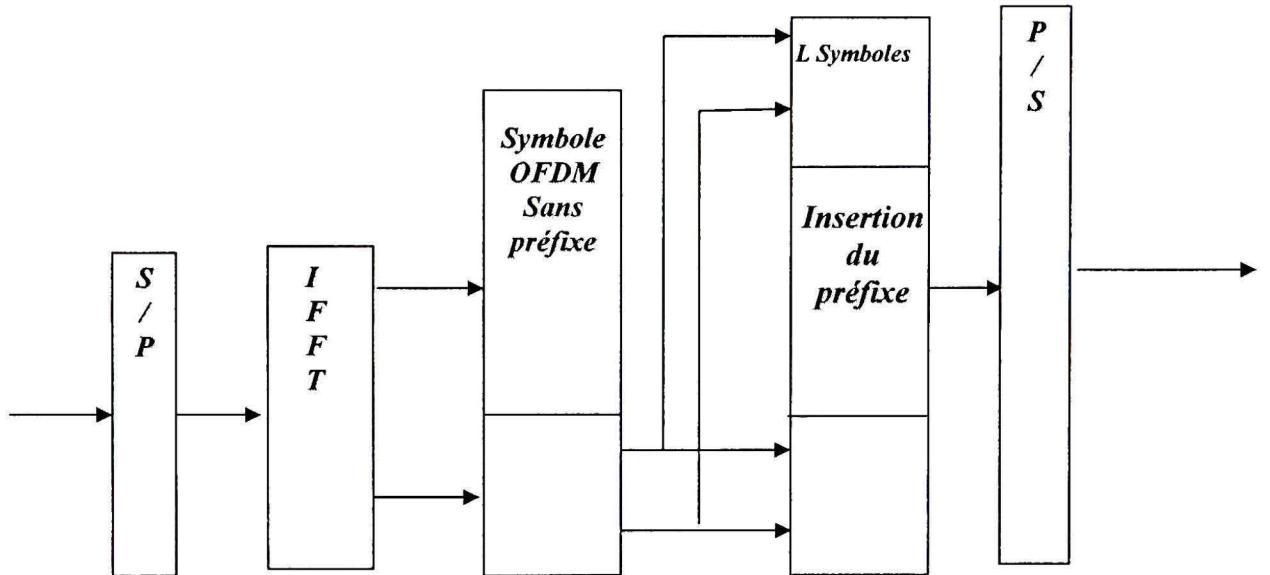


Figure 3.2 Schéma de principe de l'insertion du préfixe cyclique [39]

On a choisi pour la taille de cet intervalle de garde une durée de l'ordre du quart de celle d'un symbole OFDM, ce qui représente un bon compromis entre la diminution des erreurs et la perte de débit utile. Le signal reçu $R(t)$ peut être représenté comme suit [51] :

$$R(t) = \begin{pmatrix} y_1(t) + \alpha y_N(t-1) \\ y_2(t) + \alpha y_1(t) \\ \vdots \\ y_N(t) + \alpha y_{N-1}(t) \end{pmatrix} \quad (3.3)$$

Le coefficient complexe α reflète un affaiblissement et un déphasage du à la réflexion. En supposant qu'il n'y aurait qu'une composante $x_m(t)$ non nulle dans le vecteur $X(t)$, on a alors :

$$Y(t) = \begin{pmatrix} 1 \\ e^{j\frac{2\pi 1m}{N}} \\ \vdots \\ e^{j\frac{2\pi (N-1)m}{N}} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ x_m(t) \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} \quad (3.4)$$

Le signal reçu s'écrit dans ce cas :

$$R(t) = x_m(t) + x_m(t)e^{j\frac{2\pi 1m}{N}} + x_m(t)e^{j\frac{2\pi 2m}{N}} + \dots + x_m(t)e^{j\frac{2\pi (N-1)m}{N}} \\ \alpha x_m(t-1)e^{j\frac{2\pi (N-1)m}{N}} + \alpha x_m(t) + \alpha x_m(t)e^{j\frac{2\pi 1m}{N}} + \dots + \alpha x_m(t)e^{j\frac{2\pi (N-2)m}{N}} \quad (3.5)$$

Le terme $\alpha x_m(t-1)e^{j\frac{2\pi (N-1)m}{N}}$ fait intervenir le symbole émis à l'intervalle du temps $t-1$.

Cela signifie la présence d'interférences intersymboles sur la sous-porteuse m [54]. Pour éliminer cette interférence, il faudrait que ce terme soit égale à $\alpha x_m(t)e^{j\frac{2\pi (N-1)m}{N}}$. Pour cela, il faut introduire un intervalle de garde. En pratique on choisit pour la taille de cet intervalle de garde une durée de l'ordre du quart de celle d'un symbole OFDM, ce qui représente un bon compromis entre diminution des erreurs et perte de débit utile. Pour réduire cette perte, on augmente la taille de la TFD, mais l'augmentation de la taille de la TFD rend plus difficile la synchronisation temporelle et fréquentielle.

Dans le cadre de notre travail de thèse, nous allons utiliser le canal AWGN (Additif White Gaussian Noise) et le canal multitrajets. Le premier sera utilisé pour reproduire le bruit blanc gaussien dans notre système alors que le deuxième aura pour but d'évaluer les performances par la présence de multitrajets. La spécificité d'un bruit blanc réside dans l'uniformité de sa densité spectrale de puissance qui vaut N_0 sur toute la bande de fréquences. Si la modulation à l'entrée du canal AGWN peut être présentée avec Q symboles $\{x_0, \dots, x_{Q-1}\}$, alors on aura l'expression suivante :

$$p(y/x_q) = \frac{1}{\sqrt{2 * \pi * N_0}} * \exp\left(-\frac{|y - x_q|^2}{2 * N_0}\right) \quad (3.6)$$

Le canal multi trajets permet de prendre en compte l'influence des différents trajets dus à la diversité de propagation sur la qualité du signal transmis. Nous utiliserons le modèle du canal de Rayleigh. L'amplitude r d'un signal après le passage dans le canal à multitrajets suit une loi de Rayleigh telle que :

$$p(r) = \frac{2r}{E_0^2} e^{-\left(\frac{r^2}{E_0^2}\right)}, \quad r \geq 0 \quad (3.7)$$

Le modèle de Rayleigh considère une modification de l'amplitude du signal de la façon suivante :

$$y(t) = a(t)x(t) + b(t) \quad (3.8)$$

où $a(t)$: Distribution de Rayleigh

$b(t)$: Bruit additif gaussien.

Dans l'émetteur des symboles pilotes vont être insérés parmi les trames de données pour permettre une éventuelle estimation du canal (voir la Figure 3-3). Ce sont ces symboles qui sont utilisés pour l'estimation du canal dans le domaine fréquentiel.

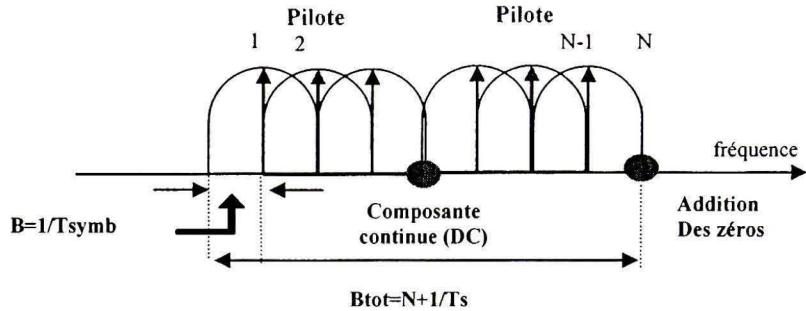


Figure 3.3 Bande du signal OFDM

La synchronisation commence par un calcul de la réponse impulsionnelle du canal (CIR) à partir du symbole de référence ($l = 1$) après IFFT [51] :

$$h_n = \frac{1}{N} \sum_{k=\frac{K}{2}}^{\frac{K}{2}} X_{k,1} Z_k e^{j2\pi \frac{kn}{N}} = \frac{1}{N} \sum_{k=\frac{K}{2}}^{\frac{K}{2}} Z_k e^{j2\pi \frac{kw}{N}} Z_k e^{j2\pi \frac{kn}{N}} = \frac{1}{N} \sum_{k=\frac{K}{2}}^{\frac{K}{2}} e^{j2\pi \frac{k(n-w)}{N}} = \delta(w) \quad (3.9)$$

où z_k est le symbole de référence tel qu'il a été inséré dans l'émetteur, $X_{k,l}$ est le symbole de référence du récepteur, démodulé par FFT avec un décalage w . Un canal supplémentaire est utilisé pour la transmission du pilote, avec une puissance supérieure aux canaux de données. Le canal pilote contient une séquence d'apprentissage de débit inférieur au débit de données (voir la Figure 3-4).

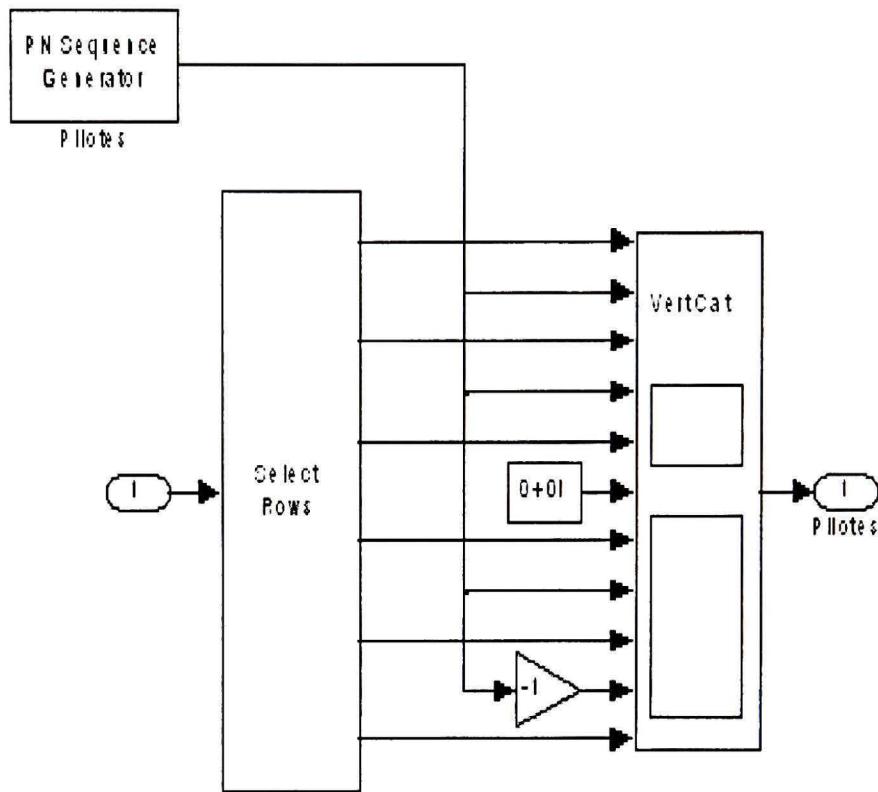


Figure 3.4 Insertion des symboles de données et des pilotes aux sous-porteuses orthogonales

Un signal OFDM est une somme de porteuses sinusoïdales modulées et pondérées par une fenêtre rectangulaire. La FFT de cette fenêtre possède un lobe principal et des lobes secondaires qui sont en dessous de celle de son lobe principal. Pour observer l'effet de fenêtrage sur un signal OFDM, on utilisera les différentes fenêtres de pondération dont les caractéristiques fréquentielles sont différentes de celles de la fenêtre rectangulaire.

Les résultats obtenus sont intéressants et on présentera une comparaison de la largeur du lobe principal et du niveau des lobes secondaires pour ces différentes fenêtres. Le signal reçu, après démodulation FFT, a été désentrelacé selon la table de correspondance de

l'émetteur. Des métriques tenant compte de la constellation des symboles émis et de l'évanouissement sur chaque porteuse sont alors calculés. Ces métriques sont utilisées par le décodeur de Viterbi pour corriger les erreurs. Aucune égalisation proprement dite n'est effectuée et le décodage est un décodage du maximum de vraisemblance grâce à l'algorithme de Viterbi. En d'autres mots, il s'agit d'un algorithme à maximum de vraisemblance qui parcourt tous les états du treillis afin de retrouver la séquence la plus vraisemblable. En principe, les séquences à l'entrée et à la sortie du décodeur sont constituées de valeurs binaires. On constate qu'un système simple, constitué d'un codeur convolutionnel et d'un décodeur Viterbi a de très bonnes performances. On peut noter que les performances s'améliorent avec la longueur de contrainte du code et la taille de l'entrelaceur. Mais ceci peut conduire à des treillis au niveau du décodeur de Viterbi très complexe et des délais de décodage importants.

3.2 Description et spécification du système

Le tableau IX résume les paramètres du système OFDM utilisés pour les simulations ci-dessus avec Simulink de Matlab :

Tableau IX

Paramètres du système OFDM

Paramètre	Valeur
Nombre de sous-porteuses données	48
Durée d'un symbole OFDM	$4 \mu \text{ sec}$
La taille de l'IFFT	64
Intervalle de garde	$\frac{1}{4}$
Type de modulation des porteuses	$QPSK, 16-QAM, 64-QAM$
Largeur de bande du signal OFDM	20 MHz
Taux de codage	1/2
Nombre de sous-porteuses pilotes	4

3.3 Présentation des schémas bloc du système conçu

En règle générale, l'optimisation des performances d'un système de communications numériques exige un compromis judicieux entre la puissance et la largeur de bande du signal transmis d'une part, et la complexité du traitement du signal requise au récepteur, de l'autre, de manière à ce que le taux d'erreurs de transmission reste sous un seuil établi. Les techniques de traitement du signal appliquées à un signal numérique comprennent, entre autres, les techniques de démodulation et de détection, l'égalisation du canal de transmission et la diversité temporelle, fréquentielle, etc.

Pour ce travail de recherche, nous avons utilisé le logiciel spécialisé de simulation Simulink du Matlab. Simulink est l'extension graphique de MATLAB permettant de représenter les fonctions mathématiques et les systèmes sous forme de diagramme en blocs. Le modèle qui représente le système de communication est construit à partir des blocs extraits d'une banque de Communications Blockset (librairies spécialisées) fournie avec le logiciel de simulation. Les blocs sont affichés à l'écran et raccordés graphiquement les unes aux autres pour produire le modèle de simulation, qui prend la forme d'un diagramme-bloc.

La source binaire générée à partir d'un bloc « Bernoulli Binary Generator » suivi d'un bloc « Convolutional encoder », qui sert à effectuer le codage du système, suivi d'un bloc « Matrix interleaver », qui permet d'implémenter le processus d'entrelacement, puis du bloc « Rectangular QAM Modulator Baseband », qui applique la modulation numérique M-QAM en bande de base, en utilisant le code Gray pour placer les symboles numériques dans la constellation. Le bloc « Buffer » nous permet d'effectuer la conversion Série en Parallèle et d'appliquer une IFFT en utilisant le block « IFFT ». Un autre bloc « Selector » a été placé à la sortie de l'IFFT pour permettre de rajouter un intervalle de garde afin de combattre les interférences entre symboles. Un bloc « PN Sequence Generator » permet enfin d'effectuer la synchronisation fréquentielle.

Pour simuler le phénomène des évanouissements, nous avons utilisé un canal de Rayleigh « Multipath Rayleigh Fading Channel », et un canal à bruit blanc Gaussien à l'aide du block « AWGN Channel ».

À la réception, le processus de l'extraction d'un intervalle de garde est effectué en utilisant un bloc « Selector ». Finalement, la démodulation consiste à effectuer une Transformée de Fourier directe avec un bloc « FFT ». Le bloc « Rectangular QAM Demodulator Baseband » a été utilisé pour la démodulation QAM, le bloc « Matrix Deinterleaver » pour le processus de désentrelacement, suivi d'un bloc « Viterbi

Decoder» pour le décodage. Le calcul du BER est fait à l'aide du block « Error Rate Calculation ».

Les simulations effectuées avaient pour but en général de perfectionner le système de transmission OFDM et de comparer les performances des procédés OFDM afin de mettre en évidence leurs apports respectifs.

CHAPITRE 4

MODÉLISATION, SIMULATIONS ET INTERPRÉTATION DES RÉSULTATS

Dans ce chapitre, nous présentons une chaîne de transmission OFDM mise en œuvre à l'aide de l'outil Simulink disponible dans le logiciel Matlab. Nous examinons l'implantation des codes convolutionnels, Reed-Solomon et deux codes concaténés en série. Les résultats de simulation du système OFDM sont comparés avec les différents types de modulation de sous porteuses et de codage. À l'aide de la simulation, nous allons tester et valider nos différents choix d'architecture. Ce qui nous permettra de mettre en évidence l'amélioration des performances du système que la concaténation des deux codes peut apporter selon l'algorithme de Viterbi.

