



N° d'ordre :

**UNIVERSITE DE M'SILA
FACULTE DE TECHNOLOGIE
DEPARTEMENT D'ÉLECTRONIQUE**

MÉMOIRE

Présenté pour l'obtention du diplôme de Magister

Spécialité : Électronique

Option : Communication

Par

MEDJEDOUB Smail

Sujet

**Étude de performances de différentes
techniques d'accès combinées avec des
modulations multiporteuses avancées**

Soutenu publiquement le 04/05/2011 devant le jury composé de :

Mr BOUAMAR Mohamed	Maître de conférences	Université de M'Sila	Président
Mr CHIKOUCHE Djamel	Professeur	Université de M'Sila	Rapporteur
Mr SLIMANI Djamel	Maître de conférences	Université de Sétif	Examineur
Mr BOUTTOUT Farid	Maître de conférences	Université de M'Sila	Examineur
Mr MEZAACHE Amar	Maître de conférences	Université de M'Sila	Examineur

Promotion : 2010/2011



**Etude de performances de différentes
techniques d'accès combinées avec
des modulations multiporteuses
avancées**



Par : MEDJEDOUB Smail

Remerciements



Tout d'abord, ma profonde gratitude, mes très sincères remerciements et mes louanges vont à mon Dieu « le Plus-Haut, le Très-Digne de louange », Qui m'a comblé de Ses faveurs innombrables, Qui m'a rendu facile tous ce qui est difficile dans ma vie et pendant mon cursus, et Qui m'avait préféré à plusieurs de Ses créatures.

Je remercie grandement le Professeur CHIKOUCHE Djamel pour avoir accepté d'être l'encadreur de ce mémoire, pour sa rigueur scientifique, pour son esprit d'ouverture, pour son humanité, pour son excellent encadrement académique et scientifique. Il a été vraiment le formateur dont j'avais besoin.

J'adresse également mes remerciements à BOUAMAR Mohamed, Docteur à l'université de M'Sila, pour l'honneur qu'il m'a fait en acceptant la présidence du jury d'examen. Je lui suis très reconnaissant ainsi de m'avoir fait profiter de son expérience, et de m'avoir fourni de nombreux et précieux conseils.

De même, je remercie vivement Monsieur SLIMANI Djamel, Docteur à l'université de Sétif, BOUTTOUT Farid, Docteur à l'université de M'Sila et Monsieur MEZAACHE Amar, Docteur à l'université de M'Sila, pour avoir accepté le rôle d'examineurs critique dans le jury d'examen, pour le temps qu'ils ont consacré à la lecture de ce manuscrit ainsi qu'aux remarques judicieuses qu'ils ont prodigué pour évaluer et préciser certains aspects de ce travail.

Je remercie sincèrement le Docteur ROUABAH Khaled, qui a accepté de relire mon manuscrit et de me faire part de leurs remarques, ainsi pour son aide et ses précieux commentaires sur l'ensemble de ce travail..

Un merci tout spécial au Professeur PIERRE Siohan, Directeur de recherche à l'INRIA en France, pour ses conseils très précieux, pour sa disponibilité à toutes mes interrogations et questions, et pour m'avoir apporté le soutien dont j'avais besoin pour l'avancement de ce mémoire.

Je souhaite exprimer aussi ma profonde reconnaissance aux membres du département d'électronique de l'université de M'Sila, et notamment le chef du département Monsieur BOUCHLEGHEM Ahmed.

Mes remerciements vont également à tous mes collègues de la promotion de magistère 2010/2011 que j'ai côtoyé pour la bonne ambiance et qui avec eux que j'ai trouvé de grande qualité grâce à une atmosphère amicale et studieuse pendant les années de formation.

Ce travail a pu être mené à son terme grâce à la contribution de nombreuses personnes, je tiens à toutes les remercier.

MEDJEDOUB Smail

A ma mère qu'ALLAH ait pitié de son âme

A mon fils Yahia qu'ALLAH ait pitié de son âme

A mon père, ma grand-mère, mes frères et mes sœurs

A ma femme, ma fille Amina et mon fils Nafaâ

Et tous mes proches sans exception,

... je dédie ce modeste travail

Résumé

L'étape de la modulation est un maillon essentiel dans une chaîne de transmission et son optimisation permet de garantir un certain degré de performance. Actuellement, de plus en plus des solutions sont basées sur des schémas de transmission multiporteuse du fait de leur excellente robustesse vis-à-vis des canaux multitrajets. Parmi ces solutions, la modulation OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplex) se pose comme une modulation de référence.

Toutefois, cette modulation, basée sur une mise en forme spectrale rectangulaire possède quelques inconvénients notables comme : une densité spectrale de puissance ayant des lobes secondaires élevés et une mauvaise localisation en fréquence. D'autres modulations, basées sur des mises en forme spectrales autres que rectangulaire, ont été développées pour lutter contre ces problèmes, parmi lesquelles l'OFDM/OQAM et l'OFDM suréchantillonnée, mais ceci au prix de nouvelles contraintes. Pour l'OFDM/OQAM on modifie le schéma de transmission des données de sorte à ne transmettre que des réels, en conservant une efficacité spectrale égale à celle de l'OFDM sans intervalle de garde. Pour l'OFDM suréchantillonnée, on garde, comme en OFDM, l'orthogonalité complexe mais on ne transmet plus les données avec une efficacité spectrale maximale. Des différences notables existent donc par rapport à l'OFDM. Ainsi, le choix de la forme d'onde peut s'avérer crucial quant aux performances des systèmes avec forme d'onde.

Ce mémoire présente une étude de ces modulations avec forme d'onde sur plusieurs aspects des transmissions. L'OFDM classique et sa première amélioration (l'OFDM/IG) basées sur une forme d'onde rectangulaire sont décrites dans un premier lieu. Les modulations OFDM/OQAM et OFDM suréchantillonnée qui utilisent des filtres de modulation (dits prototypes) orthogonaux sont ainsi étudiées avec une approche à temps discret. Une réalisation sous la forme d'un transmultiplexeur est fournie pour chacune de ces modulations. Par ailleurs, l'étude de l'OFDM et des transmultiplexeurs associés aux modulations OFDM/OQAM et OFDM suréchantillonnée conduit à un schéma de réalisation équivalent mettant en œuvre les algorithmes FFT et IFFT.

Dans chaque partie nous nous intéressons à évaluer les performances de ces trois types de modulations sur un canal radio-mobile (doublement dispersif) en terme du BER (Bit Error Rate). En conclusion de ce travail, nous pouvons tirer des limites tolérées sur les imperfections de transmission de ces systèmes ainsi qu'une comparaison entre leurs performances.

Mots-clés : Modulation multiporteuse, OFDM, OFDM/OQAM, OFDM suréchantillonnée, Filtre prototype, Filtre polyphase, Egalisation par insertion des sousporteuses pilotes. Egalisation DFE.

Abstract

The choice of a modulation scheme is a crucial step in a transmission chain and its optimization gives a certain guarantee on performance. Nowadays, the choice of multicarrier solutions becomes more and more frequent thanks to their remarkable robustness to multipath fading channels: The OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplex) solution then stands for a reference modulation.

However, this modulation, based on a rectangular pulse shape, exhibits some noticeable drawbacks, like a power spectral density (DSP) with high sidelobes. In order to cope with this problem, new solutions have been developed using non-rectangular pulse shape. Nevertheless, modulations like OFDM/OQAM and oversampled OFDM lead to specific constraints. Concerning the OFDM/OQAM modulation, the transmission scheme is modified in order to transmit real data but the spectral efficiency is equivalent to that of OFDM modulation without guard interval. Oversampled OFDM is based, on its side, on a complex orthogonality but the transmission is made with a lower spectral efficiency. Thus, important differences exist when compared to OFDM. The choice of the pulse shape may then have a strong impact on the system performance.

The manuscript presents a study of these pulse-shaped modulations on several aspects of data transmissions. The classic OFDM and its first improvement (the OFDM/IG) based on rectangular pulse shape are described in a first place. The OFDM/OQAM and oversampled OFDM that use orthogonal modulation filters (called prototypes) are studied thus with a discrete time approach. A realization with a transmultiplexeur is provided for each of these modulations. Otherwise, the survey of the OFDM and transmultiplexeurs associated to the OFDM/OQAM modulations and oversampled OFDM has conducted to an equivalent realization diagram using the FFT and IFFT algorithms.

In every part we perform an evaluation of the performances of these three types of modulations on a radio-mobile channel (doubly dispersive) in term of the BER (Bit Error Rate). In conclusion of this work, we can find the limits tolerated on the transmission imperfections of these systems and compare between their performances.

Key words: Multicarrier modulation, OFDM, OFDM/OQAM, Oversampled OFDM, Prototype filter, Polyphase filter, Pilot subcarrier aided equalizer, DFE Equalization.

Table des matières



Acronymes	iii
Symboles et Notations.....	v
Table des figures	vii
Liste des tableaux	ix
Introduction Générale	1
Chapitre I – La Modulation OFDM	6
I.1. Introduction	6
I.2. Notion d’orthogonalité.....	6
I.2.1. Rappel mathématique	6
I.2.2. Application au procédé OFDM : Orthogonalité temporelle.....	7
I.2.2. Application au procédé OFDM : Orthogonalité fréquentielle.....	7
I.3. Principe de l’OFDM	8
I.4. Le signal OFDM	9
I.5. L’OFDM avec Intervalle de garde	11
I.6. Le model d’un Système OFDM avec Préfixe Cyclique (CP-OFDM)	14
I.7. L’égalisation du système OFDM (EQ-OFDM).....	17
I.8. Les résultats de simulation	20
I.9. Conclusion	27
Chapitre II – La Modulation OFDM/OQAM	28
II.1. Introduction	28
II.2. Définition	28
II.3. Principe de fonctionnement de la modulation OFDM/OQAM	30
II.3.1. Modulation OFDM/OQAM à temps continu	31
II.3.2. Modulation OFDM/OQAM à temps discret	36
II.3.2.1. Traitement multicanal	37
II.3.2.2. Le Modem OFDM/OQAM discret.....	39
II.3.2.3. Approche polyphase	41
II.3.2.4. Schéma de réalisation utilisant des transformées de Fourier inverses	41
II.4. Orthogonalité des systèmes OFDM/OQAM	44
II.5. Les filtres prototype	46
II.5.1. La fonction porte.....	46
II.5.2. Racine de cosinus surélevé.....	47

II.5.3. Les filtres EGF.....	48
II.6. Résultat de simulation	50
II.7. Conclusion	52
Chapitre III – La Modulation OFDM Suréchantionnée.....	53
III.1. Introduction	53
III.2. Principe de fonctionnement de l’OFDM suréchantionnée	54
III.2.1. Modulation à temps continu	54
III.2.2. Modulation à temps discret	54
III.3. Le Modem OFDM suréchantionné	55
III.3.1. L’émetteur OFDM suréchantionnée	56
III.3.2. Implémentation Numérique d’un Emetteur OFDM suréchantionnée	59
III.3.3. Le Récepteur OFDM suréchantionnée	62
III.3.4. Implémentation Numérique d’un Récepteur OFDM suréchantionnée	64
III.4. Condition de Reconstruction Parfaite	65
III.5. La conception d’un filtre prototype	66
III.6. L’égalisation dans l’OFDM suréchantionnée	68
III.6.1. L’ égaliseur DFE (Decision Feedback Equalizer).....	69
III.7. Résultats de simulations	71
III.8. Conclusion.....	74
Conclusion Générale et Perspectives	76
Annexe A – Calcul des Coefficients d_{k,λ,v_0}	78
Bibliographie	80

Acronymes

Organismes

IEEE: Institute of Electrical and Electronics Engineer

Acronymes généraux:

3G	3ème Génération de téléphone mobile
4G	4ème Génération de téléphone mobile
ADSL	Asymmetric Digital Subscriber Line
AWGN	Additive White Gaussian Noise
BER	Bit Error Rate
BFWA	Broadband Fixed Wireless Access
BPSK	Binary Phase Shift Keying
CDMA	Code Division Multiple Access
COFDM	Coded Orthogonal Frequency Division Multiplex
CP-OFDM	OFDM avec Préfixe Cyclique
DAB	Digital Audio Broadcasting
DFE	Decision Feedback Equalizer
DFT	Discrete Fourier Transform
DMT	Discrete MultiTone
DSP	Densité Spectrale de Puissance
DVB-T/H	Digital Video Broadcasting – Terrestrial Handheld
EGF	Extended Gaussian Function
EQ-OFDM	OFDM Egalisée
FDMA	Frequency Division Multiple Access
FFT	Fast Fourier Transform
FIR	Finite Impulse Response
FMT	Filtered MultiTone
HF	High Frequency
HIPERLAN	High Performance Local Area Network
ICI	Inter-Carrier Interference
IDFT	Inverse Discrete Fourier Transform
IFFT	Inverse Fast Fourier Transform
IG	Intervalle de Garde
IOTA	Isotropic Orthogonal Transform Algorithm

ISI	Inter-Symbol Interference
LAN	Local Area Network
LMS	Least Mean Square
LSE	Least Square Estimator
MMSE	Minimum Mean-Squared Error
NRZ	No Return to Zero
MCM	Multi Carrier Modulation
MIMO	Multi Input Multi Output
MLSE	Maximum Likelihood Sequence Estimation
MSE	Minimum Square Error
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplex
OFDM-OQAM	Orthogonal Frequency Division Multiplex-Offset Quadrature Amplitude Modulation
P/S	Parallèle/ Série
PLC	Power Line Carrier
PSK	Phase Shift Keying
QAM	Quadrature Amplitude Modulation
QPSK	Quadrature Phase Shift Keying
RIF	Réponse Impulsionnelle Finie
RP	Reconstruction Parfaite
SNR	Signal-to-Noise Ratio
SRRC	Square Root of Raised Cosine
S/P	Série /parallèle
TEB	Taux d'Erreur Binaire
TIA	Télécommunication Industry Association
WiFi	Wireless Fidelity
Wi-LAN	Wireless-Local Area Network
Wimax	Worldwide interoperability for microwave access
WRAN	Wireless Regional Area Network

Symboles et Notations

M	nombre de porteuses d'un système multiporteuse
N	facteur de décimation/expansion
F_0	espace entre deux porteuses successive
T_0	temps symbole complexe
Π	la fonction porte (filtre rectangulaire)
\bar{X}_m	vecteur d'entre au bloc IFFT en OFDM
\bar{x}_m	vecteur de sortie du bloc IFFT en OFDM
\bar{h}_m	la réponse impulsionnelle du canal en OFDM
\bar{w}_m	vecteur du bruit blanc additif Gaussien en OFDM
\bar{y}_m	vecteur de réception en OFDM
\bar{Y}_m	vecteur de sortie du bloc FFT en OFDM
$I_{m,k}$	composante de l'ICI dans le signal reçu en OFDM
N_p	nombre de sous-porteuse pilote
$X_{m,p}$	matrice des sous-porteuses pilotes
$H_{m,p}$	matrice de la réponse fréquentielle du canal aux sous-porteuses pilotes
$I_{m,p}$	matrice de l'ICI aux sous-porteuses pilotes
$Y_{m,p}$	matrice des sous-porteuses pilotes reçus
$X_{m,p}^H$	matrice Hermitian de $X_{m,p}$.
$\xi(h)$	localisation temps-fréquence
ρ	densité de la famille de Weyl-Heisenberg
$c_{m,n}$	symbole complexes émis sur la porteuse m à l'instant n
$\hat{c}_{m,n}$	symbole complexes reçus sur la porteuse m à l'instant n
$a_{m,n}$	symbole réel émis en OFDM/OQAM sur la porteuse m à l'instant n
$\hat{a}_{m,n}$	symbole réel reçu en OFDM/OQAM sur la porteuse m à l'instant n
$\hat{a}_{m,n}^c$	symbole réel reçu en OFDM/OQAM sur la porteuse m à l'instant n avant la prise de partie réelle
D	paramètre de délai
α	entier tel que $\alpha = [D/N]$
β	entier compris entre 0 et $N-1$ tel que $D = \alpha N - \beta$
γ	facteur de chevauchement en OFDM Suréchantillonnée
$h(t)$	fonction continue de mise en forme de la base de modulation
$\tilde{h}(t)$	fonction continue de mise en forme de la base de démodulation
$h_{m,n}(t)$	fonction de base continue en modulation
$\tilde{h}_{m,n}(t)$	fonction de base continue en démodulation
$h[k]$	version discrète de $h(t)$

$\tilde{h}[k]$	version discrète de $\tilde{h}(t)$
$f[k]$	prototype de démodulation défini par $f[k] = \tilde{h}^*[D-k]$
$h_{m,n}[k]$	version discrète de $h_{m,n}(t)$
$\tilde{h}_{m,n}[k]$	version discrète de $\tilde{h}_{m,n}(t)$
$h_m[k]$	filtre d'émission sur la porteuse m
$f_m[k]$	filtre de réception sur la porteuse m
$\phi_{m,n}$	déphasage en OFDM/OQAM
$H(z)$	transformée en z de $h[k]$
$F(z)$	transformée en z de $f[k]$
$H_m(z)$	transformée en z de $h_m[k]$
$F_m(z)$	transformée en z de $f_m[k]$
$H_p(z)$	matrice polyphase de modulation
$F_p(z)$	matrice polyphase de démodulation
$A_m(z)$	transformée en z de $a_{m,n}$
$\hat{A}_m(z)$	transformée en z de $\hat{a}_{m,n}$
$\hat{A}_m^c(z)$	transformée en z de $\hat{a}_{m,n}^c$
L_h	longueur de $h[k]$
$K_l(z)$	composante polyphase d'ordre N de $H_m(z)$
$G_l(z)$	composante polyphase d'ordre N de $F_m(z)$
$D_K(z)$	matrice diagonale d'élément diagonal de $K_m(z)$
$D_G(z)$	matrice diagonale d'élément diagonal de $G_m(z)$
$h^{(i)}(n)$	filtre d'émission de la $i^{\text{ème}}$ sous-canal en OFDM suréchantillonnée
$h_{(K)}(m)$	la $i^{\text{ème}}$ composante polyphase de $h(n)$ en OFDM suréchantillonnée
$c^{(i)}(k)$	le symbole QAM ou PSK de la $i^{\text{ème}}$ sousporteuse

Table des figures

I.1	Exemple d'une base orthogonale	7
I.2	Le signal OFDM pour 4 sou-porteuses	8
I.3	Principe de la modulation OFDM	9
I.4	Modem OFDM numérique	11
I.5	Illustration de la robustesse des signaux multiporteuses vis-à-vis des canaux sélectifs en fréquence.....	12
I.6	L'OFDM avec intervalle de garde (préfixe cyclique) vis-à-vis des canaux multitrajets	13
I.7	Préfixe cyclique pour le n ^{ème} temps symbole OFDM.....	13
I.8	Effet de la longueur du CP sur le BER	14
I.9	Schéma bloc du modèle CP-OFDM	15
I.10	L'effet du bruit de phase dans la CP-OFDM, (a) constellation 4-QAM, (b) constellation 16-QAM.....	17
I.11	(a) : Arrangement pilot type bloc, (b) : Arrangement pilot type comb.....	18
I.12	Schéma bloc du modèle EQ-OFDM.....	18
I.13	Block diagramme de l'égaliseur à sous-porteuse pilotes.....	19
I.14	Le BER en fonction du SNR pour un système mono-porteuse et un système multi-porteuse (OFDM) avec des constellations de type BPSK, QPSK et 16-PSK.	21
I.15	Le BER en fonction de l'étalement de retard dans un canal multitrajet avec des constellations de types BPSK, QPSK et 16-PSK.....	22
I.16	Le BER en fonction du SNR dans un canal multitrajet avec des constellations de types BPSK, QPSK et 16-PSK.....	23
I.17	Le diagramme de constellation pour 4-QAM en utilisant (a) CP-OFDM; (b) EQ-OFDM (SNR=20dB, Vm=90Km/h).....	24
I.18	Le diagramme de constellation pour 4-QAM en utilisant (a) CP-OFDM; (b) EQ-OFDM (SNR=20dB, Vm=90Km/hr).....	24
I.19	La comparaison du BER de la CP-OFDM et EQ-OFDM avec différentes types de constellation QAM..	25
I.20	Comparaison du BER de la CP-OFDM et EQ-OFDM pour différentes vitesse du récepteur pour les modulations : (a) 4-QAM; (b) 16-QAM; (c) 64-QAM.....	26
II.1	Le plan temps-fréquence de l'OFDM/OQAM comparé avec l'OFDM.....	32
II.2	Modulateur OFDM/OQAM analogique.....	33
II.3	Démodulateur OFDM/OQAM analogique	34
II.4	Banc d'analyse uniforme à M voies.....	38
II.5	Banc de synthèse uniforme à M voies.....	38
II.6	Transmultiplexeur associé à la modulation OFDM/OQAM	40
II.7	Modèle polyphase du transmultiplexeur associé aux modulations OFDM/OQAM	42
II.8	Modèle polyphase équivalent du transmultiplexeur associé aux modulations OFDM/OQAM.....	42
II.9	Modulateur OFDM/OQAM réalisé à l'aide d'une IFFT.....	45
II.10	Démodulateur OFDM/OQAM réalisé à l'aide d'une IFFT.....	45
II.11	Représentation en temps et en fréquence de la fonction porte.....	46

II.12	Représentation en temps et en fréquence de la fonction SRRC avec $r=0.5$	48
II.13	Représentation en temps et en fréquence de la fonction IOTA.....	49
II.14	Performance du système OFDM/OQAM pour différents types de filtre prototype.....	50
II.15	Performance du système OFDM/OQAM en comparant avec un système CP-OFDM.....	51
III.1	Transmultiplexeur associé à la modulation OFDM suréchantillonnée.....	56
III.2	Réponse fréquentielle du filtre prototype passe-bas idéal.....	57
III.3	La version décalée en fréquence du prototype.....	57
III.4	Spectre de l'OFDM suréchantillonnée avec les versions décalées des 05 premiers sous-canaux (Prototype : FIR, $\gamma=10$, $M=64$).....	58
III.5	Implémentation directe d'un émetteur OFDM suréchantillonnée.....	59
III.6	Implémentation efficace d'un émetteur OFDM suréchantillonnée.....	60
III.7	Implémentation directe d'un récepteur OFDM suréchantillonnée.....	62
III.8	Implémentation efficace d'un récepteur OFDM suréchantillonnée.....	64
III.9	Banc du filtre analytique et synthétique.....	65
III.10	Réponse fréquentielle idéale du filtre prototype passe-bas.....	67
III.11	Les 5 premiers sous-canaux avec $\gamma = 14$ (Le filtre prototype par la fenêtre de Hamming).....	68
III.12	L'équivalent d'un sous-canal.....	69
III.13	Egalisation par sous-canal.....	70
III.14	La réponse temporelle équivalente du $i^{\text{ème}}$ sous-canal.....	70
III.15	Schéma bloc d'un égaliseur DFE.....	71
III.16	Le BER du système OFDM suréchantillonnée pour les constellations 4-QAM, 16-QAM et 64-QAM..	72
III.17	Comparaison de l'OFDM suréchantillonnée avec l'EQ-OFDM.....	73
III.18	Effet de la vitesse de déplacement du récepteur (effet Doppler) sur l'OFDM suréchantillonnée.....	74

Liste des tableaux



I.1	Paramètres du canal	23
II.1	Schéma de transmission des symboles OFDM/OQAM.....	31
III.1	Nombre de multiplications complexes par échantillon de sortie dans les systèmes OFDM suréchantillonné.....	61
A.1	Les premiers coefficients $b_{k,j}$	79

Introduction Générale



Le monde des télécommunications a connu des avancées spectaculaires ces dernières décennies. Le développement de l'informatique a permis la numérisation de l'information, permettant la transmission des données de différentes natures : voix, images, vidéo, internet, etc. La pénétration des circuits intégrés, toujours plus performants, dans les techniques de télécommunications a rendu possible la réalisation de modulations de plus en plus complexes. L'apparition de la téléphonie mobile commerciale et plus récemment des réseaux d'accès sans fil large bande tel que le WiFi (Wireless Fidelity) ou le Wimax (Worldwide interoperability for microwave access) [1], a accru l'intérêt pour des nouvelles techniques de transmission de l'information efficaces sur des canaux hertziens.

La transmission de l'information par les ondes électromagnétiques dans l'air a le désavantage de subir l'influence du milieu de propagation. Les obstacles tels que les immeubles, les voitures, et bien sûr la topographie du milieu absorbent et réfléchissent une certaine proportion des ondes radio. Le canal de propagation radio est alors caractérisé par trois phénomènes physiques qui perturbent la nature du signal d'information, à savoir l'atténuation du signal avec la distance parcourue, l'effet de masque (shadowing), et l'évanouissement multi-trajets (fading). De plus, dans le cas d'une mobilité des usagers, des perturbations peuvent dégrader les performances du lien radio suite à l'effet Doppler. Ces distorsions du signal dans le canal de propagation radio mobile doivent alors être compensées par diverses techniques, dont des modulations plus avancées, dans le but de récupérer efficacement l'information.

Le rôle de la modulation est de générer un signal, contenant les données utiles, qui doit être suffisamment efficace pour lutter contre les perturbations apportées par le canal de transmission. Aussi avec la demande croissante en termes de débits, les modulations multi-porteuses sont apparues comme les solutions les plus intéressantes. En effet, le fait d'utiliser plusieurs porteuses en parallèle permet ainsi de rendre la transmission robuste vis-à-vis des canaux sélectifs en fréquence car elle est alors réalisée sur des bandes de fréquence réduites [2]. Une des modulations les plus utilisées dans les systèmes de communication sans fils et qui fait l'objet de cette étude, est le multiplexage par répartition en fréquences orthogonales (Orthogonal Frequency Division Multiplexing, OFDM) [3][4][5] car elle permet, avec un système de complexité relativement réduite, d'atteindre de très bonnes performances.

Le principe de l'OFDM est de diviser un signal large bande à cadence élevée en une somme de signaux à bande étroite et à cadence réduite [3-5]. Le concept de ce type de modulations a été introduit

à la fin des années 50 et 60 et a été utilisé dans des systèmes de communications hautes fréquences militaires, tels que les systèmes Kineplex, ANDEFT et KATHRYN. Quelques années plus tard, R. W. Chang et R. A. Gibby améliorent le concept en introduisant la notion de signaux orthogonaux à bande limitée [6][7], concept que l'on appellera par la suite Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM). En 1971, S. Weinstein et P. Ebert simplifient le schéma de modulation-démodulation en utilisant la transformée de Fourier discrète inverse (TFDI) à l'émetteur et TFD au récepteur [8], plus simple à utiliser et surtout plus facile à implémenter sous forme d'algorithme rapide.

Pour des transmissions radio fréquence sans mobilité, l'OFDM initiale était prometteuse mais n'était pas entièrement robuste au phénomène multitrajet. En effet, le chevauchement en réception de plusieurs versions retardées du signal émis entraînait d'une part l'interférence entre symboles successifs (IES, en anglais "ISI"), et d'autre part l'interférence entre porteuses (IEP, en anglais "ICI"). Dans ce cas statique, l'IEP était due à la perte d'orthogonalité entre les formes d'ondes retardées entre elles par le canal. L'ajout d'un simple préfix cyclique (appelé aussi intervalle de garde) suffisamment long permettait d'éviter l'IES (mais la présence d'IEP restait problématique) et de simplifier considérablement sous certaines conditions l'égalisation. Celui-ci a été introduit par A. Peled et A. Ruiz en 1980[9]. D'un côté, il donne la possibilité de lutter contre les canaux multitrajets, de l'autre, il amène une perte d'efficacité spectrale. En 1985, L. J. Cimini a étudié cette technique pour des communications radio-mobiles [10]. Il insiste notamment sur la diversité fréquentielle intrinsèque des modulations multiporteuses permettant de décorrélérer l'influence du canal à évanouissement sur les symboles transmis. Deux ans plus tard, R. Lasalle et M. Alard ont proposé un système de télévision numérique dont la partie modulation est basée sur la technique OFDM [11].

L'OFDM est maintenant utilisée dans diverses applications, que ce soit dans la diffusion numérique terrestre (DVB-T/H, Digital Video Broadcasting - Terrestrial/Handheld) [3], l'ADSL (Asymmetric Digital Subscriber Line) [12], le WiFi, le WiMedia et le Wimax pour l'accès large bande sur quelque dizaines de kilomètres [13-15]. Toutes ces applications reposent sur la même modulation, l'OFDM.

Malgré les avantages de l'OFDM, elle présente aussi un certain nombre d'inconvénients : d'une part, l'intervalle de garde induit une perte d'efficacité spectrale ; d'autre part, la forme d'onde utilisée sur chaque sous-porteuse est rectangulaire. Donc, elle est mal localisée en fréquence et elle amène donc de l'interférence entre sous-porteuses quand le signal traverse un canal sélectif. Cette perte d'efficacité spectrale est modérée si on utilise des symboles de durée importante, mais cela pose des problèmes d'interférence entre porteuses en cas de non-stationnarité du canal. Enfin, le signal modulé a une dynamique qui peut être très grande, ce qui est peu propice à l'amplification linéaire [2]. Dû à ces

inconvenients il y a un intérêt sur des nouvelles architectures OFDM qui emploient des filtres prototype différent du filtre rectangulaire. D'où les autres formes du filtre prototype ont été considérées pour rendre le système moins sensible aux fréquences offset et augmenter le contenu spectral de chaque sous-canal. Deux approches principales sont considérées dans ce mémoire :

- **L'OFDM Offset QAM (OFDM/OQAM):** Afin d'atteindre une meilleure efficacité spectrale et au même temps la réduction combinaison ISI / ICI, un autre schéma de l'OFDM utilise l'Offset QAM pour chaque sous-porteuse, dénotée OFDM /OQAM, revêt une importance croissante comme déjà illustré dans [4] l'avantage profonde sur OFDM / QAM dans les canaux doublements dispersifs. L'introduction d'un décalage (offset) temporel est utilisé pour passer des symboles complexes QAM, modulant chaque sous porteuse, à des symboles réels. Cette modification par rapport à de l'OFDM conventionnel peut s'effectuer tout en conservant la propriété d'orthogonalité si ces symboles réels, transmis à une cadence double, présentent, en temps et en en fréquence, une différence de phase égale à $\pi/2$. Du point de vue de la mise en œuvre, cela revient à remplacer une modulation multiporteuse qui peut se réduire à une transformée de Fourier Discrète (TFD) par une modulation utilisant un banc de filtres uniformes. Les avantages immédiats sont la suppression de l'intervalle de garde, et donc une plus grande efficacité spectrale, et la possibilité d'une meilleure séparation des canaux fréquentiels. Par rapport à l'OFDM conventionnelle, l'OQAM présente donc la particularité d'une orthogonalité dans le corps des réels et non sur celui des complexes. Par ailleurs, l'apparition des premiers systèmes de modulation multiporteuse utilisant des filtres autres que rectangulaires remonte aux années 60 [6]. Le sigle OFDM/OQAM n'est apparu qu'en 1995 dans [4]. D'autres dénominations ont été employées pour désigner des systèmes identiques ou équivalents : Orthogonally multiplexed QAM ou O-OQAM dans [16], OQAM-OFDM dans [17] pour des systèmes à temps continu ; OMC (pour Orthogonal Multiple Carrier) dans [18] pour des systèmes à temps discret. Enfin, l'aspect biorthogonal qui conduit aux modulations BFDM/OQAM n'a finalement été abordé qu'en 1998 dans [19].

- **L'OFDM Suréchantillonnée:** Étant donné que l'un des problèmes posés par la modulation OFDM vient de la réponse fréquentielle en sinus cardinal des filtres d'émission et de réception, l'idée d'utiliser d'autres filtres que les filtres rectangulaires paraît logique. Par ailleurs, pour obtenir des filtres ayant de meilleures propriétés que la fonction rectangulaire, il faut donc étudier les modulations correspondantes à des familles de Weyl-Heisenberg à densité sous-critique [20]. Une solution est de relâcher la contrainte de la densité égale à 1 (densité < 1 : système à densité sous-critique), ce qui impose un allongement du temps symbole ou de l'écart inter-porteuse par rapport à un système OFDM

équivalent. Nous parlerons alors de la modulation OFDM suréchantillonnée ou FMT (Filtered Multi Tone) [12][21-23]. C'est en utilisant cette approche que Weinstein et Elbert dans [8] ont obtenu les premiers résultats concernant ce type particulier de modulation. Une première généralisation de l'OFDM classique peut être menée en cherchant à obtenir des modulations multiporteuses orthogonales à densité sous-critique, comme dans [24] où ces modulations sont baptisées « Fraction Spaced Multi-carrier Modulation » et sont obtenues par échantillonnage de fonctions continues, ou comme dans [25] où elles sont réalisées directement en discret et baptisées « Modulation OFDM Suréchantillonnée ». Mais la généralisation la plus complète est obtenue avec les systèmes biorthogonaux comme dans [21] qui présente des modulations multiporteuses baptisées BFDM/QAM suréchantillonnées. Les références [21], [26] et [27] définissent les conditions de biorthogonalité pour la version discrète de ces systèmes et proposent aussi des méthodes de synthèse dans le cas de filtres prototypes orthogonaux symétriques.

L'objectif principal de ce mémoire est de présenter un état de l'art sur trois types de modulation multiporteuse à savoir l'OFDM, l'OFDM/OQAM et l'OFDM Suréchantillonnée et d'évaluer leurs performances dans un environnement radio-mobile avec les mêmes conditions de transmission : taille de constellation de la modulation, vitesse du récepteur, type de canal et type du filtre prototype. Une fois la comparaison des ces différents systèmes de modulation est établie, nous traiterons le problème des imperfections de transmission : estimation du canal, effet Doppler et multitrajet.

Ce manuscrit est organisé essentiellement en trois grands chapitres :

Le premier chapitre introduit la théorie de la modulation OFDM classique et sa première amélioration (l'OFDM avec intervalle de garde ou préfixe cyclique). Le modèle numérique est introduit en montrant comment il peut être efficacement implémenté au moyen de la Transformation de Fourier Rapide Inverse (IDFT). L'égalisation par l'ajout des sous-porteuses pilotes est introduite aussi dans ce chapitre.

Le deuxième chapitre présente une étude du système OFDM/OQAM. Nous faisons le lien entre la modulation OFDM/OQAM à temps continu et à temps discret. Nous montrons ensuite que, à temps discret, le modem OFDM/OQAM peut se réaliser à l'aide d'un transmultiplexeur. Par l'utilisation d'une décomposition polyphase des filtres, nous déduisons du transmultiplexeur OFDM/OQAM le schéma de réalisation efficace en utilisant la FFT et l'IFFT ainsi qu'un filtrage polyphase.

Le troisième chapitre aborde l'étude de la modulation OFDM suréchantillonnée. La même démarche est utilisée : lien entre modulations à temps continu et à temps discret, réalisation du modem

sous la forme d'un transmultiplexeur, schéma de réalisation efficace par l'IFFT et le filtrage polyphase. De plus, ce chapitre indique comment effectuer l'égalisation du signal reçu par sous-canal.