Afin de valider les performances des systèmes de télécommunication hauts débits de type OFDM, nous allons utiliser la norme IEEE 802.11a. Nous établirons une comparaison des systèmes de type OFDM utilisant les différents types de modulation numérique, par rapport à ce paramètre critique qu'est le rapport BER. Les points suivants seront pris en considération :

- Les techniques multi-porteuses sont très robustes au bruit blanc gaussien puisque chaque porteuse est affectée par un bruit indépendant du reste des porteuses; c'est pourquoi une perte d'un symbole due à un bruit n'affecte pas les autres symboles du signal OFDM.
- Un décodage simple et optimal effectué grâce à l'algorithme de Viterbi. L'utilisation de différents types de codage comme les codes convolutionnels et les codes Reed-Solomon sont très efficaces.
- Une utilisation efficace des ressources fréquentielles en comparaison avec le multiplexage fréquentiel, du fait que les canaux se chevauchent tout en gardant une orthogonalité parfaite.

- L'OFDM présente une grande simplicité dans la modulation et la démodulation, puisque on a besoin d'un seul modulateur et d'un seul démodulateur. Ceci est possible dans le cas où les différents éléments du système OFDM sont correctement sélectionnés, soient le grand nombre des porteuses orthogonales, l'intervalle de garde, l'entrelacement et les caractéristiques du canal.
- L'OFDM est très vulnérable aux problèmes de décalage en fréquence et de synchronisation. Les erreurs de synchronisation peuvent engendrer un déphasage sur les symboles reçus et le décalage en fréquence de l'interférence entre porteuses, ce qui peut détruire l'orthogonalité entre des porteuses du signal OFDM.

4.1 Résultats des simulations du système OFDM avec modulation QPSK

La Figure 4-1 représente le schéma bloc utilisé pour les simulations du système OFDM avec modulation numérique QPSK. Le symbole OFDM occupe une bande de fréquence égale à la fréquence d'échantillonnage F_s , qui diffère de la largeur du canal utilisé (BW). Au niveau de l'émetteur, les données binaires sont codées avec un code convolutionnel. Après le codage, on applique un processus d'entrelacement sur la séquence obtenue. L'entrelacement consiste à placer selon une règle prédéfinie les bits d'entrée. L'entrelaceur bloc est représenté par une matrice dont le principe de fonctionnement est le suivant : les bits rentrent ligne par ligne et sont lus colonne par colonne. Une division de cette séquence en groupe de bits et une transformation de ces groupes en nombres complexes est effectuée suivant la modulation QPSK. Un ajout des bits de 0 est effectué, de sorte à avoir un nombre entier de symbole à l'entrée d'IFFT. On transforme des sous-porteuses dans le domaine temporel en utilisant la transformée de Fourier inverse. Par la suite, on rajoute à la transformée de Fourier une extension due à l'intervalle de garde et on applique un processus de fenêtrage permettant d'annuler les extensions d'un symbole en dehors de son support temporel. Avant le passage du signal dans le canal de propagation, on applique la modulation principale de façon à situer la

transmission dans la bande de fréquences requise. À la réception, les opérations inverses sont réalisées. À la fin, la probabilité d'erreur par bit est calculée en fonction de plusieurs valeurs du rapport E_b/N_0 . Le rapport signal/bruit SNR pour chaque modulation tient compte du nombre de bits par symbole. Il en est de même pour le rapport entre l'énergie consommée pour transmettre un bit et la densité spectrale de puissance du bruit gaussien. Le rapport SNR peut-être représenté comme suit :

$$\frac{S}{N} = \frac{\log_2 M}{T_b B} \times \frac{E_b}{N_0} = \eta \log_2 M \times \frac{E_b}{N_0} \quad (4.1)$$

là où E_b est l'énergie moyenne par bit dans un système à M états. Cette relation montre que le rapport signal sur bruit dépend de l'efficacité spectrale et du nombre d'états M du système.

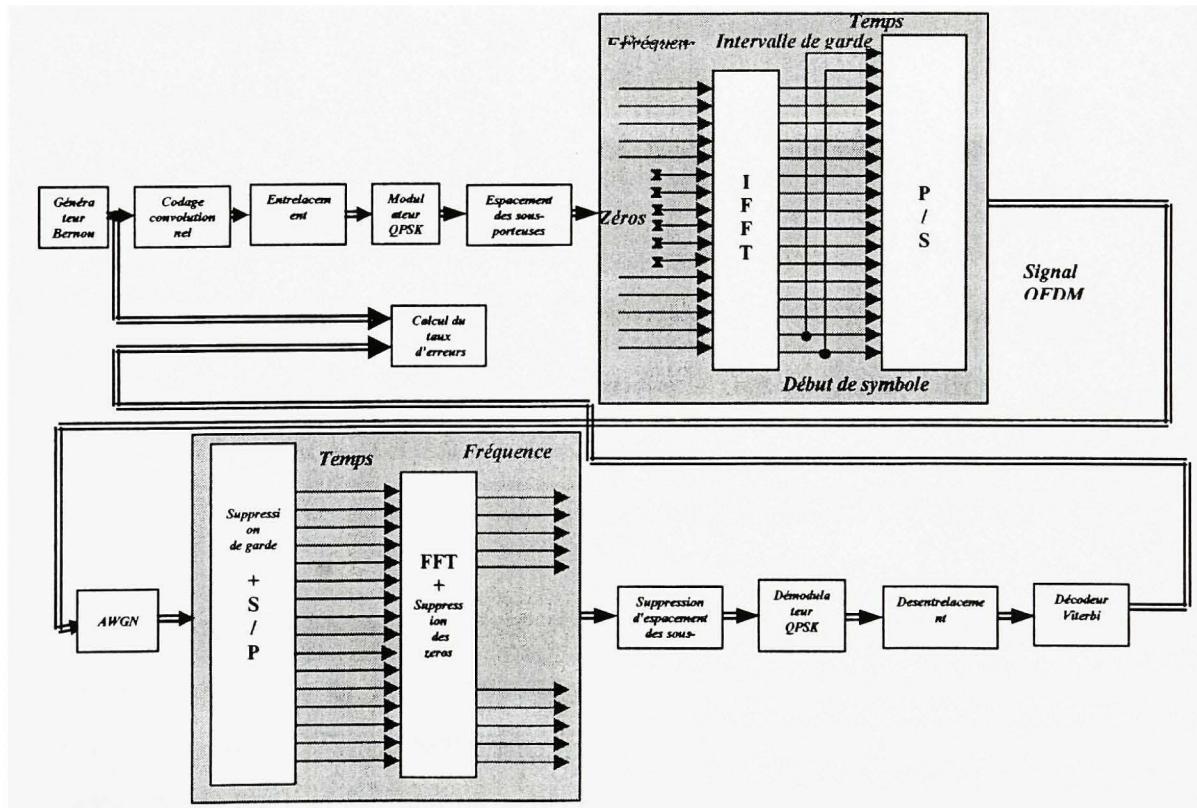


Figure 4.1 Schéma bloc du système OFDM-QPSK

Les paramètres présentés dans le tableau X ont été utilisés pour la simulation du système OFDM-QPSK.

Tableau X

Paramètres du système OFDM-QPSK

Paramètre	Valeur
Nombre de sous-porteuses données	48
Durée d'un symbole OFDM	$4 \mu \text{ sec}$
La taille de l'IFFT	64
Intervalle de garde	$\frac{1}{4}$
Type de modulation des porteuses	<i>QPSK</i>
Fréquence $F_s = \frac{1}{T}$	20 MHz
Taux de codage	$\frac{1}{2}$

Il est important de mentionner que les résultats obtenus avec le codage convolutionnel et décodage de Viterbi se sont nettement améliorés par rapport au cas du système sans codage. La Figure 4-2 représente l'évolution du taux d'erreur binaire en fonction du rapport signal/bruit en utilisant un système OFDM-QPSK codé et non codé sur le canal AWGN. Comme on peut le constater, le système avec le code convolutif montre une

meilleure résistance face aux perturbations engendrées par le canal. Pour les faibles rapports signal/bruit, le bruit blanc gaussien est la perturbation principale du signal OFDM. Par contre quand $\frac{E_b}{N_0}$ est plus grand, le taux d'erreur binaire chute quand le codage et le décodage sont introduits dans le système.

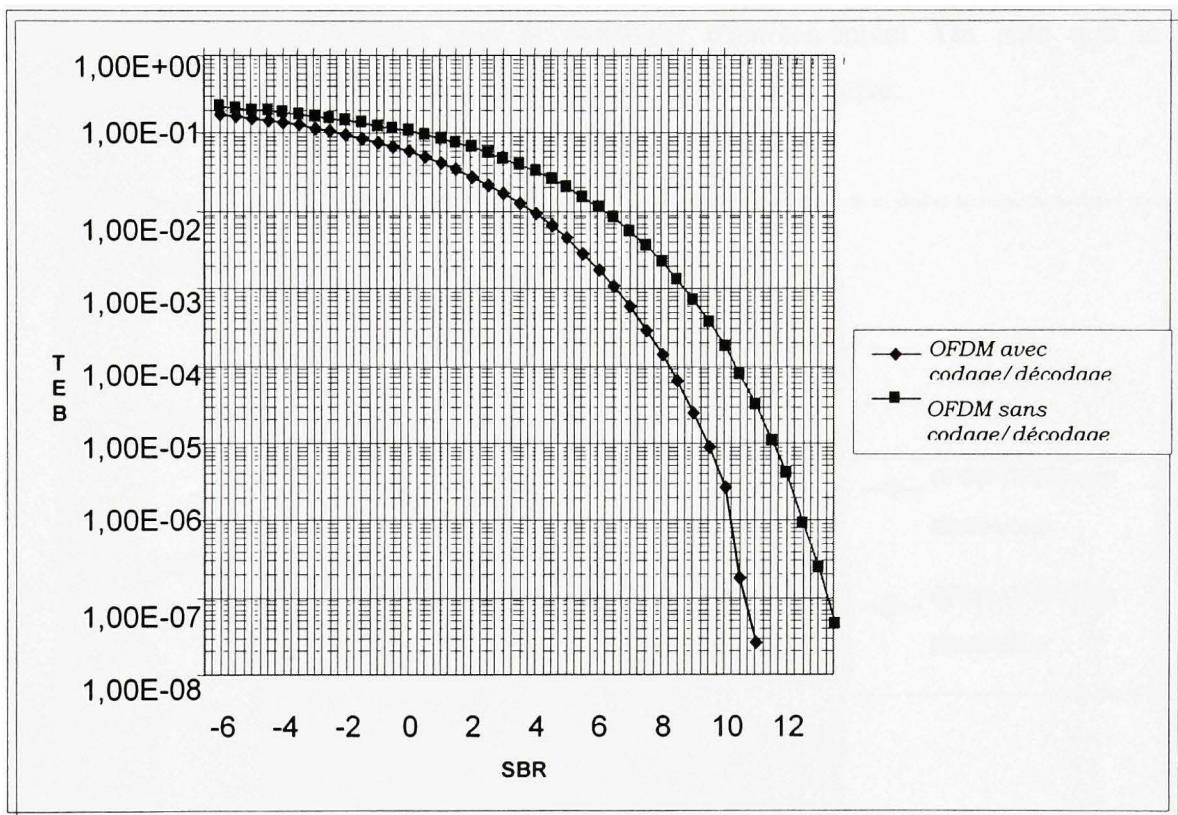


Figure 4.2 Taux d'erreur binaire en fonction du rapport signal sur bruit d'un système OFDM-QPSK avec et sans codage/décodage

D'autres simulations effectuées avec les techniques d'entrelacement et de désentrelacement permettant de répartir de façon aléatoire les erreurs afin de faciliter la correction des erreurs au décodage, ont démontré une meilleure performance du système.

Notons que la complexité du système augmente avec l'utilisation de ces techniques. Finalement, des compromis doivent être acceptés, si l'on considère la compensation entre la complexité et la performance du système.

Les courbes de la Figure 4-3 montrent clairement les meilleurs résultats obtenus. On observe effectivement un gain plus grand pour le système avec l'entrelaceur par rapport aux performances du système sans le processus d'entrelacement. On note que la quatrième itération améliore les résultats d'une manière significative.

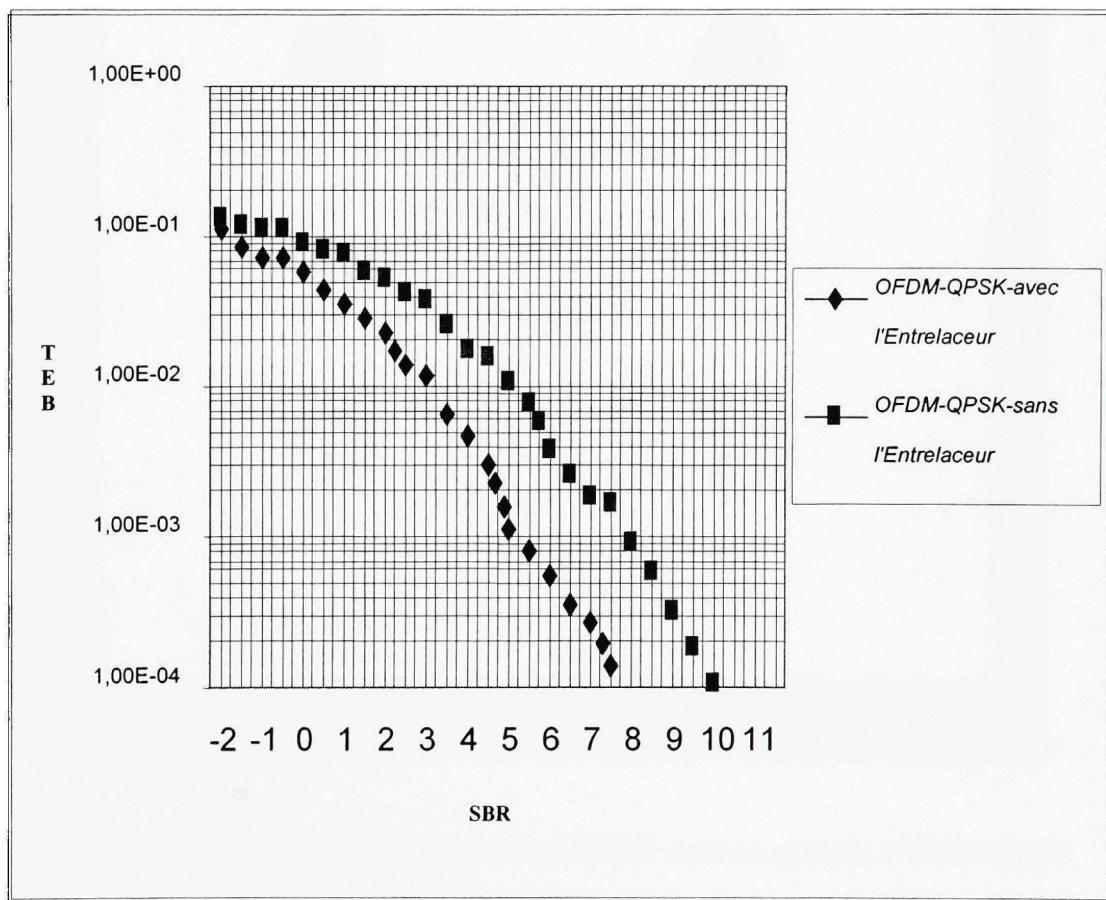


Figure 4.3 Taux d'erreur binaire en fonction du rapport signal sur bruit d'un système OFDM-QPSK avec et sans l'entrelaceur

Finalement, afin de mieux montrer l'influence du bruit blanc gaussien sur les performances des récepteurs, on présente à la Figure 4-4 une constellation de la modulation QPSK prise à la réception avant la démodulation, qui confirme une régénération de symboles numérique dans leurs propres régions de décision.

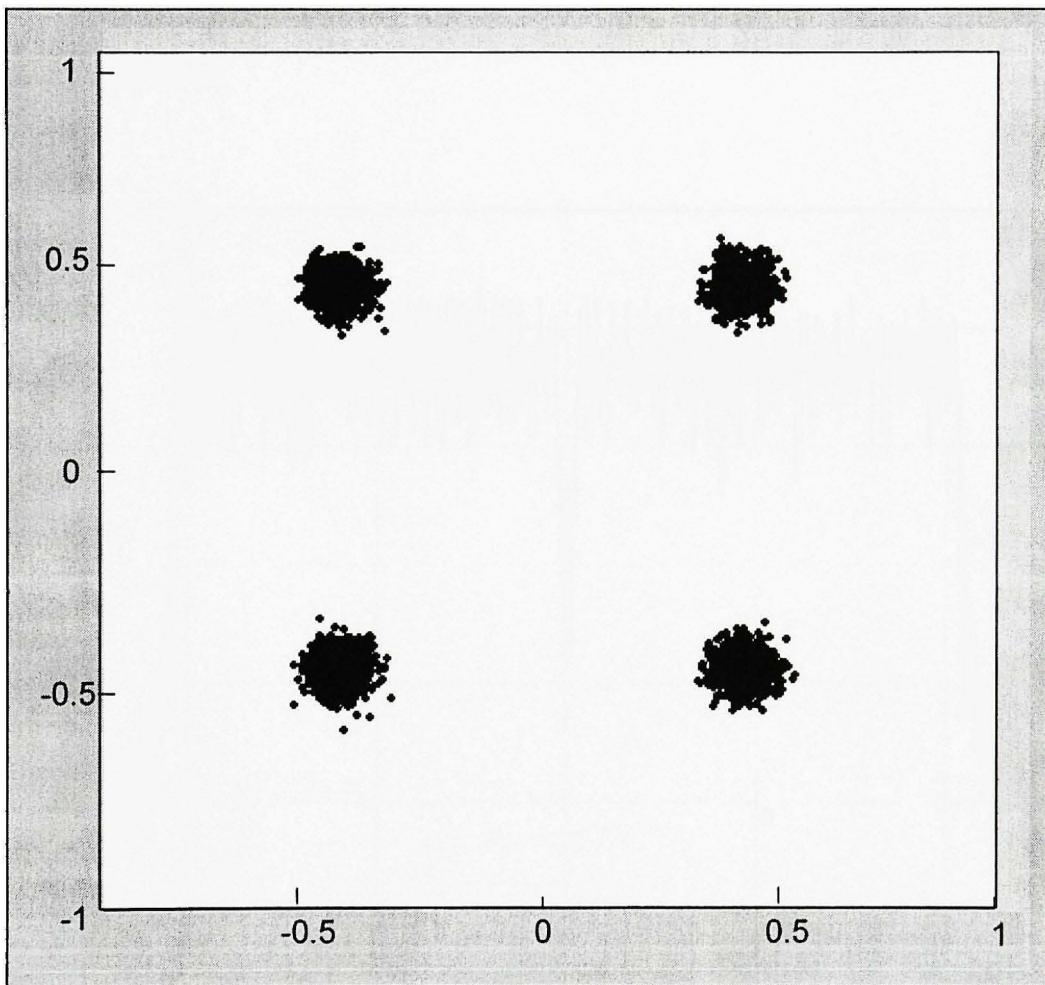


Figure 4.4 Constellation de la modulation QPSK dans un système OFDM-QPSK

prise à la réception pour $\frac{E_b}{N_0} = 30 \text{ dB}$

La Figure 4-5 montre le spectre du signal OFDM pris après le bloc de la IFFT. Comme on peut le constater, l'espace entre chaque sous-porteuse permet, lorsque le spectre d'une sous-porteuse est maximal, d'annuler le spectre de toutes les autres. Donc, la condition d'orthogonalité est préservée. Cette condition d'orthogonalité permet d'avoir un recouvrement entre les spectres des différentes sous-porteuses, et d'éviter les interférences entre sous-porteuse si l'échantillonnage est fait précisément à la fréquence d'une sous-porteuse.

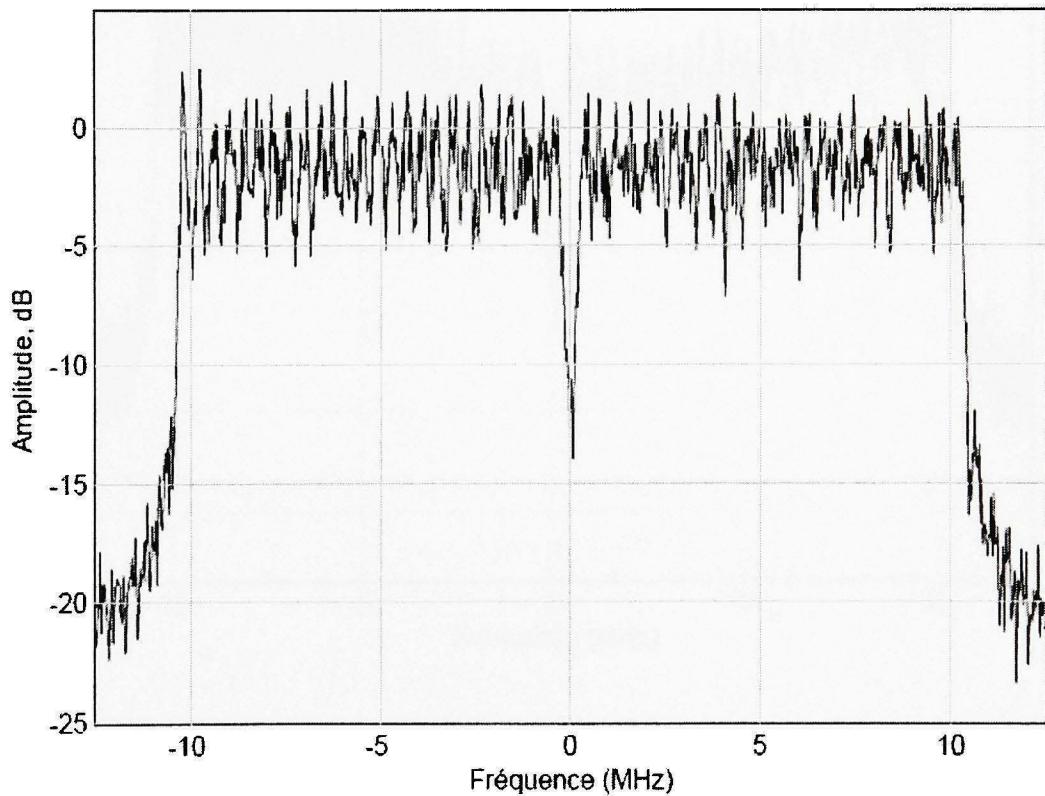


Figure 4.5 Spectre du signal OFDM pris après le bloc de la IFFT

La Figure 4.6 montre le spectre du signal OFDM pris après le canal. On voit que les signaux à la sortie du système pris avant et après le canal sont presque identiques. Pour que les sous-porteuses restent orthogonales après le passage par un canal, elles doivent

être décalées, afin de préserver la propriété de périodicité. Cependant, le canal ne fait pas de décalage et, de plus, il introduit de l'IES. Ces problèmes ont été surmontés en ajoutant un intervalle de garde entre les symboles. En effet, l'adjonction d'un intervalle de garde diminue la probabilité d'erreur jusqu'à la rendre nulle.

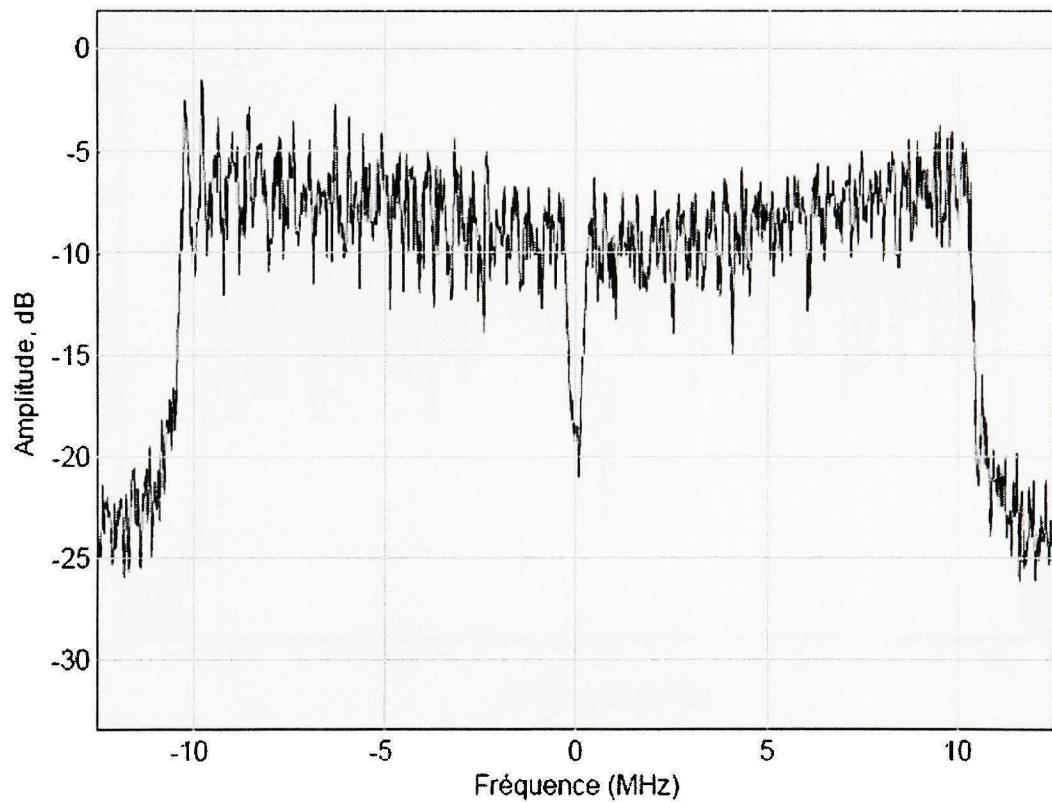


Figure 4.6 Spectre du signal OFDM pondéré par une fenêtre de Blackman pris après le canal pour $\frac{E_b}{N_0} = 30 \text{ dB}$

Nous avons vu que le fait de ne conserver que N échantillons d'un signal $\{x(n)\}$ peut être interprété comme la multiplication de ce signal par une fenêtre. Les fenêtres utilisées le plus couramment sont Hanning, Hamming et Blackman. Pour comparer les

caractéristiques fréquentielles de ces fenêtres (position des lobes secondaires), reprenons le signal OFDM, et pondérons le avec la fenêtre de Hamming (voir la Figure 4-7).

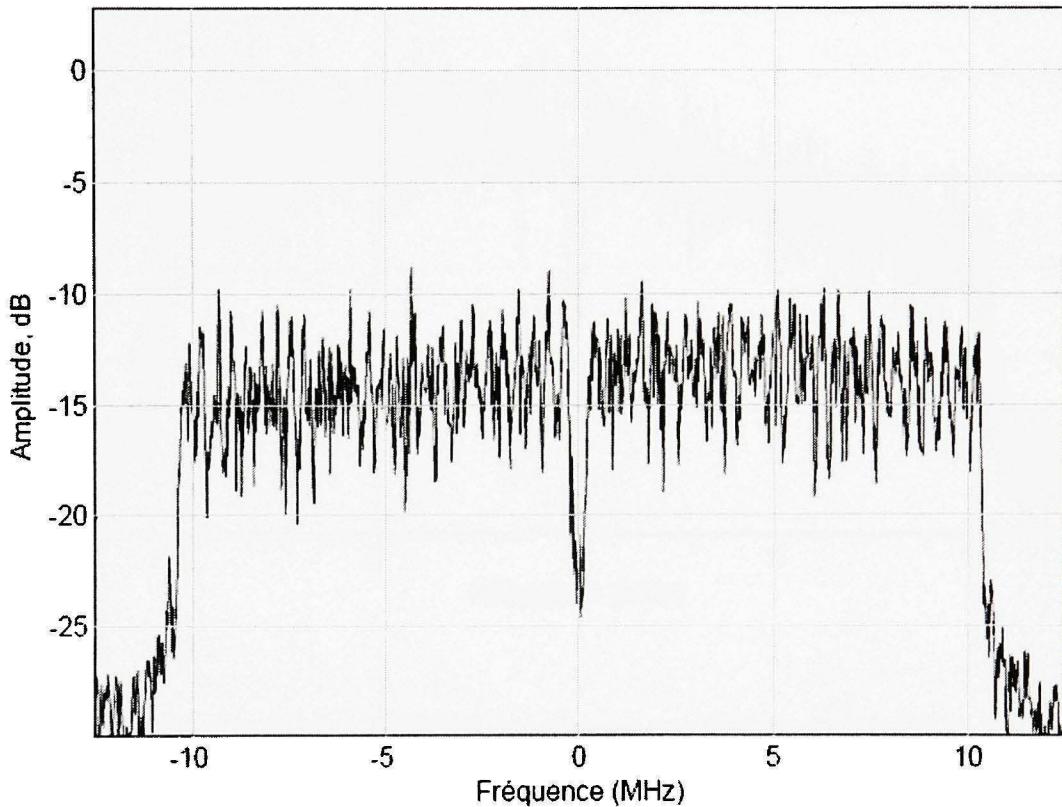


Figure 4.7 Spectre du signal OFDM pondéré par une fenêtre de Hamming

$$\text{pris après le canal pour } \frac{E_b}{N_0} = 30 \text{ dB}$$

La Figure 4.8 montre les résultats de la simulation d'un système OFDM-QPSK dans lequel le signal OFDM a été pondéré par une fenêtre de Hanning. On constate une diminution de 10 dB de l'amplitude des lobes secondaires pour une fenêtre de Hanning par rapport à une fenêtre de Blackman, et une légère diminution d'environ 5 dB par rapport à une fenêtre de Hamming.

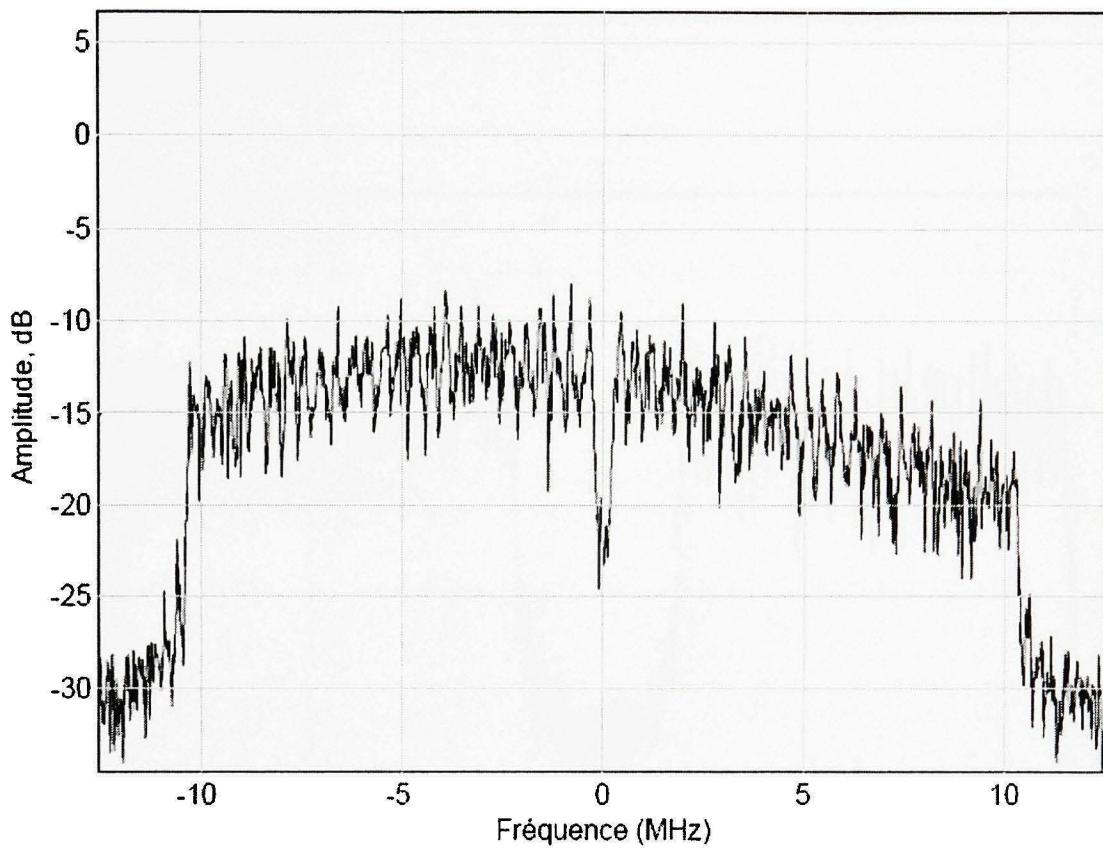


Figure 4.8 Spectre du signal OFDM pondéré par une fenêtre de Hanning
 pris après le canal pour $\frac{E_b}{N_0} = 30 \text{ dB}$

À première vue, on peut clairement observer la présence d'une valeur nulle au centre du spectre du signal OFDM. Selon la norme, la fréquence centrale DC doit être placée à zéro dans l'exécution d'IFFT. La complétion d'une séquence par des zéros fournit une meilleure représentation du signal OFDM, sans augmenter la précision du résultat. En effet, échantillonner un signal OFDM à des cadences supérieures à celles du temps symbole revient simplement à calculer une TFDI plus grande dont les entrées supplémentaires sont des zéros. La Figure 4-9 illustre l'arrangement du signal OFDM dans le domaine de fréquence entre 0 et f_s Hz pour une génération d'une forme

complexe du signal. On peut observer clairement les valeurs nulles placées au milieu du spectre du signal OFDM.