Chapitre I

La Modulation OFDM

I.1. Introduction

Les techniques de communication à modulation multiporteuses (MultiCarrier Modulation : MCM) sont des candidates prometteuses pour effectuer une transmission à grande vitesse dans les systèmes 3G (et futur 4G) et les systèmes de communication sans fil où le canal est principalement doublement dispersif. Le principe d'un système de modulation multi-porteuse est de transmettre des données sur plusieurs fréquences porteuses [3]. Les fréquences sont choisies de manière à ce que l'espacement fréquentiel entre deux porteuses successives soit identique pour toutes les porteuses. Lorsque le multiplexe fréquentiel obtenu est orthogonal en temps et en fréquence on parle de la modulation OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplex).

C'est avec le développement des méthodes et algorithmes de traitement numérique du signal et des applications nécessitant un fort débit que l'OFDM est devenue de plus en plus populaire. De plus, cette modulation est désormais intégrée dans de nombreux standards de télécommunication actuelle [3]. On peut citer comme exemple l'ADSL, le DAB, le DVB-T, le PLC et l'IEEE 802.11 comme standards utilisant l'OFDM. Il est important de noter que toutes ces applications ont été possibles et réalisables grâce à la combinaison des opérations de codage et de la modulation OFDM codée (COFDM Coded OFDM) [4]. Dans notre travail de recherche, bien qu'un codage correcteur d'erreurs est introduit en pratique, nous ne considérons pas la modulation codée.

Dans ce chapitre, nous présentons la notion d'orthogonalité (temporelle et fréquentielle). Nous nous intéressons par la suite aux caractéristiques des systèmes de modulation OFDM conventionnel, avec préfixe cyclique et avec égalisation. Finalement nous présentons quelques résultats de simulation des modèles OFDM avec préfixe cyclique et OFDM avec égalisation

I.2. Notion d'orthogonalité

I.2.1. Rappel mathématique

On définit l'orthogonalité de deux fonctions $f(t)$ et $g(t)$ dans l'intervalle $[a,b]$ par la relation suivante:

$$\int_a^b f(t).g(t)dt = 0 \quad (I.1)$$

Cela signifie que ces deux fonctions sont disjointes sur le segment $[a,b]$. Pour réaliser une base orthogonale à M dimensions, il suffit de trouver M fonctions orthogonales deux à deux. Comme le montre la Figure I.1, un ensemble de M fenêtres rectangulaires régulièrement espacées d'un intervalle δ sur l'axe des temps constitue une base orthogonale.

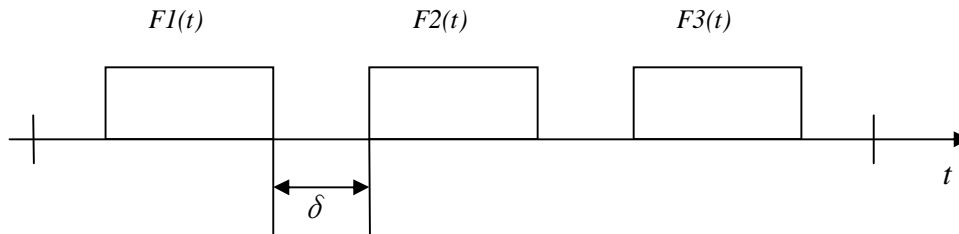


Figure I.1 : Exemple d'une base Orthogonale

L'orthogonalité est la propriété fondamentale qui permet de transmettre des signaux d'informations multiples dans un même canal et de les détecter sans interférence [28].

I.2.2. Application au procédé de l'OFDM (L'orthogonalité temporelle)

En présence des signaux continus un signal OFDM est composé d'une somme de M sinusoides de fréquences respectives f_k transmises pendant une durée T_0 et définie par $f_k = k/T_0$, avec $k=1, \dots, M$. Cette condition permet d'avoir un nombre entier de sinusoides sur chaque sous-porteuse pendant l'intervalle T_0 .

Chaque sous-porteuse $s_k(t)$ réelle et non modulée peut se mettre sous la forme :

$$s_k(t) = \begin{cases} \sin(2\pi \frac{k}{T_0} t) & 0 < t < T_0 \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases} \quad (\text{I.2}),$$

Ainsi deux sous-porteuses $s_i(t)$ et $s_j(t)$, de fréquences respectives f_i et f_j définies par l'expression (I.2), sont orthogonales sur l'intervalle $[0, T_0]$, puisqu'elles vérifient l'équation (I.1).

I.2.3. Application au procédé de l'OFDM (Orthogonalité fréquentielle)

On peut aussi percevoir la notion d'orthogonalité du signal OFDM dans le domaine fréquentiel. En effet, si chaque sous-porteuse $s_k(t)$ est transmise pendant la durée T_0 , cela revient à appliquer à la sous-porteuse une porte de durée T_0 , dont l'enveloppe spectrale est un *Sinus cardinal* qui s'annule aux premières fréquences $f_{-z} = f_k - 1/T_0$ et $f_{+z} = f_k + 1/T_0$. On remarque que ces deux fréquences sont aussi respectivement égales à f_{k-1} et f_{k+1} . On obtient ainsi l'enveloppe spectrale représentée sur figure I.2.b. L'orthogonalité dans le domaine fréquentiel est réalisée puisque le maximum de chaque sous-

porteuse correspond à un des zéros des autres. Cette condition permet ainsi d'avoir une occupation spectrale idéale et d'éviter les interférences entre sous-porteuses [28].

I.3. Principe de l'OFDM

L'OFDM est une modulation à porteuses multiples utilisant un multiplexage en fréquence. L'idée de base de l'OFDM est de partager un signal à large bande en signaux multiples à bandes étroites. Ces signaux à bandes étroites sont mathématiquement orthogonaux (C'est-à-dire que l'information est transmise parallèlement en utilisant M recouvrements fréquentiels orthogonaux des bandes étroites) [3]. Ainsi, les M données transmises auparavant consécutivement à un débit $1/T_d$ élevé, vont être émises simultanément sur M sous-canaux fréquentiels élémentaires à débit $1/T_0$ bas (Voir figure I.3). Ainsi, chacune des M données est transmise par un symbole de durée T_0 au lieu de $T_d = T_0/M$. La durée d'un symbole est donc multipliée par un facteur M dont le bon dimensionnement permet de minimiser les interférences enter-symbole (Inter-Symbol Inteferance : ISI) tout en conservant le débit ($1/T_d$) initial de la modulation mono-porteuse. Dans le domaine temporel, le signal obtenu se décompose en symboles de durée T_0 résultants de la superposition de M signaux sinusoïdaux de fréquences différentes (Voir figure I.2.a). Dans le domaine fréquentiel, les distorsions du signal introduites par le canal seront limitées car chaque sous-bande sera suffisamment étroite (Voir figure I.2.b) et par conséquent le canal peut être considéré comme étant localement plat. Les modulations multi-porteuses ont aussi comme avantage la réduction de la complexité de l'étage d'égalisation en réception [44].

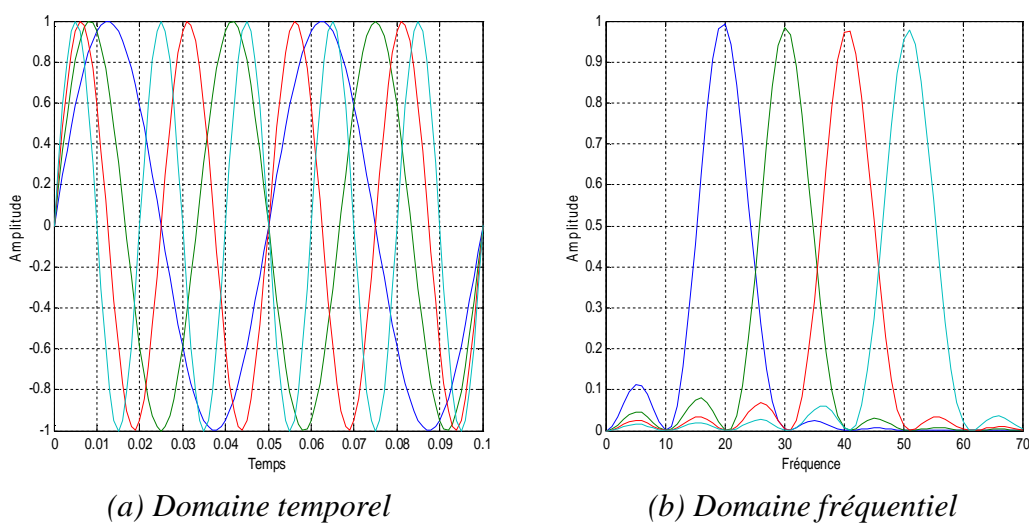


Figure I.2 : Le signal OFDM pour 4 sous-porteuses.

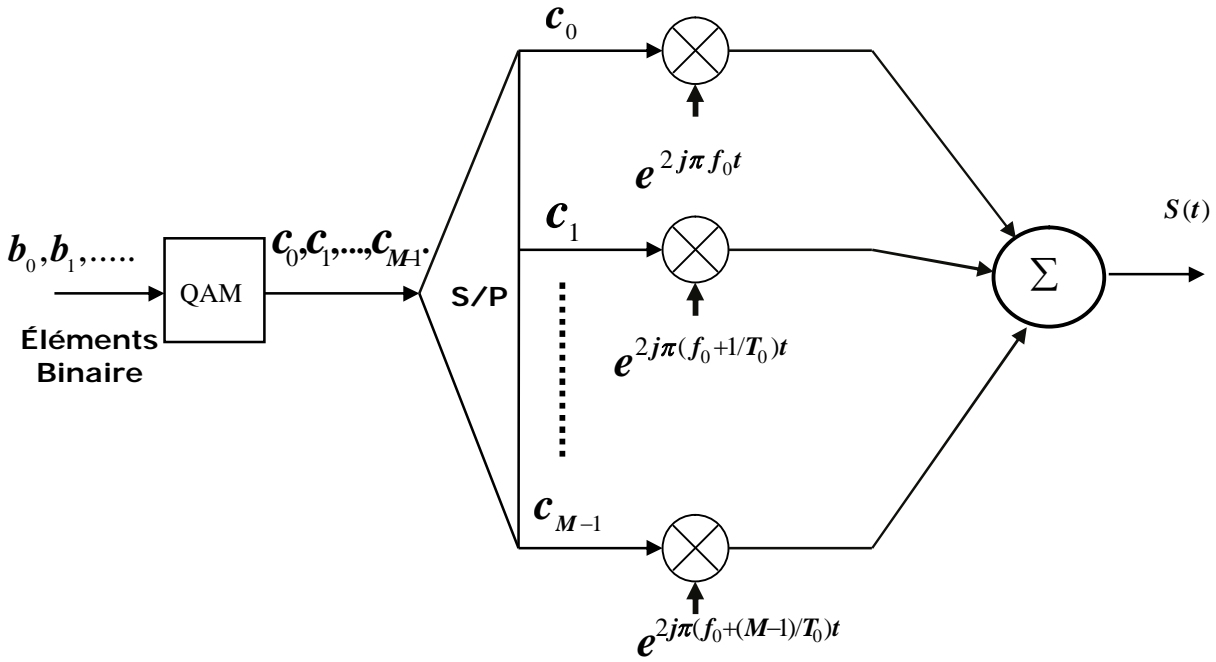


Figure I.3 : Principe de la modulation OFDM.

I.4. Le Signal OFDM

Comme nous venons de le voir, le signal OFDM se compose de M sous-porteuses de fréquences $f_k = f_0 + kF_0$, ($k = 0, \dots, M - 1$) où f_0 est la fréquence porteuse origine et F_0 représente l'écart entre deux sous-porteuses, utilisées pour la transmission en parallèle de M symboles. Ces symboles, notés $c_{m,n}$, sont des éléments complexes qui prennent leurs valeurs dans un alphabet fini correspondant à une modulation donnée (par exemple une modulation de phase). La fonction de mise en forme est la fonction porte $\Pi(t)$ dont l'orthogonalité est vérifiée si $F_0 = 1/T_0$. L'expression du signal OFDM générée durant l'intervalle $[0, T_0]$ est donnée par [44]:

$$s(t) = \frac{1}{\sqrt{T_0}} \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{n \in \mathbb{Z}} c_{m,n} \Pi(t - nT_0) e^{j2\pi(f_0 + mF_0)t} \tag{I.4}$$

La fonction Π représente le filtre rectangulaire de longueur T_0 .

$$\Pi(t) = \begin{cases} 1 & \text{si } -\frac{T_0}{2} < t < \frac{T_0}{2} \\ 0 & \text{sinon} \end{cases} \tag{I.5}$$

$F_0 = 1/T_0$ est l'écart inter-porteuse. T_0 est appelé temps de symbole OFDM. Les données complexes $c_{m,n}$ sont, dans la plupart des cas pratique, issues d'une constellation complexe de type QAM ou PSK.

On parle d'un multiplex orthogonal de fréquence car on peut montrer facilement que la famille des fonctions, données par l'équation (I.6), forme une base orthonormale de l'ensemble de fonctions à carré intégrable $L_2(R)$ pour le produit scalaire complexe donné par l'expression de l'équation (I.7).

$$\Pi_{m,n}(t) = \frac{1}{\sqrt{T_0}} \Pi(t - nT_0) e^{j2\pi m F_0 t} \quad (\text{I.6})$$

$$\langle f, g \rangle = \int_R f(t) g^*(t) dt, \quad (\text{I.7})$$

Où * représente le conjugué. Nous obtenons ainsi

$$\langle \Pi_{m,n}, \Pi_{p,q} \rangle = \delta_{m,p} \delta_{n,q}, \quad (\text{I.8})$$

δ étant le symbole de Kronecker. La démodulation revient tout simplement à faire le produit scalaire suivant :

$$\hat{c}_{p,q} = \langle \Pi_{p,q}, s \rangle. \quad (\text{I.9})$$

En posant dans (I.4) f_c la fréquence centrale du signal telle que $f_c = f_0 + M/2T_0$ et pour $n=0$ (le cas d'un seul symbole OFDM) on obtient:

$$s(t) = \Pi(t) e^{2i\pi f_c t} \sum_{m=0}^{M-1} \frac{c_{m,0}}{\sqrt{T_0}} e^{\frac{2i\pi t(m-M/2)}{T_0}} \quad (\text{I.10})$$

que l'on peut encore écrire :

$$s(t) = \Pi(t) s'(t) e^{2i\pi f_c t} \quad (\text{I.11})$$

Où $s'(t)$ est l'enveloppe complexe du signal $s(t)$ avant le fenêtrage par la fonction porte.

Afin de pouvoir réaliser les systèmes de transmission sous forme numérique, il est nécessaire d'étudier au préalable le comportement en temps discret des signaux et du système à implémenter. Le spectre du signal étant limité à l'intervalle $[-M/2T_0, M/2T_0]$, le signal $s'(t)$ peut être échantillonné à la cadence critique M/T_0 sans qu'il n'y ait de repliement de spectre. L'expression des échantillons obtenus est :

$$\begin{aligned} s'(kT_0/M) &= \sum_{m=0}^{M-1} \frac{c_{m,0}}{\sqrt{N}} e^{\frac{2i\pi k(m-M/2)}{M}} \\ &= (-1)^k \underbrace{\sum_{m=0}^{M-1} \frac{c_{m,0}}{\sqrt{T_0}} e^{\frac{2i\pi km}{M}}}_{DFT^{-1}} \end{aligned} \quad (\text{I.12})$$

Ce résultat met en évidence que le signal OFDM peut être facilement généré en utilisant une transformée de Fourier discrète inverse (DFT)[5]. A la réception, les symboles émis peuvent être retrouvés en appliquant de la même manière une transformée de Fourier discrète directe aux échantillons reçus. Notons que les algorithmes de la transformée de Fourier rapide directe (FFT) et inverse (IFFT) permettent une implémentation efficace des DFT. Notons également que la multiplication par $(-1)^n$ permet un recentrage du spectre autour de la fréquence nulle afin d'obtenir la représentation en bande de base du signal émis. En sortie de la IFFT, c'est donc le signal analytique OFDM en bande de base qui est récupéré, c'est-à-dire le signal analytique calculé pour $f_c = 0$.

La structure du modem OFDM en temps discret est donc simple du point de vue conception car cela revient à mettre dos à dos une IFFT et une FFT (figure I.4).

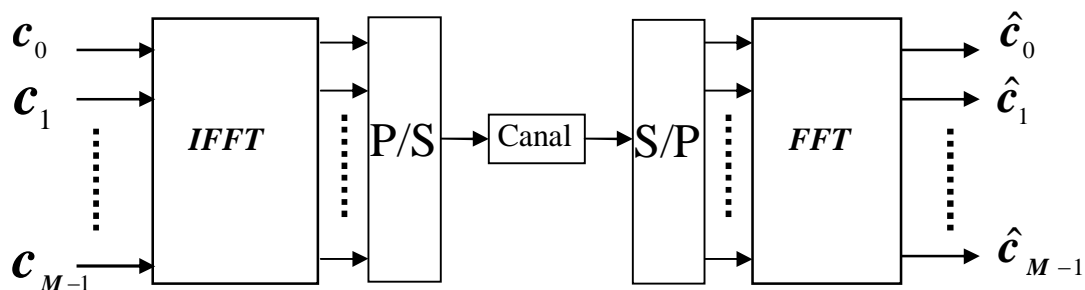


Figure I.4 : Modem OFDM numérique

I.5. L'OFDM avec Intervalle de garde

Lorsqu'un signal mono-porteuse, occupant une bande de fréquence B , est envoyé dans un canal sélectif en fréquence, celui-ci est susceptible d'être particulièrement touché par de forts évanouissements fréquentiels dus au canal de propagation, ceci étant encore plus vrais si B est grande [2]. Cependant, en utilisant un signal à M porteuses. Cela revient à transmettre des données sur des bandes de fréquences très étroites égales à B/M . Ainsi, plus M est grand, on peut considérer que la transmission est réalisée de plus en plus sur des bandes de fréquences où le canal peut être considéré comme constant, comme le montre la figure I.5. On limite ainsi l'effet des forts évanouissements de canal et donc l'ISI. L'égalisation du système revient alors à effectuer une égalisation à un seul coefficient par porteuse.

En contrepartie, lorsque le nombre de sous-porteuses augmente, on augmente alors la durée du temps symbole OFDM. En plus des problèmes de complexité, le système devient alors sensible aux canaux multitrajets. Pour lutter contre ce phénomène Pled et Ruiz ont introduit une version modifiée des systèmes OFDM consistant à allonger la durée symbole [9], passant ainsi de T_0 à $T'_0 = T_0 + \Delta$.

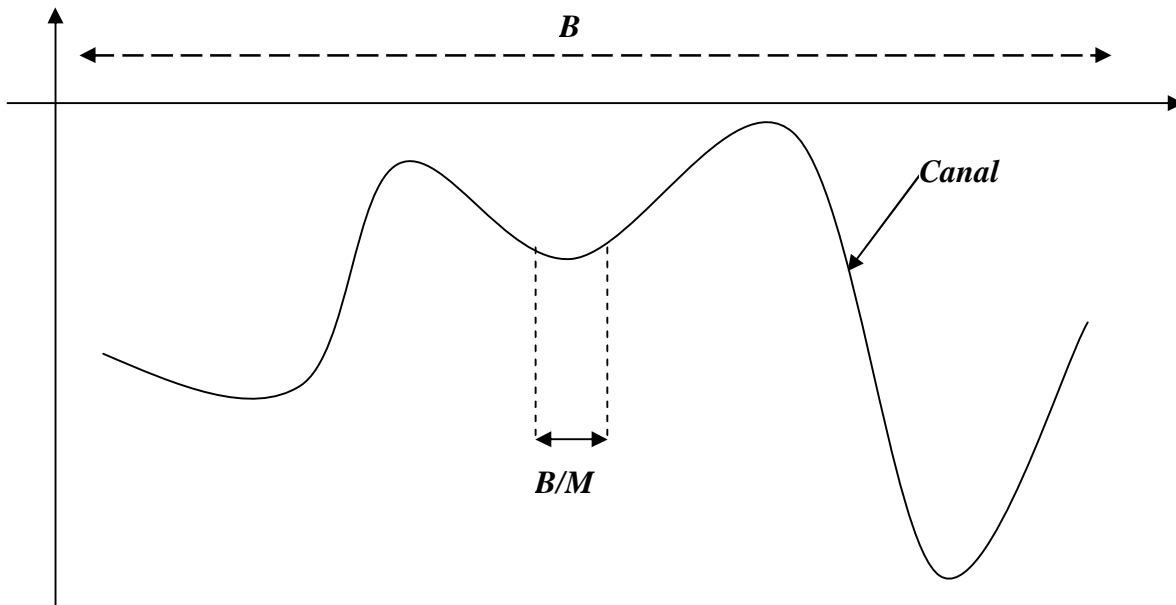


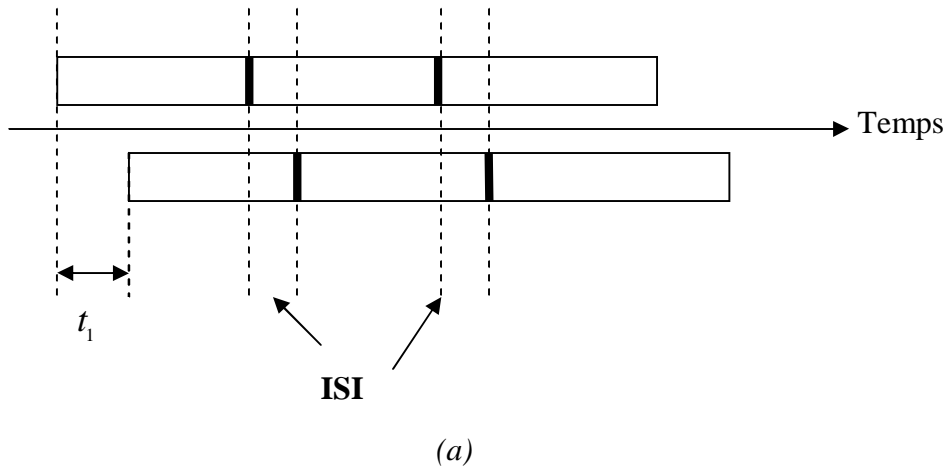
Figure I.5 : Illustration de la robustesse des signaux multiporteuses vis-à-vis des canaux sélectifs en fréquence.

L'adjonction de cet intervalle de durée Δ , appelé intervalle de garde (IG) qui ne comporte pas d'information utile, permet aussi d'absorber les échos dus au canal. La figure I.6 illustre ce principe. Cette figure nous montre que si l'on prend un intervalle de garde de longueur au moins égale au délai maximal introduit par un canal multitrajet, noté ici t_1 , on arrive à s'affranchir totalement de l'interférence inter-symboles (ISI). En temps discret, cette méthode d'égalisation simple existe aussi. On parle alors plutôt de préfixe cyclique (CP) car l'intervalle de garde contient une copie d'une partie du symbole OFDM considéré comme le montre la figure 1.7. Le nouveau temps symbole OFDM contient alors N échantillons avec $N > M$. Le CP est retiré en réception pour éviter les interférences entre les blocs.

La figure I.7 nous indique clairement qu'en utilisant cette solution, on réduit le débit utile dans la mesure où le préfixe cyclique ne contient que de l'information redondante. Cette perte de débit utile (et de l'efficacité spectrale par la même occasion) est proportionnelle au rapport N/M . Dans les cas usuels, la durée de l'intervalle de garde ne dépasse pas en général 25% de la durée du symbole OFDM utile T_0 [2].

La figure I.8 illustre l'impact du préfixe cyclique sur les performances du BER d'un système OFDM/QAM dans un canal multitrajet. Les performances du BER sont améliorés lorsque la durée du CP est supérieure au délai maximal du canal t_1 ($t_1 < T_0 / 32$ et $t_1 < T_0 / 8$).

- Symboles OFDM sans IG :



- Symboles OFDM avec IG :

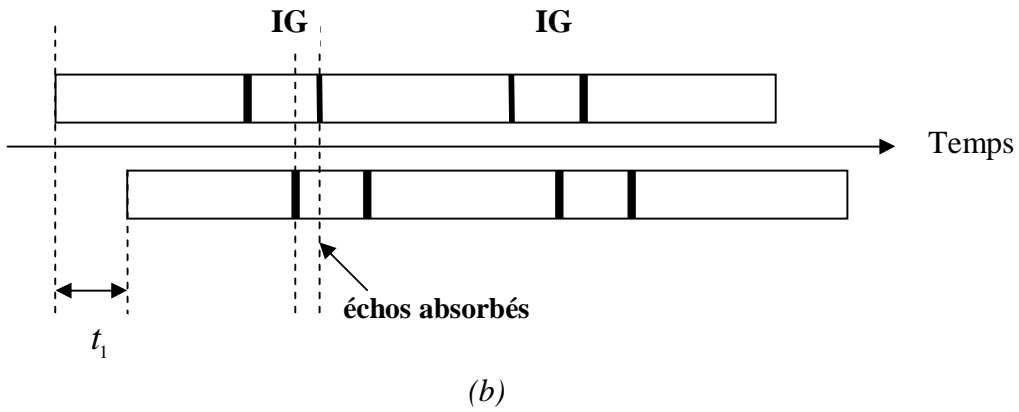


Figure I.6 : L'OFDM avec intervalle de garde (préfixe cyclique) vis-à-vis des canaux multitrajets.

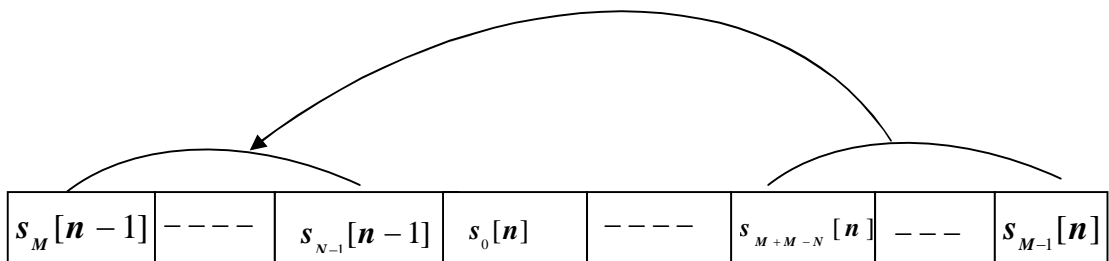


Figure I.7 : Préfixe cyclique pour le $n^{ème}$ temps symbole OFDM.

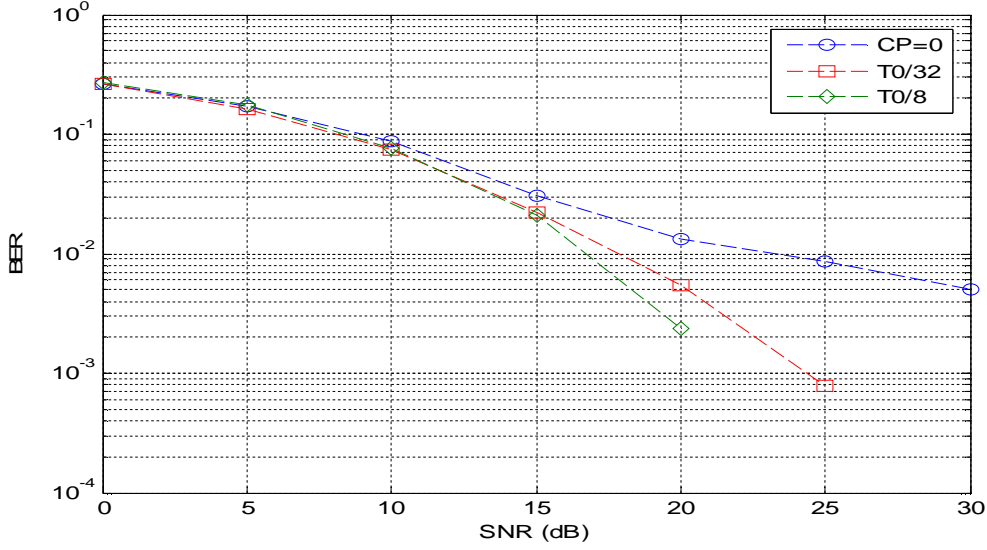


Figure I.8 : Effet de la longueur du CP sur le BER.

I.6. Le Modèle d'un Système OFDM avec Préfixe Cyclique (CP-OFDM)

Soit un système CP-OFDM dans un canal multitrajet de type Rayleigh. Le CP est considéré plus long que le retard maximum du canal donc les ISI sont presque éliminés. Les sous-porteuses aux bords du spectre ne sont pas utilisées (c'est des symboles nuls) pour éviter les problèmes de la fréquence image au récepteur [45]. Le schéma fonctionnel de la CP-OFDM est montré dans figure I.9, où S/P et P/S veulent dire conversion série/parallèle et parallèle/série respectivement.

Après une modulation PSK ou QAM, les données en série sont converties en parallèles. Un signal OFDM est construit par l'utilisation de la transformation de Fourier rapide inverse (IFFT). Le vecteur de l'entrée à l'IFFT est donné par :

$$\bar{X}_m = [X_{m,0}, X_{m,1}, \dots, X_{m,N-1}]^T \quad (\text{I.13})$$

Où $X_{m,n}$ représente le k_{th} sous-porteuse du m_{th} symbole OFDM et N est le nombre de points FFT.

Le vecteur de signal à la sortie de la IFFT est donné par :

$$\bar{x}_m = [x_{m,0}, x_{m,1}, \dots, x_{m,N-1}]^T \quad (\text{I.14})$$

Où $x_{m,n}$ est le n_{th} échantillon du m_{th} symbole OFDM.

$$x_{m,n} = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X_{m,k} e^{j\frac{2\pi}{N}nk} = IFFT \{X_{m,k}\} \quad (\text{I.15})$$

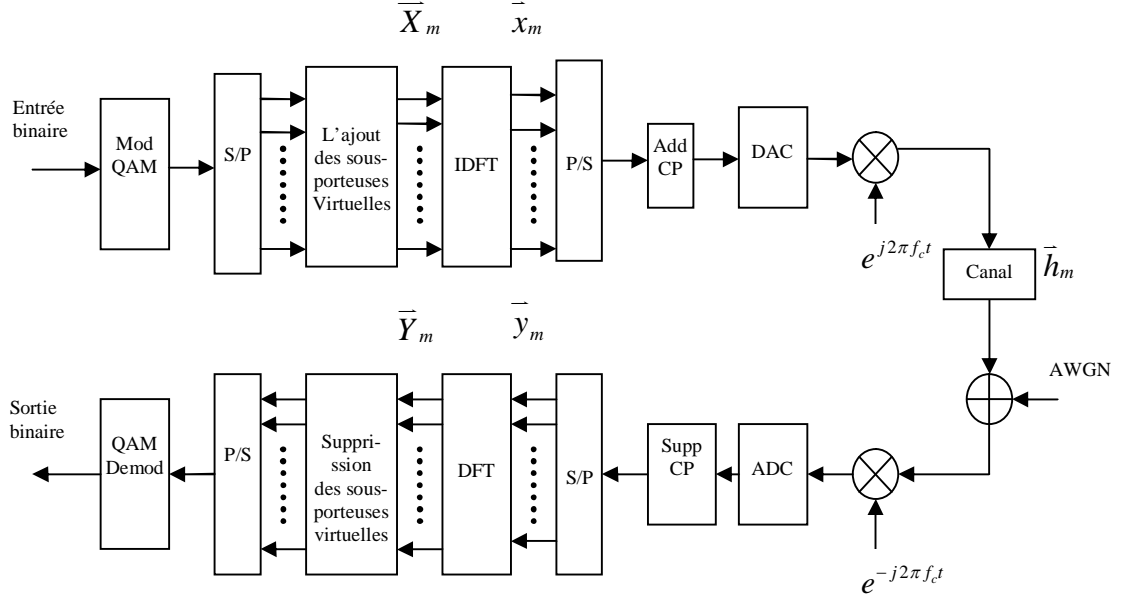


Figure I.9: Schéma bloc du modèle CP-OFDM.

Les préfixes cycliques (CP), qui sont produits avec les copies de la dernière part des symboles OFDM, sont insérés au début de chaque vecteur symbole.

Le vecteur du signal de sortie avec CP est donné par :

$$\begin{aligned} \vec{x}_m^c &= [x_{m,0}^c, x_{m,1}^c, \dots, x_{m,N+q-1}^c]^T = [x_{m,N-q}^c, \\ & x_{m,N-q+1}^c, \dots, x_{m,N-1}^c, x_{m,0}^c, x_{m,1}^c, \dots, x_{m,N-1}^c]^T \end{aligned} \quad (I.16)$$

Où $x_{m,n}^c$ est le n_{th} échantillon du m_{th} symbole OFDM et q la longueur du CP. D'où, le vecteur du signal de réception est donné par :

$$\vec{y}_m^c = \vec{x}_m^c \otimes \vec{h}_m + \vec{w}_m = [y_{m,0}^c, y_{m,1}^c, \dots, y_{m,N+q-1}^c]^T \quad (I.17)$$

Où \otimes dénote la convolution linéaire, \vec{h}_m et \vec{w}_m sont respectivement le vecteur de la réponse impulsionnelle du canal et le vecteur du bruit blanc additif Gaussien (AWGN) du m_{th} symbole OFDM. $y_{m,n}^c$ est le n_{th} échantillon du m_{th} symbole OFDM dans le m_{th} vecteur du signal reçu \vec{y}_m^c .

Le vecteur de la réponse impulsionnelle du canal $\vec{h}_m = [h_{m,0}, h_{m,1}, \dots, h_{m,N-1}]^T$ peut être représenté par :

$$h_{m,k} = \sum_{i=0}^{\gamma-1} h_i^m e^{j\frac{2\pi}{N} f_{D_i} T_n} \delta(\lambda - \tau_i), \quad 0 \leq n \leq N-1 \quad (I.18)$$

Où h_i^m est la réponse impulsionnelle complexe du m_{th} symbole OFDM du i_{th} trajet; f_{D_i} est la fréquence Doppler du i_{th} trajet, qui peut causer des interférence entre sous-porteuse (Inter Carrier Interference : ICI) pour les signaux de réception; T est la période d'échantillonnage ; λ est l'indice d'étalement de délai, et τ_i est le temps d'étalement du trajet i_{th} (path delay time) normalisé par le temps d'échantillonnage.

Après avoir supprimé le CP, le vecteur du signal reçu \vec{y}_m est :

$$\begin{aligned}\vec{y}_m &= [y_{m,0}, y_{m,1}, \dots, y_{m,N-1}]^T \\ &= [y_{m,q}^c, y_{m,q+1}^c, \dots, y_{m,N+q-1}^c]^T\end{aligned}\quad (I.19)$$

Où $y_{m,n}$ représente le n_{th} échantillon du m_{th} symbole OFDM. Le vecteur du signal reçu est

$$\vec{Y}_m = [Y_{m,0}, Y_{m,1}, \dots, Y_{m,N-1}]^T \quad (I.20)$$

Où

$$Y_{m,k} = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} y_{m,n} e^{-j \frac{2\pi}{N} nk} = FFT\{y_{m,n}\} \quad (I.21)$$

Supposons que le CP est plus long que la réponse impulsionnelle du canal, donc, il n'y a aucune ISI entre les symboles OFDM, le vecteur des échantillons démodulés \vec{Y}_m peut être représenté comme [46]:

$$\vec{Y}_m = \vec{X}_m \vec{H}_m + \vec{I}_m + \vec{W}_m \quad (I.22)$$

Avec :

$$\vec{H}_m = [H_{m,0}, H_{m,1}, \dots, H_{m,N-1}]^T \quad (I.23)$$

$$\vec{I}_m = [I_{m,0}, I_{m,1}, \dots, I_{m,N-1}]^T \quad (I.24)$$

$$H_{m,k} = \sum_{i=0}^{\gamma-1} h_i^m e^{j\pi f_{D_i} T} \frac{\sin(\pi f_{D_i} T)}{\pi f_{D_i} T} e^{j \frac{2\pi \tau_i}{N} k}, \quad 0 \leq k \leq N-1 \quad (I.25)$$

$$I_{m,k} = \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{\gamma-1} \sum_{\substack{K=0 \\ K \neq k}}^{N-1} h_i^m X_{m,k} \frac{1 - e^{j2\pi(f_{D_i} - k + K)}}{1 - e^{j \frac{2\pi}{N} (f_{D_i} - k + K)}} e^{-j \frac{2\pi \tau_i}{N} K}, \quad 0 \leq k \leq N-1 \quad (I.26)$$

Où $\bar{w}_m = \text{FFT}\{\bar{w}_m\}$, $H_{m,k}$ est la réponse fréquentielle du canal au k_{th} sous-porteuse du m_{th} symbole OFDM, elle est indépendante du signal transmis $X_{m,k}$, $I_{m,k}$ est la composante de l'ICI dans le signal reçu à la k_{th} sous-porteuse du m_{th} symbole OFDM, qui dépend des valeurs du signal modulé $x_{m,k}$ sur toutes les sous-porteuses.

On notera dans [47] que toutes les N composantes des sous-porteuses utiles sont multipliées par un facteur de phase commun $I_{m,0}$ qui est la moyenne de tous les termes de l'erreur de phase. L'erreur de phase commune se résume en une rotation totale de la constellation du symbole reçu. (Voir la figure I.9 (a) et (b)). Dans la CP-OFDM elle peut être éliminée par plusieurs techniques esquissées dans plusieurs références. Une méthode consiste à mesurer la variation de la phase d'une sous-porteuse pilote et soustraire l'angle tourné de toutes les sous-porteuses [47].

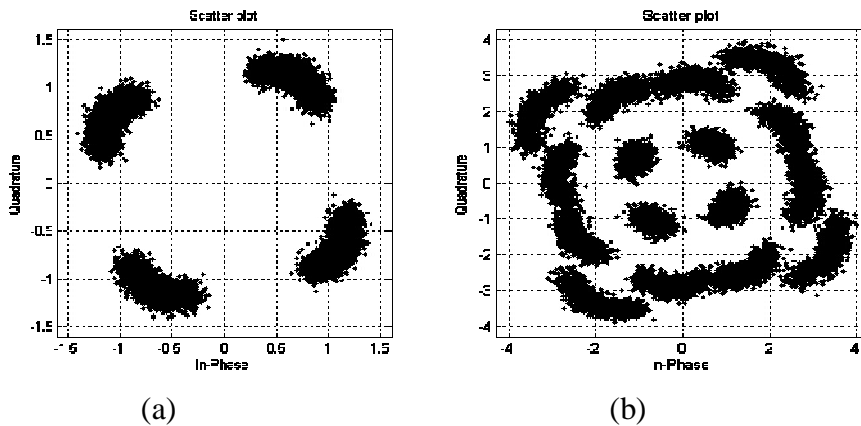


Figure I.10: L'effet du bruit de phase dans la CP-OFDM, (a) constellation 4-QAM, (b) constellation 16-QAM

I.7. L'égalisation du système OFDM (EQ-OFDM)

L'égalisation par le CP n'a pas éliminé les interférences inter sous-porteuses (inter carrier interference : ICI) causé par la dispersion en fréquence. Une alternative est d'utiliser une estimation dynamique du canal qui emploie un égaliseur dans le domaine fréquentiel (FEQ) avant la démodulation de signaux OFDM. L'estimation du canal peut être réalisée par l'insertion des symboles pilotes dans toutes les sous-porteuses de symboles OFDM avec période spécifiée (Block-Type pilot arrangement) comme montre la figure I.11 (a) ou les insérer dans chaque symbole OFDM (Comb-type pilot arrangement) [45][48] comme montre la figure I.11 (b). Dans notre cas la deuxième méthode est utilisée dans le système OFDM égalisé (EQ-OFDM). Cette méthode a été introduite pour satisfaire le besoin pour égaliser quand le canal change même dans un bloc OFDM. L'estimation du canal consiste

en un algorithme pour estimer le canal aux fréquences pilotes, et interpoler le canal. L'estimation du canal aux fréquences pilotes peut être basée sur le LSE, le MMSE ou le LMS [45][48][34]. L'interpolation du canal pour l'EQ-OFDM peut s'effectuer par interpolation linéaire, interpolation de 2^{ème} ordre, interpolation passe bas, interpolation temporelle et interpolation Hermite cubique [45][48]. L'estimation LSE et l'interpolation Hermite cubique ont été utilisées dans notre cas.

Le système EQ-OFDM est employé dans un canal doublement dispersif. Le schéma fonctionnel du système EQ-OFDM est montré dans la figure I.12.

Les N_p signaux pilot sont uniformément insérés dans $X_m(k)$ selon l'équation suivante [48]:

$$\begin{aligned}
 X_m(k) &= X_m(nL+l), \quad n = 0, \dots, N_p - 1 \\
 &= \begin{cases} X_m(p), & l = 0 \\ \text{inf.data}, & l = 1, \dots, L - 1 \end{cases}
 \end{aligned}
 \tag{I.27}$$

Où $L=N/N_p$, $p=nL$ et $X_m(p)$ est la p_{th} valeur de la sous-porteuse pilote.

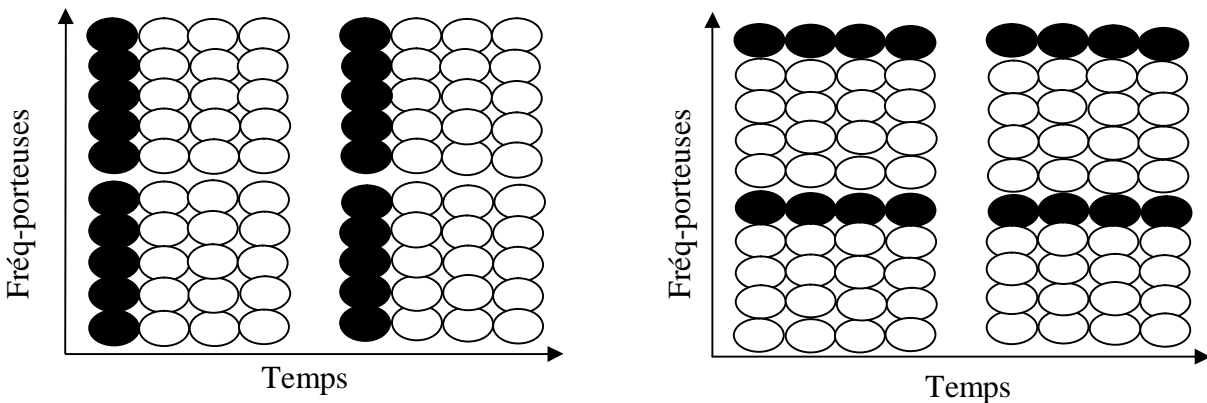


Figure I.11 : (a) Arrangement pilot type bloc.

(b) : Arrangement pilot type comb.

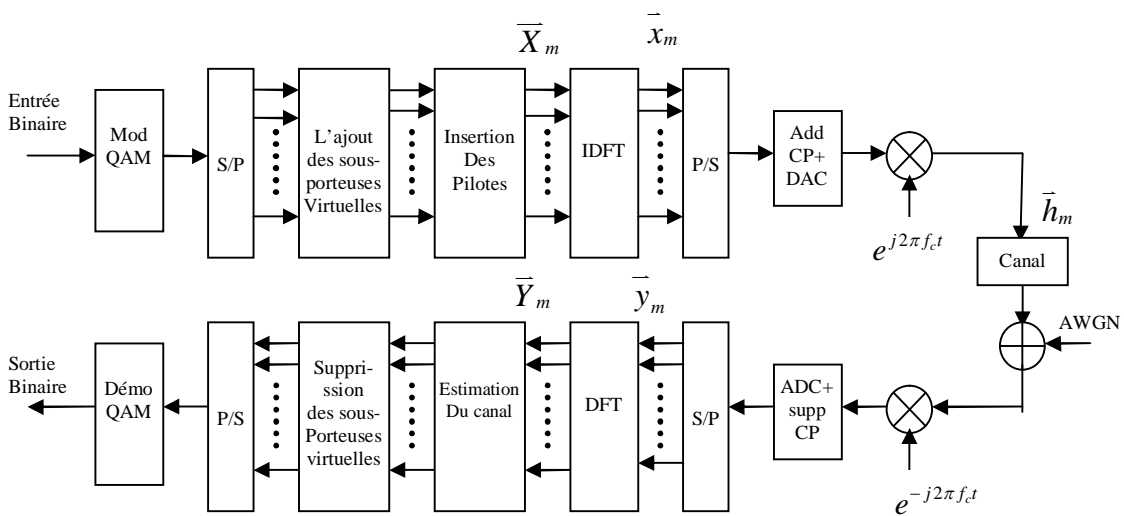


Figure I.12: Schéma bloc du modèle EQ-OFDM.

Ces sous-porteuses pilotes qui sont insérés dans les positions indiqués dessus sont appliquées pour le récepteur du système EQ-OFDM pour estimer la fréquence et poursuivre la phase des signaux reçus. Le mécanisme d'égaliseur à base du LSE et de l'interpolation, est montré sur la figure I.13 [35].

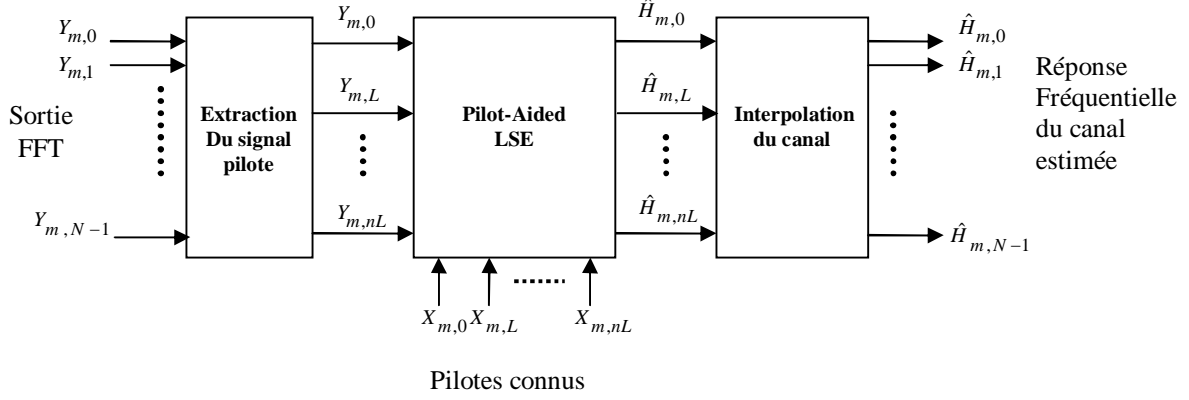


Figure I.13. Diagramme en bloc de l'égaliseur à sous-porteuses pilotes.

Les sous-porteuses pilotes sont extraites du symbole des données transmises, qui comprend N sous-porteuses. La matrice des sous-porteuses pilotes pour le m_{th} symbole est représentée comme :

$$\mathbf{X}_{mp} = \begin{bmatrix} X_{m,0} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & X_{m,L} & \vdots & \vdots \\ \vdots & \dots & \ddots & 0 \\ 0 & \dots & 0 & X_{m,nL} \end{bmatrix} \quad (I.28)$$

Les matrices de la réponse fréquentielle du canal, l'ICI et les pilotes reçus pour le m_{th} symbole sont données dans (I.29), (I.30) et (I.31) respectivement :

$$\mathbf{H}_{m,p} = [H_{m,0} \ H_{m,L} \ \dots \ H_{m,nL}]^T \quad (I.29)$$

$$\mathbf{I}_{m,p} = [I_{m,0} \ I_{m,L} \ \dots \ I_{m,nL}]^T \quad (I.30)$$

$$\mathbf{Y}_{m,p} = [Y_{m,0} \ Y_{m,L} \ \dots \ Y_{m,nL}]^T \quad (I.31)$$

La matrice des sous-porteuses pilotes reçus pour le m_{th} symbole est donné par :

$$\mathbf{Y}_{m,p} = \mathbf{X}_{m,p} \mathbf{H}_{m,p} + \mathbf{I}_{m,p} + \mathbf{W}_{m,p} \quad (I.32)$$

Où $W_{m,p}$ est la matrice du bruit. L'algorithme LSE [36] est utilisé pour estimer la matrice de la réponse fréquentielle du canal $\hat{H}_{m,p}$ par les signaux pilotes.

$$\hat{H}_{m,p} = (\mathbf{X}_{m,p}^H \mathbf{X}_{m,p})^{-1} \mathbf{X}_{m,p}^H \mathbf{Y}_{m,p} \quad (\text{I.33})$$

Où $\mathbf{X}_{m,p}^H$ est la matrice Hermitian de $\mathbf{X}_{m,p}$. La matrice $\hat{H}_{m,p}$ minimise la sortie du canal par le MSE (Minimum Square Error), i.e. $\|\mathbf{Y}_{m,p} - \mathbf{X}_{m,p} \hat{H}_{m,p}\|^2$, est minimum.

La matrice Pseudo-inverse de $\mathbf{X}_{m,p}$ peut être obtenue par $(\mathbf{X}_{m,p}^H \mathbf{X}_{m,p})^{-1} \mathbf{X}_{m,p}^H = \mathbf{X}_{m,p}^\dagger$. Puisque $\mathbf{X}_{m,p}$ est une matrice carrée, sa matrice inverse existe. L'équation (I.33) peut être simplifiée comme :

$$\hat{H}_{m,p} = \mathbf{X}_{m,p}^{-1} \mathbf{Y}_{m,p} \quad (\text{I.34})$$

La réponse fréquentielle du canal pour les sous-porteuses pilotes du m_{th} symbole est calculées par :

$$\hat{H}_{mp} = \begin{pmatrix} X_{m,0} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & X_{m,L} & \vdots & \vdots \\ \vdots & \dots & \ddots & 0 \\ 0 & \dots & 0 & X_{m,nL} \end{pmatrix}^{-1} \begin{pmatrix} Y_{m,0} \\ Y_{m,L} \\ \vdots \\ Y_{m,nL} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} Y_{m,0}/X_{m,0} \\ Y_{m,L}/X_{m,L} \\ \vdots \\ Y_{m,nL}/X_{m,nL} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \hat{H}_{m,0} \\ \hat{H}_{m,L} \\ \vdots \\ \hat{H}_{m,nL} \end{pmatrix} \quad (\text{I.35})$$

Après avoir estimé le canal à la fréquence des sous-porteuses pilotes par le LSE, toutes les sous-porteuses des données du m_{th} symbole peuvent être obtenues par une interpolation Hermite cubique. Deux sous-porteuses pilotes consécutives sont utilisées pour déterminer la réponse fréquentielle du canal pour les sous-porteuses de données qui sont localisées entre le $p^{ème}$ et le $(p+L)^{ème}$ sous-porteuse où p est égale à $0, L, 2L, \dots, nL$.

I.8. Les résultats de simulation:

Les performances d'un système de communication sont généralement évaluées en mesurant le BER. La section simulation inclue deux parties. La première contient une évaluation des performances de la CP-OFDM. Dans la deuxième, nous nous intéressons à une comparaison des performances du système CP-OFDM et avec ceux du système EQ-OFDM. Dans toutes les simulations nous avons supposé le nombre total de sous-porteuses $N = 4096$. Le nombre des sous-porteuses utilisé est 1706. La longueur du CP est $1/32$ de la durée du symbole OFDM. Le nombre des pilotes utilisés (pour l'EQ-OFDM) est 64 uniformément insérés avec un pas de 64 sous-porteuses.

I.8.1. le système CP-OFDM

Les résultats de la simulation montrent les performances de système CP-OFDM en terme de BER. Trois techniques de modulation BPSK, QPSK et 16PSK ont été utilisées.

I.8.1.1. L'effet d'un canal AWGN

L'effet du bruit blanc Gaussien Additif (AWGN) sur la performance d'un système mono-porteuse et un système multi-porteuse pour trois types de constellation (BPSK, QPSK et 16-PSK) sont montrés sur la figure I.14. Nous pouvons dire que la technique multi-porteuse OFDM n'est pas destinée pour convaincre l'effet d'un canal AWGN, d'où la performance de la technique multi-porteuse OFDM est semblable à une modulation numérique mono-porteuse standard.

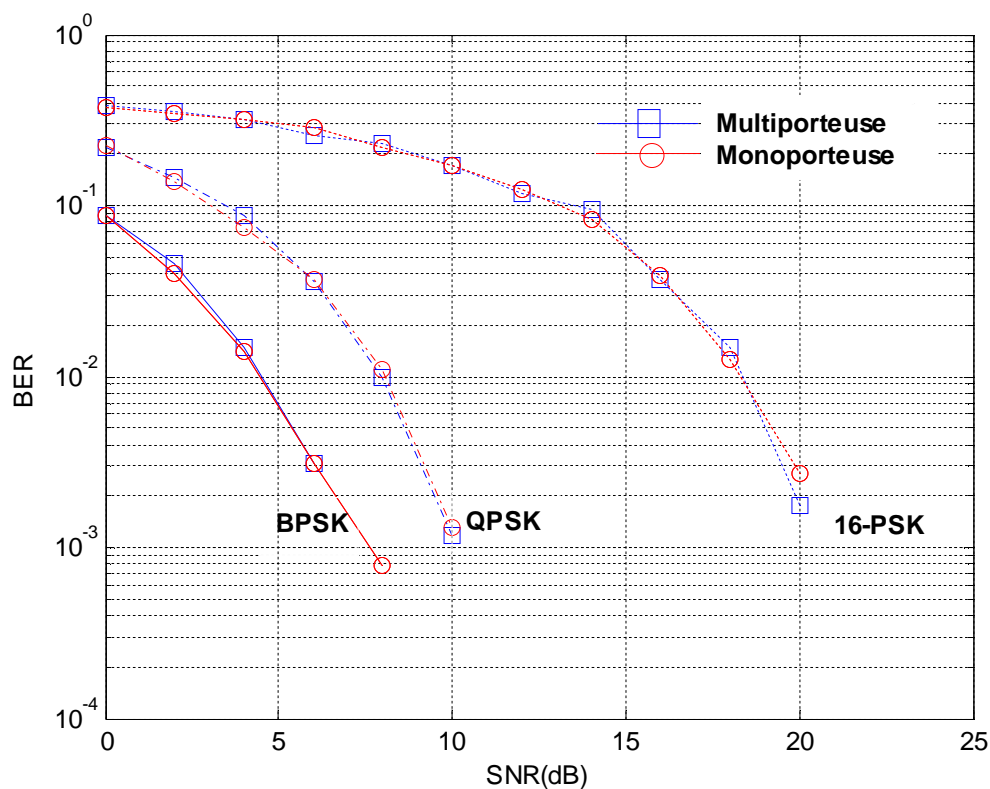


Figure I.14 : Le BER en fonction du SNR pour un système mono-porteuse et un système multi-porteuse (OFDM) avec des constellations de type BPSK, QPSK et 16-PSK.

I.8.1.1. L'effet d'étalement de retard

Pour un intervalle de garde de 128 échantillons l'effet d'étalement de retard (delay spread) sur la performance de système OFDM pour trois types de modulations (BPSK, QPSK et 16-PSK) est montré sur la figure I.15. Il peut être observé à partir de cette figure que le BER commencera à augmenter quand la longueur d'étalement de retard atteindra la longueur de l'intervalle de garde et

augmentera rapidement quand la longueur d'étalement de retard est plus longue que la longueur de l'intervalle de garde. De la figure I.15, on peut conclure que l'effet des interférences inter-symbole (ISI) dû au multitrajet peut être éliminé en augmentant la longueur de l'intervalle de garde. Cela permet à l'OFDM de transmettre les données à grande vitesse sans causer l'effet des ISI.

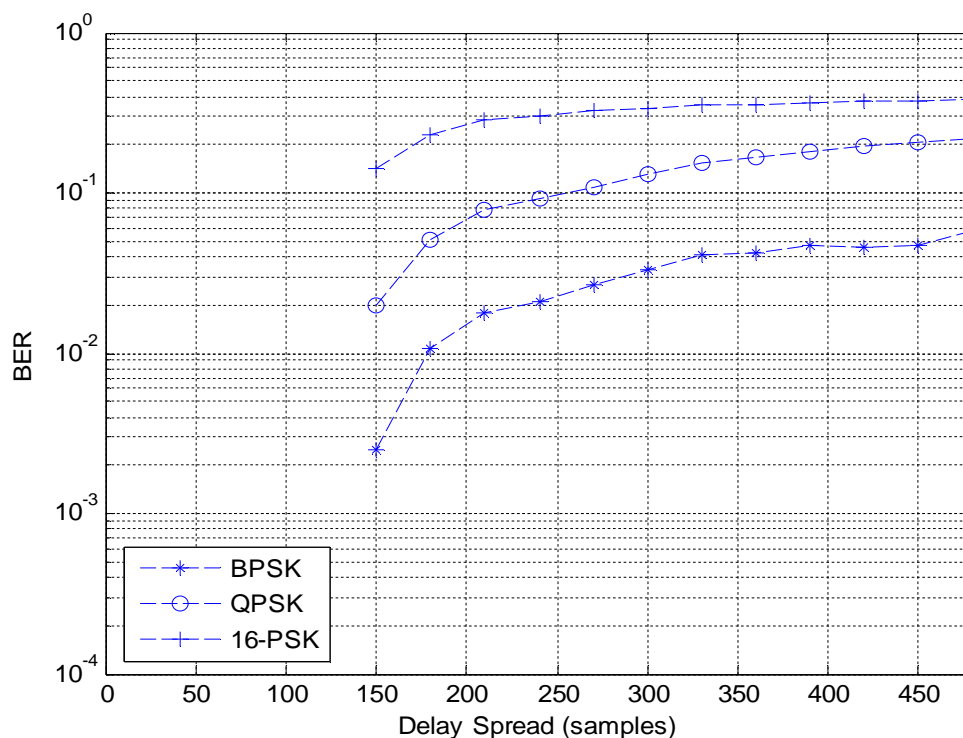


Figure I.15: Le BER en fonction de l'étalement de retard dans un canal multitrajet avec des constellations de types BPSK, QPSK et 16-PSK.

I.8.1.1. L'effet du canal multitrajet urbain

Les performances du système OFDM dans un canal multitrajet urbain de 09 trajets pour les trois techniques de modulation BPSK, QPSK et 16-PSK sont illustrées sur la figure II.16 au-dessus et ont été simulées à une vitesse du récepteur de 50 km/h. On peut observer à partir de la figure II.16 que pour atteindre un BER de 10^{-3} , le système OFDM qui utilise la modulation BPSK a besoin d'un SNR au moins de 18 dB, le système OFDM qui utilise la modulation QPSK a besoin d'un SNR au moins de 23 dB et le système OFDM qui utilise la modulation 16-PSK a besoin d'un SNR élevé pour atteindre un BER de 10^{-3} . Donc l'OFDM qui utilise une modulation 16-PSK est défavorable dans le cas d'un canal urbain.

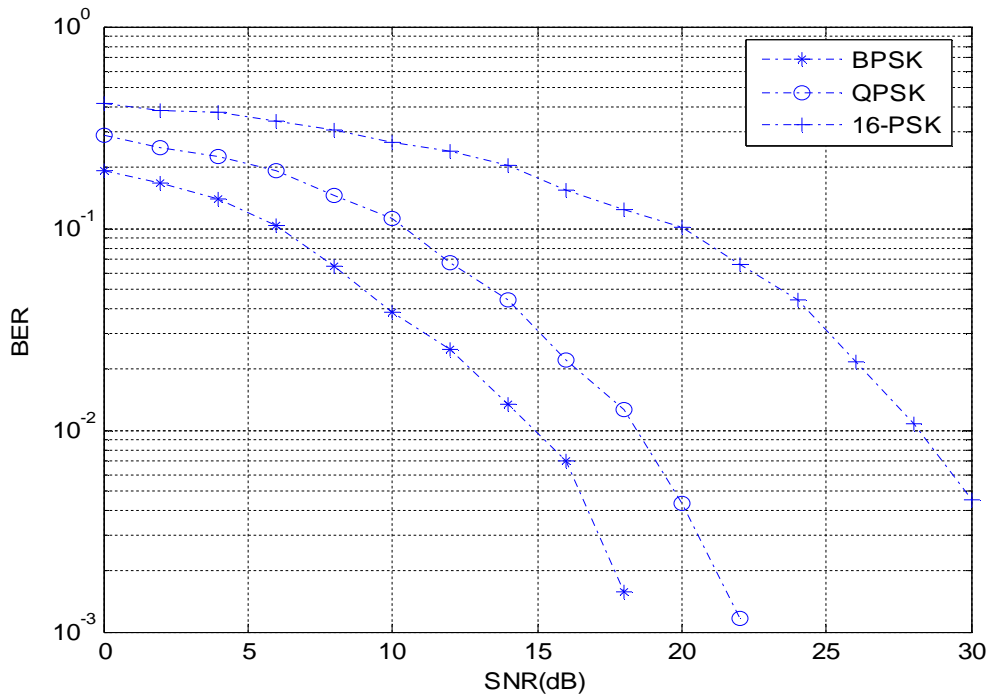


Figure I.16: Le BER en fonction du SNR dans un canal multitrajet avec des constellations de types BPSK, QPSK et 16-PSK.

I.8.2. Le système EQ-OFDM

Pour faire une comparaison juste, tous les paramètres de la simulation sont identiques dans le système CP-OFDM et le système EQ-OFDM. Une modulation QAM à 4, 16 et 64 point de constellation a été utilisée pour toutes les sous-porteuses. Un canal multitrajet de type Rayleigh a été utilisé avec les paramètres cités dans le tableau I.1 [36].

La vitesse du récepteur V_m est entre 20 et 120Km/hr. Les retards des trajets sont des multiples de la période d'échantillonnage T_s du signal OFDM. L'effet du bruit blanc additif Gaussien est introduit aussi dans cette simulation

Trajets	1	2	3	4	5	6
Retards[T_s]	0	2	4	7	11	14
Puissance[dB]	0	-7	-15	-22	-24	-19

Table I.1. Paramètres du canal.

Le diagramme de constellation de la 4-QAM et la 16-QAM du signal OFDM de sortie est représenté sur les figures I.17 et I.18 respectivement pour l'OFDM avec un intervalle de garde (CP-OFDM) et L'OFDM égalisée (EQ-OFDM) avec un SNR =20dB et $V_m=90$ Km/h. L'effet de

l'évanouissement variable dans le temps du canal OFDM ne peut pas être compensé efficacement par la CP-OFDM. Lorsque 64 sous-porteuses pilotes sont insérées uniformément dans chaque symbole OFDM les performances du récepteur OFDM sont améliorées.

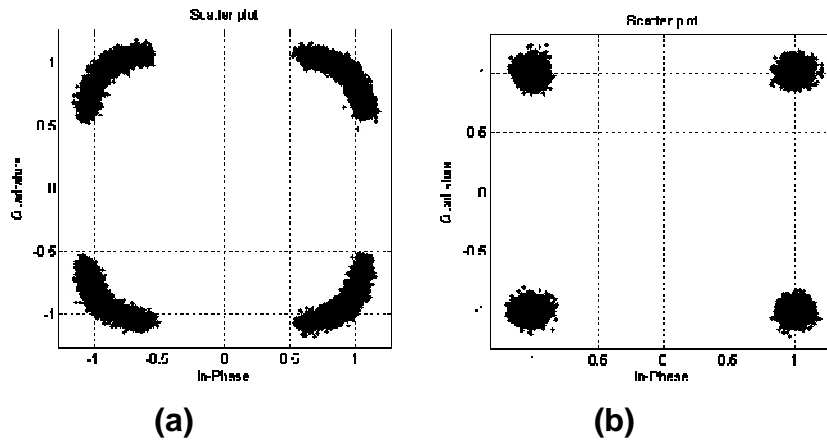


Figure 1.17 : Le diagramme de constellation pour 4-QAM en utilisant :
 (a) CP-OFDM; (b) EQ-OFDM (SNR=20dB, Vm=90Km/hr).

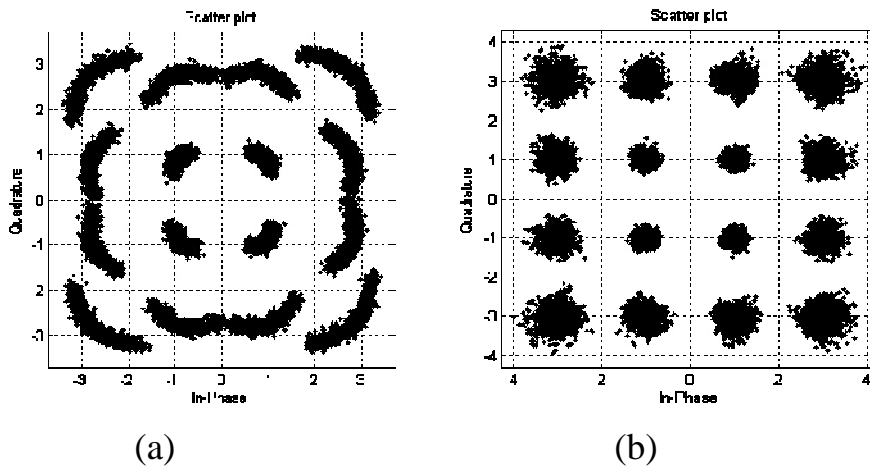


Figure 1.18 : Le diagramme de constellation pour 16-QAM en utilisant :
 (a) CP-OFDM; (b) EQ-OFDM (SNR = 20dB, Vm=90Km/hr).

Des simulations sont faites aussi pour différentes modulations QAM et différentes vitesses du récepteur. Les performances de la CP-OFDM et l'EQ-OFDM en terme de BER pour une vitesse de $V_m = 90\text{Km/hr}$ dans un canal multitrajet de type Rayleigh avec la 4-QAM, la 16-QAM et la 64-QAM sont présentées sur la figure I.19. On constate que le système EQ-OFDM résistant mieux que le système CP-OFDM aux ICI causé par la présence d'une fréquence Doppler créée par le déplacement du récepteur par rapport à l'émetteur.

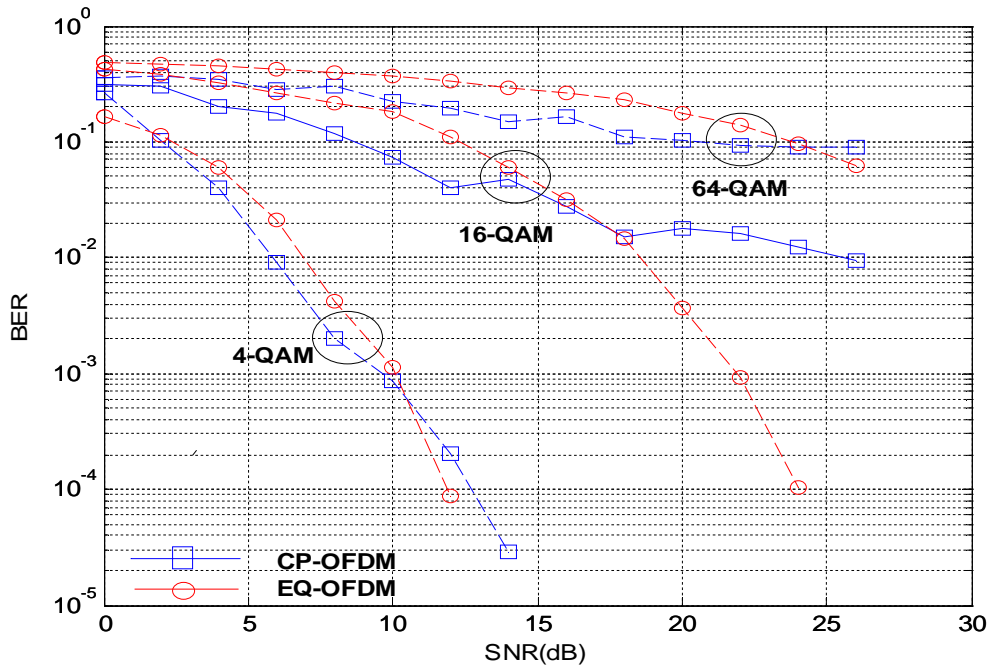
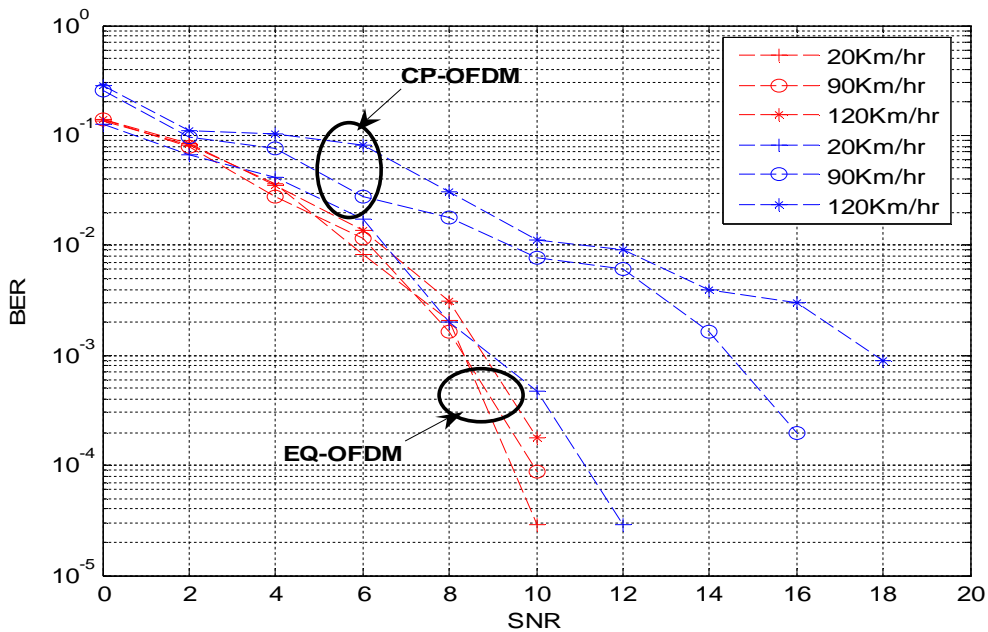
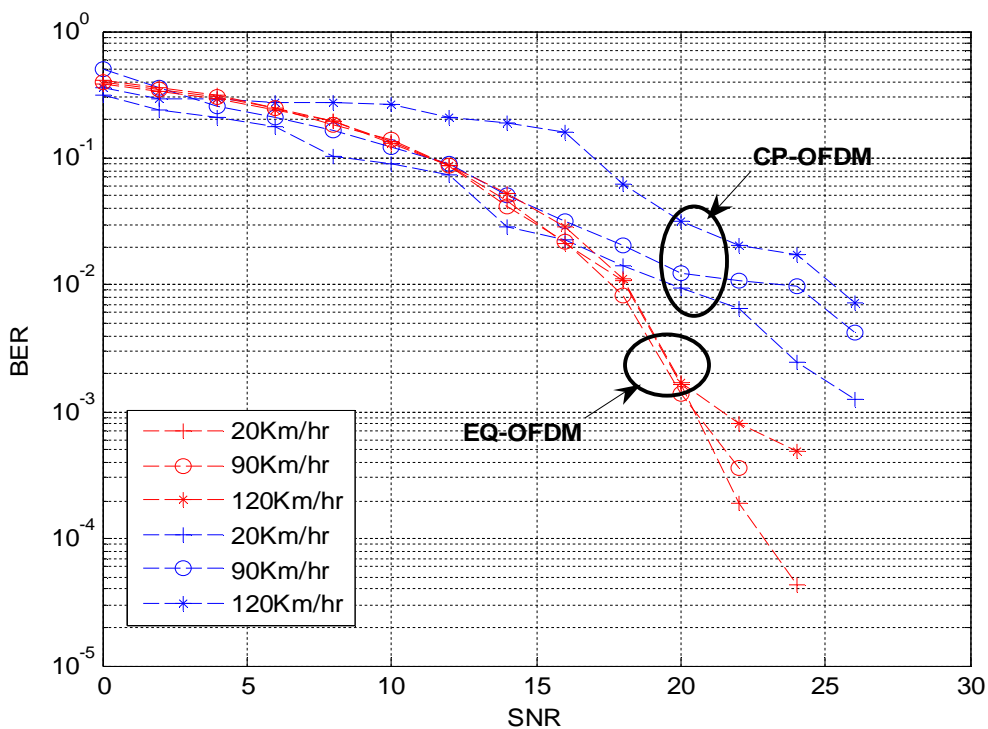


Figure I.19. La comparaison du BER de la CP-OFDM et EQ-OFDM avec différentes types de constellation QAM.