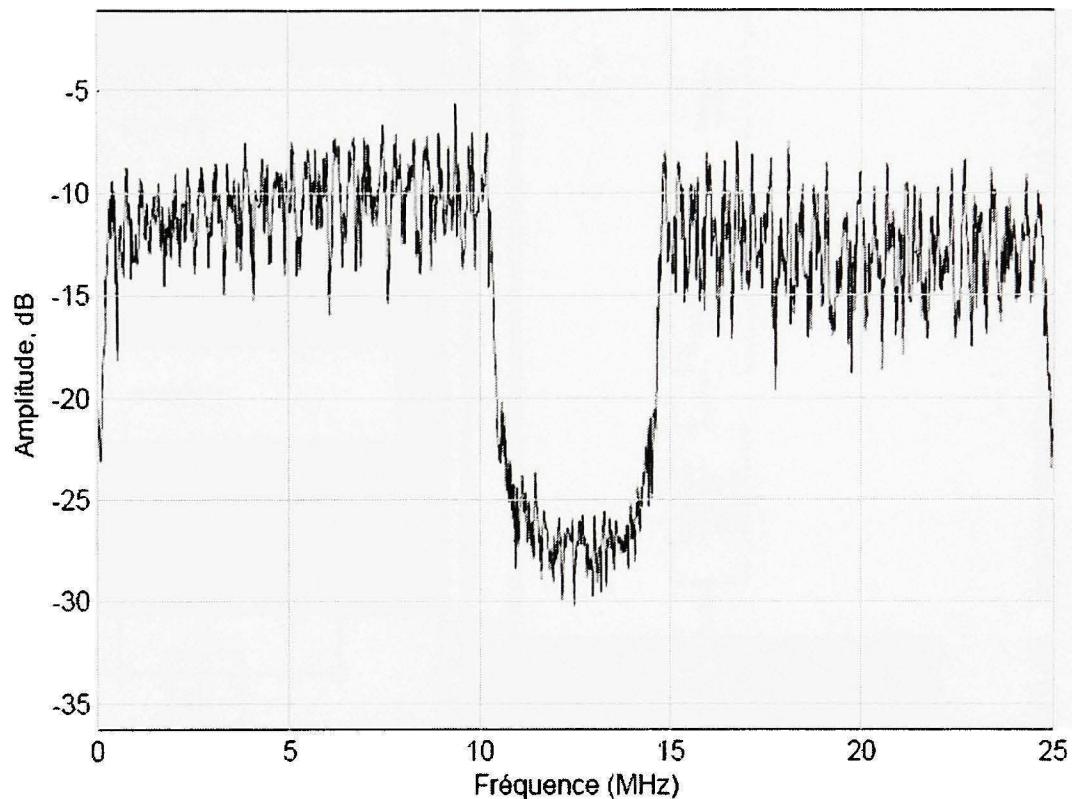


Figure 4.9 Spectre du signal OFDM pondéré par une fenêtre de Blackman et étalé entre 0 et f_s

4.2 Résultats des simulations du système OFDM avec modulation 16 QAM

Une fois les résultats des simulations du système OFDM-QPSK ont été obtenus, on est passé à l'étape de modifications en termes de modulation et démodulation numériques. La modulation numérique utilisée dans ce système est le 16 QAM (voir la Figure 4-10).

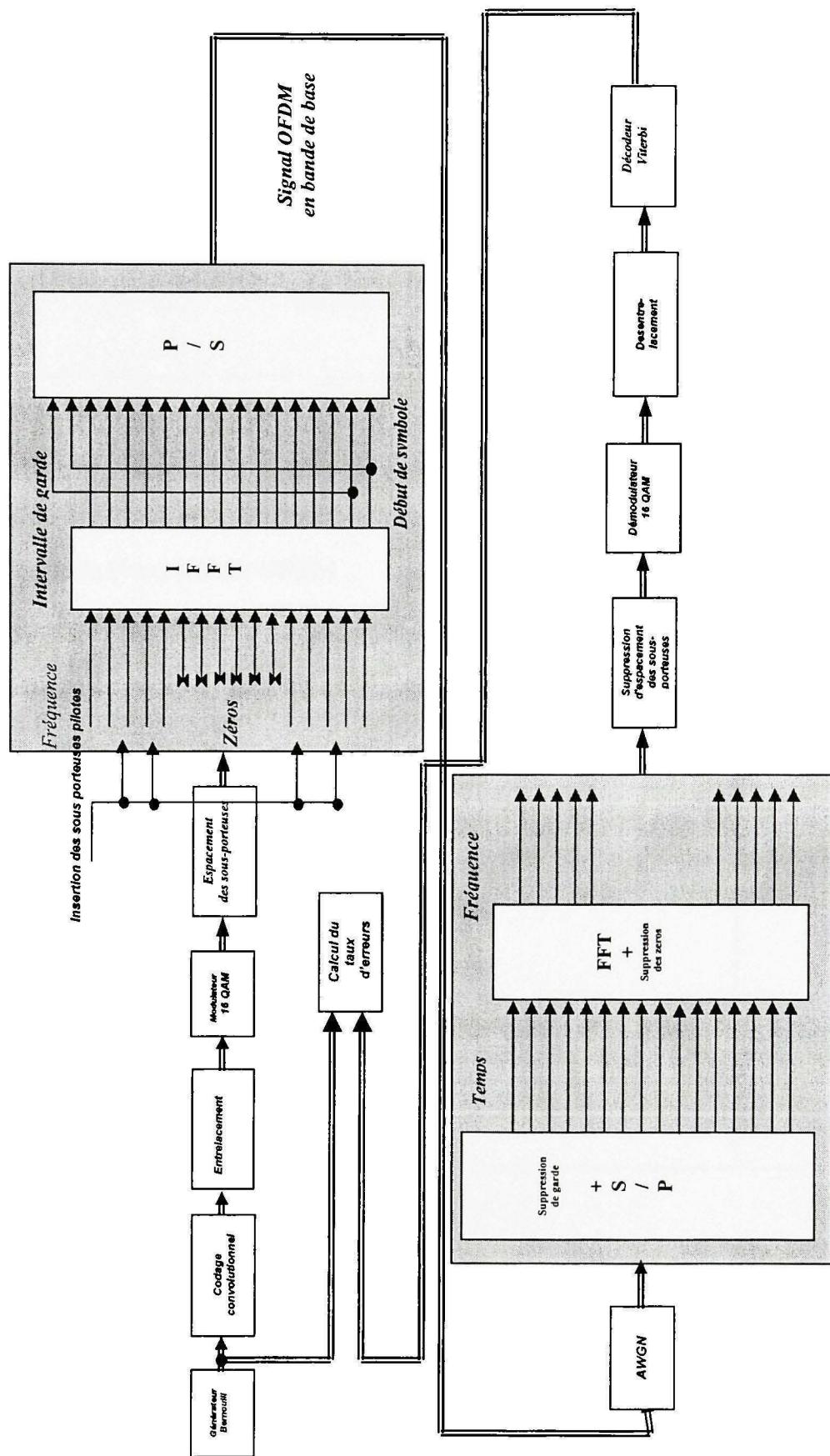


Figure 4.10 Schéma bloc du système OFDM-16 QAM

Les paramètres présentés dans le tableau XI ont été utilisés pour la simulation du système OFDM-16 QAM.

Tableau XI
Paramètres du système OFDM-16 QAM

Paramètre	Valeur
Nombre de sous-porteuses données	48
Durée d'un symbole OFDM	$4 \mu \text{ sec}$
La taille de l'IFFT	64
Intervalle de garde	$\frac{1}{4}$
Type de modulation des porteuses	16 QAM
Fréquence $F_s = \frac{1}{T}$	20 MHz
Taux de codage	$\frac{1}{2}$
Nombre de sous-porteuses pilotes	4

La simulation inclut toutes les étapes pour l'émetteur et le récepteur, selon la norme. La transmission a été mise en application dans la bande de base pour éviter de longues périodes de la simulation. On peut observer l'effet du bruit gaussien dans la constellation avant le décodeur de Viterbi sur la Figure 4-11.

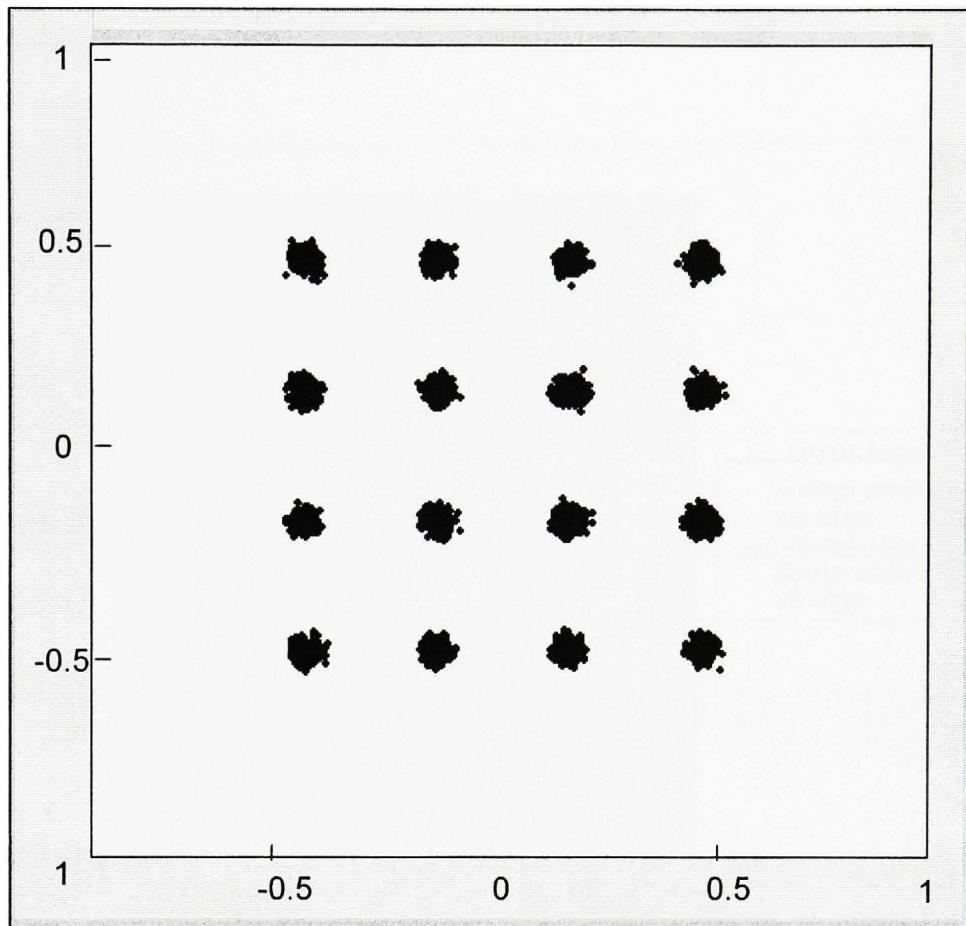


Figure 4.11 Constellation de la modulation 16 QAM dans un système OFDM-16

QAM prise à la réception pour $\frac{E_b}{N_0} = 30 \text{ dB}$

La Figure 4-12 représente l'évolution du taux d'erreur binaire en fonction du rapport signal/bruit, en utilisant un système OFDM-16 QAM sans et avec un codage. Comme on peut le constater, pour un taux d'erreur de 10^{-4} , on gagne 2,2 dB lorsqu'on utilise le codage convolutionnel. On peut noter que les performances s'améliorent avec la longueur de contrainte du code et la taille de l'entrelaceur. Mais ceci peut conduire à des

treillis au niveau du décodeur de Viterbi très complexe et des délais de décodage importants.

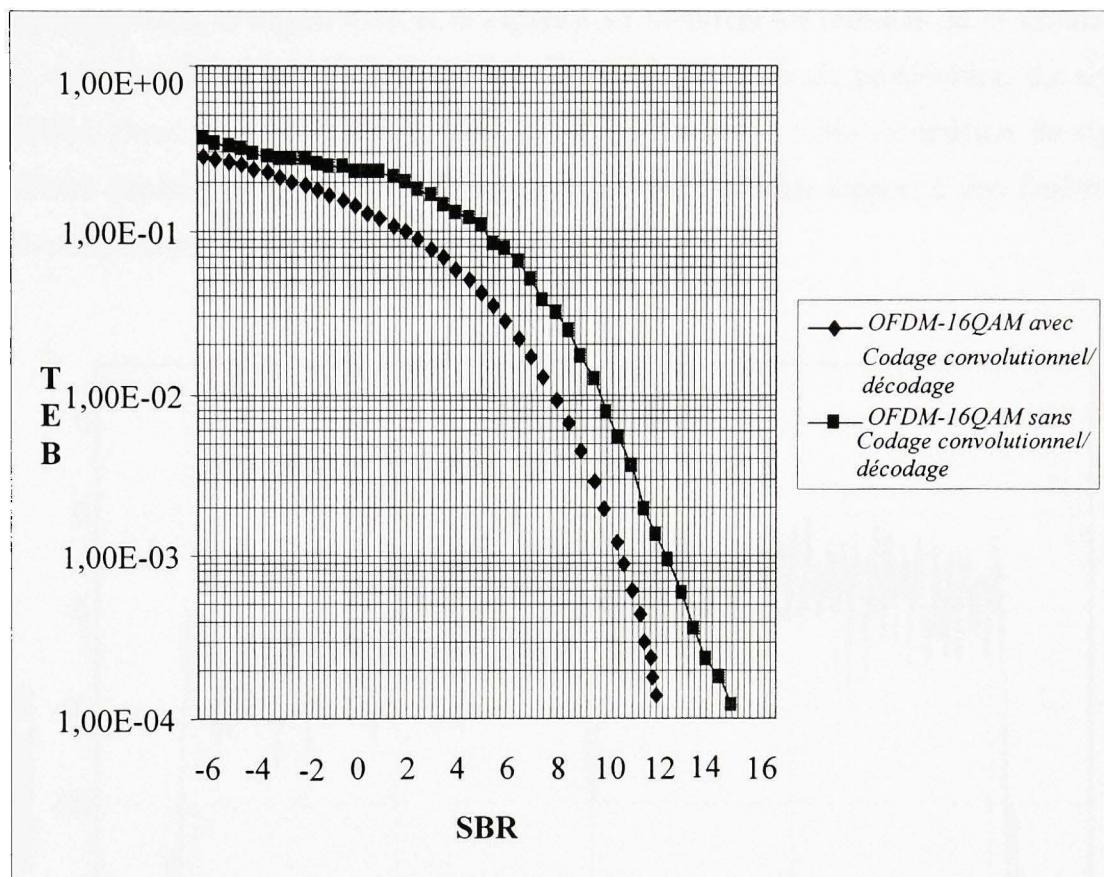


Figure 4.12 Taux d'erreur binaire en fonction du rapport signal sur bruit d'un système OFDM-16 QAM avec et sans codage/décodage

Les résultats de simulations pour la structure OFDM-16 QAM (voir la Figure 4-9) ont démontré une détérioration des performances du système de 2,5 dB, pour un taux d'erreur de 10^{-4} , par rapport à la structure OFDM-QPSK. On arrive alors au traditionnel compromis entre robustesse et capacité. En fait, on devrait utiliser un codage correcteur

d'erreurs directe dans presque tous les systèmes de communications numériques pour pouvoir atteindre un TEB acceptable avec un rapport S/B raisonnablement bas.