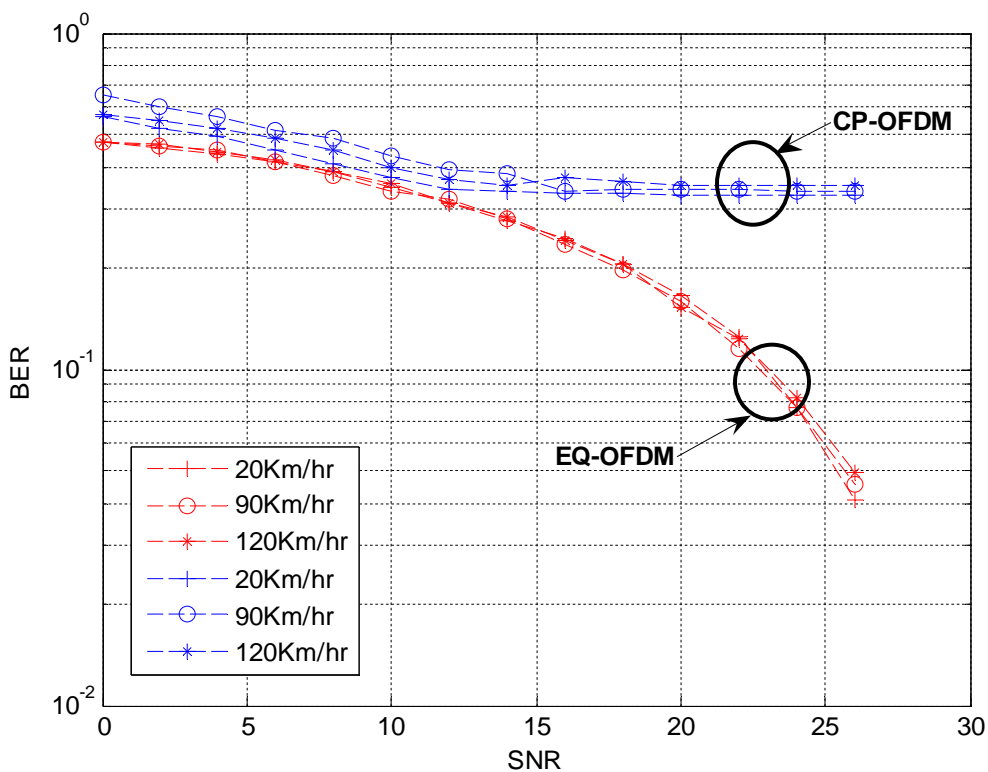
Pour les mêmes types de modulation et avec une vitesse variée entre 20 et 120Km/hr, les performances du BER pour la CP-OFDM et l'EQ-OFDM sont présentés sur les figures I.20 (a), (b) et (c). Nous pouvons noter que lorsque le canal est doublement dispersif l'EQ-OFDM peut améliorer la performance du BER.



(a)



(b)



(c)

Figure I.20: Comparaison du BER de la CP-OFDM et EQ-OFDM pour différentes vitesse du récepteur pour les modulations : (a) 4-QAM; (b) 16-QAM; (c) 64-QAM.

Il peut être observé de ces figures (I.20 a, b et c) que la vitesse du récepteur n'affecte pas considérablement la performance de système EQ-OFDM. La performance du système EQ-OFDM est presque la même pour un SNR de 0 à 12 dB dans le cas d'une constellation 4-QAM et de 0 à 26 dB dans le cas d'une constellation 16 et 64-QAM. Par contre, la performance du système CP-OFDM est légèrement affectée pour une constellation 4-QAM. Elle est totalement dégradée pour une constellation 16-QAM et 64-QAM et cela est dû aux ICI.

I.9. Conclusion:

Dans ce premier chapitre, nous avons présenté dans un premier temps la modulation multi-porteuse OFDM afin de comprendre son principe et ses atouts pour les systèmes de communication. Elle est en effet une bonne candidate grâce notamment à sa maturité et surtout à ses avantages en terme de robustesse sur des canaux multitrajets et sélectifs en fréquence, et aussi d'implémentation facile en se basant sur la FFT.

Nous avons ensuite présenté la version OFDM avec un préfixe cyclique qui est utilisé pour combattre les effets de la perte de l'orthogonalité causés par la distorsion de l'amplitude et la phase introduite par le canal de transmission.

L'OFDM avec préfixe cyclique est une simple et élégante solution, cependant, elle est incapable de combattre les interférences inter sous-porteuses (ICI) causées par le canal, d'où l'utilisation d'une OFDM avec égalisation. Cette méthode est basée sur l'insertion des sous-porteuses pilotes et utilise l'algorithme LSE et une interpolation cubique pour l'estimation du canal.

Enfin, d'après l'étude analytique et comparative effectuée entre les deux systèmes (CP-OFDM et EQ-OFDM) et les résultats de simulation obtenus pour un canal AWGN multitrajet en présence de l'effet Doppler et pour différents types de constellations, nous pouvons constater qu'un choix judicieux, pour surmonter les difficultés de l'élimination des ISI et ICI, dans les plus mauvaises conditions et circonstances, est d'employer le système CP-OFDM pour les ISI et le système EQ-OFDM pour les ISI et ICI mais au prix d'une dégradation de l'efficacité spectrale .

Chapitre II

La Modulation OFDM/OQAM



II.1. Introduction

Au cours du chapitre précédent, nous nous sommes intéressés à la modulation OFDM qui transmet simultanément les parties en phase et en quadrature de phase des données en même temps. Nous avons vu aussi que cette modulation présente des points intéressants vis-à-vis des canaux multitrajets. Cependant, le problème majeur se pose à l'émission. En effet, la modulation OFDM utilise une forme d'onde rectangulaire, sa réponse fréquentielle est alors un sinus cardinal. Une conséquence est donc un spectre d'émission très mal localisé en fréquence. De plus, le premier lobe secondaire de la densité spectrale de puissance remonte à -13 dB [3] ce qui rend cette modulation difficilement applicable en l'état pour des applications possédant un masque d'émission très strict (comme les PLC par exemple)[2].

Par ailleurs, l'utilisation d'un préfixe cyclique pour combattre les canaux multitrajets va diminuer l'efficacité spectrale du système OFDM. Pour éviter cette perte d'efficacité spectrale, nous allons maintenant considérer des modulations qui transmettent les parties en phase et en quadrature de phase des données, non pas au même temps, mais d'un demi-temps symbole, appelé « Offset ». Nous parlerons alors de la modulation O(ffset)QAM ou OFDM/OQAM quand le système est orthogonal.

Dans un premier temps, nous rappelons quelques définitions issues de la référence [20]. Ensuite nous présentons et détaillons le principe de fonctionnement de la modulation OFDM/OQAM. A partir de cela, nous déterminons le modem associé en se basant sur le traitement multicadence. Nous donnons en outre le schéma de réalisation plus efficace dérivé à base de la FFT. Nous allons voir aussi les formes d'ondes utilisées comme des filtres prototypes. Enfin nous présentons la simulation du modem OFDM/OQAM.

II.2. Définition

Soit h une fonction de $L_2(\mathbb{R})$. On note $H(\nu)$ sa transformée de Fourier. On note par $\|\cdot\|$ la norme associée au produit scalaire défini par l'égalité (I.7) (chapitre I). On définit les moments d'ordre 1 et 2 en temps et en fréquence comme suit :

-moment d'ordre 1 en temps

$$m^{(1)}(h) = \frac{1}{\|h\|^2} \int_{-\infty}^{+\infty} t |h(t)|^2 dt; \quad (\text{II.1})$$

-moment d'ordre 2 en temps :

$$m^{(2)}(h) = \frac{1}{\|h\|^2} \int_{-\infty}^{+\infty} (t - m^{(1)}(h))^2 |h(t)|^2 dt; \quad (\text{II.2})$$

-moment d'ordre 1 en fréquence :

$$M^{(1)}(h) = \frac{1}{\|h\|^2} \int_{-\infty}^{+\infty} \nu |H(\nu)|^2 d\nu; \quad (\text{II.3})$$

-moment d'ordre 2 en fréquence :

$$M^{(2)}(h) = \frac{1}{\|h\|^2} \int_{-\infty}^{+\infty} (\nu - M^{(1)}(h))^2 |H(\nu)|^2 d\nu; \quad (\text{II.4})$$

On définit alors la localisation temps-fréquence de la manière suivante :

Définition II.2.1 (Localisation temps-fréquence) On appelle localisation temps-fréquence d'une fonction h de $L_2(\mathbb{R})$, la grandeur $\xi(h)$ définie par :

$$\xi(h) = \frac{1}{4\pi\sqrt{m^{(2)}(h)M^{(2)}(h)}}. \quad (\text{II.5})$$

Nous avons aussi le résultat suivant :

Théorème II.1 (Inégalité d'Heisenberg – Gabor)

Soit $h \in L_2(\mathbb{R})$, alors :

$0 \leq \xi(h) \leq 1$ et l'égalité $\xi(h) = 1$ est atteinte si et seulement si $h(t) = Ce^{st^2}$ avec $C \in \mathbb{C}$ et $s > 0$ (fonction gaussienne).

Introduisant maintenant quelques définitions et résultats concernant la famille de Weyl-Heisenberg (ou de Gabor).

Définition II.2.2 (famille de Wely-Heisenberg) Soient $h \in L_2(\mathbb{R})$, $F_0 \in \mathbb{R}$ et $T_0 \in \mathbb{R}$. On appelle famille de Weyl-Heisenberg (ou de Gabor) de $L_2(\mathbb{R})$ toute famille $(h_{m,n})_{(m,n) \in \mathbb{Z}^2}$ de fonction de $L_2(\mathbb{R})$ vérifiant :

$$\forall t \in \mathbb{R}, \quad h_{m,n}(t) = h(t - nT_0)e^{j2\pi mF_0 t}. \quad (\text{II.6})$$

La fonction h est appelée fonction prototype. Les fonctions $h_{m,n}$ sont les translatées en temps et en fréquence de la fonction prototype. On appelle de plus la grandeur $\rho = 1/T_0 F_0$ densité de la famille de Weyl-Heisenberg.

Il est alors démontré dans [38] qu'une famille de Weyl-Heisenberg forme une base orthogonale de $L_2(R)$ si $\rho = 1$. Notons enfin, en observant l'équation (I.6) du chapitre I, que la famille de fonctions $(\Pi_{m,n})$ forme une famille de Weyl-Heisenberg de densité 1.

Théorème II.2 (Théorème Balian-Low) :

Soit $(h_{m,n})_{(m,n) \in \mathbb{Z}^2}$ une famille de Weyl-Heisenberg de densité 1 de $L_2(R)$, alors :

$$m^{(2)}(h)M^{(2)}(h) = +\infty,$$

Ce théorème explique que pour de telles familles de fonctions, il n'est pas possible d'avoir une fonction prototype h à la fois bien localisée en temps et en fréquence. En effet, selon le théorème de Balian-Low et la définition de la localisation temps-fréquence (Définition II.2.1), on obtient une valeur de localisation tendant vers 0. Ainsi, en appliquant ce théorème pour le cas de l'OFDM qui est un système basé sur des familles de Weyl-Heisenberg de densité 1, nous obtenons la propriété suivante :

Propriété II.2.1 : Pour un système OFDM classique, on ne peut avoir seulement que deux de ces trois caractéristiques simultanément :

1. $\rho = 1$;
2. un système orthogonal ;
3. une forme d'onde bien localisée en temps et en fréquence.

II.3. Principe de fonctionnement de la modulation OFDM/OQAM

La propriété II.2.1 impose donc des contraintes très fortes concernant les systèmes OFDM avec des formes d'ondes autres que rectangulaires. La première solution est de conserver les caractéristiques 2 et 3 et dès lors, on ne peut plus avoir la caractéristique 1. Nous sommes ainsi obligés d'avoir $\rho < 1$, d'après ce qui suit la définition II.2.2 pour conserver une famille de fonctions orthogonales. La solution mettant en œuvre ceci s'appelle alors OFDM suréchantillonnée ou encore FMT (Filtered MultiTone) et sera développée au 3^{ème} chapitre.

Une autre solution est de sortir du cadre du théorème de Balian-Low en construisant des familles de fonctions qui restent des familles de Gabor mais qui offrent des caractéristiques particulières. Cette solution s'appelle OFDM/OQAM.

L'idée donc est de remplacer en OFDM la forme d'onde rectangulaire par une forme d'onde ayant de meilleures propriétés en terme de localisation temps-fréquence et ayant, en particulier, une réponse fréquentielle possédant une plus forte atténuation. Parallèlement à cela, il faut conserver les caractéristiques propres de l'OFDM à savoir l'orthogonalité et la bonne efficacité spectrale (idéalement, la même qu'en OFDM sans intervalle de garde). Des solutions de ce type ont déjà été proposés dans la littérature comme le Windowed OFDM [3] ou encore le Windowed DFT [37] mais elles présentent l'inconvénient de ne pas offrir un système parfaitement orthogonal en absence de canal.

II.3.1. Modulation OFDM/OQAM à temps continu

Suite aux conséquences du théorème de Balian-Low, la modulation OFDM/OQAM a pour objectif de proposer une solution orthogonale et une efficacité spectrale identique à l'OFDM classique tout en conservant la possibilité d'utiliser une forme d'onde autre que la forme d'onde orthogonale. Pour cela, nous devons sortir du cadre initié par la théorie de Gabor en proposant un autre schéma de transmission de données.

Ainsi, au lieu de transmettre un symbole $c_{m,n} = c_{m,n}^R + jc_{m,n}^I$ complexe par fréquence et par temps symbole T_0 comme en OFDM, on propose de transmettre avec un décalage égal à $T_0/2$ soit la partie réelle soit la partie imaginaire du symbole $c_{m,n}$ tout en imposant que deux symboles adjacents en temps comme en fréquence aient une différence de phase égale à $\pi/2$. En référence à la possibilité (non unique) d'utiliser une constellation QAM pour chaque sous-porteuse, ce schéma de transmission est appelé OQAM (pour Offset QAM) du fait du décalage introduit concernant la partie réelle et la partie imaginaire du symbole à transmettre. Le tableau II.1 illustre plus clairement la manière dont sont transmis les symboles et la figure II.1 donne une comparaison du plan temps-fréquence du schéma OFDM/QAM et du schéma OFDM/OQAM. On constate que ce plan temps-fréquence est deux fois plus dense pour l'OFDM/OQAM que pour l'OFDM.

	$nT_0 - T_0/2$	nT_0	$nT_0 + T_0/2$
$(2m+1)F_0$	$c_{2m+1,n-1}^R$	$jc_{2m+1,n}^I$	$c_{2m+1,n}^R$
$2mF_0$	$jc_{2m,n-1}^I$	$c_{2m,n}^R$	$jc_{2m,n}^I$
$(2m-1)F_0$	$c_{2m-1,n-1}^R$	$jc_{2m-1,n}^I$	$c_{2m-1,n}^R$

Tableau II.1 Schéma de transmission des symboles OFDM/OQAM.

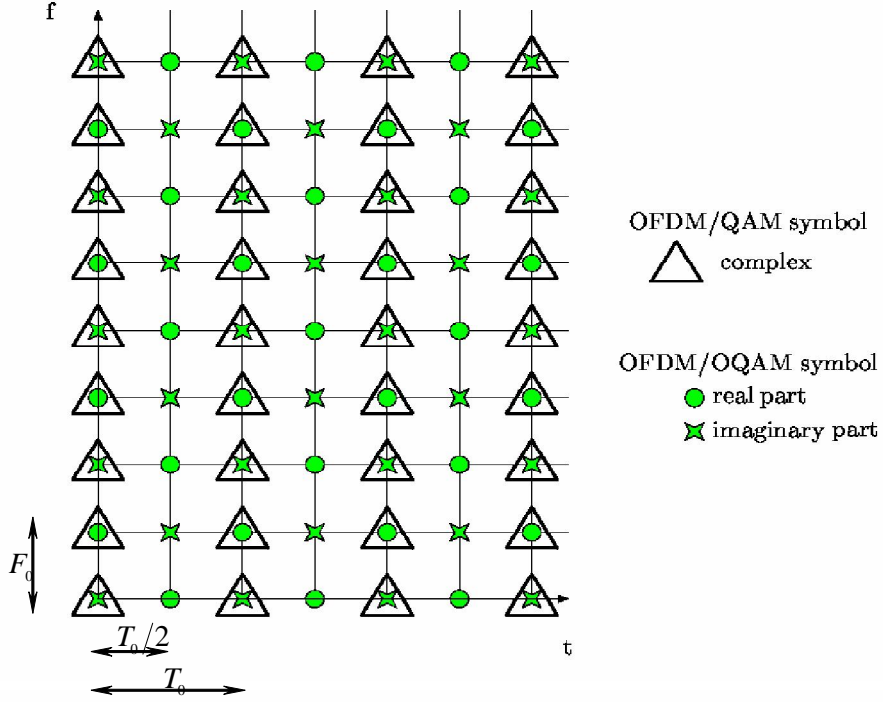


Figure II.1: Le plan temps-fréquence de l'OFDM/OQAM comparé avec l'OFDM.

Ainsi, en posant h une fonction de $L_2(\mathbb{R})$, continue, à valeurs réelles ou complexes, nous pouvons écrire le signal associé à ce schéma de transmission, en supposant que M est paire ($M=2N$), de la manière suivante en bande de base :

$$s(t) = \sum_{m=0}^{N-1} \sum_n (c_{2m,n}^R h(t-nT_0) + jc_{2m,n}^I h(t-nT_0-T_0/2)) e^{j2\pi(2m)F_0 t} + (c_{2m+1,n}^R h(t-nT_0-T_0/2) + jc_{2m+1,n}^I h(t-nT_0)) e^{j2\pi(2m+1)F_0 t} \quad (II.7)$$

Avec T_0 le temps symbole et F_0 l'écart inter-porteuse.

Si l'on note $c_m(t) = \sum_n c_{m,n} \delta(t-nT_0) = c_m^R(t) + c_m^I(t)$, le signal $s(t)$ peut aussi s'écrire comme une somme de produits de convolution faisant apparaître $h(t)$ comme un filtre analogique de modulation :

$$s(t) = \sum_{m=0}^{N-1} \left\{ c_{2m}^R(t) \otimes h(t) + jc_{2m}^I(t-T_0/2) \otimes h(t-T_0/2) \right\} e^{j2\pi(2m)F_0 t} + \left\{ jc_{2m+1}^I(t) \otimes h(t) + c_{2m+1}^R(t-T_0/2) \otimes h(t-T_0/2) \right\} e^{j2\pi(2m+1)F_0 t} \quad (II.8)$$

Le modulateur analogique correspondant est représenté sur la figure II.2.

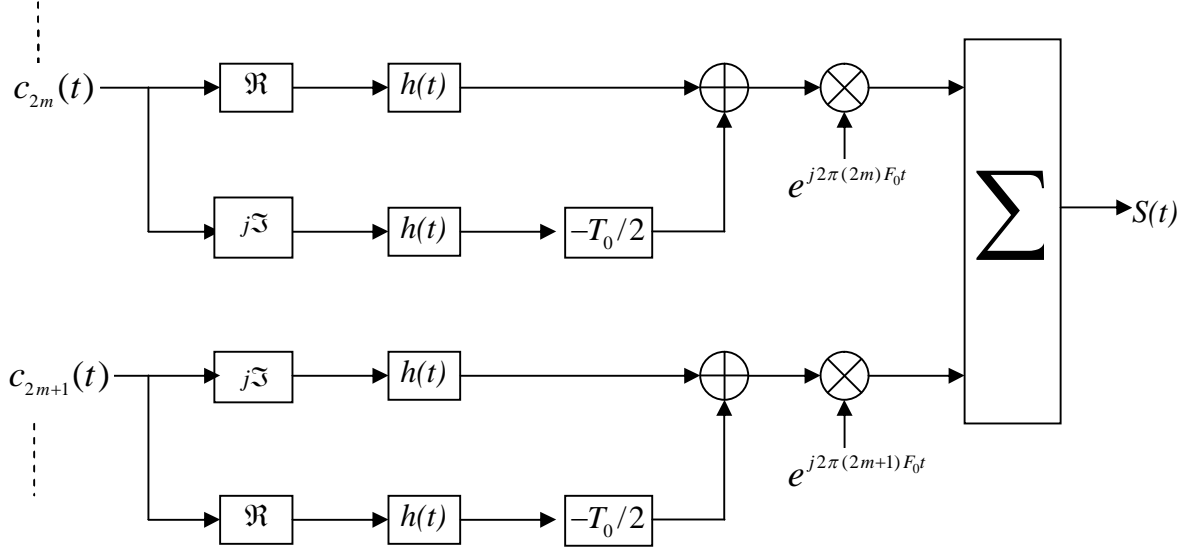


Figure II.2 : Modulateur OFDM/OQAM analogique.

Comme on cherche un système à efficacité spectrale identique à l'OFDM, on pose $T_0 F_0 = 1$. Du point de vue de la démodulation, les équations s'écrivent de la manière suivante :

$$\hat{c}_{2m,n}^R = \Re \left\{ \int_{-\infty}^{+\infty} \tilde{h}^*(t - nT_0) e^{-j2\pi(2m)F_0t} s(t) dt \right\} \quad (\text{II.9})$$

$$\hat{c}_{2m,n}^I = \Im \left\{ \int_{-\infty}^{+\infty} \tilde{h}^* \left(t - nT_0 - \frac{T_0}{2} \right) e^{-j2\pi(2m)F_0t} s(t) dt \right\} \quad (\text{II.10})$$

$$\hat{c}_{2m+1,n}^I = \Im \left\{ \int_{-\infty}^{+\infty} \tilde{h}^*(t - nT_0) e^{-j2\pi(2m+1)F_0t} s(t) dt \right\} \quad (\text{II.11})$$

$$\hat{c}_{2m+1,n}^R = \Re \left\{ \int_{-\infty}^{+\infty} \tilde{h}^* \left(t - nT_0 - \frac{T_0}{2} \right) e^{-j2\pi(2m+1)F_0t} s(t) dt \right\}. \quad (\text{II.12})$$

\tilde{h} étant un filtre analogique de démodulation (une fonction de $L_2(\mathbb{R})$ à valeurs réelles ou complexes) et \tilde{h}^* son conjugué.

La démodulation peut encore s'écrire à l'aide d'un produit de convolution, ce qui fait apparaître le filtre analogique de démodulation $\tilde{h}^*(-t)$:

$$\hat{c}_{2m,n}^R = \Re \left\{ \left[\tilde{h}^*(-t) \otimes (s(t) e^{-j2\pi(2m)F_0t}) \right]_{t=nT_0} \right\}, \quad (\text{II.13})$$

$$\hat{c}_{2m,n}^I = \mathfrak{I} \left\{ \left[\tilde{h}^*(-t) \otimes (s(t+T_0/2)e^{-j2\pi(2m)F_0(t+T_0/2)}) \right]_{t=nT_0} \right\}, \quad (\text{II.14})$$

$$\hat{c}_{2m+1,n}^I = \mathfrak{I} \left\{ \left[\tilde{h}^*(-t) \otimes (s(t)e^{-j2\pi(2m+1)F_0t}) \right]_{t=nT_0} \right\}, \quad (\text{II.15})$$

$$\hat{c}_{2m+1,n}^R = \mathfrak{R} \left\{ \left[\tilde{h}^*(-t) \otimes (s(t+T_0/2)e^{-j2\pi(2m)F_0(t+T_0/2)}) \right]_{t=nT_0} \right\}, \quad (\text{II.16})$$

Le démodulateur analogique est représenté sur la figure II.3.

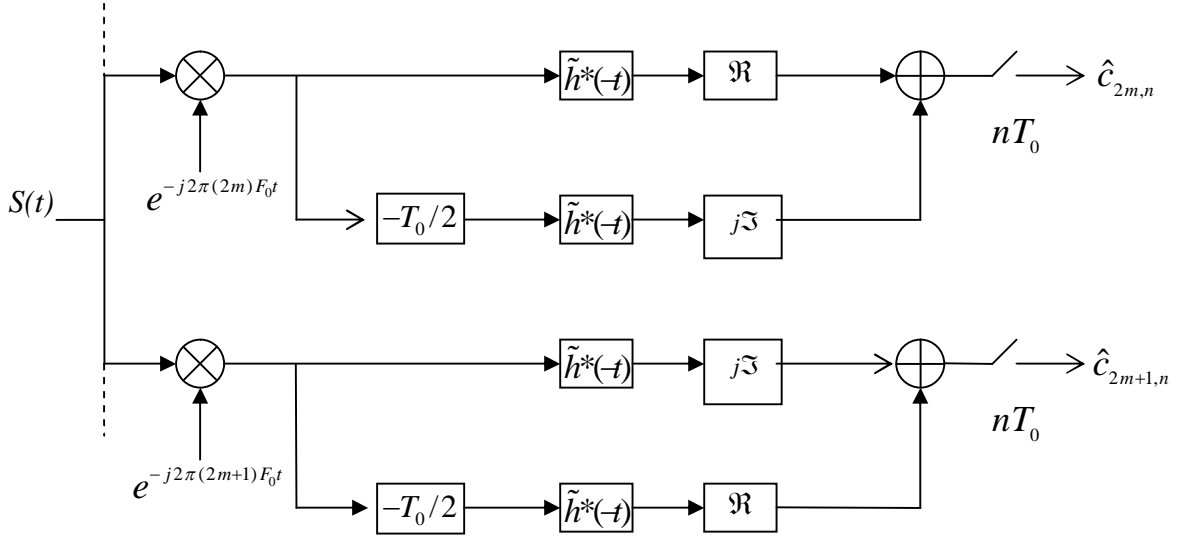


Figure II.3 : Démodulateur OFDM/OQAM analogique.

Nous avons obtenu des expressions faisant intervenir la parité de l'indice de porteuse m et l'indice temporel n . Pour avoir un formalisme regroupant tous les cas en une seule expression plus commode à manipuler, on adopte les notions suivantes :

$$a_{2m,2n} = c_{2m,n}^R \quad h_{2m,2n}(t) = h(t - nT_0)e^{j2\pi(2m)F_0t} \quad (\text{II.17})$$

$$a_{2m,2n+1} = c_{2m,n}^I \quad h_{2m,2n+1}(t) = jh(t - nT_0 - \frac{T_0}{2})e^{j2\pi(2m)F_0t} \quad (\text{II.18})$$

$$a_{2m+1,2n} = c_{2m+1,n}^I \quad h_{2m+1,2n}(t) = jh(t - nT_0)e^{j2\pi(2m+1)F_0t} \quad (\text{II.19})$$

$$a_{2m+1,2n+1} = c_{2m+1,n}^R \quad h_{2m+1,2n+1}(t) = h(t - nT_0 - \frac{T_0}{2})e^{j2\pi(2m+1)F_0t} \quad (\text{II.20})$$

On peut réécrire le signal en (1.16) d'une manière plus compacte :

$$s(t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \sum_{m=0}^{2N-1} a_{m,n} h_{m,n}(t), \quad (\text{II.21})$$

Cette expression montre que cette modulation transmet en réalité des réels $a_{m,n}$ et non pas des complexes comme en OFDM. La valeur de ces réels se déduit des symboles issus d'une constellation initiale donnée grâce au schéma de transmission présenté au tableau II.1.

Aussi pour faire le lien avec la modulation OFDM, on peut faire apparaître une expression à l'aide d'une famille de Gabor en posant $\tau_0 = \frac{T_0}{2} = \frac{1}{2F_0}$ et en définissant le terme de phase $\phi_{m,n}$:

$$\phi_{m,n} = \begin{cases} 0 & \text{Si } m \text{ et } n \text{ ont la même parité.} \\ \frac{\pi}{2} & \text{Si } m \text{ et } n \text{ sont de parités différentes} \end{cases} \quad (\text{II.22})$$

Il apparaît alors que la base de modulation $h_{m,n}$ forme une famille de Gabor de densité 2 dans $L_2(\mathbb{R})$.

$$h_{m,n}(t) = h(t - n\tau_0) e^{j2\pi m F_0 t} e^{j\phi_{m,n}}. \quad (\text{II.23})$$

Comme cette famille de Gabor n'est pas de densité unité, le théorème de Balian-Low (théorème II.2) ne s'applique pas. Dès lors, il est effectivement possible de construire un système à la fois orthogonal et possédant une forme d'onde ayant une bonne localisation temps-fréquence.

Concernant l'efficacité spectrale, nous voyons qu'en OFDM/OQAM, nous transmettons un réel par fréquence et sur une durée τ_0 . On transmet donc l'équivalent d'un complexe par fréquence et par temps symbole. Nous pouvons donc conclure que les efficacités spectrales d'un système OFDM classique et un système OFDM/OQAM sont identiques.

Pour les équations de démodulation, nous définissons la base de démodulation suivante :

$$\tilde{h}_{m,n}(t) = \tilde{h}(t - n\tau_0) e^{j2\pi m F_0 t} e^{j\phi_{m,n}} \quad (\text{II.24})$$

Ainsi, comme la modulation OFDM/OQAM transmet des réels, les équations de démodulation sont écrites en utilisant le produit scalaire réel. Alors :

$$\hat{a}_{m,n} = \langle \tilde{h}_{m,n}, s \rangle_{\mathbb{R}} = \Re \left\{ \int_{-\infty}^{+\infty} \tilde{h}_{m,n}^*(t) s(t) dt \right\}. \quad (\text{II.25})$$

Avec :

$$\Re \left\{ \int_{-\infty}^{+\infty} \tilde{h}_{m,n}^*(t) \tilde{h}_{p,q}(t) dt \right\} = \delta_{m,p} \delta_{n,q}. \quad (\text{II.26})$$

Si la forme d'onde en réception \tilde{h} vérifiée (II.26) et que :

- $\tilde{h} = h$ on parle de système orthogonal (ou OFDM/OQAM).

- $\tilde{h} \neq h$ on parle de système biorthogonal (ou BFDM/OQAM) [26].

Dans la suite de ce mémoire, nous nous placerons la plupart du temps dans le cas orthogonal qui est le cas le plus fréquent.

Enfin il existe plusieurs expressions plus explicites de la phase additive $\phi_{m,n}$ donnée en (II.22).

Ainsi, dans [4], cette phase est définie par :

$$\phi_{m,n} = \frac{\pi}{2}(m+n). \quad (\text{II.27})$$

D'autre part, dans [26], cette phase est définie par

$$\phi_{m,n} = \frac{\pi}{2}(m+n) - \pi mn. \quad (\text{II.28})$$

II.3.2. Modulation OFDM/OQAM à temps discret

L'écriture à temps continu ne permet pas en général de générer des systèmes directement exploitables en pratique. C'est la raison pour laquelle l'étude en temps discret est plus judicieuse, d'autant plus que la majorité des systèmes sont implémentés en numérique. D'autre part, nous avons introduit un filtre h qui est continu, à support infini qui n'est pas forcément causal. Nous allons tout d'abord nous pencher sur cette forme d'onde pour la rendre causale et à support fini pour en faire un filtre FIR (Finite Impulse Response).

Dans un premier temps, la bande B occupée par le signal *OFDM/OQAM* correspond à la bande Δf occupée par $h(t)$ additionnée de $2N-1$ fois l'espacement entre les porteuses : $B = \Delta f + (2N-1)F_0 \approx MF_0$. Ainsi, on en déduit par le théorème de Shannon la fréquence d'échantillonnage critique $F_e = MF_0$ ainsi que la période d'échantillonnage $T_e = T_0 / M$. Supposons maintenant que l'énergie de la forme d'onde h est concentrée sur un intervalle de temps de longueur fini $L_h T_e$, avec :

$$L_h T_e = \left[-\frac{D+1}{2} T_e, (L_h - \frac{D}{2}) T_e \right]. \quad \text{Où } L_h \text{ et } D \text{ des entiers strictement positifs.}$$

Pour obtenir des filtres FIR causaux de longueur L_h après échantillonnage, on translate h d'une durée $DT_e / 2$. On obtient alors :

$$s[k] = \sqrt{T_e} s((k - \frac{D}{2}) T_e) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \sum_{m=0}^{2N-1} a_{m,n} \sqrt{T_e} h_{m,n}((k - \frac{D}{2}) T_e). \quad (\text{II.29})$$

Notons $h_{m,n}[k] = \sqrt{T_e} h_{m,n}((k - \frac{D}{2}) T_e)$, ainsi :

$$\begin{aligned}
h_{m,n}[k] &= \sqrt{T_e} h_{m,n} \left(\left(k - \frac{D}{2} \right) T_e \right), \\
&= \sqrt{T_e} h \left(\left(k - \frac{D}{2} \right) T_e - n\tau_0 \right) e^{j2\pi m F_0 \left(\left(k - \frac{D}{2} \right) T_e \right)} e^{j\phi_{m,n}}, \\
&= \sqrt{T_e} h \left(T_e \left(k - nN - \frac{D}{2} \right) \right) e^{j\frac{2\pi}{2N} m \left(k - \frac{D}{2} \right)} e^{j\phi_{m,n}}, \\
&= h[k - nN] e^{j\frac{2\pi}{2N} m \left(k - \frac{D}{2} \right)} e^{j\phi_{m,n}}
\end{aligned} \tag{II.30}$$

Et alors :

$$s[k] = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \sum_{m=0}^{2N-1} a_{m,n} h_{m,n}[k] = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \sum_{m=0}^{2N-1} a_{m,n} h_{m,n}[k - nN] e^{j\frac{2\pi}{2N} m \left(k - \frac{D}{2} \right)} e^{j\phi_{m,n}}. \tag{II.31}$$

Les équations de démodulation s'écrivent alors grâce au produit scalaire réel discret :

$$\langle f, g \rangle_R^d = \Re \left\{ \sum_{n=-\infty}^{+\infty} f[k] g^*[k] \right\}, \tag{II.32}$$

Et par conséquent :

$$\hat{a}_{m,n} = \Re \left\{ \sum_{k=-\infty}^{+\infty} h_{m,n}^*[k] s[k] \right\}. \tag{II.33}$$

II.3.2.1. Traitement multiscadence

L'analyse discrète de la modulation multiporteuse s'appuie sur la théorie des bancs de filtres. Outre des filtres, les filtres d'analyse et de synthèse comportent respectivement des opérateurs de décimation, notés ici par N précédé d'une flèche descendante, et d'expansion, notés ici par N précédé d'une flèche ascendante. La décimation par N consiste à réduire la cadence d'un signal $x[n]$ en ne prenant qu'un échantillon tous les N échantillons de signal.

Le signal sortant est alors :

$$y[n] = x[nN] \tag{II.35}$$

L'expansion par N tend à augmenter la cadence d'un signal $x[n]$ en insérant $N-1$ zéros entre les échantillons d'origine :

$$y[n] = \begin{cases} x(n/N) & \text{Si } n \text{ est multiple de } N \\ 0 & \text{Sinon} \end{cases} \tag{II.36}$$

Ces notions de filtrage multiscadence et les formalismes mathématiques associés sont décrits dans plusieurs ouvrages comme [26] et [27]. Ici on s'intéresse plus particulièrement à une certaine famille de bancs de filtres : les bancs de filtre uniforme [39], qui ont la particularité d'avoir le même facteur de décimation et d'expansion sur chaque voie.

A. Banc d'analyse

La figure II.4 nous montre un banc d'analyse uniforme à M voies.

La relation entrée/sortie d'un banc de filtre d'analyse s'écrit :

$$\forall m \in \{0, \dots, M-1\}, \quad y_m[n] = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} f_m[nN - k]x[k]. \tag{II.37}$$

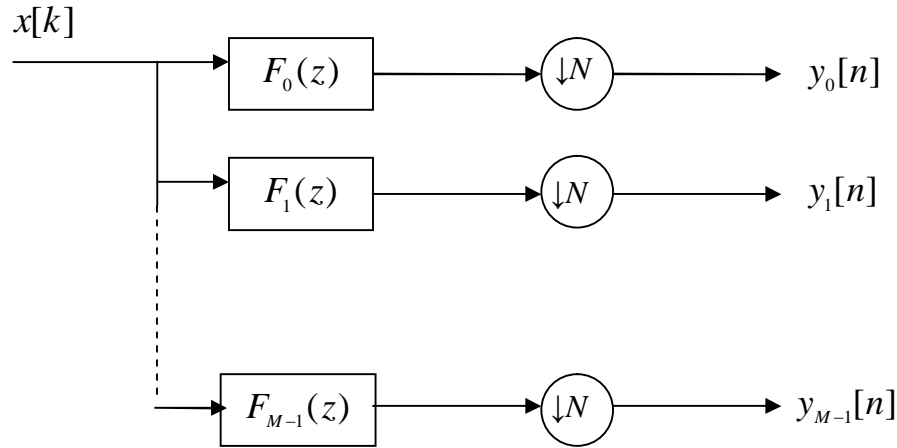


Figure II.4 Banc d'analyse uniforme à M voies.

B. Banc de synthèse

La figure II.5 nous montre un banc de synthèse uniforme à M voies. La relation entrée-sortie d'un banc de filtre de synthèse s'écrit :

$$y[k] = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \sum_{m=0}^{M-1} x_m[n]h_m[k - nN]. \tag{II.38}$$

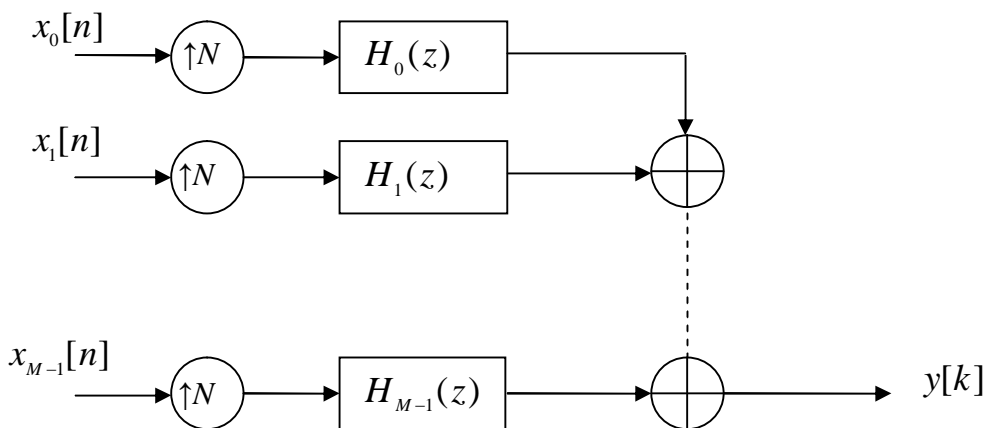


Figure II.5 : Banc de synthèse uniforme à M voies.

II.3.2.2 Le Modem OFDM/OQAM discret

Dans ce paragraphe, nous n'étudierons que les structures à temps discret du modem. En observant les équations (II.31) et (II.33), on peut montrer que le modulateur OFDM/OQAM peut s'écrire sous la forme d'un banc de synthèse alors que le démodulateur peut s'écrire sous la forme d'un banc d'analyse.

En fait, si l'on impose que $\phi_{m,n} = (\pi/2)(m+n) + \pi mn$, il s'avère que le signal $s[k]$ peut être calculé par un banc de synthèse à $2N$ bandes, avec un facteur d'expansion égal à N et ayant sur chaque branche un filtre $F_m(z)$ de réponse impulsionnelle

$$f_m[k] = f[k] e^{j \frac{2\pi}{2N} m(k - \frac{D-N}{2})}, \quad (\text{II.39})$$

Pourvu qu'on lui applique les entrées $x_m[n] = a_{m,n} j^n$.

Quant à la démodulation, en considérant le fait que l'on impose que $\phi_{m,n} = (\pi/2)(m+n) + \pi mn$, elle s'écrit, d'après les équations (II.30), et (II.33) :

$$\begin{aligned} \hat{a}_{m,n} &= \Re \left\{ \sum_{k=-\infty}^{+\infty} h^*[k-nN] e^{-j \frac{2\pi}{2N} m(k-nN-D/2)} e^{-j \frac{\pi}{2} (m+n)} s[k] \right\}, \\ &= \Re \left\{ \sum_{k=-\infty}^{+\infty} h^*[D-k] e^{j \frac{2\pi}{2N} m(k - \frac{D+N}{2})} e^{-j \frac{\pi}{2} n} s[D+nN-k] \right\}. \end{aligned} \quad (\text{II.40})$$

Décomposant maintenant D par :

$$D = \alpha N - \beta, \quad 0 \leq \beta \leq N-1 \quad (\text{II.41})$$

Ceci définit les entiers α et β de manière unique. Si l'on reporte cette décomposition dans (II.40), on obtient alors :

$$\hat{a}_{m,n-\alpha} = \Re \left\{ \sum_{k=-\infty}^{+\infty} h^*[D-k] e^{j \frac{2\pi}{2N} m(k - \frac{D+N}{2})} e^{-j \frac{\pi}{2} (n-\alpha)} s[nN-k-\beta] \right\}. \quad (\text{II.42})$$

Si l'on rapproche cette équation de la relation (II.37), il s'avère que les symboles démodulés avec un retard α correspondent à la partie réelle des sorties $\hat{x}_m[n-\alpha]$ d'un filtre d'analyse préalablement déphasées de $-\frac{\pi}{2}(n-\alpha)$, et à l'entrée duquel on a appliqué le signal $s[k-\beta]$.

Le banc correspondant comprend $2N$ bandes, un facteur de décimation égal N et les filtres $H_m(z)$ sur chaque bande ont pour réponse impulsionnelle :

$$h_m[k] = h[k]e^{j\frac{2\pi}{2N}m(k-\frac{D+N}{2})}, \quad (\text{II.43})$$

De même, $F_m(z) = \sum_k f_m[k]z^{-k}$ avec :

$$f_m[k] = h^*[D-k]e^{j\frac{2\pi}{2N}m(k-\frac{D+N}{2})}, \quad (\text{II.44})$$

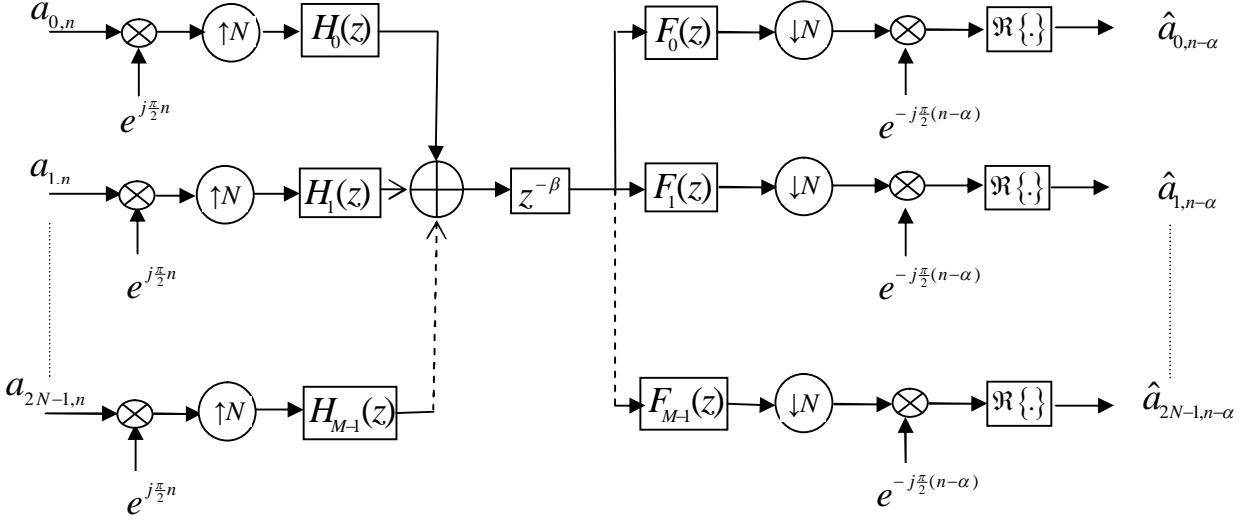


Figure II.6 : Transmultiplexeur associé à la modulation OFDM/OQAM.

On remarque que cette implémentation n'est pas efficace en terme de complexité dans la mesure où l'opération de filtrage par $H_m(z)$ est réalisée juste après une opération d'expansion par N . Le filtrage est donc réalisé par une cadence des échantillons entrant N fois plus grande. En pratique les schémas de réalisation vont s'appuyer sur :

- des règles habituelles en traitement multiscadence. En effet une décomposition polyphase d'ordre $2N$ permet ensuite d'appliquer l'identité dite de Noble [27](équivalence du système d'expansion par N suivi d'une composante polyphase d'ordre $2N$ à un système permuté avec filtrage à cadence N fois plus faible suivie d'une expansion par N), qui réduit le nombre d'opération par seconde dans un rapport de N .
- le fait que la modulation exponentielle peut se réaliser sous forme d'IFFT

Des structures plus efficaces de modems OFDM/OQAM peuvent donc être obtenues en utilisant l'approche polyphase qui nous amène à une implémentation à base de l'IFFT.

Ces implémentations à base de transformées rapides sont bien plus efficaces en termes de complexité. Toutefois, plusieurs études [46] et réalisations [41] ont montré que la complexité peut être encore réduite et n'était pas un obstacle à des réalisations matérielles.

II.3.2.3. Approche polyphase

En utilisant les décompositions polyphases d'ordre $2N$ de type I de $H_m(z)$ et $L_m(z)$ [21] on obtient :

$$H_m(z) = \sum_{l=0}^{2N-1} z^{-l} H_{l,m}(z^{2N}), \quad (\text{II.45})$$

$$F_m(z) = \sum_{l=0}^{2N-1} z^{-l} F_{l,m}(z^{2N}). \quad (\text{II.46})$$

Notons maintenant $H_p(z)$ et $F_p(z)$ les matrices polyphases de taille $2N \times 2N$ définies par $[H_p]_{l,m}(z) = H_{l,m}(z)$ et $[F_p]_{l,m}(z) = F_{l,m}(z)$. Définissons aussi

$$\hat{a}_{m,n}^c = \hat{x}_m[n] e^{-j\frac{\pi}{2}n} \quad (\text{II.47})$$

Et $A_m(z)$, $\hat{A}_m(z)$, $\hat{A}_m^c(z)$, $X_m(z)$ et $\hat{X}_m(z)$ les transformées en z respectives de $a_{m,n}$, $\hat{a}_{m,n}$, $\hat{a}_{m,n}^c$, $x_m[n]$ et $\hat{x}_m[n]$. Etant donné que $a_{m,n} = x_m[n] j^n$ et $\hat{a}_{m,n} = \Re\{\hat{x}_m[n] j^{-n}\}$, on a les relations :

$$X_m(z) = A_m(-jz) \quad (\text{II.48})$$

$$\hat{X}_m(z) = \hat{A}_m^c(-jz) \quad (\text{II.49})$$

$$\hat{A}_m(z) = \Re\{\hat{A}_m^c(z)\} \quad (\text{II.50})$$

On obtient alors le schéma de la figure II.7 exprimant comment obtenir les sorties $\hat{x}_m[n]$ à partir des entrées $x_m[n]$ grâce aux matrices polyphases $H_p(z)$ et $F_p(z)$.

En utilisant les identités de Noble [21], on déduit que le schéma de la figure II.7 est lui-même équivalent à celui présenté sur la figure II.8.

II.3.2.4. Schéma de réalisation utilisant des transformées de Fourier inverses

Ecrivons maintenant $H(z)$ et $F(z)$ à l'aide de $2N$ composantes polyphases [27] :

$$H(z) = \sum_{l=0}^{2N-1} z^{-l} K_l(z^{2N}), \quad (\text{II.51})$$

$$F(z) = \sum_{l=0}^{2N-1} z^{-l} G_l(z^{2N}), \quad (\text{II.52})$$

Avec
$$K_l(z) = \sum_n h[l + 2nN] z^{-n}, \quad (\text{II.53})$$

$$G_l(z) = \sum_n f[l + 2nN] z^{-n}, \quad (\text{II.54})$$

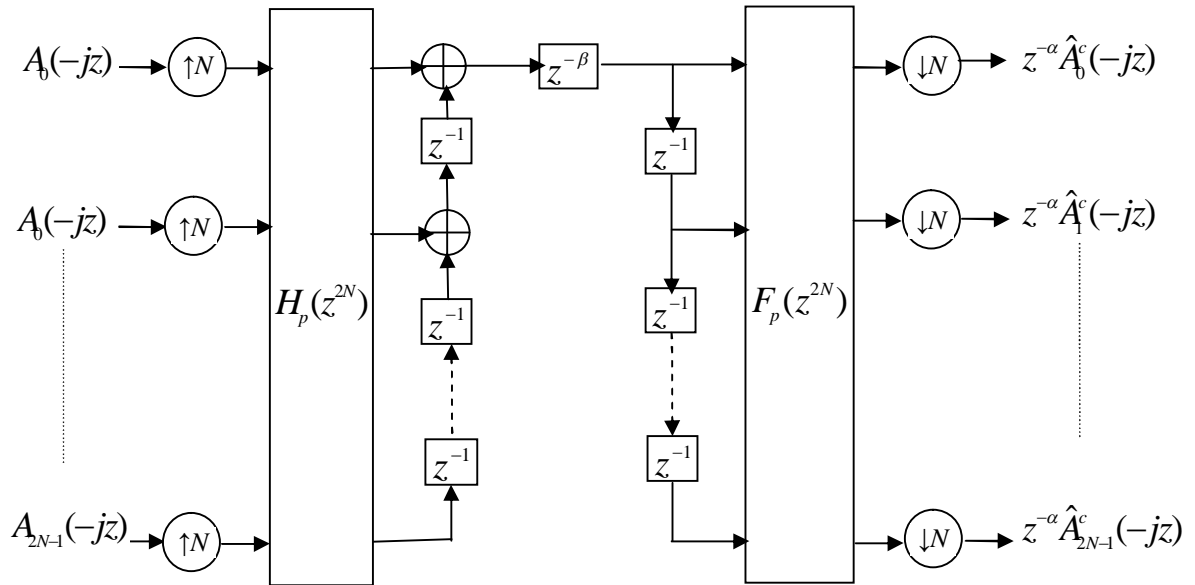


Figure II.7 : Modèle polyphase du transmultiplexeur associé aux modulations OFDM/OQAM.

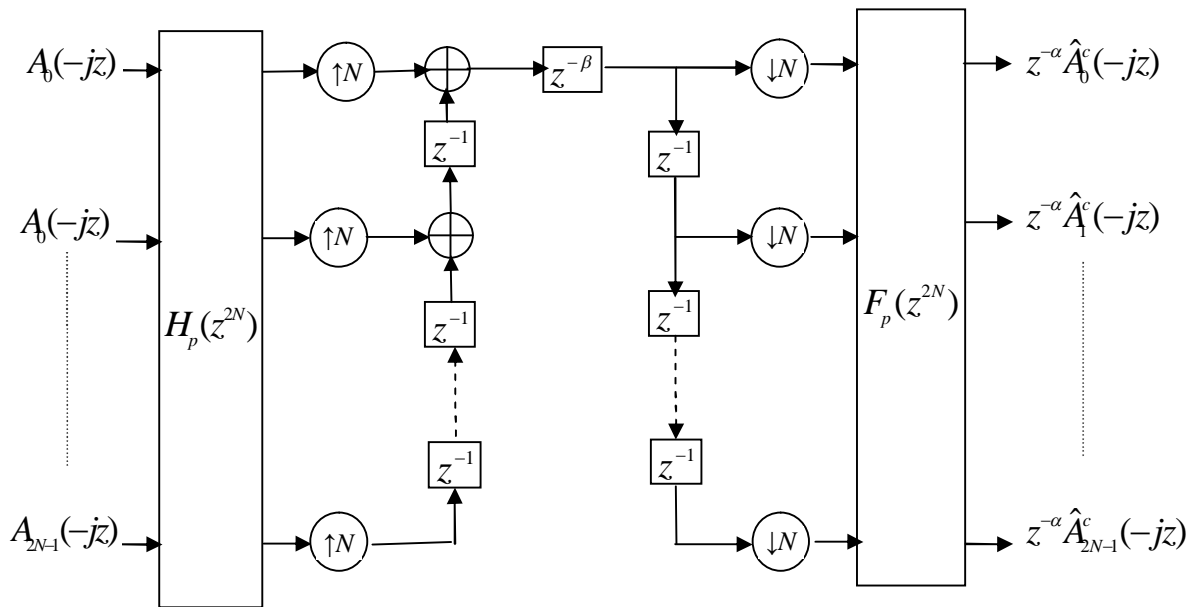


Figure II.8 : Modèle polyphase équivalent du transmultiplexeur associé aux modulations OFDM/OQAM.

Il en découle que :

$$H_m(z) = w^{m\frac{D-N}{2}} \sum_{l=0}^{2N-2} z^{-l} w^{-ml} K_l(z^{2N}), \quad (\text{II.55})$$

$$F_m(z) = w^{m\frac{D+N}{2}} \sum_{l=0}^{2N-2} z^{-l} w^{-ml} G_l(z^{2N}), \quad (\text{II.56})$$

D'où :

$$H_{l,m}(z) = w^{-ml} w^{m\frac{D-N}{2}} K_l(z), \quad (\text{II.57})$$

$$F_{l,m}(z) = w^{-ml} w^{m\frac{D+N}{2}} G_l(z). \quad (\text{II.58})$$

En définissant par ailleurs les matrices de tailles $2N$

$$D_w = \text{diag}[1, w, \dots, w^{2N-1}], \quad (\text{II.59})$$

$$D_K(z) = \text{diag}[K_0(z), \dots, K_{2N-1}(z)], \quad (\text{II.60})$$

$$D_G(z) = \text{diag}[G_0(z), \dots, G_{2N-1}(z)], \quad (\text{II.61})$$

$$W = \begin{pmatrix} 1 & 1 & \dots & 1 \\ 1 & w & \dots & w^{2N-1} \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ 1 & w^{2N-1} & \dots & w^{(2N-1)(2N-1)} \end{pmatrix}, \quad (\text{II.62})$$

On obtient :

$$H_p(z) = [D_w^{\frac{D-N}{2}} W * D_K(z)]^T, \quad (\text{II.63})$$

$$F_p(z) = D_w^{\frac{D+N}{2}} W * D_G(z). \quad (\text{II.64})$$

Les équations (II.63) et (II.64) permettent alors respectivement d'obtenir des schémas de réalisation du modulateur et démodulateur qui utilisent un filtrage polyphase et une IDFT [21]. Ainsi, l'implémentation peut se faire à l'aide d'algorithmes rapide de type IFFT (voir figure II.9 et II.10).

On notera que l'on peut aussi mener un calcul direct sans utiliser la matrice polyphase $H_p(z)$ pour obtenir le schéma du modulateur. En effet, si l'on note $S(z)$ la transformée en z de $s[k]$ le signal OFDM/OQAM en bande de base, en utilisant la figure II.6 on peut écrire :

$$\begin{aligned} S(z) &= \sum_{m=0}^{2N-1} H_m(z) X_m(z^N) \\ &= \sum_{m=0}^{2N-1} H_m(z) A_m(-jz^N) \end{aligned} \quad (\text{II.65})$$

Si l'on utilise la décomposition polyphase de $H_m(z)$ donnée par (II.55), on trouve alors :

$$\begin{aligned}
S(z) &= \sum_{m=0}^{2N-1} w^{m\frac{D-N}{2}} \sum_{l=0}^{2N-1} z^{-l} w^{-ml} K_l(z^{2N}) A_m(-jz^N) \\
&= \sum_{l=0}^{2N-1} z^{-l} K_l(z^{2N}) \sum_{m=0}^{2N-1} w^{-ml} w^{m\frac{D-N}{2}} A_m(-jz^N)
\end{aligned} \tag{II.66}$$

Ce qui donne directement le schéma de la figure II.9. Cette démarche présente l'intérêt d'être plus simple et de mieux montrer comment la transformée de Fourier inverse intervient. Des calculs similaires mais un peu plus compliqués peuvent aussi être menés pour la démodulation (voir la figure II.10).

II.4. Orthogonalité des systèmes OFDM/OQAM

Jusqu'à présent, nous avons introduit une forme d'onde h dans les équations du signal OFDM/OQAM mais nous n'avons pas encore parlé des conditions qu'elle doit remplir pour assurer la démodulation parfaite en réception ($\hat{a}_{m,n} = a_{m,n}$). En d'autres termes, il est nécessaire de déterminer les équations de reconstruction parfaite (en absence de canal et de bruit) dans le TMUX de la figure II.6. L'étude des conditions d'orthogonalité des systèmes BFDM/OQAM avec prototype h quelconque, éventuellement complexe, a été réalisée dans [21]. Dans le cas de la présente étude, nous nous plaçons dans le contexte le plus fréquent en pratique, c'est-à-dire celui d'un système orthogonal où les filtres prototypes d'émission et de réception sont alors identiques. Les bases de modulation et de démodulation, sont par conséquent, identiques et d'après (II.43) et (II.44), nous avons :

$$D = L_h - 1.$$

Notons G_l la $l^{\text{ième}}$ composante polyphase du filtre prototype $h[k]$. Ainsi :

$$G_l(z) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} h[l + 2nN] z^{-n}. \tag{II.67}$$

Nous obtenons alors un système OFDM/OQAM parfaitement orthogonal si et seulement si les composantes polyphases vérifient [2] :

$$\forall l \in \{0, \dots, N-1\}, \quad G_l(z)G_l(z^{-1}) + G_{l+N}(z)G_{l+N}(z^{-1}) = \frac{1}{N}. \tag{II.68}$$

Nous présentons dans la partie suivante des exemples de filtre prototype vérifiant ce système d'équations.

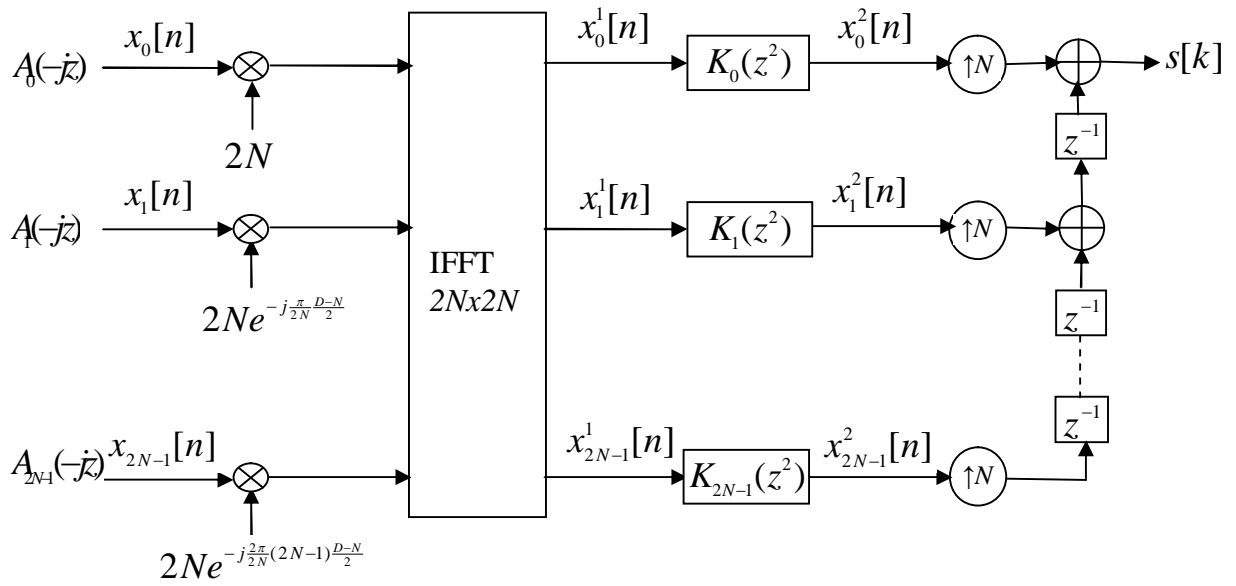


Figure II.9 : Modulateur OFDM/OQAM réalisé à l'aide d'une IFFT.

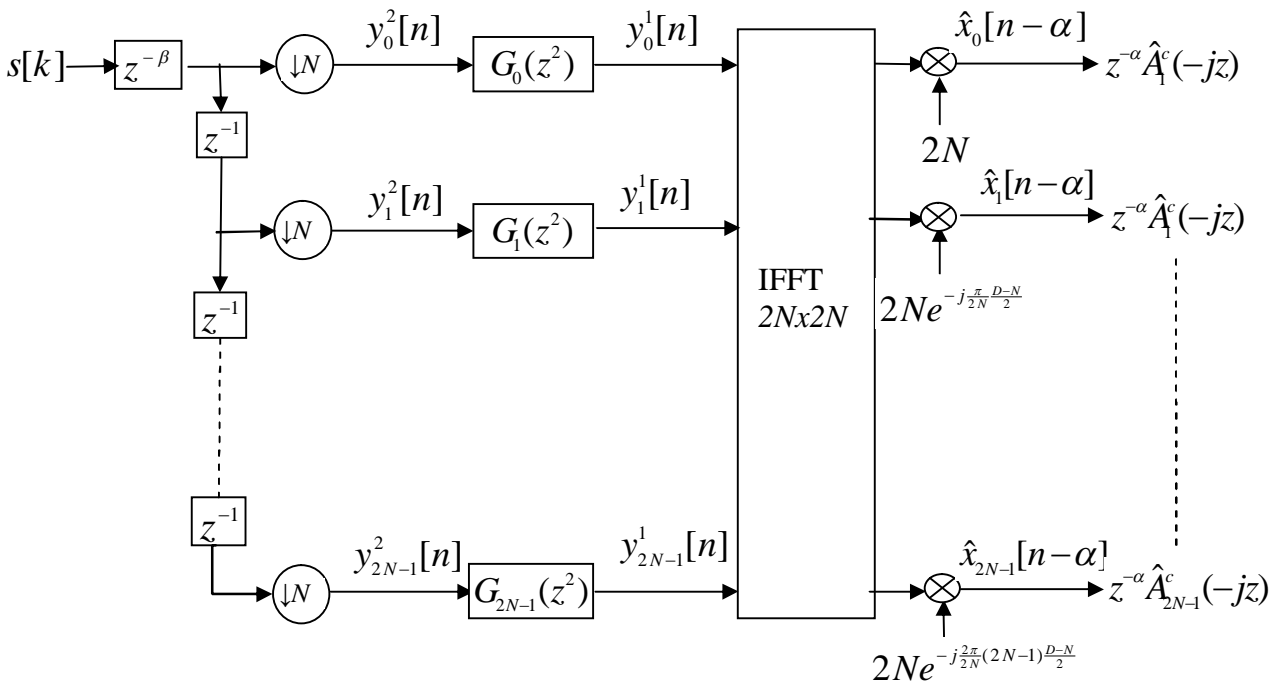


Figure II.10 : Démodulateur OFDM/OQAM réalisé à l'aide d'une IFFT.

II.5. Filtre Prototype

Le filtre prototype est le point central des modulations avec forme d'onde. En effet, ces modulations ont été principalement introduites pour pouvoir utiliser des formes d'ondes autres que rectangulaires car cette dernière possède des propriétés spectrales peu intéressantes (une mauvaise localisation fréquentielle par exemple).

II.5.1. La fonction porte

La fonction porte reste en effet utilisable pour l'OFDM/OQAM même si ce n'est pas un choix judicieux car même pour cette modulation, cette forme d'onde reste mal localisée en fréquence. Elle demeure malgré tout une référence car elle est utilisée pour l'OFDM. La figure II.11 nous montre la présentation en fréquence de la fonction porte. Cette fonction porte a été échantillonnée pour $M=64$ porteuses et est donc de longueur 64.

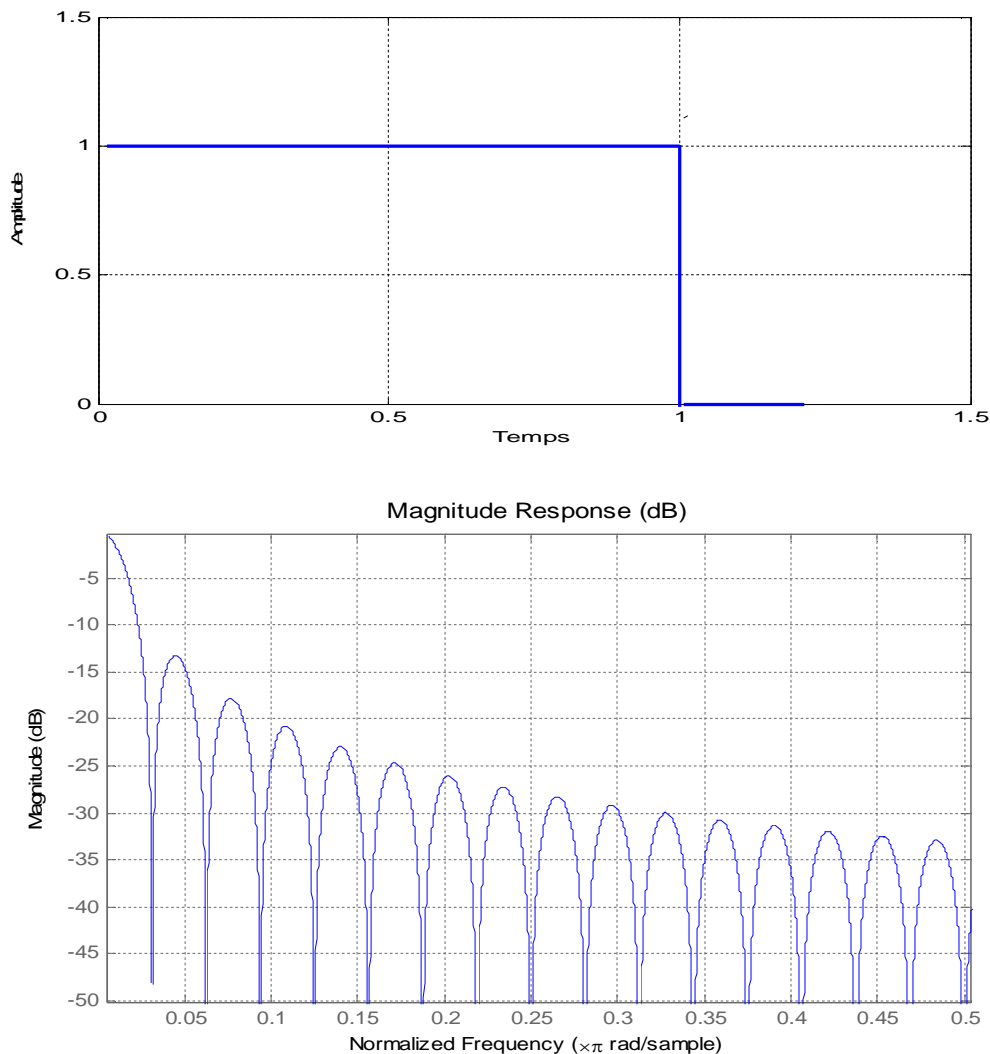


Figure II.11 : Représentation en temps et en fréquence de la fonction porte.

On voit bien que cette forme d'onde, même discrétisée, possède de mauvaises caractéristiques fréquentielles. En effet, on trouve que sa valeur de localisation temps-fréquence est $\xi \approx 0.15$, ce qui est loin de la valeur optimale (qui est de 1)[2]. Aussi, l'énergie hors-bande de ce filtre est $J = 0.097$ [2] ce qui va de pair avec les fortes remontées des lobes secondaires.