La Figure 4-13, la Figure 4-14 et la Figure 4-15 montrent les résultats de la simulation du système OFDM-16 QAM avec les différentes fenêtres de pondération du signal OFDM. Donc comme on peut le constater, l'amplitude des lobes secondaires du signal OFDM diminue pour la fenêtre Hanning d'environ 5 dB par rapport à une fenêtre de Blackman et par rapport à une fenêtre de Hamming.

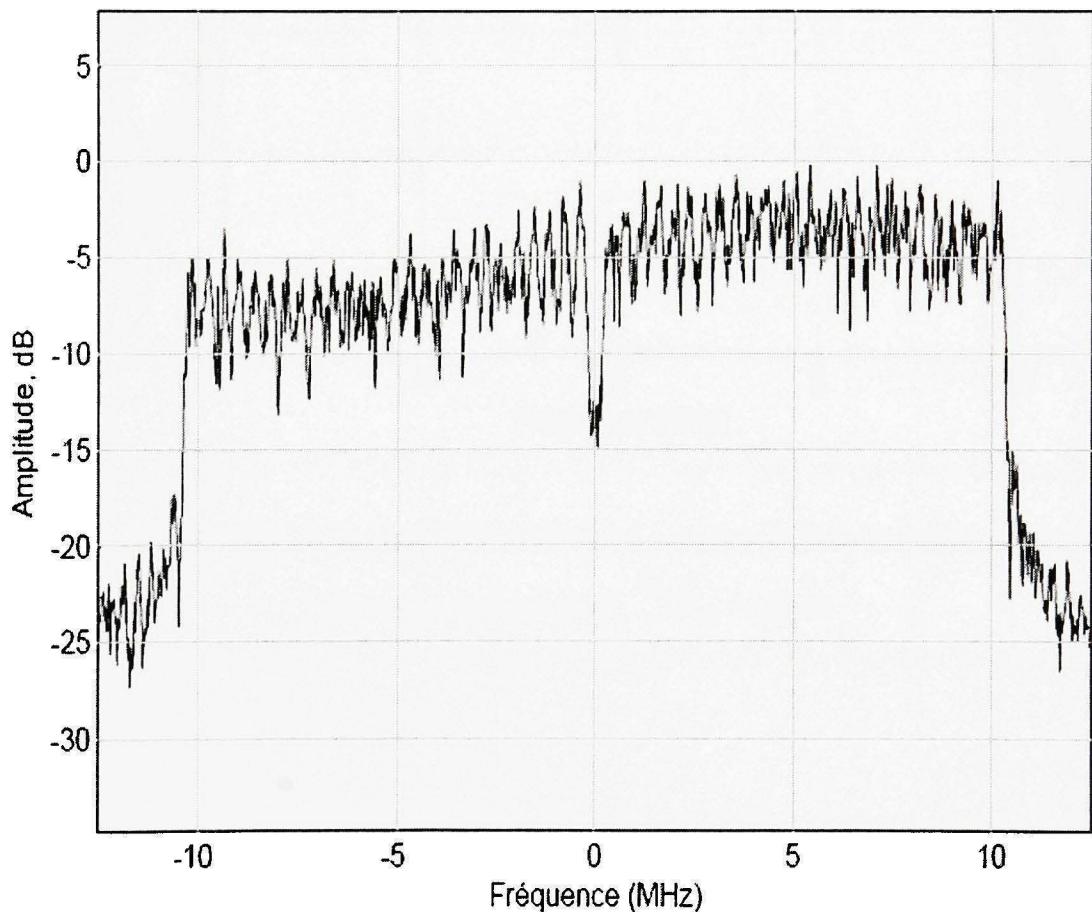


Figure 4.13 Spectre du signal OFDM-16 QAM pondéré par une fenêtre de Blackman pris après le canal pour $\frac{E_b}{N_0} = 30 \text{ dB}$

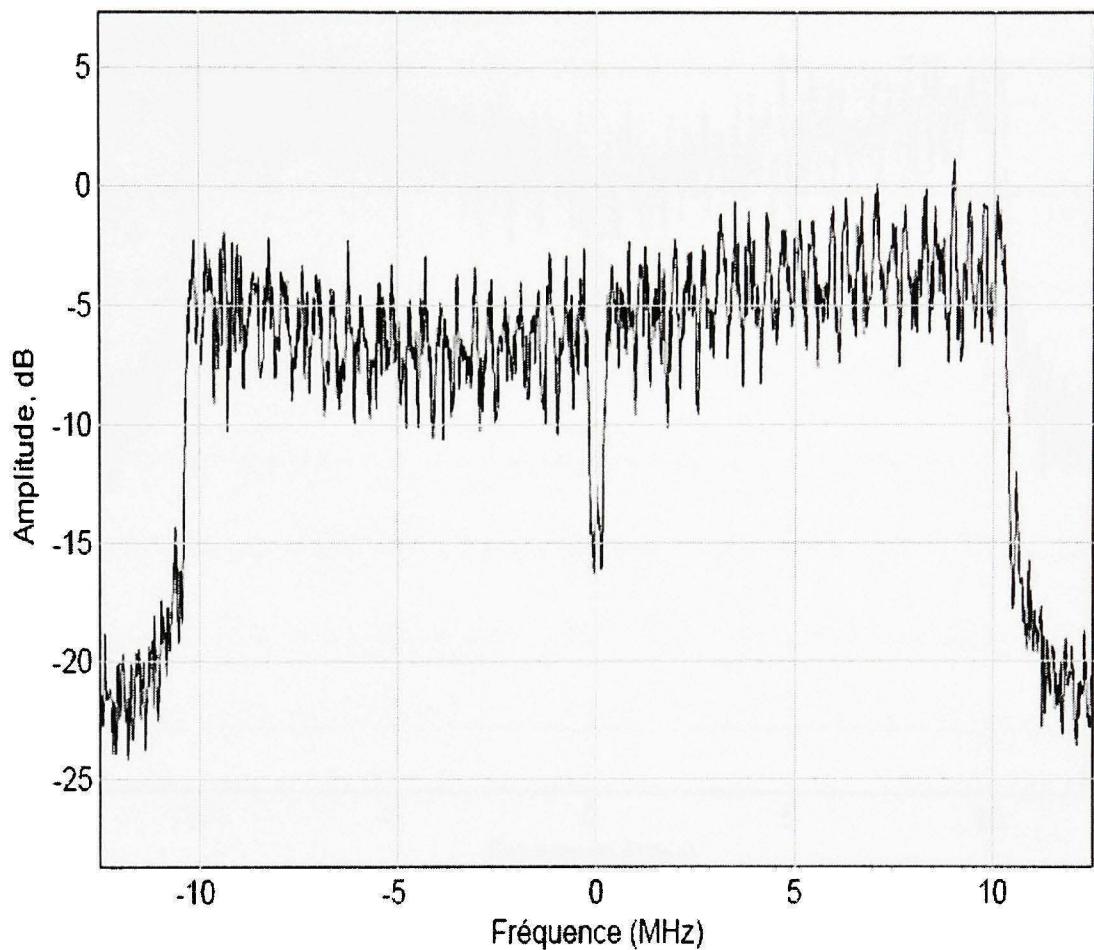


Figure 4.14 Spectre du signal OFDM-16 QAM pondéré par une fenêtre de Hamming
pris après le canal pour $\frac{E_b}{N_0} = 30 \text{ dB}$

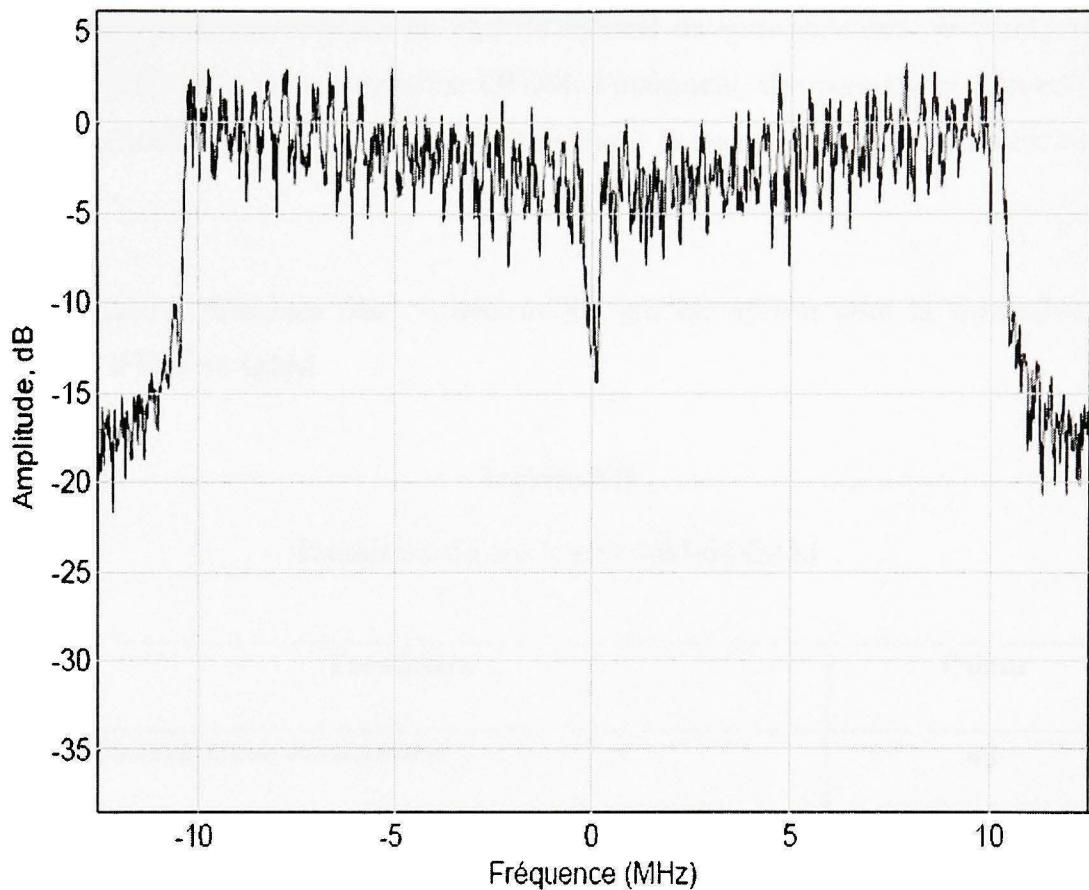


Figure 4.15 Spectre du signal OFDM-16 QAM pondéré par une fenêtre de Hanning pris après le canal pour $\frac{E_b}{N_0} = 30 \text{ dB}$

Dans la pratique, on cherche souvent les fenêtres de pondération qui diminuent l'amplitude des lobes secondaires.

4.3 Résultats des simulations du système OFDM avec modulation 64 QAM

D'autres simulations effectuées avec une modulation numérique 64 QAM, ont démontré que lorsqu'on augmente le nombre de sous-porteuses, le taux binaire baisse sur chaque sous-porteuse et le système devient plus sensible à la modulation parasite aléatoire de

fréquence. Notons qu'il existe un nombre optimal de sous-porteuses qui minimise la probabilité d'erreur dans le système OFDM. Finalement, des compromis doivent être acceptés, si l'on considère la compensation entre la complexité et la performance du système.

Les paramètres présentés dans le tableau XII ont été utilisés pour la simulation du système OFDM-64 QAM.

Tableau XII
Paramètres du système OFDM-64 QAM

Paramètre	Valeur
Nombre de sous-porteuses données	48
Durée d'un symbole OFDM	$4 \mu \text{ sec}$
Taille de l'IFFT	64
Intervalle de garde	$\frac{1}{4}$
Type de modulation des porteuses	64 QAM
Largeur de bande du signal OFDM	20 MHz
Taux de codage	2/3
Nombre de sous-porteuses pilotes	4
Espacement entre les sous-porteuses	0,3125 MHz

Afin de comparer la performance du système OFDM-64 QAM, on montre à la Figure 4.16 l'évolution du taux d'erreur binaire qui permet de chiffrer l'influence du bruit en fonction du rapport signal/bruit. On peut constater qu'avec la modulation 64 QAM le système subit une dégradation considérable de performance par rapport à la structure OFDM-QPSK. Ainsi, la performance du système OFDM-QPSK est de 8 dB supérieure au système OFDM-64 QAM et de 4,5 dB meilleure par rapport au système OFDM-16 QPSK.

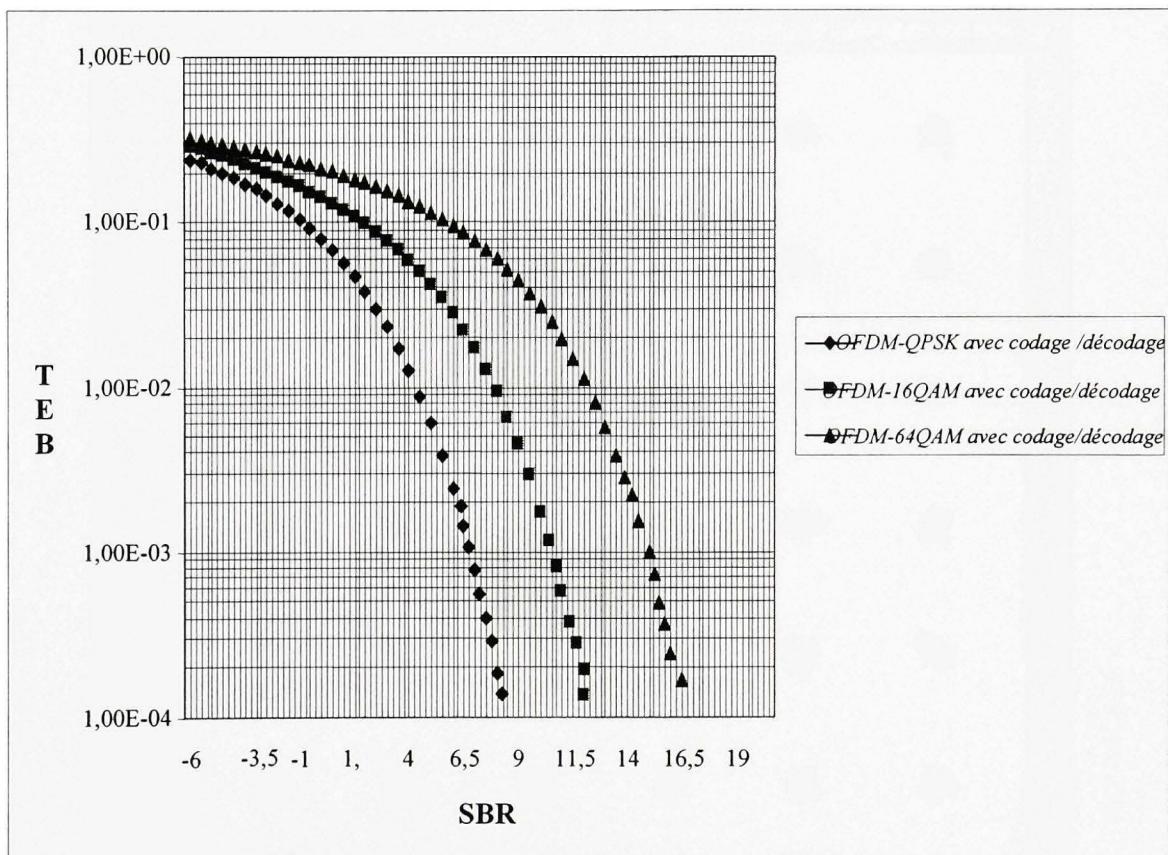


Figure 4.16 Courbes du BER du système OFDM-QPSK, OFDM-16 QAM et OFDM-64 QAM

Au niveau du récepteur, le signal reçu est fortement bruité, et la constellation des états en sortie du démodulateur est nettement moins bonne. Les 64 points sont devenus 64 nuages de points (voir la Figure 4-17). On voit également, sur ce diagramme de constellation que, même si les points deviennent des tâches, à cause du bruit, ce n'est pas très grave. Il suffit de savoir dans quel quadrant se situe le point pour retrouver l'information. Le décodage s'effectuera donc grâce à un module de décision qui estimera le symbole le plus probable compte tenu de la constellation de la modulation 64 QAM.