II.5.2. Racine de cosinus surélevé

Le filtre en racine de cosinus surélevé (Square Root of Raised Cosine ou SRRC) est un filtre de référence très connu en communication numérique. Il s'avère que ce filtre est orthogonal en formalisme continu à la fois pour un système OFDM/OQAM et pour un système OFDM suréchantillonné [2]. Pour une transmission à la cadence $F_0 = 1/T_0$, l'expression fréquentielle de la fonction SRRC est donnée par [40] :

$$R_c(v) = \begin{cases} \frac{1}{\sqrt{F_0}} & |v| \leq (1-r)\frac{F_0}{2}, \\ \frac{1}{\sqrt{F_0}} \cos\left(\frac{\pi}{2r}\left(\frac{|v|}{F_0} - \frac{1-r}{2}\right)\right) & (1-r)\frac{F_0}{2} < |v| \leq (1+r)\frac{F_0}{2}, \\ 0 & (1+r)\frac{F_0}{2} < |v|, \end{cases} \quad (\text{II.69})$$

Où r est le facteur de retombée ($0 \leq r \leq 1$). Alors la réponse temporelle continue des fonctions SRRC vaut

$$r_c(t) = \sqrt{F_0} \frac{4rF_0t \cos(\pi(1+r)F_0t) + \sin(\pi(1-r)F_0t)}{(1-(4rF_0t)^2)\pi F_0t}. \quad (\text{II.70})$$

Ce filtre présente une réponse fréquentielle plus intéressante dans la mesure où elle est limitée en fréquence. Par contre, c'est en temps que les problèmes de localisation se retrouvent. La figure II.12 montre les réponses en temps et en fréquence d'un filtre SRRC avec $r = 0.5$.

On voit bien que la réponse fréquentielle est meilleure que celle de la porte (les atténuations sont plus fortes et le lobe principal est plus étroit) ce qui vérifie par la valeur de l'énergie hors-bande qui est $J \approx 2.7 \times 10^{-4}$. La localisation temps-fréquence est aussi améliorée car elle vaut $\xi \approx 0.75$. Par contre, le fait de discrétiser et de tronquer ce filtre peut lui faire perdre en grande partie ses propriétés d'orthogonalité [27].

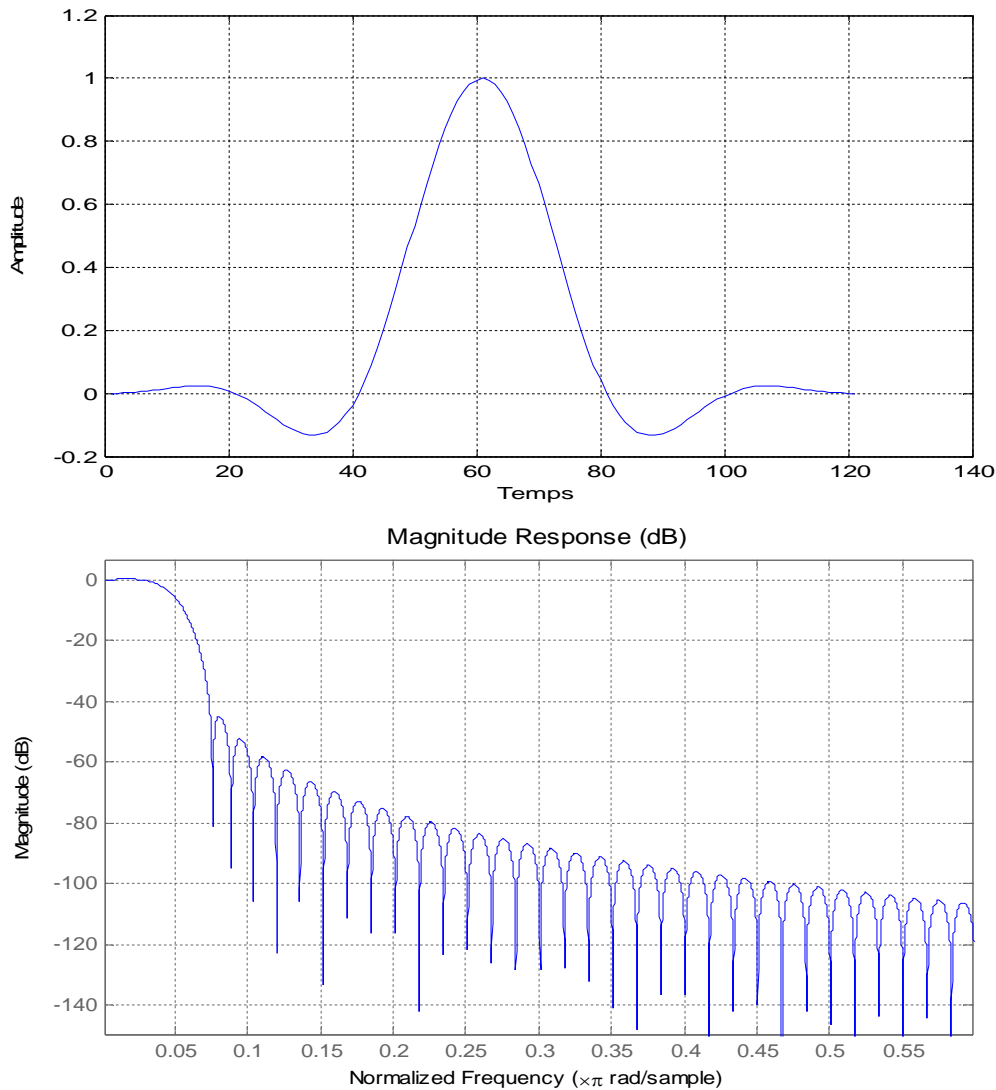


Figure II.12 : Représentation en temps et en fréquence de la fonction SRRC avec $r=0.5$.

II.5.3. Les filtres EGF

Nous avons vu dans le théorème II.1 que la gaussienne était la meilleur forme d'onde possible en terme de localisations temps-fréquence. Seulement, le problème est que la forme d'onde gaussienne n'est pas orthogonale ni pour l'OFDM/OQAM ni pour l'OFDM suréchantillonnée. L'idée est donc de prendre la fonction gaussienne (pour ses propriétés de localisation) et de la rendre orthogonale. Un procédé est mis en œuvre dans [4] pour la gaussienne $t \rightarrow e^{-\pi t^2}$, la forme d'onde résultante étant appelée IOTA (Isotropic Orthogonal Transform Algorithm). Cependant, ce procédé est généralisable pour n'importe quelle fonction gaussienne. On parle alors de forme d'onde EGF (Extended Gaussian Functions). Ces procédés d'orthogonalisation exigeant la mise en œuvre d'algorithmes de type

numérique. P. Siohan et C. Roche ont par ailleurs donné une expression analytique des familles de fonction EGF dans [41].

$$z_{\lambda, \nu_0, \tau_0}(t) = \frac{1}{2} \sum_{k=0}^{+\infty} d_{k, \lambda, \nu_0} \left[g_{\lambda} \left(t + \frac{k}{\nu_0} \right) + g_{\lambda} \left(t - \frac{k}{\nu_0} \right) \right] \sum_{l=0}^{+\infty} d_{l, 1/\lambda, \tau_0} \cos(2\pi l \frac{t}{\tau_0}), \quad (\text{II.71})$$

Avec λ paramètre réel, d_{k, λ, ν_0} des coefficients réels et avec g_{λ} la fonction gaussienne : $g_{\lambda}(t) = (2\lambda)^{\frac{1}{4}} e^{-\pi\lambda t^2}$. Dans le cas de la modulation OFDM/OQAM à la cadence F_0 , on impose que $\nu_0 = F_0 = \frac{1}{2\tau_0}$. En outre, lorsqu'on impose que $\nu_0 = \tau_0 = \frac{1}{\sqrt{2}}$, le paramètre λ doit être approximativement dans l'intervalle $[1/4, 4]$ pour obtenir les meilleures mesures de localisation temps-fréquence [41]. On notera que, si en plus de $\nu_0 = \tau_0 = \frac{1}{\sqrt{2}}$, on choisit $\lambda = 1$, alors on aboutit aux fonctions IOTA présenté dans [4]. La figure II.13 présente les réponses en temps et en fréquence de la forme d'onde IOTA.

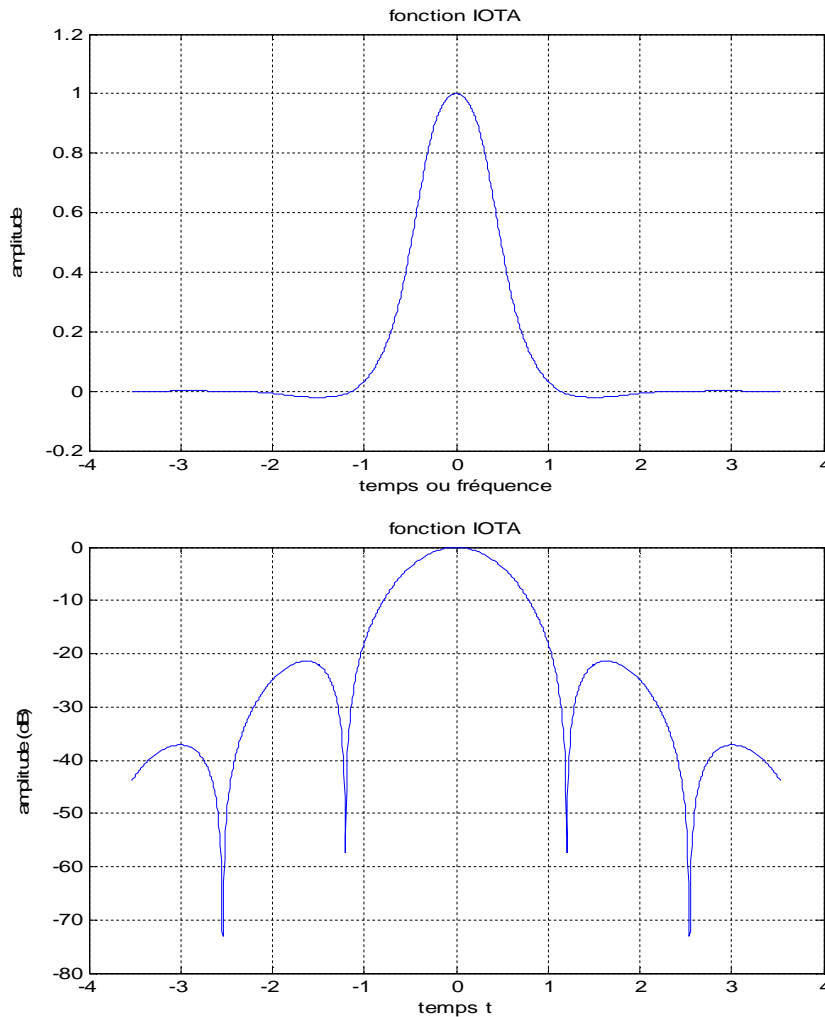


Figure II.13 : Représentation en temps et en fréquence de la fonction IOTA.

La fonction IOTA possède la propriété particulière d'être invariante par transformée de Fourier :

$$\text{IOTA}(v) = \text{TF}(\text{IOTA}(t)) \quad (\text{II.72})$$

Le principal avantage de cette forme d'onde est que sa valeur de localisation temps-fréquence est, par construction, quasi-optimal ($\xi \approx 0.977$)[2]. Cependant, même si les atténuations sont excellentes pour les fréquences élevées, on remarque que le lobe principal est large ce qui se traduit par une valeur d'énergie hors-bande élevée $J = 0.011$ [2].

II.6. Résultat de simulation :

Au moyen d'une simulation sous MATLAB un système OFDM/OQAM qui a $M = 64$ sous-porteuses et 10 symboles OFDM/OQAM en bande de base est réalisé. Les caractéristiques du canal sont données dans le premier chapitre (partie simulation).

La performance du système est évaluée pour des formes différentes du filtre prototype $h(t)$. En particulier $h(t)$ peut être un filtre rectangulaire, un filtre en racine de cosinus surélevé (SRRC) ou une fonction Gaussienne étendue (EGF) de type IOTA. Dans les simulations, tous les filtres prototypes ont un nombre fini de coefficients.

Différentes courbes du BER en fonction du SNR son données sur la figure II.14 et II.15 en vu de comparer les performances du système pour différentes valeurs des ses paramètres.

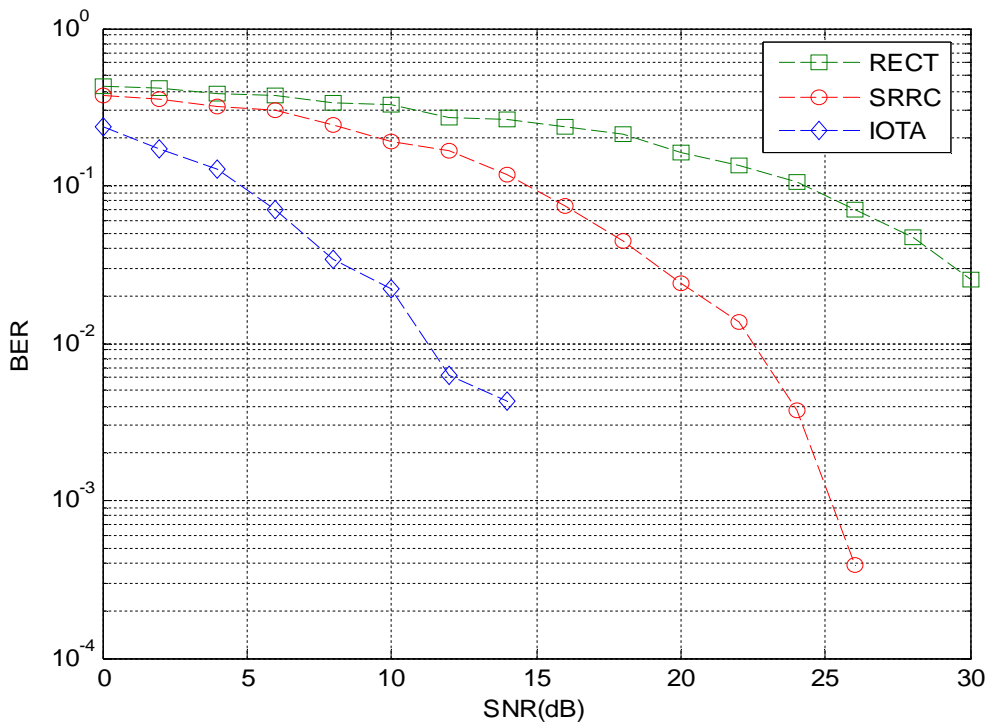


Figure II.14 : Performance du système OFDM/OQAM pour différents types de filtres prototypes.

Nous remarquons sur la figure II.14 que les performances du système OFDM/OQAM sont meilleures lorsque le filtre prototype utilisé est la fonction IOTA et cela est dû à la bonne localisation en temps et en fréquence de cette fonction par comparaison avec la fenêtre rectangulaire et la fonction SRRC.

Dans la suite de cette partie une comparaison entre l'OFDM/OQAM et l'OFDM conventionnel avec préfixe cyclique (CP-OFDM) est proposée. Pour l'OFDM/OQAM les mêmes paramètres de la simulation précédente ont été adoptés, avec la fonction IOTA comme filtre prototype. Pour l'OFDM conventionnelle le nombre de sous-porteuses et le nombre de symboles sont égaux à ceux de l'OFDM/OQAM mais avec l'insertion d'un préfixe cyclique au début de chaque symbole OFDM. Une égalisation de type LSE basée sur l'insertion des sous-porteuses pilotes est adoptée pour les deux systèmes, et une estimation de canal est effectuée au récepteur.

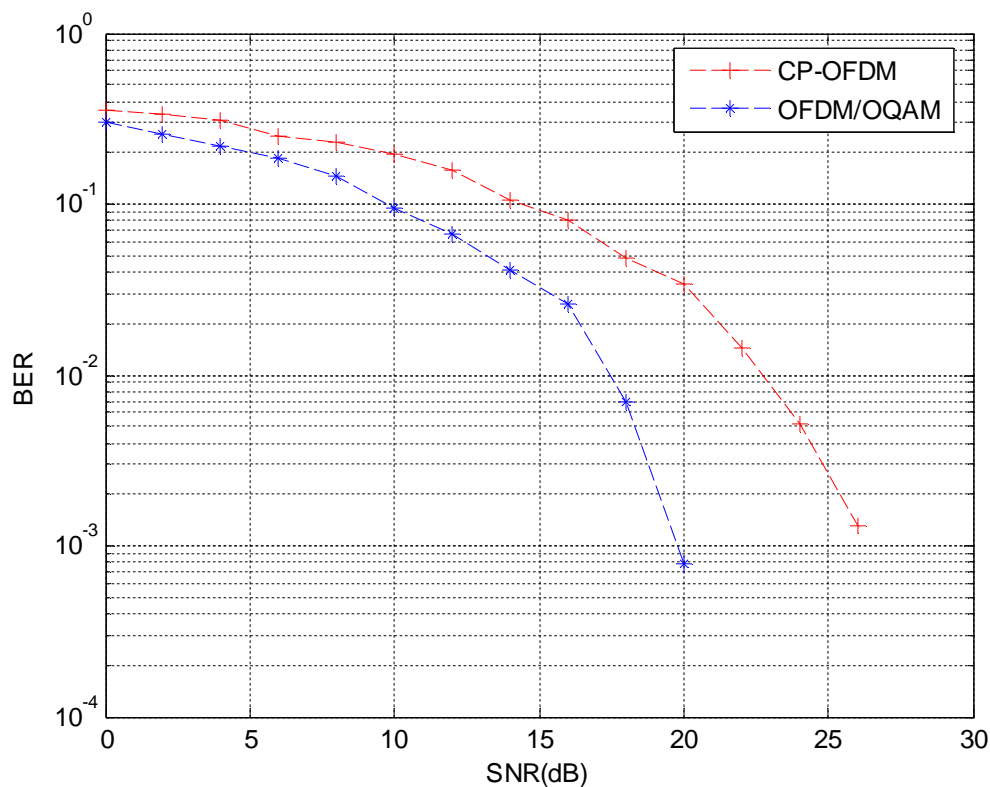


Figure II.15 : Performance du système OFDM/OQAM en comparant avec un système CP-OFDM.

De la figure II.15 nous pouvons dire que les performances de l'OFDM/OQAM sont les meilleures par rapport à la CP-OFDM et cela est dû à l'utilisation d'un filtre prototype de type IOTA

qui donne la possibilité à l'OFDM/OQAM de combattre efficacement les interférences inter sous-porteuses (ICI).

II.7. Conclusion

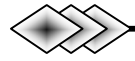
Dans ce chapitre, nous avons présenté le principe de la modulation multi-porteuse avec forme d'onde OFDM/OQAM. Nous avons montré que, sous certaines suppositions, même sur les canaux dispersifs une transmission peut être accomplie. L'accentuation fondamentale a été placée sur la théorie des bancs de filtre pour concevoir un système OFDM /OQAM. Alors en utilisant une décomposition polyphase du filtre prototype, une implémentation rapide basée sur l'algorithme IFFT/FFT est utilisée pour la génération et la détection des formes d'onde composées. Nous avons ensuite discuté la procédure de l'orthogonalisation et quelques filtres prototypes utilisés dans l'OFDM/OQAM.

Nous avons présenté une forme d'onde qui s'appelle IOTA caractérisée par sa bonne localisation en temps et en fréquence et qui satisfait aussi les exigences de l'orthogonalité pour un usage dans les systèmes multi-porteuses.

Enfin, nous avons évalué la performance de la modulation OFDM/OQAM sur un canal multi-trajet. Des résultats de la simulation, il pourrait être conclu que sur un tel canal l'OFDM/OQAM manifeste la plus haute performance lorsque le filtre prototype est conçu par la fonction IOTA (EGF avec $\lambda = 1$). En comparant aussi l'OFDM/OQAM avec la CP-OFDM en terme du BER nous constatons que les performances de l'OFDM/OQAM sont les meilleures mais au prix d'une complexité d'un tel système.

Chapitre III

La Modulation OFDM Suréchantillonnée



III.1. Introduction

Nous avons vu que la modulation OFDM utilise des sous-canaux avec des spectres chevauchants et un préfixe cyclique (CP) pour assurer que les symboles consécutifs ne se chevauchent pas, donc assurer une interférence inter-symbole (ISI) nul. Malheureusement, cette méthode mène à une perte d'efficacité spectrale à cause du CP. Un autre problème est l'inefficacité qui provient des sous-porteuses OFDM chevauchants.

Suite au théorème de Balian-Low, une solution proposée a été de relâcher la contrainte d'utilisation d'une famille de Gabor de densité unité pour pouvoir introduire une forme d'onde à la fois bien localisée en temps et en fréquence[2]. C'est cette solution que nous proposons d'étudier dans cette partie. Le fait de relâcher la contrainte $\rho = 1$ impose alors implicitement que $\rho < 1$ pour pouvoir conserver un système orthogonal. Par conséquent, $T_0 F_0 > 1$ ce qui suppose un allongement du temps symbole ou de l'écart inter-porteuse par rapport un système OFDM équivalent. Nous parlerons alors de la modulation OFDM suréchantillonnée ou FMT (Filtered Multi Tone)[21].

Dans ce type de modulation multi-porteuse, le préfixe cyclique n'est pas utilisé entre les symboles. Donc, la bande passante de chacune des sous-porteuses est choisie pour être quasi orthogonale dans le domaine fréquentiel. Cela est accompli par l'usage de filtres passe-bandes à transfert escarpés (steep roll-off bandpass filters). La réponse de ces filtres dans le domaine temporel peut chevaucher plusieurs périodes de symbole transmis consécutivement, mais ils sont presque orthogonaux dans le domaine fréquentiel à l'entrée et la sortie du canal. Une égalisation par sous-canal est nécessaire pour réduire les interférences entre symboles restantes (ISI) [22].

Dans un premier temps, nous présentons et détaillons le principe de fonctionnement de la modulation OFDM suréchantillonnée. A partir de cela, nous déterminons le modem associé en se basant sur le traitement multicadence. Nous donnons en outre le schéma de réalisation dérivé plus efficace à base de la FFT. Nous étudions aussi la reconstruction parfaite, la conception d'un filtre prototype et l'égalisation DFE utilisée dans ce genre de modulation. Et enfin nous présentons la simulation du modem OFDM suréchantillonnée.

III.2. Principe de fonctionnement de l'OFDM suréchantillonnée

III.2.1. Modulation à temps continu

La modulation OFDM suréchantillonnée en bande de base est écrite comme une modulation OFDM classique où on remplace la forme d'onde rectangulaire Π par une forme d'onde h quelconque :

$$s(t) = \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} c_{m,n} h(t - nT_0) e^{j2\pi m F_0 t}, \quad (\text{III.1})$$

Où :

- M est le nombre de porteuses
- T_0 est le temps symbole et F_0 l'écart interporteuse avec $T_0 F_0 > 1$.
- $c_{m,n}$ sont des symboles complexes issus d'une constellation donnée (QAM ou PSK par exemple).

Les équations de démodulation sont réalisées grâce à une base de démodulation :

$$\tilde{h}_{m,n}(t) = \tilde{h}(t - nT_0) e^{j2\pi m F_0 t}, \quad (\text{III.2})$$

On utilise le produit scalaire complexe :

$$\hat{c}_{m,n} = \left\langle \tilde{h}_{m,n}, s \right\rangle^c = \int_{-\infty}^{+\infty} \tilde{h}_{m,n}^*(t) s(t) dt. \quad (\text{III.3})$$

De même qu'en OFDMOQAM, si $\tilde{h} = h$, on parle de modulation OFDM suréchantillonnée et si $\tilde{h} \neq h$, on parle de modulation BFDM suréchantillonnée. A ce stade on peut faire une remarque intéressante. En effet, avec un intervalle de garde utilisant une porte de durée $T_0 + \Delta$ en émission et une porte de durée T_0 en réception, on peut donc affirmer qu'il s'agit d'une modulation BFDM suréchantillonnée particulière [21]. Cependant, comme pour l'OFDM/OQAM, nous n'étudierons par la suite que le cas orthogonal de cette modulation.

III.2.2. Modulation à temps discret

L'approche à temps discret réalisée en II.3.1 peut être menée de la même manière pour le signal OFDM suréchantillonnée. En effet, la bande occupée par ce signal étant aussi approximativement $B = MF_0$, la fréquence d'échantillonnage critique est $F_e = MF_0$. Ainsi, on suppose que l'on puisse écrire : $T_0 F_0 = N' / M = \eta = 1 / \rho$ avec $N' > M$, on aboutit à une période d'échantillonnage $T_e = T_0 N'$. Supposons maintenant que l'énergie de la forme d'onde h est concentrée sur un intervalle de temps de longueur finie $L_h T_e$ égale à $[-\frac{D+1}{2} T_e, (L_h - \frac{D}{2}) T_e]$ avec L_h et D des entiers strictement positifs. Pour

obtenir des filtres FIR causaux de longueur L_h après échantillonnage, on translate h d'une durée $DT_e / 2$. Alors, en écrivant $h[k] = \sqrt{T_e} h((k - \frac{D}{2})T_e)$:

$$s[k] = \sqrt{T_e} s((k - \frac{D}{2})T_e) = \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} c_{m,n} h_{m,n}[k], \quad (\text{III.4})$$

Avec :

$$\begin{aligned} h_{m,n}[k] &= \sqrt{T_e} h_{m,n}((k - \frac{D}{2})T_e) = h[k - n\eta M] e^{j2\pi m F_0 (k - \frac{D}{2})T_e} \\ &= h[k - nN] e^{j\frac{2\pi}{M} m (k - \frac{D}{2})}, \end{aligned} \quad (\text{III.5})$$

Soit au final :

$$s[k] = \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} c_{m,n} h[k - nN] e^{j\frac{2\pi}{M} m (k - \frac{D}{2})}. \quad (\text{III.6})$$

A partir de cela, il est possible d'expliquer plus clairement pourquoi on parle d'OFDM suréchantillonnée. En effet, on observe que la période d'échantillonnage T_0 / N' est plus petite que la période d'échantillonnage critique T_0 / M . Il en résulte donc que N' échantillons de signal sont envoyés par temps symbole (alors que dans le cas de l'OFDM et de l'OFDM /OQAM, il est seulement transmis $M < N'$ échantillons) [21]. Ce signal est donc suréchantillonné par rapport au signal issu de la modulation OFDM classique. Mais il est important de noter que ce signal $s[k]$ n'est pas un signal OFDM qui a été suréchantillonné avec un rapport de suréchantillonnage. Les équations de démodulation sont réalisées comme en OFDM grâce au produit scalaire en discret, ainsi :

$$\hat{c}_{m,n} = \langle h_{m,n}, s \rangle^d = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} h_{m,n}^*[k] s[k]. \quad (\text{III.7})$$

III.3. Le Modem OFDM suréchantillonnée

En observant les équations (III.6) et (III.7), on peut montrer que le modem OFDM suréchantillonnée peut aussi s'écrire sur la forme TMUX. En rapprochant l'équation (III.6) avec l'équation (II.30), on peut donc affirmer que le signal OFDM suréchantillonnée peut être généré grâce à un banc de synthèse modulé par les filtres h_m envoyant les données $x_m[n] = c_{m,n}$. α et β sont choisis

tels que : $D = \alpha N' - \beta$, et où $H_m(z) = \sum_k h_m[k] z^{-k}$

$$\text{et} \quad h_m[k] = h[k] e^{j\frac{2\pi}{M} m (k - D/2)}. \quad (\text{III.8})$$

De même,

$$F_m(z) = \sum_k f_m[k] z^{-k}$$

$$\text{et} \quad f_m[k] = h^*[D - k] e^{j\frac{2\pi}{M} m (k - D/2)}. \quad (\text{III.9})$$

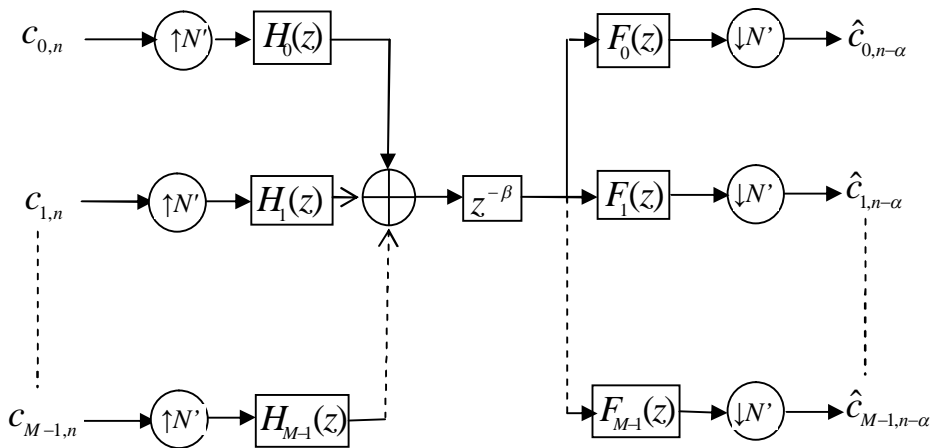


Figure III.1 : Transmultiplexeur associé à la modulation OFDM suréchantillonnée.

De même qu'en OFDM/OQAM, il est possible de créer des structures efficaces de ce modem en utilisant des transformées rapides. La structure de ces modems efficaces est basée sur l'association d'une transformée rapide (IFFT et FFT de taille M) et d'un filtrage polyphase.

III.3.1. L'émetteur OFDM suréchantillonnée

Dans la modulation OFDM suréchantillonnée, on choisit un cas particulier d'un banc de filtres uniformes qui se compose de versions décalées en fréquence d'un filtre prototype passe-bas. Ce filtre est sélectionné pour atteindre un haut degré de localisation spectrale, ainsi donnant une ICI négligeable par rapport au niveau des autres signaux de bruit dans le système. Dans [12], il est proposé que le filtre prototype ne nécessite pas de satisfaire la reconstruction parfaite (perfect reconstruction ou PR) parce que cette contrainte est assurée seulement quand la voie de transmission n'introduit pas une distorsion sur le signal. Donc lorsque le canal introduit la distorsion de l'amplitude et la phase, l'objectif d'atteindre un haut contenu spectral (le but principal de l'OFDM suréchantillonnée) est accompli facilement si la contrainte de la reconstruction parfaite s'est abandonnée, bien que nous ayons besoin d'utiliser l'égalisation pour enlever les interférences inter symboles [22].

On peut utiliser l'une des méthodes les plus connues (eg. Window, Remeraz, etc) [23] pour concevoir un filtre prototype passe-bas de réponse impulsionnelle $h(n)$ qui est un filtre à réponse impulsionnelle finie (Finite Impulse Response, FIR) symétrique, avec des coefficients réels. Ce filtre est susceptible de rapprocher la réponse impulsionnelle idéale $H(f)$ illustrée sur la figure III.2.

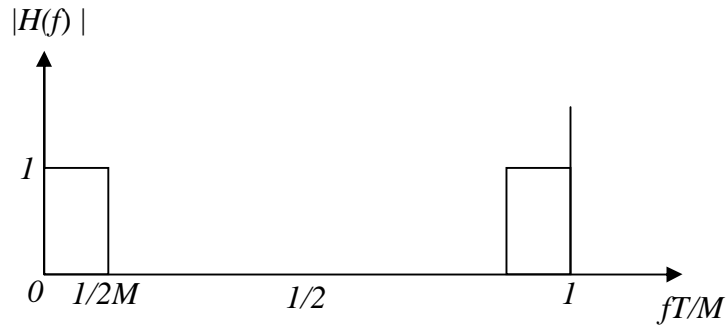


Figure III.2 : Réponse fréquentielle du filtre prototype passe-bas idéal.

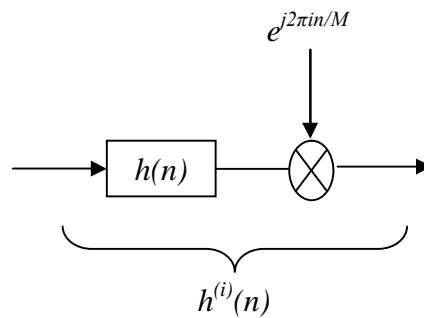


Figure III.3 : La version décalée en fréquence du prototype.

En OFDM suréchantillonnée, l’orthogonalité entre les sous canaux est assurée par l’utilisation des caractéristiques spectrales non chevauchées par comparaison avec les spectres chevauchés de type $sinc(f)$ utilisé dans l’OFDM classique. Puisque le milieu de transmission linéaire ne détruit pas l’orthogonalité atteinte avec cette manière, le préfixe cyclique n’est pas nécessaire. Clairement, la quantité requise du contenu spectral doit être atteinte avec une complexité de filtrage acceptable. Dans un banc de filtre échantillonné à la période critique, la séparation spectrale entre les filtres passe-bandes est de $1/T$ avec un total de M bandes. Ainsi, chacun des filtres passe-bandes de l’émetteur est une version décalée en fréquence du filtre passe-bas prototype comme représenté sur la figure III.4 :

$$h^{(i)}(n) = \frac{1}{\sqrt{M}} h(n) e^{j2\pi \frac{i}{M} n}, \quad n = 0, 1, \dots, M\gamma - 1 \quad \text{et } i = 0, 1, \dots, M - 1, \quad (\text{III.10})$$

La longueur du filtre prototype $M\gamma$ est un multiple du nombre de sous canaux M . Le paramètre γ est appelé le coefficient de chevauchement (overlap coefficient)[12]. Il caractérise le nombre de blocs pour lequel le filtre prototype est étendu.

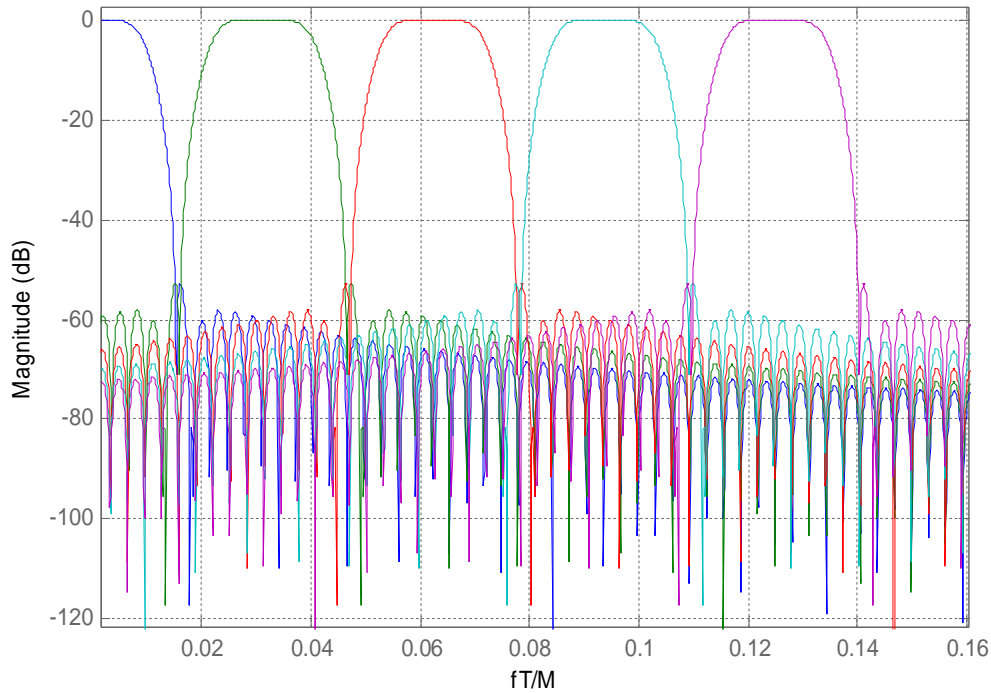


Figure III.4 : Spectre de l'OFDM suréchantillonnée avec les versions décalées des 05 premiers sous-canaux (Prototype : FIR, $\gamma=10$, $M=64$).

Les valeurs usuelles de γ dans l'OFDM suréchantillonnée sont entre 8 et 20 [22]. Dans la figure III.4, on voit la réponse fréquentielle des 05 sous-canaux en utilisant le prototype avec $\gamma=10$. Puisque la puissance hors bande est inférieure à -60dB dans les bandes adjacentes et même moins pour les autres bandes, nous pouvons considérer que les interférences inter-sous-porteuses (ICI) sont nulles comparées avec les autres bruits dans le système comme le bruit blanc additif gaussien (AWGN).

L'implémentation directe du banc de filtre pour l'OFDM suréchantillonnée est illustrée dans la figure III.9. Les entrées $c^{(i)}(k)$ sont les symboles d'une constellation QAM. Après un suréchantillonnage avec un facteur M , chaque symbole $c^{(i)}(k)$ est filtré avec une cadence M/T (où T est la période d'un symbole OFDM suréchantillonnée) par le filtre du sous-canal défini dans l'équation (III.10) et centré sur la fréquence $f_i=i/T$. Le signal $x(n)$ transmis est obtenu à la cadence M/T par l'addition des M signaux aux sorties des filtres qui ont été subi à un décalage fréquentiel approprié. Dans la notation et les figures, l'indice des échantillons est dénoté k pour une période d'échantillonnage égale à T et est dénoté n pour une période d'échantillonnage égale à T/M .

Le système de la figure III.5 ne serait pas pratique si nous ne puissions pas dériver une implémentation efficace puisque toutes les opérations du filtrage sont exécutées en parallèle et à la cadence M/T .

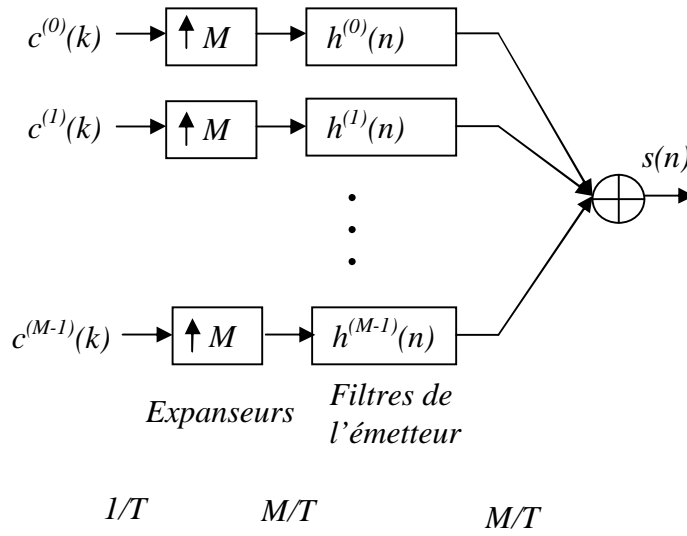


Figure III.5 : Implémentation direct d'un émetteur OFDM suréchantillonnée.

III.3.2. Implémentation Numérique d'un émetteur OFDM suréchantillonnée

Une implémentation efficace peut être dérivée à partir de l'équation III.9 par l'utilisation de l'IDFT. Quand on analyse des systèmes de traitement multi-cadence, on arrive souvent à la situation où les réponses des filtres sont mieux décrites en termes de leurs composantes polyphases. Si on considère la transformée en z du filtre $h(n)$ prototype donnée par :

$$H(z) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} h(n)z^{-n} , \tag{III.11}$$

On peut partitionner l'indice n en M phases. Chaque phase est caractérisée par le choix des indices qui sont modulo M identiques. Puis pour n'importe quel entier M , on peut décomposer $H(z)$ comme suit:

$$H(z) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} h(nM)z^{-nM} + z^{-1} \sum_{n=-\infty}^{\infty} h(nM + 1)z^{-nM} + \dots + z^{-(M-1)} \sum_{n=-\infty}^{\infty} h(nM + M - 1)z^{-nM} , \tag{III.12}$$

Ainsi, la k -ième phase de $h(n)$ est définie par:

$$h_{(k)}(m) = h(mM + k) , \tag{III.13}$$

Dans ce qui suit, on applique la représentation polyphase pour montrer comment on peut appliquer l'implémentation efficace à la structure de la figure. III.5.

En utilisant la définition du filtre de l'équation (III.10), le signal à l'entrée du canal, illustré dans la figure III.2, est donné par :

$$s(n) = \frac{1}{\sqrt{M}} \sum_{i=0}^{M-1} \sum_{k=-\infty}^{\infty} c^{(i)}(k) h(n-kM) e^{j2\pi i(n-kM)/M}, \quad (III.14)$$

$$s(n) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} h(n-kM) \frac{1}{\sqrt{M}} \sum_{i=0}^{M-1} c^{(i)}(k) e^{\frac{j2\pi i n}{M}}, \quad (III.15)$$

Un changement de notation ($n=lM+m$) permet d'introduire les composantes polyphasées de $h(n)$. Avec les notations $s(lM+m) = x_{(m)}(l)$ et $h(lM+m) = h_{(m)}(l)$ pour $m=0, 1, \dots, M-1$, on obtient :

$$s_m(l) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} h_{(m)}(l-k) \left\{ \frac{1}{\sqrt{M}} \sum_{i=0}^{M-1} c^{(i)}(k) e^{\frac{j2\pi i n}{M}} \right\}, \quad (III.16)$$

$$s_m(l) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} h_{(m)}(l-k) C^{(m)}(k), \quad (III.17)$$

Où $C^{(m)}(k)$, $0 \leq m \leq M-1$, est l'IDFT de $c^{(i)}(k)$ qui peut être efficacement implémenté avec l'IFFT. La m -ième sortie de l'IFFT est filtrée par la m -ième composante polyphasée du filtre $h(n)$. L'opération de filtrage est effectuée à une cadence $1/T$ est non pas à une cadence M/T . A partir de l'équation III.16, on peut dériver l'implémentation efficace illustrée sur la figure III.6

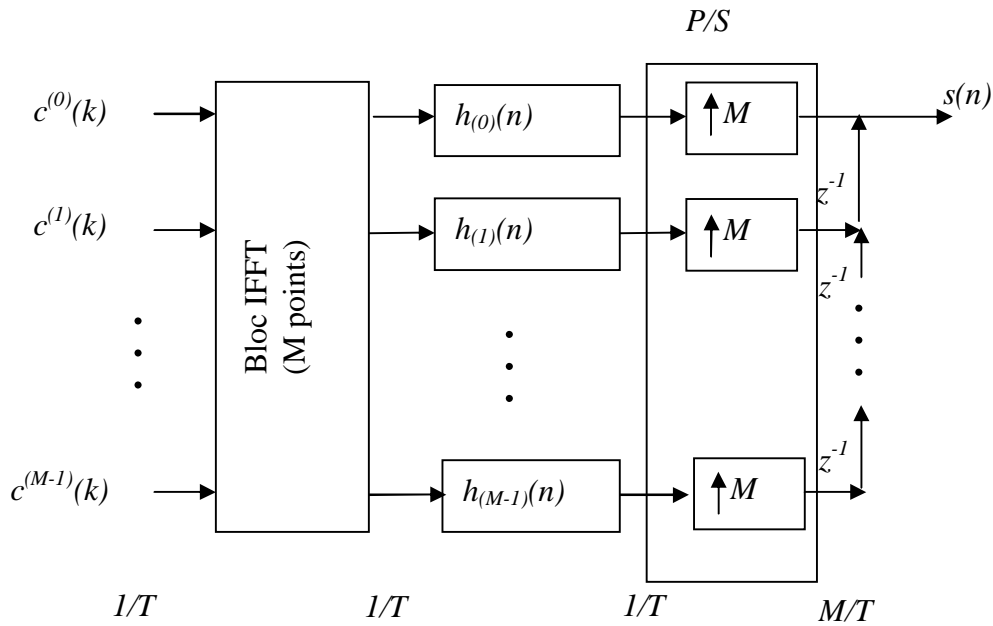


Figure III.6 : Implémentation efficace d'un émetteur OFDM suréchantillonnée.

On peut voir sur la figure III.10, que l'opération de filtrage est effectuée avec une cadence $1/T$ au lieu de M/T . A chaque instant, la sortie d'un seul filtre polyphasé a besoin d'être calculée et non pas tous les échantillons M comme exigé dans la figure III.9. Ceci est dû à la conversion Parallèle/Série (P/S).

Dans le tableau III.1, on montre le nombre d'opérations de calcul de chaque sortie de $x(n)$ pour des implémentations directe et efficace. On considère que les entrées sont des nombres complexes. On note que dans l'implémentation efficace de la figure III.6, due à l'introduction des zéros dans l'expandeur (upsampler), seulement γ coefficients de chaque filtre $h^{(i)}(n)$ sont impliqués dans le calcul de chaque échantillon de $s(n)$. Ces coefficients sont des nombres complexes bien que l'opération du filtrage sera implémentée selon la figure III.3 et dans laquelle l'exponentielle complexe multiplie seulement la sortie des filtres.

Dans l'implémentation efficace l>IDFT est implémentée en utilisant la IFFT à une complexité de $(M/2)\log_2 M$ multiplications complexes. Les coefficients des composantes polyphasées du filtre prototype sont des nombres réels. Par conséquent, le nombre de multiplications complexes (équivalent à quatre multiplications réelles) par échantillon de sortie est donnée par:

- $M * \lceil (\gamma/2) + 1 \rceil$: pour une implémentation directe.
- $\{(M/2) \log_2 M / M\} + \gamma/2$: pour une implémentation efficace.

		<i>Direct</i>	<i>efficace</i>
<i>M=64</i>	$\gamma=10$	384	8
	$\gamma=16$	576	11
<i>M=128</i>	$\gamma=10$	768	8.5
	$\gamma=16$	1152	11.5
<i>M=256</i>	$\gamma=10$	1536	9
	$\gamma=16$	2304	12

Tableau III.1 : Nombre de multiplications complexes par échantillon de sortie dans les systèmes OFDM suréchantillonnée.

III.3.3. Le récepteur OFDM suréchantillonnée

Dans l'architecture du banc de filtre du récepteur (montrée sur la figure III.7) les filtres récepteurs $\{f^{(i)}(n)\}$ sont conçus pour être adaptés à ceux de l'émetteur, en d'autre terme et de l'équation III.10 $F^{(i)}(f) = (H^{(i)}(f))^*$.

D'après les propriétés de la transformée de Fourier nous avons : $f^{(i)}(n) = (h^{(i)}(-n))^*$

Donc :

$$f^{(i)}(n) = \frac{1}{\sqrt{M}} h(-n) e^{-j\frac{2\pi}{M}(-n)i}, \quad n = -M\gamma + 1, \dots, 0, \quad (III.18)$$

Cependant, ce filtre n'est pas causal. Puisque $f^{(i)}(n)$ est défini pour $n = -M\gamma + 1, \dots, -1, 0$ il faut lui appliquer un retard minimum de $M\gamma - 1$ échantillons pour le rendre causal. Le retard appliqué $M\gamma$ est un multiple de M et la réponse résultante est dénotée $f^{(i)}(n)$ [23]. Puisqu'on utilise des blocs multi-cadences, la différence d'un échantillon fait un changement sur la réponse totale du filtre. Dans l'implémentation efficace, cette différence nous permettra aussi de prendre des blocs de M échantillons d'une manière différente. En outre, il aura une compensation dans la manière dont on prend les blocs d'échantillons dans l'émetteur et le récepteur.

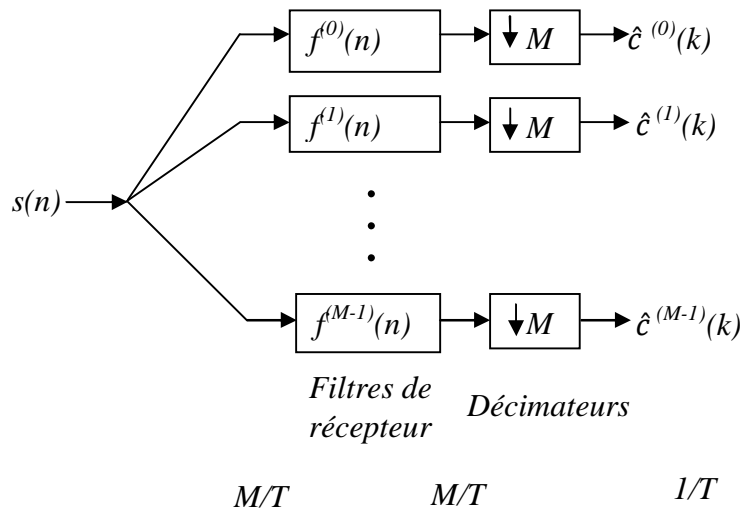


Figure III.7 : Implémentation direct d'un récepteur OFDM suréchantillonnée

En appliquant un retard de $M\gamma$ échantillons à l'équation (III.18), le filtre adapté va maximiser le rapport signal sur bruit (SNR) à un instant spécifique. Par conséquent, le système aura un retard total

de γ blocs. Toutefois, puisque le filtre prototype n'est pas conçu avec les conditions de reconstruction parfaite, on ne peut pas dire que la sortie du banc du filtre est $c(k - \gamma)$.

En appliquant un retard aux filtres du récepteur dans l'équation (III.14), on obtient:

$$f^{(i)}(n) = f'(n - M\gamma), \quad (\text{III.19})$$

$$f^{(i)}(n) = \frac{1}{\sqrt{M}} h(-(n - M\gamma)) e^{j\frac{2\pi}{M}(n - M\gamma)i}, \quad n = 1, 2, \dots, M\gamma, \quad (\text{III.20})$$

Qui se simplifie à:

$$f^{(i)}(n) = \frac{1}{\sqrt{M}} h(M\gamma - n) e^{j\frac{2\pi}{M}ni}, \quad n = 1, 2, \dots, M\gamma, \quad (\text{III.21})$$

Puisque $h(n)$ est symétrique, le filtre récepteur au i -ième sous canal est:

$$f^{(i)}(n) = \frac{1}{\sqrt{M}} h(n - 1) e^{j\frac{2\pi}{M}ni}, \quad n = 1, 2, \dots, M, \quad (\text{III.22})$$

En appliquant l'équation (III.16), à la sortie de l' i -ième sous canal dans la figure III.7, on obtient:

$$\begin{aligned} \hat{c}^{(i)}(k) &= \sum_{n=1}^{M\gamma} s(kM - n) f^{(i)}(n), \\ &= \frac{1}{\sqrt{M}} \sum_{n=1}^{M\gamma} s(kM - n) h(n - 1) e^{j\frac{2\pi}{M}ni} \end{aligned} \quad (\text{III.23})$$

Pour introduire les composantes polyphasées de $h(n)$ définies dans l'équation (III.7) on décompose n comme $n = lM + t$, $l = 0, 1, \dots, \gamma - 1$ et $t = 1, 2, \dots, M$ pour donner :

$$\hat{c}^{(i)}(k) = \frac{1}{\sqrt{M}} \sum_{t=1}^M \sum_{l=0}^{\gamma-1} s(kM - lM - t) h(lM + t - 1) e^{j\frac{2\pi}{M}(lM + t)i}, \quad (\text{III.24})$$

$$= \frac{1}{\sqrt{M}} \sum_{t=1}^M \sum_{l=0}^{\gamma-1} s((k - l)M - t) h(lM + t - 1) e^{j\frac{2\pi}{M}ti}, \quad (\text{III.25})$$

Si on fait le changement de variable $p = t - 1$, on obtient :

$$\hat{c}^{(i)}(k) = \frac{1}{\sqrt{M}} \sum_{p=0}^{M-1} \sum_{l=0}^{\gamma-1} s((k - l)M - p - 1) h(lM + p) e^{j\frac{2\pi}{M}(p+1)i}, \quad (\text{III.26})$$

Et en appliquant :

$$e^{j\frac{2\pi}{M}(p+1)i} = e^{-j\frac{2\pi}{M}(M-p-1)i},$$

On obtient :

$$\hat{c}^{(i)}(k) = \frac{1}{\sqrt{M}} \sum_{p=0}^{M-1} \left\{ \sum_{l=0}^{\gamma-1} s((k-l)M - p - 1)h(lM + p) \right\} e^{-j\frac{2\pi}{M}(M-p-1)i}, \quad (III.27)$$

III.3.4. Implémentation Numérique d'un Récepteur OFDM Suréchantillonné

D'après l'équation (III.27), on est capable de dériver l'implémentation efficace schématisée sur la figure III.8. On peut faire quelques commentaires sur l'équation (III.27) pour voir comment l'implémentation efficace est dérivée.

- (a) Puisque les filtres récepteurs sont définis comme dans l'équation (III.18), celle-ci est due au sous-échantillonnage de la figure III.8, la première sortie du banc de filtres est à $k=1$ (M échantillons à une cadence M/T) est non pas $k=0$.
- (b) Si on observe l'équation (III.27), on voit que $k=1$ correspond aux entrées $[y(0), y(1), \dots, y(M-1)]$. Ceci est compatible avec ce qu'on fait dans l'implémentation efficace de la figure III.8.
- (c) Les composantes polyphasées de $h(n)$ sont en ordre inverse par rapport la FFT. C'est pourquoi la première composante polyphasée, dans la figure III.8, est dans la dernière branche du banc de filtres.

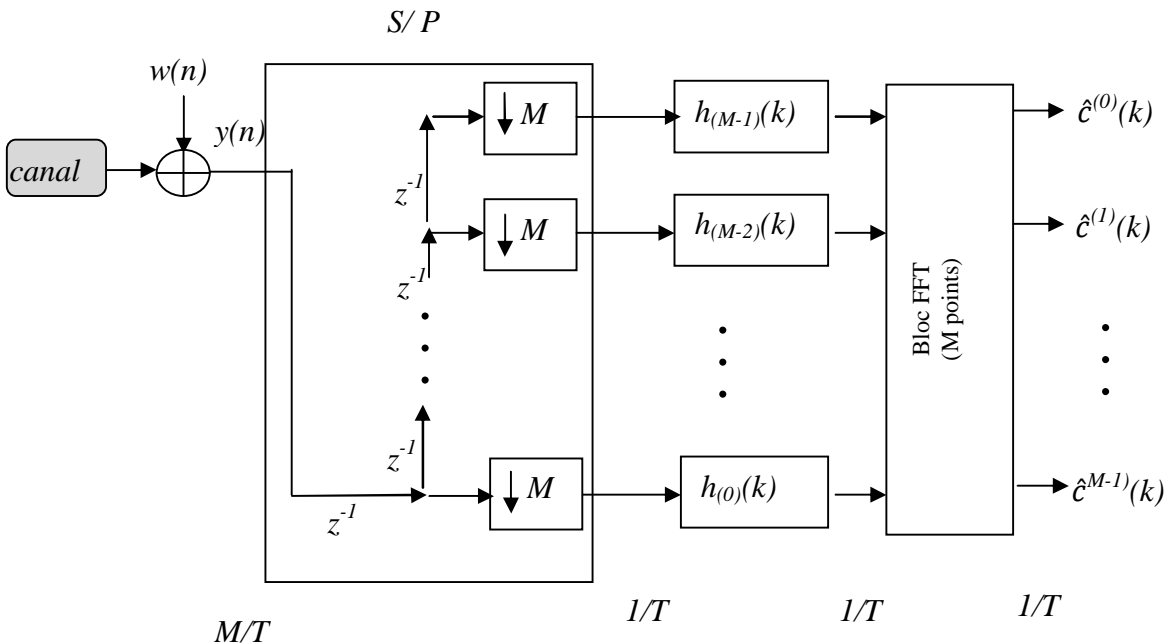


Figure III.8 : Implémentation efficace d'un récepteur OFDM suréchantillonné

On peut aussi constater d'après l'équation (III.27) que l'implémentation de la figure III.8 est reflétée de l'implémentation de la figure III.6. Puisque le filtre prototype est symétrique et a $M\gamma$ échantillons, pour chacune des composantes polyphasées $h_{(i)}(n)=h_{(nM+i)}$, le filtre adapté est

actuellement $h_{(M-i-1)}(n)$. C'est pourquoi ils sont en ordre inverse par rapport à ceux dans figure III.6, depuis que l'implémentation entière est adaptée à celle de la figure III.6.

III.4. Condition de Reconstruction Parfaite

Dans les systèmes de communication multiporteuses conventionnels à base des bancs de filtres, pour que la transmission soit sans ISI dans un sous canal et sans ICI dans un canal, le banc de filtre doit satisfaire la condition de reconstruction parfaite (RP). Un banc de filtre satisfait la condition RP si le signal reconstruit est identique au signal d'entrée pour un retard spécifique. Par conséquent, d'après les filtres d'émetteur et ceux du récepteur illustrés sur la figure III.9, la contrainte de RP est donnée par [23]:

$$\sum_k h^{(i)}(k)g^{(i)}(nM - k) = \delta(n - \Delta) \quad , \forall i \tag{III.28}$$

$$\sum_k h^{(i)}(k)g^{(j)}(nM - k) = 0 \quad , \forall n, \quad i \neq j \tag{III.29}$$

Où Δ est le retard entre l'entrée et la sortie, $h^{(i)}(k)$ et $g^{(i)}(k)$ sont définis dans les équations (III.10) et (III.22) et δ est le symbole de Kronecker.

La condition RP peut être considérée comme une généralisation du critère de Nyquist pour les communications sans ISI. Notons que la RP exige un chevauchement consistant entre les sous porteuses qui est en contradiction avec le désir d'avoir un contenu spectral élevé.

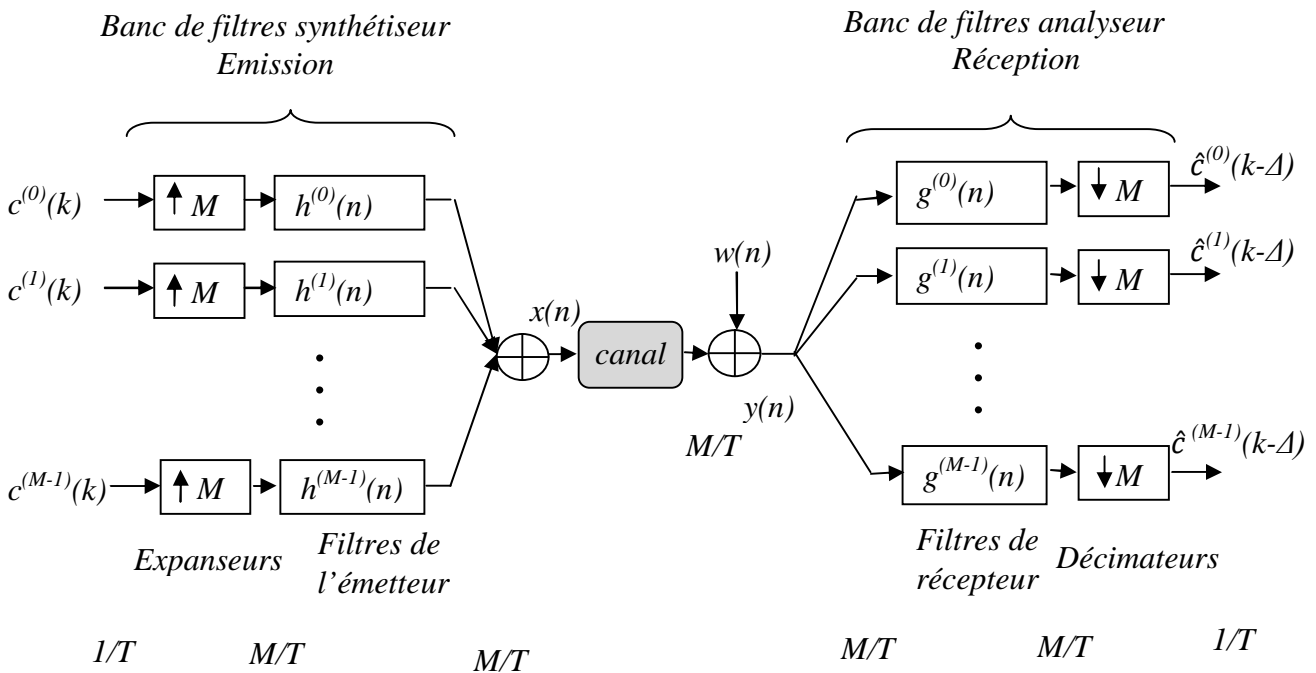


Figure III.9 : Banc des filtres analytiques et synthétiques.

Cependant, la condition RP appliquée précédemment ne prend pas en compte la distorsion du canal et le bruit en considération, qui sont toujours présent dans un système de communication. Par conséquent, les propriétés désirables d'ISI et ICI nul sont détruites.

L'approche suivie dans l'OFDM suréchantillonnée est d'enlever l'ICI presque complètement indépendant du canal et alors enlever l'ISI restant dans chaque sous-canal par l'utilisation de l'égalisation. Par conséquent, les filtres qui accomplissent un contenu spectral élevé peuvent être trouvés en relâchant les contraintes RP et introduisant l'égalisation au récepteur.

Dans l'OFDM suréchantillonnée avec bancs de filtre, le critère de conception sera le contenu spectral élevé. Ce dernier évitera l'ICI mais l'ISI reste dans chaque sous-canal et il aura besoin d'être enlevé. Notons que seulement un filtre parfait accomplirait RP et il satisfait les principes de l'OFDM suréchantillonnée précédemment esquissés. Malheureusement ce filtre n'est pas pratique depuis qu'il exige une longueur infinie du filtre prototype.

III.5. La conception d'un filtre prototype

Dans la modulation OFDM suréchantillonnée, le filtre prototype définit complètement le système. Le choix du filtre prototype pour la réalisation du banc de filtres polyphases autorise plusieurs compromis entre le nombre de sous-canaux, le contenu spectral élevé et la complexité de l'implémentation. Ces compromis sont possibles parce que le nombre de sous-canaux peut être réduit sans encourir une perte de l'efficacité de la transmission, alors que dans OFDM le nombre minimum de sous-canaux est contraint par les exigences de l'efficacité spectrale à cause de l'usage du préfixe cyclique.

Puisque on ne va pas concevoir un prototype basé sur la contrainte RP, nous nous concentrerons sur les prototypes qui accomplissent un contenu spectral élevé avec une complexité minimum.

Ce filtre prototype est approximativement un filtre idéal qui a une réponse fréquentielle égale à zéro à l'extérieur de l'intervalle $|f| \leq 1/2T$ Hz comme il est représenté sur la figure III.10. Dans la conception du filtre passe bas $h(n)$, la fréquence d'échantillonnage sera la plus haute fréquence du système c.-à-d., M/T . Par conséquent, la limite de la fréquence numérique (à la fréquence d'échantillonnage M/T) sera $1/(2M)$ (voir la figure III.10). Nous approximons cette réponse avec un filtre prototype FIR à phase linéaire avec γM coefficients réels. De cette manière, chacun des filtres polyphases sera un filtre avec des coefficients réels et de longueur γ . Nous notons aussi que le filtre prototype est symétrique mais les composantes polyphases ne le sont pas.

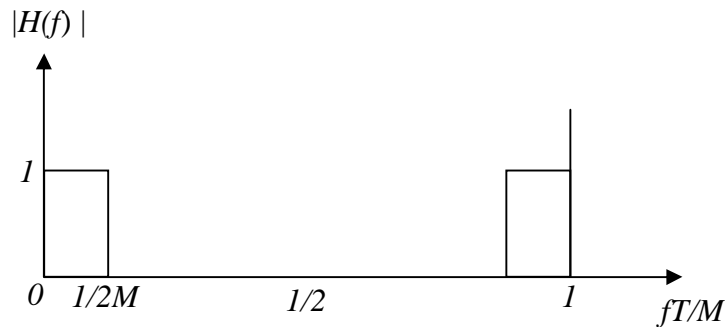


Figure III.10 : Réponse fréquentielle idéale du filtre prototype passe-bas

Puisque l'objectif est de concevoir un filtre prototype passe bas, nous proposons de le faire en utilisant des techniques standard de synthèse des filtres.

Dans cette partie, nous discutons quelques paramètres et contraintes qui sont exigés pour la conception. Nous allons examiner deux techniques de design qui donnent de bons résultats et aussi un troisième proposé dans [12].

Dans la conception classique des filtre FIR passe bas [45], la fréquence de coupure est choisie d'être la fréquence à laquelle la réponse fréquentielle du filtre s'atténue de 3dB. Dans notre cas, $1/(2T)$ n'est pas la fréquence de coupure parce que nous voulons que la réponse fréquentielle soit nulle à cette fréquence. Par conséquent, une fréquence inférieure sera sélectionnée comme la fréquence de coupure. Selon la valeur du chevauchement γ , nous choisirons des valeurs différentes pour la fréquence de coupure

Nous avons trouvé qu'il y a deux valeurs importantes dans la synthèse du prototype:

- f_{-3dB} : Cette valeur sera en rapport avec l'uniformité de la réponse du canal dans le sous-canal. Le plus proche à $f = 1/(2T)$, cette valeur sera importante dans la détermination de l'ISI par sous-canal et par conséquent les exigences de l'égalisation.
- La réponse en amplitude à $f = 1/(2T)$, ou de même la valeur de croisement spectrale avec les canaux adjacents dû à l'uniformité de l'implémentation du banc de filtres, sera le croisement entre deux sous-canaux adjacents. Cette valeur devrait être aussi basse que possible puisque elle déterminera l'ICI introduit par les canaux adjacents. Si cette valeur est suffisamment basse nous pouvons supposer l'indépendance des sous-canaux à la sortie du banc du filtres.

Évidemment, pour une valeur fixe du chevauchement γ , il y aura un compromis entre ces deux derniers paramètres

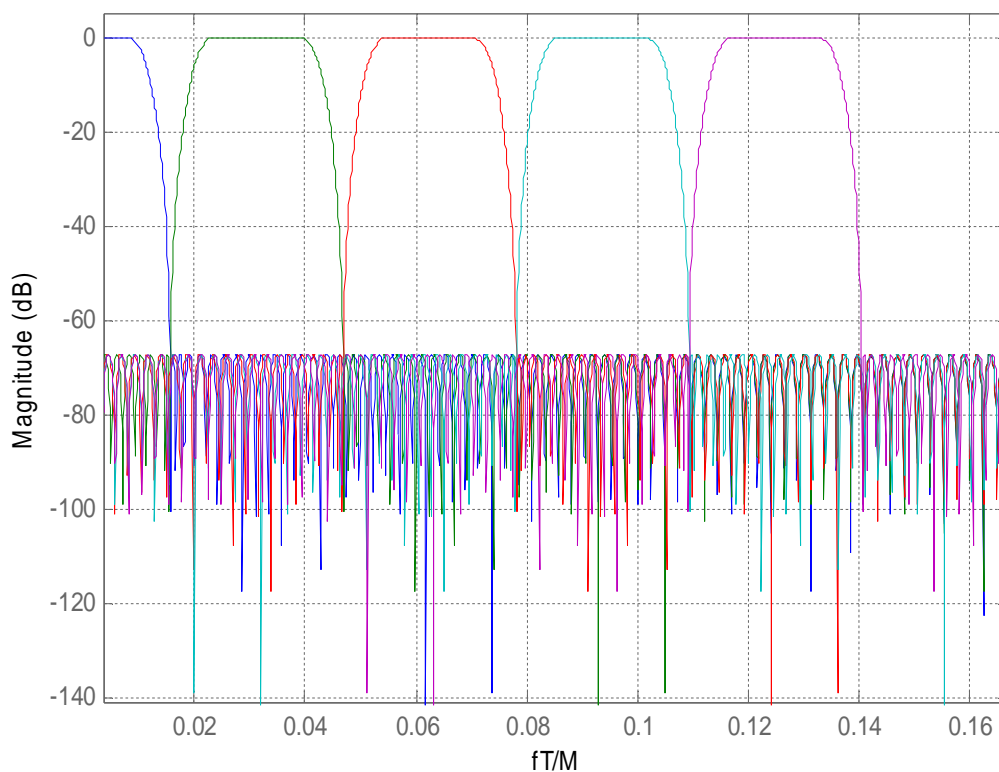
Parmi les méthodes de synthèse d'un filtre prototype on trouve (à titre d'exemple) :

- L'algorithme de Parks-McClellan modifié.

- L'approximation d'un filtre IIR par un filtre FIR.
- Le fenêtrage.

Dans cette dernière méthode, plusieurs fenêtres ont été considérées dans la littérature et qui offrent différents compromis entre la largeur de la transition, le niveau des lobes secondaires, l'atténuation maximum de la bande de coupure et l'ondulation de la bande passante. La fenêtre de Hamming et la fenêtre de Gauss donnent de bons résultats d'après la référence [45] qui donne une analyse complète de l'application de cette méthode.

Dans la figure III.11, nous avons représenté les premiers 05 sous-canaux de l'OFDM suréchantillonnée avec la fenêtre du Hamming, pour $\gamma = 14$.



*Figure III.11 : Les 5 premiers sous-canaux avec $\gamma = 14$
(Le filtre prototype par la fenêtre de Hamming)*

III.6. L'égalisation dans l'OFDM suréchantillonnée

Nous avons vu que les ICI peuvent être négligés dans un système OFDM suréchantillonnée à cause du contenu spectral élevé des sous-canaux. Toutefois, parce que les filtres n'ont pas été définis pour satisfaire la condition de la reconstruction parfaite, ISI sera introduite dans chacun des sous-canaux. Cela peut être compris facilement de la figure.III.4 et du critère Nyquist. Nous voyons que la fréquence Nyquist (l'inverse de la période du symbole) est exactement la même valeur que l'intervalle

de fréquences des sous-canaux. Puisque dans la conception du filtre prototype nous essayons d'avoir tout le contenu spectral dans $1/2T$, le critère de Nyquist ne sera pas accompli à cause de la descente rapide de la réponse fréquentielle avant $f=1/(2T)$ [22].

Par conséquent, pour un chevauchement constant γ , les prototypes avec une bonne orthogonalité dans le domaine fréquentiel (c.-à-d. ils ne se chevauchent pas considérablement dans le domaine fréquentiel) exposera nécessairement une forte courbure vers l'extrémité de la bande de la réponse fréquentielle du prototype, en menant nécessairement à des ISI sur ce sous-canal. Par conséquent, un égaliseur sera exigé avec l'OFDM suréchantillonnée.

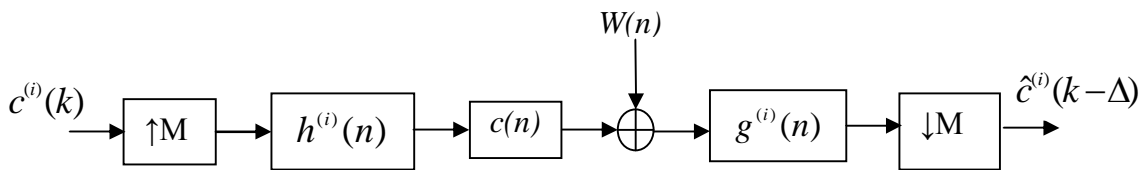


Figure III.12 : L'équivalent d'un sous-canal.