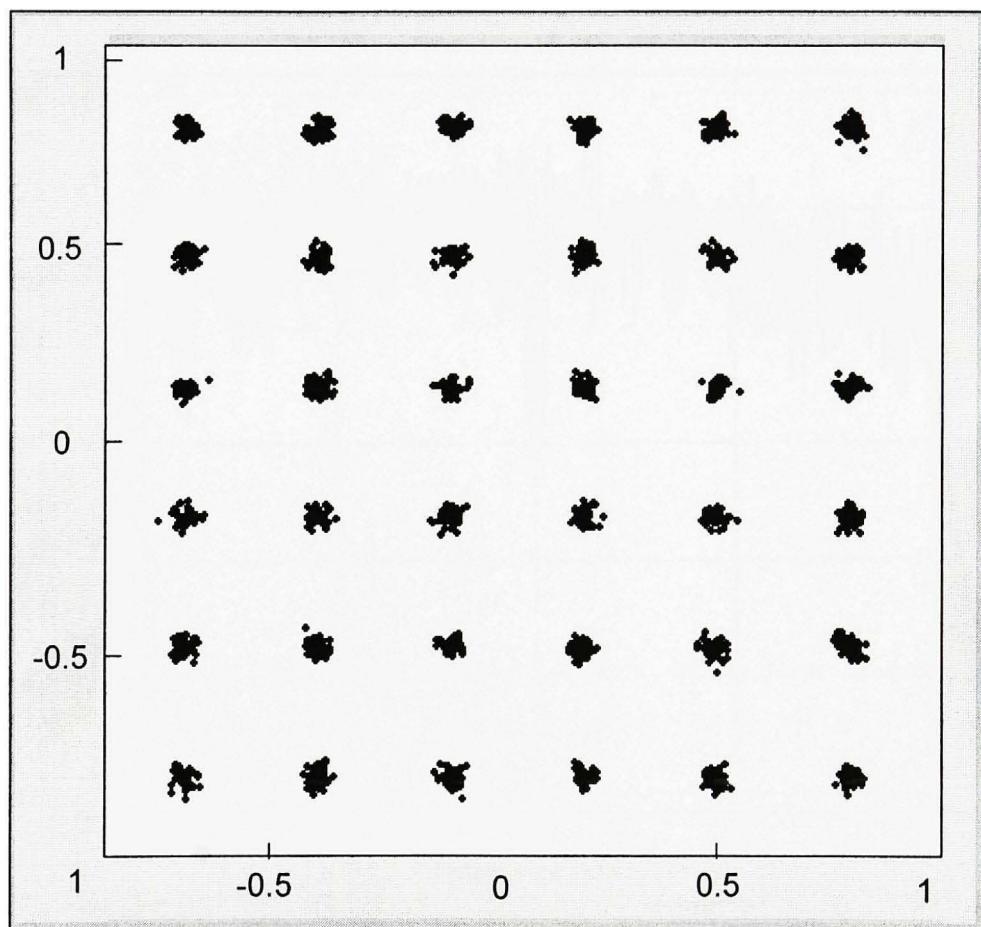


Figure 4.17 Constellation de la modulation 64 QAM dans un système OFDM-64

QAM prise à la réception pour $\frac{E_b}{N_0} = 30 \text{ dB}$

Les résultats de la simulation du système OFDM-64 QAM sont présentés aux Figures 4-18, 4-19 et 4-20. On peut observer que le spectre du signal OFDM pondéré par une fenêtre de Blackman (voir la Figure 4-18) possède un lobe principal de largeur $1/N$, et l'amplitude de ses lobes secondaires est à peu près de 13 dB en dessous de celle de son lobe principal. Ceci peut être gênant lorsqu'il s'agit de mesurer l'amplitude des raies d'un signal périodique, si certaines raies sont beaucoup plus que 13 dB sous la raie d'amplitude maximale. La porteuse de DC n'a pas été employée, ce qui a rendu le signal symétrique autour de DC.

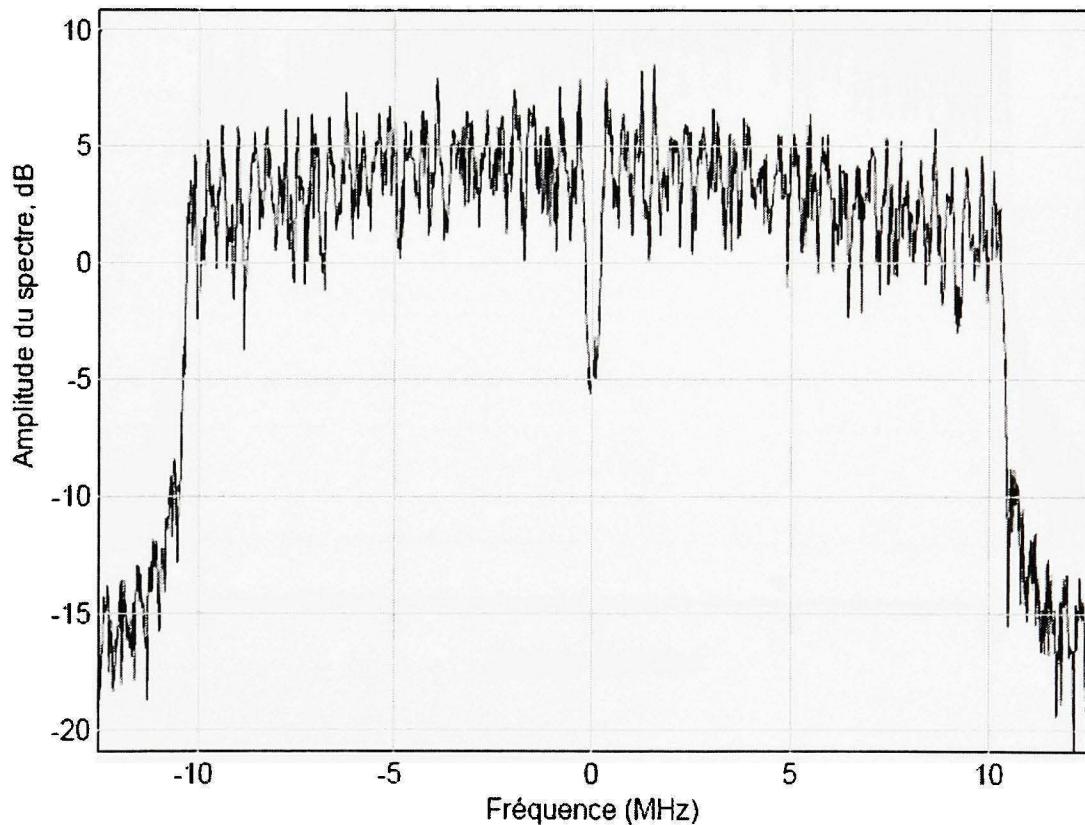


Figure 4.18 Spectre du signal OFDM-64 QAM pondéré par une fenêtre de Blackman pris après le canal pour $\frac{E_b}{N_0} = 30 \text{ dB}$

Des essais ont été effectués pour une fenêtre de Hamming (voir la Figure 4-19). Donc comme on peut le constater, l'amplitude des lobes secondaires du signal OFDM pondéré par une fenêtre de Hanning diminue environ de 10 dB par rapport à son lobe principal, ce qui est moins de 3 dB par rapport à une fenêtre de Blackman.

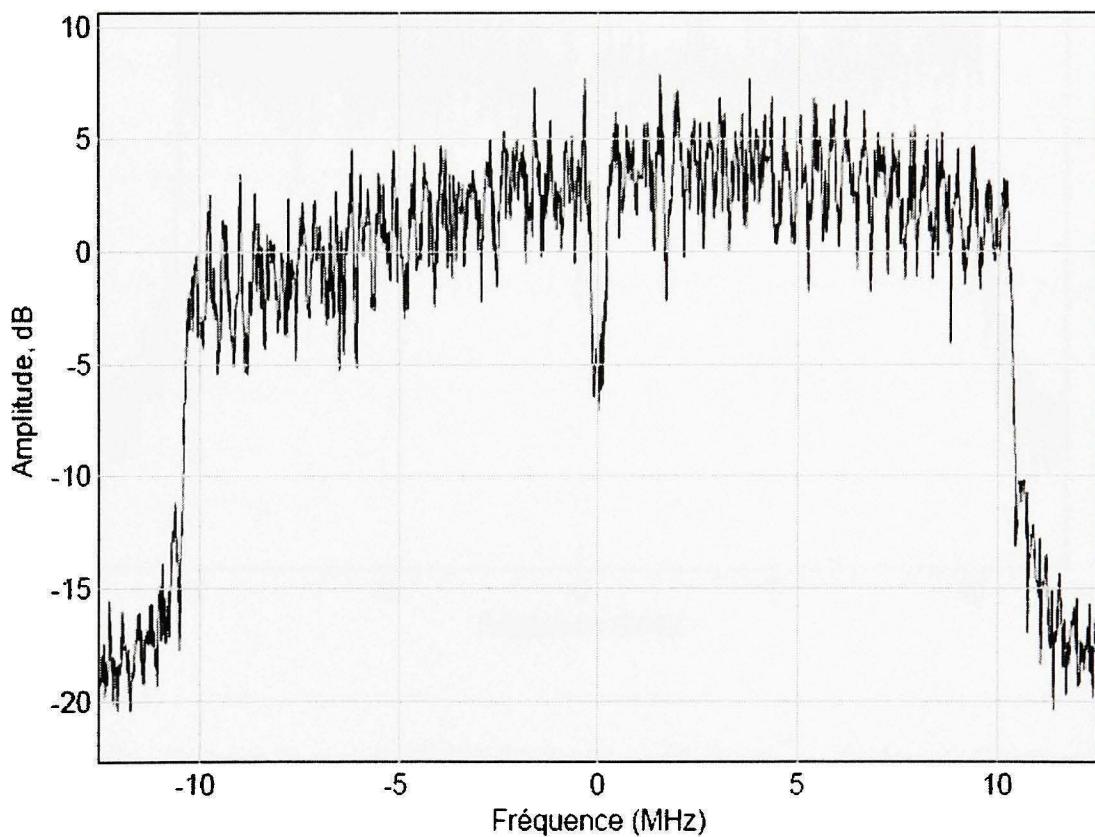


Figure 4.19 Spectre du signal OFDM-64 QAM pondéré par une fenêtre de Hamming pris après le canal pour $\frac{E_b}{N_0} = 30 \text{ dB}$

Dans le cas d'une fenêtre de Hanning (voir la Figure 4-20), l'amplitude des lobes secondaires du signal OFDM pondéré par cette fenêtre est à peu près 8 dB en dessous de

celle de son lobe principal, ce qui est moins de 5 dB par rapport à une fenêtre de Blackman.

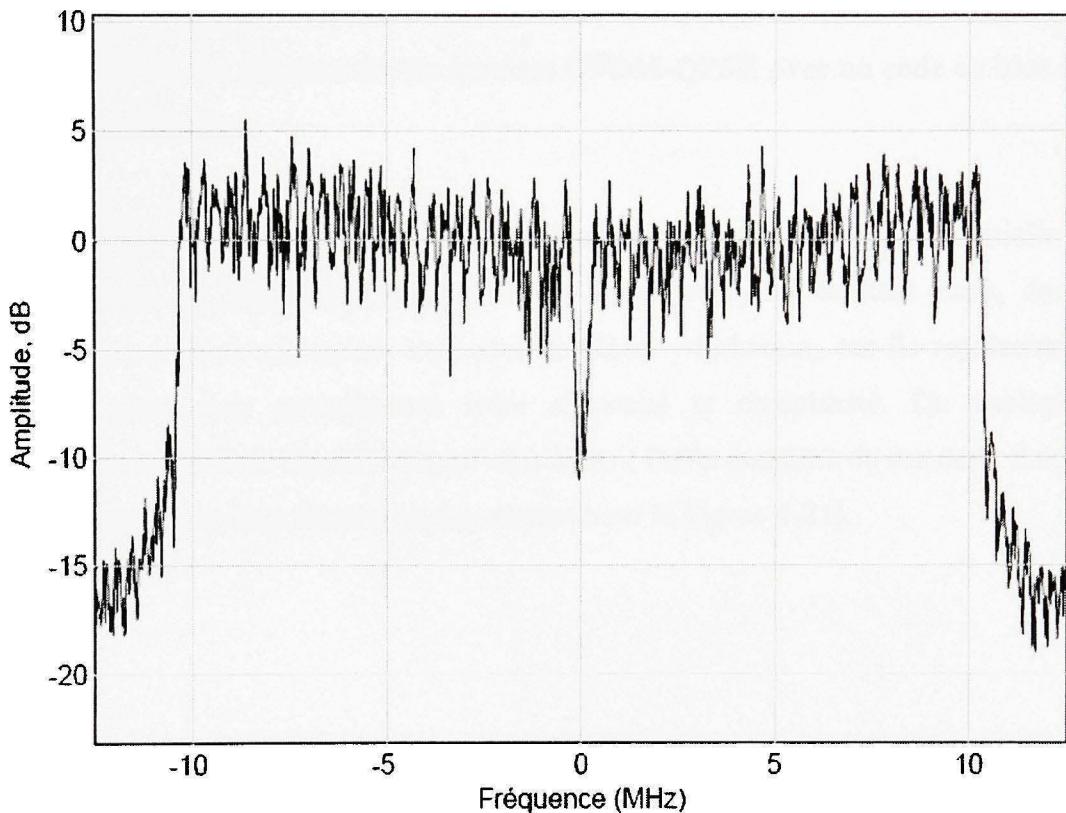


Figure 4.20 Spectre du signal OFDM-64 QAM pondéré par une fenêtre de Hanning pris après le canal pour $E_b/N_0 = 30 \text{ dB}$

Un point très important à souligner est que lorsqu'on augmente le nombre de sous-porteuses, on réduit le taux binaire sur chaque sous-porteuse. Un autre facteur qui interpelle une chaîne de transmission numérique est le besoin de transmettre l'information à des taux de plus en plus élevés tout en se confinant à des largeurs de bande finies. Un moyen de surmonter cette difficulté est d'augmenter l'efficacité spectrale de la transmission en utilisant un plus grand nombre de symboles de l'alphabet

de la modulation, c'est-à-dire en utilisant des modulations multiniveaux. La combinaison du codage correcteur d'erreur avec ce type de modulation résulte en un système spectralement et énergétiquement efficace.

4.4 Résultats des simulations du système OFDM-QPSK avec un code en bloc de Reed-Solomon

Le choix des techniques de codage ou de décodage constitue une étape essentielle dans l'optimisation de notre système. Différents codes possibles existent mais, dans ce chapitre, on traitera seulement les codes de Reed – Solomon, car ils représentent le meilleur compromis actuellement entre efficacité et complexité. On applique la modulation au code de Reed-Solomon afin de voir l'effet combiné de ces deux fonctions dans un canal avec interférence intersymboles (voir la Figure 4-21).

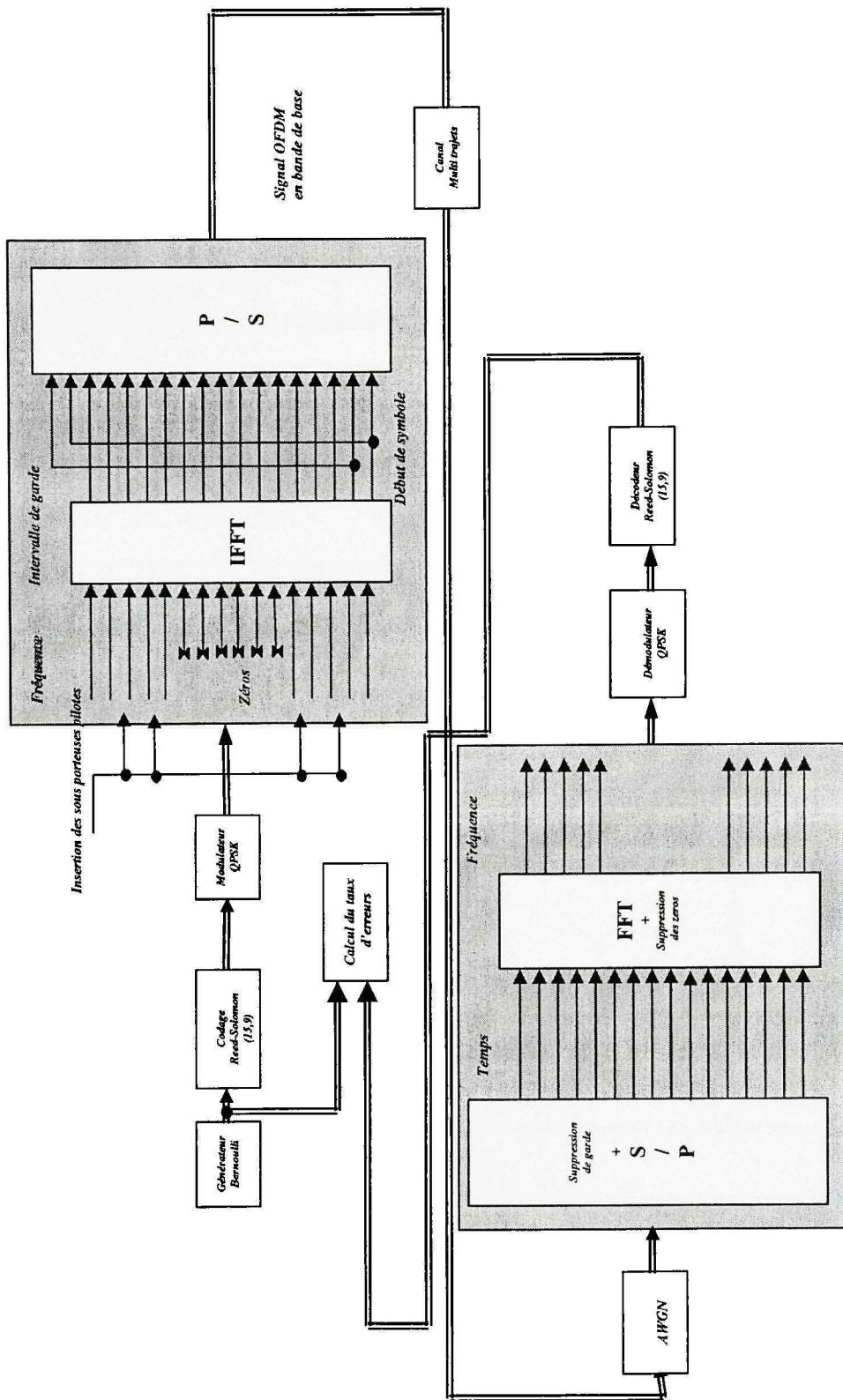


Figure 4.21 Schéma bloc du système OFDM-QPSK avec un code en bloc de Reed-Solomon

Suite à cette modification dans le nouveau système, de nouveaux paramètres présentés dans le tableau XIII vont être utilisés pour la simulation du système OFDM-QPSK avec du codage Reed-Solomon. Tandis que l'encodeur de source élimine les redondances contenues dans l'information de source, le codeur de canal en introduit de manière contrôlée. Cette redondance ajoutée à la séquence d'information permet au récepteur de détecter et/ou de corriger certaines erreurs.

Tableau XIII
Paramètres du système OFDM-QPSK avec du codage Reed-Solomon

Paramètre	Valeur
Nombre de sous-porteuses données	36,44
Durée d'un symbole OFDM	$4 \mu \text{ sec}$
La taille de l'IFFT	64
Intervalle de garde	1 / 4
Type de modulation des porteuses	<i>QPSK</i>
Type de codage	RS (15,9) RS (15,11)
Nombre de sous-porteuses pilotes	4

Le décodeur RS (15,9) permet de limiter considérablement le TEB, malgré la complexité supplémentaire ajoutée dans l'émetteur. Le fonctionnement de ce système est tel que plus il est robuste aux interférences et au bruit, plus le débit utile après le passage à travers le processus de codage et de décodage est faible. Dans les codes de Reed – Solomon, le décodage représente la tâche la plus complexe, tant au niveau théorique

qu'au niveau implémentation hardware. D'un point de vue plus global, il est possible de penser qu'un système OFDM-QPSK avec le code RS (15,9) est assez performant en termes d'efficacité spectrale et du rapport signal à bruit via un canal à trajets. Les Figure 4-22 à 4-24 montrent les résultats de la simulation d'un système OFDM-QPSK avec le codage RS (15,9). On voit que les signaux à la sortie du système, pris avant et après un canal sont presque identiques. En effet, l'adjonction d'un intervalle de garde dans les systèmes OFDM permet d'augmenter les capacités du système à combattre les interférences entre les symboles et entre les canaux en maintenant l'orthogonalité entre les sous-porteuses. La fréquence de Doppler normalisée s'est avérée un facteur critique qui affecte le BER dans le cas de canaux à fading de Rayleigh.

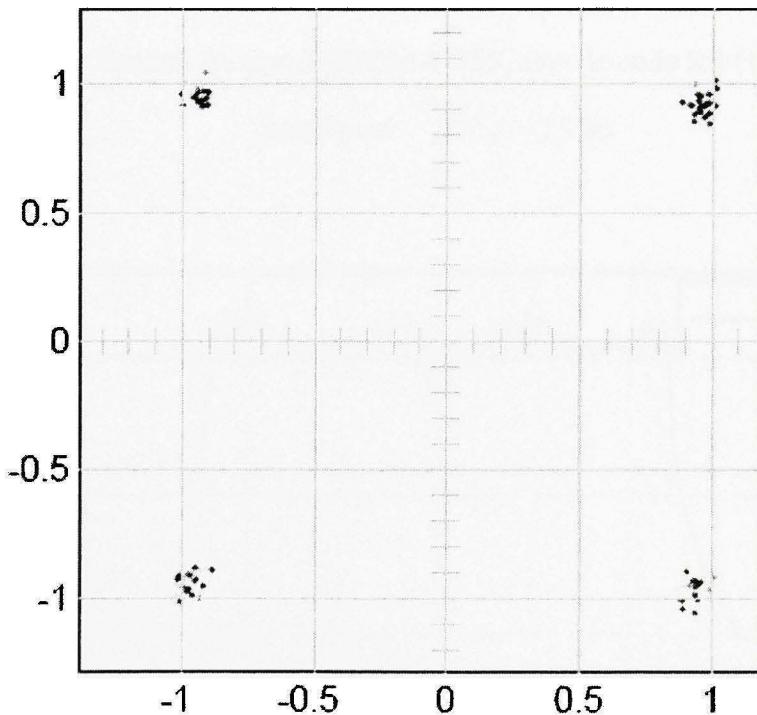


Figure 4.22 Constellation de la modulation QPSK dans un système OFDM-QPSK

avec le code RS (15,9) prise à la réception pour $\frac{E_b}{N_0} = 25 \text{ dB}$

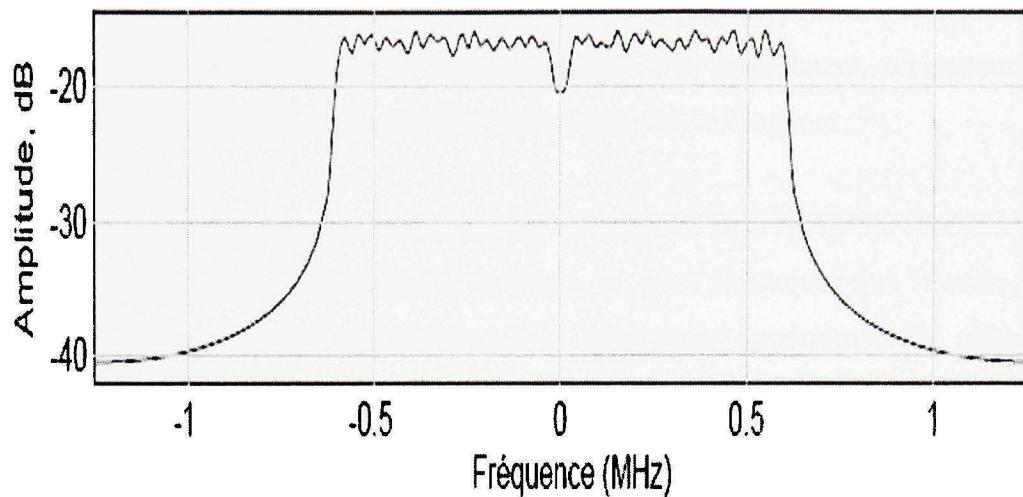


Figure 4.23 Spectre du signal OFDM-QPSK avec le code RS (15,9) pris avant le canal pour $\frac{E_b}{N_0} = 25 \text{ dB}$

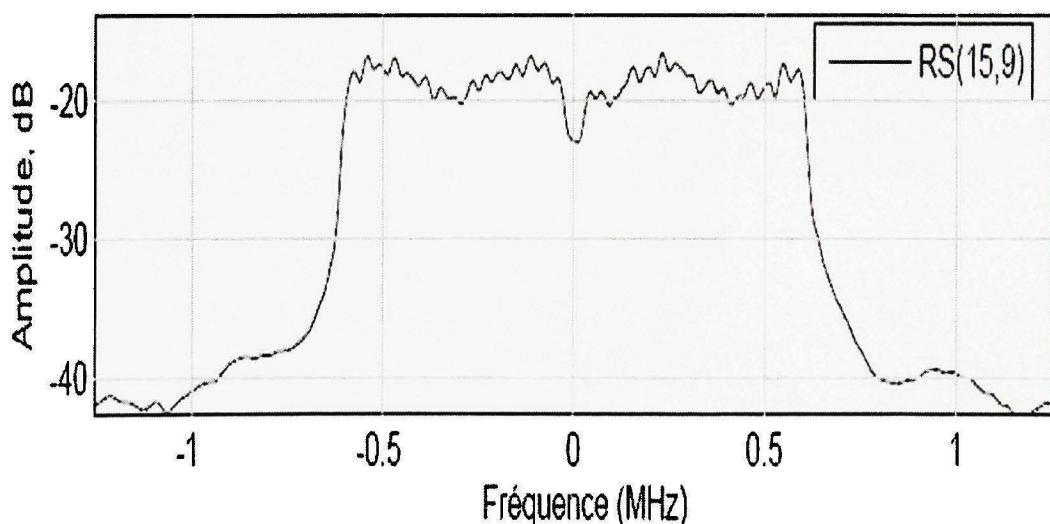


Figure 4.24 Spectre du signal OFDM-QPSK avec le code RS (15,9) pris après le canal pour $\frac{E_b}{N_0} = 25 \text{ dB}$

Nous avons évalué l'effet du choix du code et de l'entrelacement sur la performance de notre système. L'utilisation d'un code très puissant peut augmenter la taille de code et donc diminuer la profondeur de l'entrelacement. Par conséquent, on pourra dire que l'entrelacement sera plus efficace avec un code de faible longueur.

La Figure 4.25 représente les performances du système OFDM-QPSK avec les différents types de codage. En comparant ces résultats, on peut remarquer que le code de Reed-Solomon permet d'obtenir des performances légèrement supérieures. En effet, pour un taux d'erreur de 10^{-5} , on gagne 0,2 dB lorsqu'on utilise le code RS (15,11) et 0,15 dB lorsqu'on utilise le code RS (15,9).

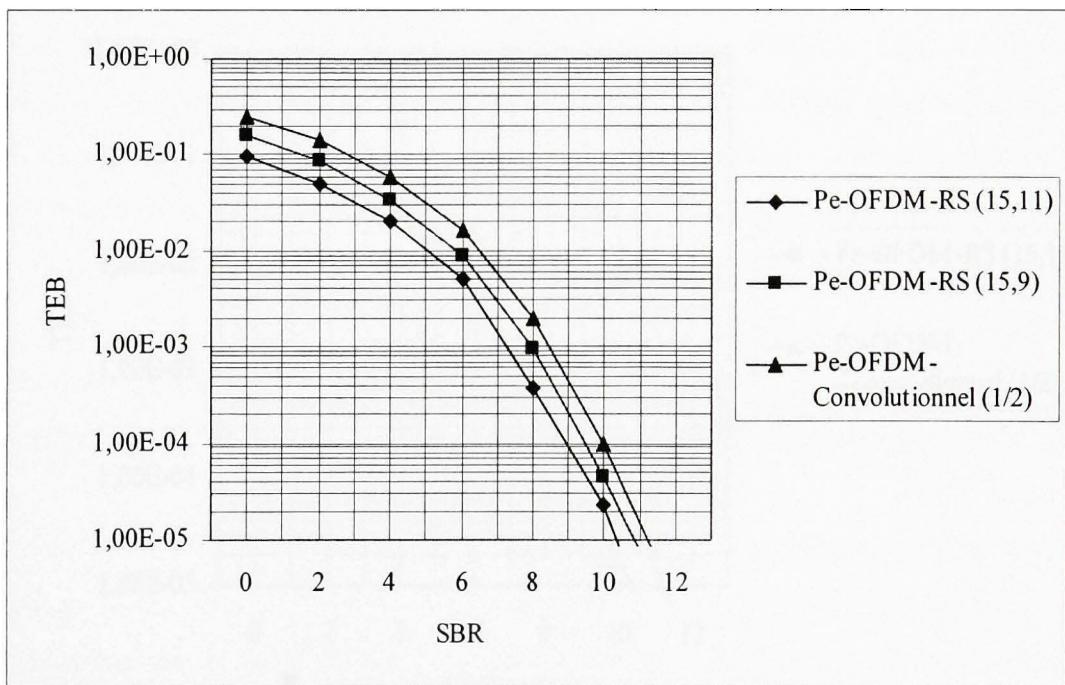


Figure 4.25 Courbes du TEB du système OFDM-QPSK avec le codage Convolutionnel et le codage de RS (15,11), RS (15,9)

Par la suite, nous proposons une structure différente de codage constituant le système concaténé de deux codeurs convolutionnel et Reed-Solomon RS (15,11) suivis par un entrelaceur. Comme on peut le constater d'après la Figure 4.26, l'utilisation de codage concaténé dans un système OFDM-QPSK apporte une amélioration sur le plan des performances (d'environ 0,25 dB) par rapport au codage convolutionnel 1/2. On constate ainsi qu'un système simple de codage constitué d'un codeur RS (15,11) a des performances semblables au système de codage concaténé. Il est évident que l'utilisation de la concaténation en série est justifiée, car les performances obtenues sont les meilleures par rapport au système utilisant un codeur convolutionnel de taux 1/2.

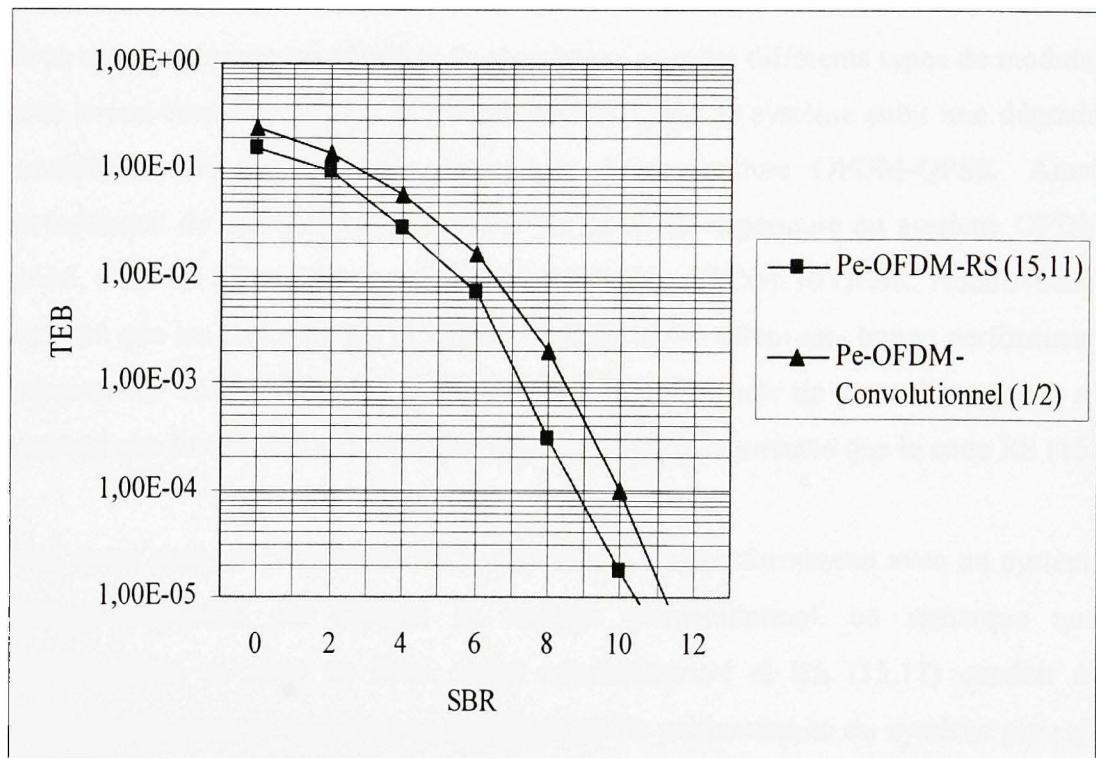


Figure 4.26 Comparaison des performances du système OFDM-QPSK avec le codage convolutionnel de taux $R=1/2$ et le codage concaténé de deux codes convolutionnel et RS (15,11)

En examinant la Figure 4-26, on constate que l'utilisation des codes concaténés procure de meilleures performances que les codes convolutionnels. Cette amélioration des performances varie entre 0,2 et 0,3 dB en fonction du rapport signal/bruit pour l'environnement à trajets multiples.

4.5. Analyse générale des résultats obtenus

Pour la structure du système OFDM, nous avons comparé la performance d'une série de codes différents en appliquant la technique d'entrelacement. Les simulations ont été effectuées avec le même choix de paramètres du système. Seule le type de modulation et le codage ont été modifiés.

Nous avons comparé les résultats de simulation avec les différents types de modulation, nous avons constaté qu'avec la modulation 64 QAM le système subit une dégradation considérable de performance par rapport à la structure OFDM-QPSK. Ainsi, la performance du système OFDM-QPSK est de 8 dB supérieure au système OFDM-64 QAM, et de 4,5 dB meilleure par rapport au système OFDM-16 QPSK. Nous avons ainsi constaté que les codes de RS (15,11) et de RS (15,9) offrent une bonne performance en présence du canal de Rayleigh. Pour un choix d'une liste de paramètres, nous avons constaté que le code RS (15,11) offre une meilleure performance que le code RS (15,9).

D'un autre coté, en examinant les améliorations des performances avec un système de codage concaténé par rapport au codage convolutionnel, on remarque que la concaténation en série de deux codes convolutionnel et RS (15,11) conduit à des meilleurs résultats et apporte une amélioration de performances du système par rapport au codage convolutionnel.

Par conséquent, pour les futures recherches, on peut suggérer d'approfondir davantage l'analyse de la concaténation sérielle de différents types de codage. Il faut noter que les performances d'un système de codage concaténé semblent être influencées par la

variation du rapport signal à bruit considéré dans les simulations. Il serait ainsi profitable, de proposer les combinaisons des différents codes concaténés en série conduisant à de meilleures performances du système OFDM dans l'environnement à trajets multiples.

CONCLUSION

Ce mémoire a été consacré à l'optimisation d'une chaîne de transmission OFDM sous Simulink de Matlab et à l'étude des performances d'un système utilisant des codes convolutionnels et de codes de Reed-Solomon. Dans le contexte de cette recherche, on propose un système de codage concaténé en série introduisant les codes mentionnés ci-dessus. Comme nous l'avons constaté, les codes de Reed-Solomon améliorent les performances du système d'environ 0,3dB par rapport à des codes convolutifs classiques.

Les simulations Simulink de Matlab réalisées dans ce travail de recherche ont permis de mettre en relief l'intérêt d'une modulation OFDM du point de vue du taux d'erreur binaire, ainsi que les paramètres de la chaîne de transmission comme le nombre de porteuses, le taux de codage, le choix de la modulation des sous-porteuses qui ont été ajustées en fonction des données à transmettre. Il est démontré dans le contexte de cette thèse que les performances peuvent être améliorées d'environ 1,5dB en TEB en appliquant un entrelacement optimisé par rapport au système sans un entrelaceur.

On comparant, à l'aide des simulations, les performances en termes de taux d'erreurs binaires de notre système utilisant les différents types de modulation de sous-porteuses, nous avons constaté qu'avec la modulation 64 QAM, les dégradations de performances du système deviennent importantes (8dB) par rapport à la structure OFDM-QPSK.

Le présent travail détermine les aspects pratiques qui peuvent améliorer les systèmes de communication numérique, comme l'utilisation d'une concaténation en série de deux codes convolutionnel et de Reed-Solomon qui conduit à de meilleures résultats de performance du système. Dans ce travail on propose une optimisation conjointe des deux codes en combinaison avec les propriétés d'un système OFDM dans le contexte d'un canal sélectif en fréquence. En examinant les améliorations des performances d'un

système de codage concaténé, on conclut que les performances du système ont tendance à augmenter lorsque le rapport signal à bruit est élevé.

L'étude menée à partir du signal prélevé à la réception permet de déduire que la structure proposée dans ce travail donne un bon compromis entre les performances et la complexité du système. En implémentant une structure de deux codes concaténés en série, on a constaté une légère amélioration de 0,3dB de performances du système par rapport au codage convolutionnel. En contrepartie, la nouvelle structure implique une augmentation de la complexité du système pour bénéficier de ce gain de performance.

Par conséquent, nous suggérons que d'autres recherches à venir puissent approfondir davantage l'analyse de la concaténation en série des différents types de codage permettant d'obtenir une robustesse accrue et une amélioration des performances du système.

RECOMMANDATIONS

Parmi les suggestions et les directions de recherche futures en vue d'une amélioration des performances et l'efficacité du système, il serait profitable d'approfondir davantage l'analyse de performance de mécanismes de correction d'erreur basés sur l'utilisation de différents types de codage, de proposer les combinaisons de la concaténation serielle de différents codes conduisant à des meilleures performances. Par ailleurs, tout au long de ce travail de recherche, nous avons mis en évidence l'influence de la variation du rapport signal à bruit sur les performances des systèmes conçus. Par conséquent, nous appuyons la nécessité d'élaborer de schémas de contrôle adaptatifs, et de déterminer de façon algébrique la variation du rapport signal à bruit.

BIBLIOGRAPHIE

- [1] L. Deneire, B. Gyselinckx, and M. Engels, *Training Sequence versus Cyclic Prefix - A New Look on Single Carrier Communications*, IEEE Communication Letters , July 2001.
- [2] B. Muquet, M. de Courville, P. Duhamel, and G.B. Giannakis, *OFDM with Trailing Zeros versus OFDM with Cyclic Prefix: Links, Comparisons and Application to the HiperLAN/2 System*. In *Proceedings of the Int. Conf. on Communications*, volume 2, pages 1049–1053, New-Orleans, USA, June 2000.
- [3] Kai-Uwe Schmidt, Markus Muck, Jens Schoenthier, and Marc de Courville, *Time or Frequency Domain Pilots for Channel Tracking in Wireless OFDM Systems?* In *International OFDM Workshop*, Dresden, Germany, September 2004.
- [4] R.V. Nee & R. Prasad, *OFDM for Wireless Multimedia Communications*, Artech House Publishers, 2000.
- [5] T. M. Schmidl and Donald C. Cox. *Robust Frequency and Timing Synchronization for OFDM*. IEEE Trans. on Communications, 45, December 1997.
- [6] S. B. Weinstein et P. M. Ebert, *Data transmission by frequency-division multiplexing using the discrete Fourier transform*, IEEE Transactions on Communication Technology, Vol. COM-19, No 5, pp. 628-634, Oct. 1971.
- [7] Ming-Xian Chang and Yu T. Su. *Blind and Semiblind Detections of OFDM Signals in Fading Channels*. IEEE Trans. on Communications, 52(5):744–754, May 2004.
- [8] Theodore S. Rappaport., *Wireless Communications*, Prentice Hall, Inc., New Jersey, 1996.
- [9] Pietrzyk, Slawomir : *OFDMA for broadband wireless access*, Boston, Mass: Artech House, c2006.
- [10] Hirosaki, B, *An Analysis of Automatic Equalizers for Orthogonally Multiplexed QAM Systems*, IEEE Transactions on Communications, janvier 1980, volume 28, issue 1, pp 73-83.

- [11] B. Le Floch, M. Alard, and C. Berrou. *Coded orthogonal frequency division multiplex (TV broadcasting)*. Proceedings of the IEEE, 83(6):982–996, June 1995.
- [12] ETSI EN 300 401, *Radio Broadcasting Systems; Digital Audio Broadcasting (DAB) to mobile, portable and fixed receivers*, May 2001.
- [13] Yiyan Wu, William Y. Zou, *Orthogonal Frequency Division Multiplexing: A Multi-Carrier Modulation Scheme*, IEEE Transaction on Consumer Electronics, Vol. 41, No. 3, pp. 392 – 399, August 1995.
- [14] Z. Wang and G.B. Giannakis. *Wireless multicarrier communications: where Fourier meets Shannon*. IEEE Signal Processing Magazine, 17:29–48, May 2000.
- [15] J.H. Scott, “*The How and Why of COFDM*,” BBC Research and Development,” EBU Technical Review, Winter 1999.
- [16] R.W. Chang, and R.A. Gibby, “*Theoretical Study of Performance of an Orthogonal Multiplexing Data Transmission Scheme*,” IEEE Transactions on Communications, 16, 4, pp. 529-540, 1968.
- [17] Peled, A. Ruiz, A, *Frequency domain data transmission using reduced computational complexity algorithms*, ICASSP'80, avril 1980, volume 5, pp 964-967.
- [18] Claus Muschallik, *Influence of RF Oscillators on an OFDM Signal*, IEEE Transactions on Consumer Electronics, vol. 41, no. 3, pp. 592-603, 1995.
- [19] Jean Armstrong, *Analysis of New and Existing Methods of Reducing Intercarrier Interference Due to Carrier Frequency Offset in OFDM*, IEEE Transactions on Communications, Vol. 47, No. 3, pp. 365 – 369, March 1999.
- [20] J. Geier, *Wireless LANs, Implementing High Performance IEEE 802.11 Networks*, 2nd ed. Sams Publishing, July 2001.
- [21] Ulrich Reimers, “*Digital Video Broadcasting*”, IEEE Communications Magazine, June 1998, pp. 104 - 110.
- [22] “*Digital Audio Broadcasting - Overview and Summary of the DAB System*”, World DAB Forum.

- [23] B. Crow, I. Widjaja, J. G. Kim, P. Sakai, *IEEE 802.11 Wireless Local Area Networks*, IEEE Communications Magazine, pp 116 - 126, September 1997.
- [24] R. van Nee and R. Prasad. *OFDM for wireless multimedia communications*. Artech House Publishers, Boston, USA, 2000.
- [25] ETSI Normalization Committee. *Broadband Radio Access Networks (BRAN); HIPERLAN Type 2; Physical (PHY) Layer*. Norme ETSI, document RTS0023003-R2, European Telecommunications Standards Institute, Sophia-Antipolis, Valbonne, France, February 2001.
- [26] R. Brugger, D. Hemingway: "*OFDM receivers - impact on coverage of inter-symbol interference and FFT window positioning*", EBU Technical Review, July 2003.
- [27] 2003. F. Said, H. Aghvami: "*Linear two dimensional pilot assisted channel estimation for OFDM systems*", 6th IEE Conference on Telecommunications(Conf. Publ. No. 451), pp. 32-36, 1998.
- [28] R. van Nee, R. Prasad: "*OFDM for wireless multimedia communications*", Artech House Publishers, 2000.
- [29] M. Bossert et al., “*On Cyclic Delay Diversity in OFDM Based Transmission Schemes*,” in proc. 7th International OFDM Workshop, Hamburg, Germany, September 2002.
- [30] V.K. Jones & G.C. Raleigh, “*Channel Estimation for Wireless OFDM Systems*,” in Proc. of IEEE GLOBECOM, 1998, pp. 980–985.
- [31] S.K. Wilson, “*16-QAM Modulation with Orthogonal Frequency Division Multiplexing in a Rayleigh-Fading Environment*,” in proc. IEEE 44th VTC, June 1994, pp. 1660–1664.
- [32] Y. Li et al., “*Robust Channel Estimation for OFDM Systems with Rapid Dispersive Fading Channels*,” IEEE Trans. Comm., vol. 46, no. 7, July 1998.
- [33] S. Shephard et al., “*Sipmple Coding Scheme to Reduce Peak Factor in QPSK Multicarrier Modulation*,” IEEE Elec. Letters, vol. 31, pp. 1131–1132, July 1995.
- [34] Muhammad Imadur Rahman, Suvra Sekhar Das, Frank H.P.Fitzek, “*OFDM Based WLAN Systems*,” Technical Report R-04-1002; v1.2 ISBN87-90834-43-7 ISSN0908-1224, Aalborg University 2004.

- [35] Part 11: "Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) specifications: High-speed Physical Layer in the 5 GHZ Band", IEEE Std 802.11a-1999, September 1999.
- [36] A. S. Macedo, E. S. Sousa, *Coded OFDM for broadband Indoor Wireless Systems*, Montréal, Vol.2, pp. 934-938, June 1997.
- [37] Li, X. and Cimini, L.J., *Effects of Clipping and Filtering on the Performance of OFDM*, Communication Letters, Vol. 2, No. 5, pp. 131-133, 1998.
- [38] M. Sandell, J.J. van de Beek, P. Borjesson: "Timing and frequency synchronisation in OFDM systems using the cyclic prefix", Proceedings of international symposium on synchronization, pp. 16-19, Dec. 1995.
- [39] A.A. Hutter: "Design of OFDM systems for frequency-selective and time-variant channels", Broadband Communications. 2002 International Zurich Seminar on Access, Transmission, Networking.
- [40] ETSI ETS 300 744, "Framing Structure, Channel Coding and Modulation for digital Terrestrial Television", March 1997.
- [41] C.S. Yeh; Y. Lin; Y. Wu: *OFDM system channel estimation using time-domain training sequence for mobile reception of digital terrestrial broadcasting*, IEEE Transactions on Broadcasting, Vol. 46 , Issue 3 , pp. 215-220, September 2000.
- [42] A.A. Hutter, R. Hasholzner, J.S. Hammerschmidt: "Channel Estimation for Mobile OFDM system", IEEE Vehicular Technology Conference, vol. 1 , pp.305-309, Sept. 1999.
- [43] William Stallings, "Wireless Communications and Networking", Prentice Hall, 2003.
- [44] W. Henkel, G. Taubock, P. Odling, P. Borjesson, and N. Petersson, "The cyclic prefix of OFDM/DMT - an analysis," in International Zurich Seminar on Broadband Communications. Access, Transmission, Networking, Zurich, Switzerland, Feb. 2002.
- [45] W.C. Lee, H.M. Park, J.S. Park: "Viterbi Decoding Method Using Channel State Information in COFDM Systems", IEEE Transactions on Consumer Electronics, Vol. 45, Issue 3, pp. 533-537, August 1999.

- [46] S.A.Fechtel, A.Blaickner: "*Efficient FFT and equalizer implementation for OFDM receivers*", IEEE Transactions on Consumer Electronics, vol. 45, no. 4, pp. 1104-1107, november 1999.
- [47] VDSL Alliance, "VDSL Alliance SDMT VDSL Draft Standard proposal," ANSI Contribution T1E1.4/97-332, 1997.
- [48] ANSI, "Network and Customer Installation Interfaces — Asymmetric Digital Subscriber Line (ADSL) Metallic Interface," ANSI standard T1.413-1995.
- [49] May, T. and Rohling, H., *Reducing the Peak to Average Power Ratio in OFDM Radio Transmission Systems*, IEEE conference proceedings VTC, pp. 2474-2478, 1998.
- [50] Remy, J.G., Cueugnier, J., Siben, C., *Systèmes de radicommunication avec les mobiles*, Editions Eyralles, CENT-ENST, 2 ème tirage, 1997.
- [51] Stefan Muller-W, *OFDM for Wireless Communications: Nyquist Windowing, Peak-Power Reduction and Synchronization*, Shaker Verlag,2000.
- [52] Larbi Talbi, Gilles Y. Delisle, *Experimental Characterisation of EHF Multipath Indoor Radio Channels*, IEEE Journal on Selected Areas in Communications, Vol. 14, No. 3, April 1996.
- [53] Stephen B. WICKER, Vijay K. BHARGAVA, *Reed – Solomon Codes and their application*, IEEE Press, 1994.
- [54] John Proakis, "Digital Communications", Hardcover - Aug 15, 2000.
- [55] S.-Y. Chung, T. Richardson, and R. Urbanke: "Analysis of sum-product decoding of low-density parity-check codes using Gaussian approximation" IEEE Trans. Inform. Theory, vol. 47, pp. 657-670, Feb. 2001.
- [56] Nee, Richard Van: *OFDM wireless multimedia communications*, Boston, Mass: Artech House, c2000.
- [57] Engels, Marc: *Wireless orthogonal frequency division multiplexing systems*, Boston : Kluwer Academic Publishers, c2002.
- [58] Shu Lin, Daniel J. Costello Jr , *Error Control Coding, second edition*, Prentice Hall, 2004.
- [59] May, T. and Rohling, H., *Reducing the Peak to Average Power Ratio in OFDM Radio Transmission Systems*, IEEE conference proceedings VTC, pp. 2474-2478, 1998.

- [60] ETSI, “*Digital Video Broadcasting (DVB); Framing Structure, Channel Coding and Modulation for Digital Terrestrial Television*,” European Telecommunications Standards Institute, ETS EN 300 744 v 1.1.2, 1997.