A supposer que les sous-canaux sont bien séparés en fréquence (voir la figure III.4), alors la réponse totale pour chacun des sous-canaux sera indépendante des canaux adjacents (sans ICI) et elle peut être considérée équivalente à la cascade du $i^{\text{ème}}$ filtre d'émetteur, le canal multitrajets, $c(n)$, et le $i^{\text{ème}}$ filtre du récepteur comme illustré sur la figure III.12. Cette réponse aura besoin d'être égalisée par un égaliseur pour chaque sous-canal. Le système OFDM suréchantillonnée avec une égalisation par sous-canal est donné par la figure III.13.

C'est important de noter que même sans l'effet du canal et le bruit additif, nous aurions encore ISI dû à la violation de la condition RP. Dans la figure III.14, nous avons représenté la réponse de l'impulsion du $i^{\text{ème}}$ sous-canal sans l'effet du canal multitrajets. Le prototype a été calculé avec $\gamma = 10$; par conséquent, la longueur du canal est équivalente à 17 échantillons.

III.6.1. L'égaliseur DFE (Decision Feedback Equalizer)

L'égaliseur DFE est une approche efficace pour l'élimination des effets des ISI [22]. Il consiste en un filtre de réaction directe (Feedforward Filter), un filtre de contre réaction (Feedback Filter) et un bloc éminceur (slicer) (voir la figure III.10). Les deux filtres sont généralement des filtres FIR. Les filtres de la contre réaction enlèvent les postcursus (postcursor) des interférences inter-symbole, c.-à-d. l'influence des symboles passés au sujet de lesquels les décisions ont été prises, pendant que les filtres de la réaction directe minimisent l'effet du précurseur des ISI, c.-à-d. l'effet des

futurs symboles. Il a été démontré que l'égaliseur DFE fournit un meilleur rendement comparé à l'égaliseur transversal linéaire et réduire la complexité de mise en œuvre (avec presque la même performance) relativement à l'égaliseur MLSE (Maximum Likelihood Sequence Estimation) [42].

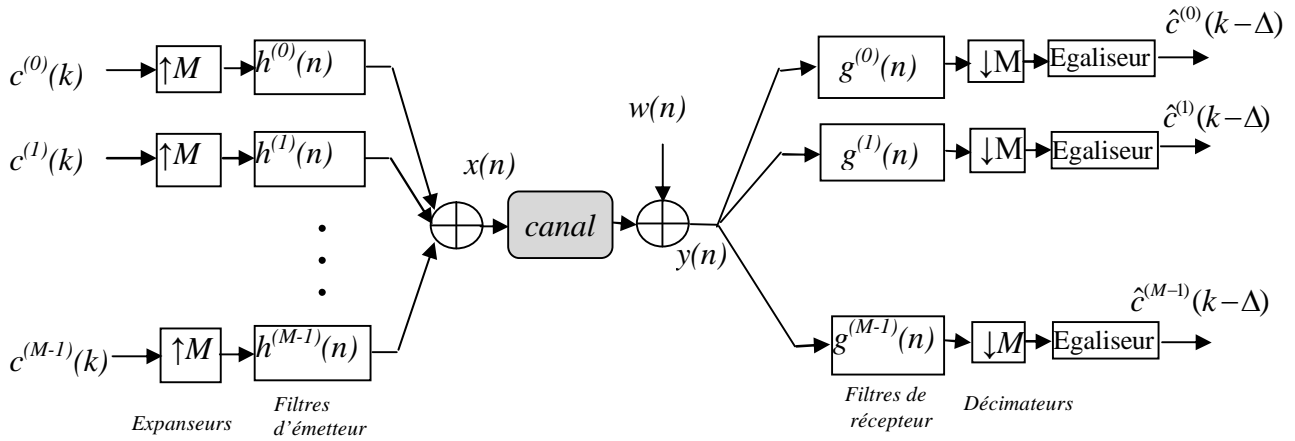


Figure III.13 : Egalisation par sous-canal.

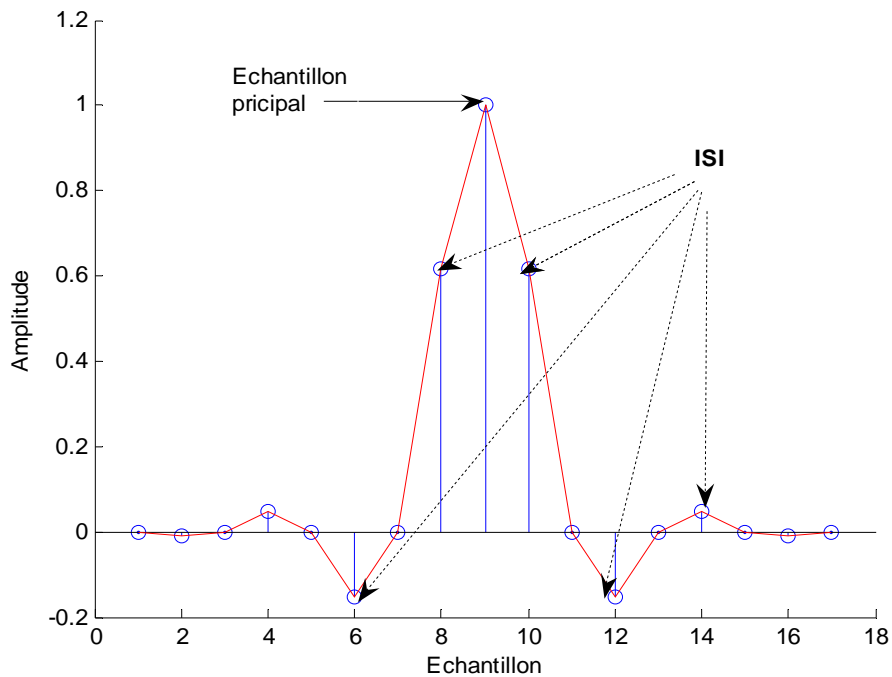


Figure III.14 : La réponse temporelle équivalente du $i^{ème}$ sous-canal.

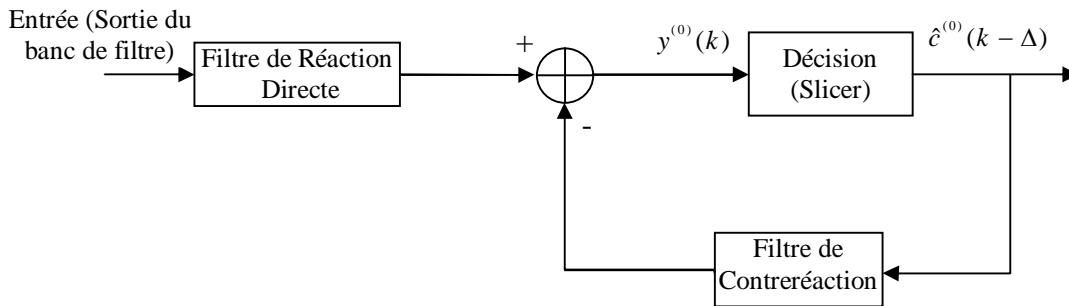


Figure III.15: Schéma bloc d'un égaliseur DFE.

Deux critères d'optimisation ont été utilisés pour optimiser les coefficients des filtres DFE, à savoir le critère forcé à zéro (Zero Forcing ou ZF) et le critère erreur quadratique moyenne minimum (MMSE). L'égaliseur ZF essaie d'inverser la réponse de l'impulsion du canal sans prendre le bruit en considération. Il peut être utilisé par conséquent seulement sur les canaux relativement plats avec un rapport SNR élevé, qui ne sont pas utiles sur les canaux sans fils multitrajets. Ici, nous considérons un égaliseur DFE qui minimise le critère de l'erreur quadratique moyenne (MMSE-DFE), c.-à-d il minimise la puissance de l'erreur du bloc de décision (éminceur). Le MMSE-DFE a été identifié comme le meilleur parmi les récepteurs optimums (en comparant avec le MLSE) pour les applications sans fils et a été le sujet d'études théoriques intenses [43][44].

III.7. Résultat de la simulation :

Dans cette partie, nous avons étudié les performances de la modulation OFDM suréchantillonnée sur un canal multitrajet. Les performances du système de communication sont évaluées en mesurant soit l'erreur quadratique moyenne, soit le taux d'erreur binaire (BER). Dans notre cas nous avons mesuré le BER. Nous avons utilisé le filtre prototype IOTA, déjà étudié au deuxième chapitre, pour réaliser l'OFDM suréchantillonnée: en maximisant la localisation temps-fréquence et en minimisant l'énergie hors-bande. Dans toutes les simulations nous avons supposé le nombre total de sous-porteuses $N = 64$. Le nombre de symboles OFDM suréchantillonnée est 100. Les caractéristiques du canal sont données dans le premier chapitre (partie simulation). La méthode d'égalisation adoptée est la DFE.

a/ Effet du niveau de la constellation :

Les effets du canal multitrajet et du Bruit Blanc Additif Gaussien (AWGN) sur la performance du système OFDM suréchantillonnée pour trois constellations (la 4-QAM, la 16-QAM et la 64-QAM) sont illustrés sur la figure III.15.

Nous pouvons constater que la performance de l'OFDM suréchantillonnée est semblable à une transmission numérique QAM standard mono-porteuse. Nous remarquons ici que la valeur du BER dépend du nombre de symboles transmis et de la constellation utilisée par la modulation. Par ailleurs, plus la taille de la constellation est petite, plus le BER est bon.

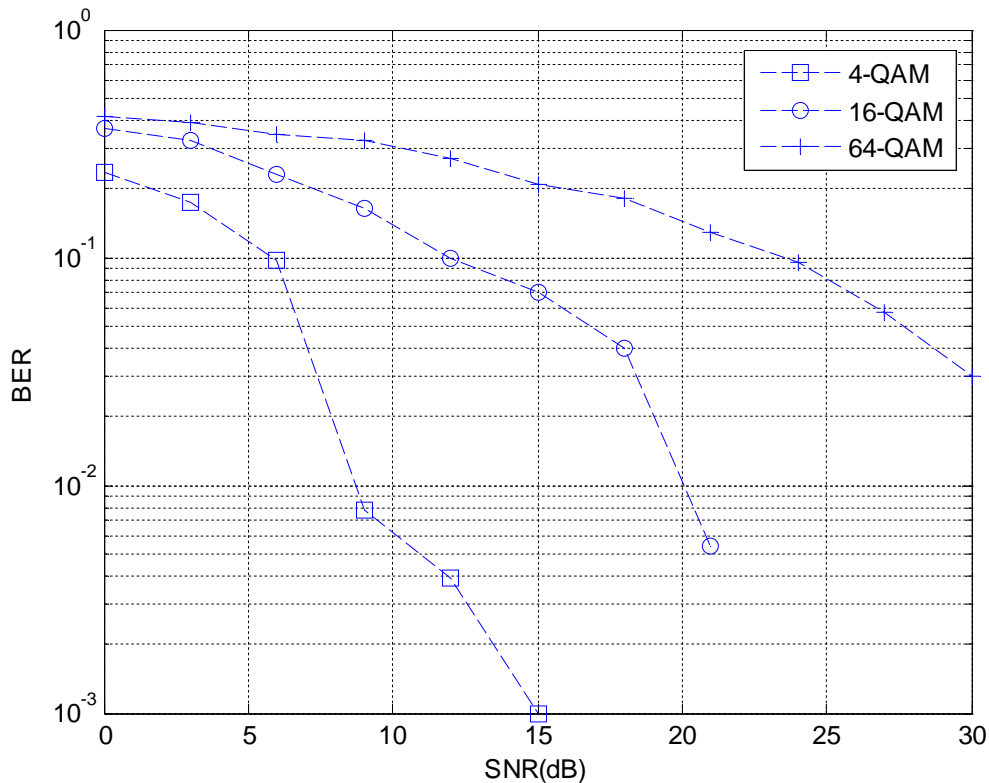


Figure III.16 : Le BER du système OFDM suréchantillonnée pour les constellations 4-QAM, 16-QAM et 64-QAM.

b/ Comparaison avec l'EQ-OFDM :

Sur la figure III.17, Nous avons comparé la performance de la modulation OFDM suréchantillonnée avec celle de la modulation OFDM classique pour quelques valeurs du SNR. Nous avons vu théoriquement que pour l'OFDM, tant que le délai d'un deuxième trajet est inférieur à l'intervalle de garde, l'ISI est nul et sa performance reste constante. Quand le délai est plus grand que l'intervalle de garde, les performances diminuent. Par contre, il n'y a pas d'intervalle de garde avec l'OFDM suréchantillonnée et d'où l'utilisation d'un égaliseur DFE pour combattre les ISI. D'après la figure III.17 et pour des valeurs fixes du délai, les performances de l'OFDM suréchantillonnée sont meilleures par rapport à ceux de l'EQ-OFDM en terme de variation du BER en fonction du SNR.

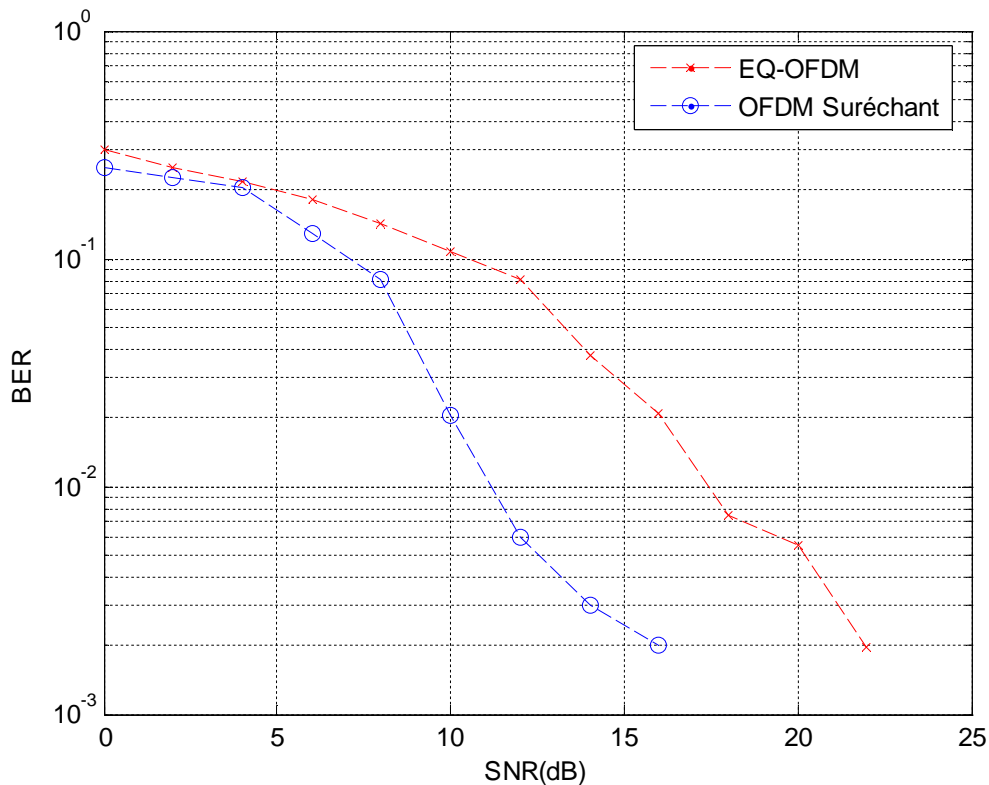


Figure III.17 : Comparaison de l'OFDM suréchantillonnée avec l'EQ-OFDM.

c/ L'effet Doppler sur l'OFDM suréchantillonnée

L'effet Doppler (dû au déplacement du récepteur par rapport à l'émetteur) sur la performance du système OFDM suréchantillonnée dans un canal multitrajet pour la modulation 4-QAM est illustré sur la figure III.18. La simulation est effectuée pour les vitesses de déplacement 20km/h, 90Km/h et 120km/h.

D'après la figure. III.18, les performances de l'OFDM suréchantillonnée sont toujours supérieures à celles de l'OFDM classique. Ceci correspond à l'analyse théorique que nous avons fait dans ce chapitre : l'effet Doppler sur la modulation OFDM suréchantillonnée qui utilise des filtres prototypes de type IOTA est moins important que celui sur la modulation EQ-OFDM avec des filtres rectangulaires. C'est la raison pour laquelle nous obtenons de meilleures performances lorsque nous utilisons l'OFDM suréchantillonnée sur un canal multitrajet de type Rayleigh.

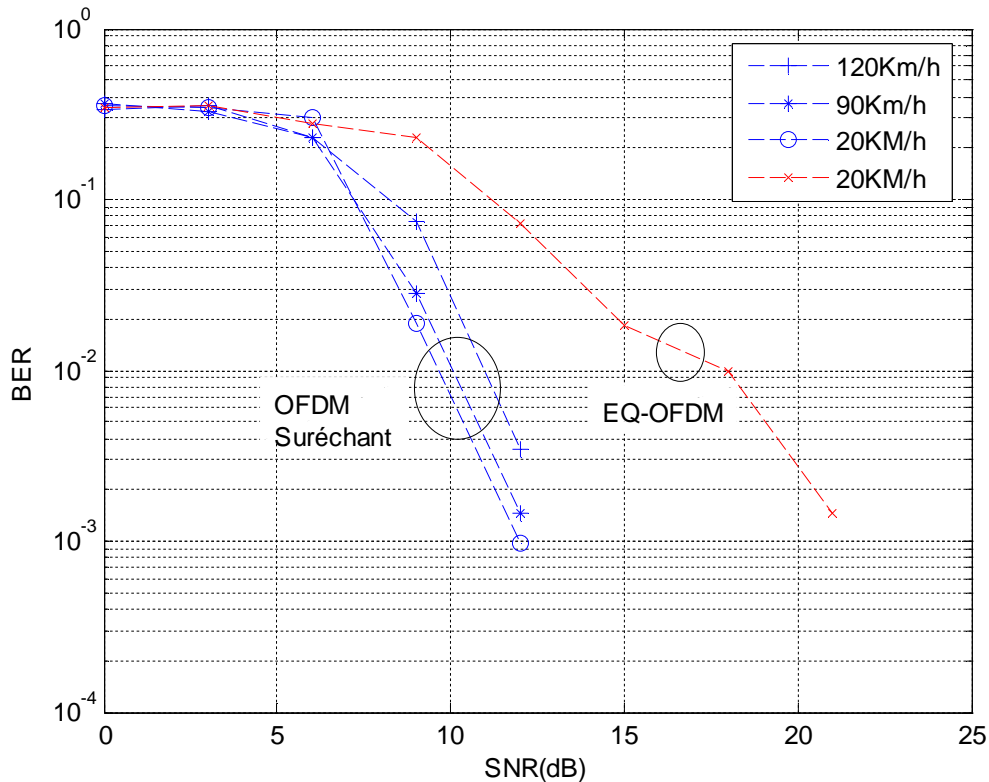


Figure III.18 : Effet de la vitesse de déplacement du récepteur (effet Doppler) sur l'OFDM suréchantillonnée.

III.8. Conclusion

Nous avons présenté dans ce chapitre une autre forme principale de l'OFDM avancée à savoir l'OFDM suréchantillonnée. La raison d'introduire cette technique de modulation est pour résoudre quelques problèmes relatifs aux systèmes OFDM classiques qui emploient des spectres du sous-canal chevauchants. Nous avons expliqué comment elle découlait de l'OFDM classique et nous avons décrit les principales caractéristiques de cette modulation puis nous avons donné les schémas d'implémentation de l'émetteur et du récepteur à base de la FFT et l'IFFT. C'est au prix de la complexité de calcul que nous avons obtenu une plus haute efficacité spectrale que l'OFDM conventionnel.

Nous avons introduit aussi une implémentation efficace du banc de filtre et le filtre prototype passe bas. Nous avons identifié deux paramètres pour sa conception et proposé des techniques de synthèse connues des filtres prototypes qui donnent de bons résultats.

Une chose importante dans l'OFDM suréchantillonnée est le processus de l'égalisation par sous-canal présenté dans ce chapitre qui est utilisé pour combattre les ISI qui restent dans le sous-canal à cause de la violation de la reconstruction parfaite.

Nous avons terminé ce chapitre par la simulation d'un modem OFDM suréchantillonnée associé avec un canal multitrajet. Nous avons effectué des simulations pour plusieurs types de constellations avec une fréquence Doppler fixe et des simulations pour plusieurs valeurs de la fréquence Doppler avec une constellation fixe. Nous avons également comparé par simulation l'OFDM suréchantillonnée avec l'OFDM classique. L'OFDM suréchantillonnée a été testée dans un canal multitrajet. En fait, bien qu'elle exige une haute complexité de calcul dans l'émetteur et le récepteur les performances de l'OFDM suréchantillonnée sont les meilleures par comparaison avec l'OFDM classique. Autrement dit, l'OFDM suréchantillonnée est plus robuste contre l'effet Doppler. Grâce à cette propriété, l'OFDM suréchantillonnée peut être très utile dans les systèmes de communication sans fils.

Conclusion Générale et Perspectives

Le principal objectif de ce mémoire était d'étudier le comportement des modulations multiporteuses avec forme d'onde comme l'OFDM, l'OFDM/OQAM et de l'OFDM suréchantillonnée vis-à-vis de certains aspects importants des communications numériques, que ce soit au niveau de l'émission ou bien de la réception, dans un environnement radiomobile.

Nous avons ainsi décrit dans un premier temps ces modulations avec forme d'onde à partir de la modulation OFDM. En observant que l'OFDM est basée sur une forme d'onde rectangulaire, mal localisée en fréquence, il était intéressant de trouver une modulation ayant les mêmes avantages que l'OFDM du point de vue de l'orthogonalité et de l'efficacité spectrale tout en utilisant une forme d'onde ayant de meilleures propriétés spectrales. Le théorème de Balian-Low stipule qu'il n'est pas possible d'avoir à la fois une modulation orthogonale possédant une forme d'onde bien localisée en temps et en fréquence et une efficacité spectrale identique à l'OFDM. Nous avons pu ainsi introduire dans un premier temps la modulation OFDM/OQAM. Cette modulation a pour principe de relâcher les contraintes d'orthogonalité, tout en conservant une efficacité spectrale identique à l'OFDM. Dans un second temps, l'OFDM suréchantillonnée est introduite en relâchant les contraintes de l'efficacité spectrale maximale en gardant l'orthogonalité dans le corps des complexes. Ces deux modulations permettent l'utilisation de formes d'onde ayant des meilleures propriétés spectrales que la forme d'onde rectangulaire.

Nous avons aussi fait le lien entre les modulations à temps continu et les modulations à temps discret en focalisant sur le cas discret, et en mettant l'accent sur l'utilisation de filtres causaux à réponse impulsionnelle finie. En utilisant le formalisme des bancs de filtres, nous avons montré comment les modems OFDM/OQAM et OFDM suréchantillonnée peuvent être réalisés à l'aide d'un transmultiplexeur. Par ailleurs, les transmultiplexeurs proposés à ce stade étant à forte complexité opératoire, nous avons donné des schémas de réalisation équivalents beaucoup plus efficaces : ceux-ci font intervenir l'IFFT, la FFT et le filtrage polyphase, ce qui réduit considérablement la complexité opératoire des transmultiplexeurs initiaux.

D'après les résultats de simulation et si on considère les deux critères : performance et complexité de mise en œuvre, l'OFDM avec un préfixe cyclique est plus intéressante pour les systèmes à faible mobilité puisqu'elle est plus simple à implémenter avec de bonnes performances et c'est la raison pour laquelle cette technique a été adoptée dans les WLAN au niveau des standards HIPERLAN 2 et IEEE 802.11a et la TV numérique avec la norme DVB-T.

L'OFDM/OQAM qui peut combattre les ISI et les ICI sans utiliser le préfixe cyclique comparé aux systèmes OFDM classiques, utilise des formes d'onde bien conçues pour satisfaire la condition de la reconstruction parfaite. L'évaluation des performances de l'OFDM/OQAM a déjà illustré son avantage prometteur et elle a déjà été introduite dans le standard technique de la radio numérique de TTA et été considérée dans WRAN (IEEE 802.22). L'inconvénient de l'OFDM/OQAM est aussi la complexité du système.

L'OFDM suréchantillonnée est très utile dans le cas des systèmes à grande mobilité vu ses bonnes performances en terme de BER puisqu'elle utilise une forme d'onde plus localisée en temps et en fréquence par rapport à celle utilisée par la CP-OFDM et qu'elle présente une bonne efficacité spectrale (absence du préfixe cyclique). L'inconvénient major est la haute complexité à cause du banc de filtres et l'égalisation DFE par sous-canal. Dû aux bonnes caractéristiques spectrales, l'OFDM suréchantillonnée est une bonne proposition pour:

- l'Accès multiple dans des environnements indoor tels que LAN sans fil (Wi-LAN).
- l'Accès sans fils fixe large bande (BFWA) dans lequel il y a un long étalement du temps de propagation et le besoin pour un long CP a comme conséquence la perte de l'efficacité spectrale dans l'OFDM conventionnel. De plus, puisque l'émetteur et le récepteur ne sont pas mobiles, le canal multitrajet est plus statique que les autres systèmes sans fil (eg, le réseau de téléphone mobile), par conséquent les séquences envoyées pour initialiser l'égaliseur sont inutiles.

Notre étude a aussi ouvert quelques perspectives. Ainsi, d'autres nombreux travaux restent à mener pour pouvoir aboutir à des chaînes de transmission complètes de type OFDM/OQAM ou OFDM suréchantillonnée pouvant rivaliser avec des systèmes basés sur l'OFDM conventionnelle. La difficulté étant d'améliorer notablement les performances, sans trop accroître la complexité. Ainsi, la recherche de systèmes simples et efficaces en terme d'égalisation et de synchronisation reste d'actualité. Il a été également démontré dans ce manuscrit qu'il existe une relation de dualité entre modulations multiporteuses et bancs de filtres, d'où une technique permettant la synthèse des filtres orthogonaux et biorthogonaux pourrait faire l'objet d'une nouvelle recherche. Il est aussi nécessaire de pouvoir régler, avec ces nouvelles modulations, les problèmes liés aux techniques d'accès par code ainsi qu'à l'augmentation de débit par des techniques MIMO. Quelques résultats ont déjà été obtenus pour l'OFDM/OQAM ([47][48] :couplage avec le CDMA et [1] :MIMO) ainsi que pour le FMT [6] mais ceux-ci restent relativement préliminaires et méritent d'être approfondis dans les années à venir. Enfin, les modulations multiporteuses étant utilisées le plus souvent pour combattre les nuisances dues à des canaux multitrajets, l'évaluation de nos systèmes dans ce cadre serait judicieuse.

ANNEXE A

Calcul des Coefficients d_{k,λ,v_0}



Dans cette annexe, nous allons présenter les règles pratiques, citées dans [41], qui doivent être appliquées pour obtenir les valeurs numériques de d_{k,λ,v_0} avec une grande précision.

Chaque coefficient peut être écrit comme suit :

$$d_{k,\lambda,v_0} = \sum_{l=0}^{+\infty} a_{k,l} e^{-(l\pi/2v_0^2)\lambda}, \quad 0 \leq k \leq +\infty \quad (\text{A.1})$$

Théoriquement, on a un ensemble infini de coefficients $a_{k,l}$ à calculer. En pratique, due au fait que z_{λ,v_0,τ_0} est une fonction qui décroît rapidement, un ensemble fini de coefficients, suivant la précision requise, est suffisant. Lorsque les d_{k,λ,v_0} sont limités à un nombre fini on les note \bar{d}_{k,λ,v_0} , il peuvent être écrits comme suit :

$$\bar{d}_{k,\lambda,v_0} = \sum_{j=0}^{j_k} b_{k,j} e^{-(\lambda\pi/2v_0^2)(2j+k)}, \quad 0 \leq k \leq K \quad (\text{A.2})$$

Où j_k est un entier positif dépend de k . Soit $v_0 = \tau_0 = 1/\sqrt{2}$, on peut voir que pour assurer une précision autour de $e^{-\pi\lambda K}$, avec K entier positif, j_k doit être telle que : $j_k = (K - k) / 2$. Le tableau ci-dessous illustre une liste de coefficients correspondant $b_{k,j}$ pour $K=14$. Cela conduit à une précision environ de $0.79*10^{-19}$ pour $\lambda = 1$.

		j (0 to 7)						
k	1	$\frac{3}{4}$	$\frac{105}{64}$	$\frac{675}{256}$	$\frac{76233}{16384}$	$\frac{457107}{65536}$	$\frac{12097169}{1048576}$	$\frac{70545315}{4194304}$
	-1	$-\frac{15}{8}$	$-\frac{219}{64}$	$-\frac{6055}{1024}$	$-\frac{161925}{16384}$	$-\frac{2067909}{131072}$	$-\frac{26060847}{1048576}$	
	$\frac{3}{4}$	$\frac{19}{16}$	$\frac{1545}{512}$	$\frac{9765}{2048}$	$\frac{596277}{65536}$	$\frac{3679941}{262144}$	$\frac{394159701}{16777216}$	
	$-\frac{5}{8}$	$-\frac{123}{128}$	$-\frac{2289}{1024}$	$-\frac{34871}{8192}$	$-\frac{969375}{131072}$	$-\frac{51182445}{4194304}$		
	$\frac{35}{64}$	$\frac{213}{256}$	$\frac{7797}{4096}$	$\frac{56163}{16384}$	$\frac{13861065}{2097152}$	$\frac{87185895}{8388608}$		
	0	$-\frac{63}{128}$	$-\frac{763}{1024}$	$-\frac{13875}{8192}$	$-\frac{790815}{262144}$	$-\frac{23600537}{4194304}$		
		$\frac{231}{512}$	$\frac{1395}{2048}$	$\frac{202281}{131072}$	$\frac{1434705}{524288}$	$\frac{85037895}{16777216}$		
		$-\frac{429}{1024}$	$-\frac{20691}{32768}$	$-\frac{374325}{262144}$	$-\frac{5297445}{2097152}$			
	to	$\frac{6435}{16384}$	$\frac{38753}{65536}$	$\frac{1400487}{1048576}$	$\frac{9895893}{4194304}$			
		$-\frac{12155}{32768}$	$-\frac{146289}{262144}$	$-\frac{2641197}{2097152}$				
14	$\frac{46189}{131072}$	$\frac{277797}{524288}$	$\frac{20050485}{16777216}$					
	$-\frac{88179}{262144}$	$-\frac{2120495}{4194304}$						
	$\frac{676039}{2097152}$	$\frac{4063017}{8388608}$						
	$-\frac{1300075}{4194304}$							
	$\frac{5014575}{16777216}$							

Tableau A.1 : Les premiers coefficients $b_{k,j}$.

Bibliographie



- [1] J. G. Andrews, A. Ghosh, and R. Muhamed, "Fundamentals of WiMAX Understanding Broadband Wireless Networking," *Prentice Hall*, 200.
- [2] A. SKRZYPCZAK, "Contribution à l'Etude des Modulations Multiporteuses OFDM/OQAM et OFDM Suréchantillonnées", *Thèse de doctorat, Université de Rennes 1*, Novembre 2007.
- [3] R. Prasad, "OFDM for Wireless Communications Systems," *Artech House Inc*, Boston London, 2004.
- [4] B. Le Floch, M. Alard, and C. Berrou, "Coded Orthogonal Frequency Division Multiplex," *Proceeding of the IEEE*, volume 83, NO. 06, page 982-986, Jun 1995.
- [5] B. Hirosaki, "An Orthogonally Multiplexed QAM System Using the Discrete Fourier Transform," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 29, NO. 7, pp. 982-989, Jul. 1981.
- [6] R. W. Chang, "Synthesis of Band-limited Orthogonal Signals for Multichannel Data Transmission," *The Bell System Technical Journal*, pp. 1775-1796, December 1966.
- [7] R. W. Chang and R. A. Gibby, "A Theoretical Study of Performance of an Orthogonal Multiplexing Data Transmission Scheme," *IEEE Transactions on Communications*, Vol. COM-16, pp. 529-540, August 1968.
- [8] S. B. Weinstein and P. M. Ebert, "Data Transmission by Frequency-division Multiplexing Using The Discrete Fourier Transform," *IEEE Transactions on Communications Technology*, Vol. COM-19(5), pp. 628-634, October 1971.
- [9] A. Pled and A. Ruiz, "Frequency Domain Data Transmission Using Reduced Computational Complexity Algorithm," *ICASSP'80*, Volume 3, Denver, USA, Avril 1980, Page 964-967.
- [10] L. J. Cimini, "Analysis and Simulation of Digital Mobile Channel Using Orthogonal Frequency Division Multiple Access," *IEEE Transaction on Communications*, Vol. 33, pp. 665-675, July 1985.
- [11] R. Lasalle and M. Alard, "Principles of Modulation and Channel Coding for Digital Broadcasting for mobile Receivers," *EBU Review*, No. 224, pp. 168-190, August 1987.
- [12] G. Cherubini, E. Eleftheriou, S. Olcer and J.M. Cioffi, "Filter Bank Modulation techniques for very high speed digital subscriber lines," *IEEE Communications Magazine*, vol. 38, pp. 98-104, May 2000.
- [13] W.Y. Chen and D.L. Waring, "Applicability of ADSL to support video dial tone in the copper loop," *IEEE Commun. Magazine*, May 1994.
- [14] Portail Internet de support pour la Technologie Wi-Max, <http://www.wimaxforum.org>
- [15] Portail Internet de l'Alliance WiMedia, <http://www.wimedia.org>.
- [16] B. Hirosaki, "An Analysis of Automatic Equalizers for Orthogonally Multiplexed QAM Systems," volume COM-28, NO. 1, page 73-83, Janvier 1980.
- [17] A. Vahlin and N. Holte, "Optimal Finite Duration Pulses for OFDM," *In Globecom '94*, San Francisco, USA, November 1994, pages 258-262.
- [18] N. j. Fliege, "Orthogonal Multiple Carrier Data Transmission," *European Transactions on Telecommunication*, volume 3, NO. 3, page 255-264, Mai- Juin 1992.

- [19] H. Bolcskei, P. Duhamel, and R. Hleiss, "Design of Pulse Shaping OFDM/OQAM systems for Wireless communications with High Spectral Efficiency," *IEEE Transaction on Signal Processing*, November 1998.
- [20] H. G. Feichtinger and T. Strohmer, "Gabor analysis and algorithms," *Birkhauser*, Boston, 1998.
- [21] C. Siclet, "Application de la théorie des bancs de filtres à l'analyse et à la conception de modulation multiporteuses orthogonales et biorthogonales," *Thèse de doctorat, Université de Rennes 1*, Novembre 2002.
- [22] I. Berenguer, I. J. Wassell, "Efficient FMT equalization in outdoor broadband wireless systems," *Proc. IEEE International Symposium on Advances in Wireless Communications*, Victoria, Canada, Sept. 2002.
- [23] I. Berenguer, I. J. Wassell, "FMT Modulation: Receiver Filter Bank definition for the Derivation of an Efficient Implementation," *Proc. IEEE 7th International OFDM Workshop*, Hamburg, Germany, Sept. 2002
- [24] R. Vallet and K.H. Taieb. "Fraction Spaced multi-carrier modulation," *Wireless Personal communications*, 2 (1) : 97-103, 1995.
- [25] R. Hleiss, P. Duhamel, and M. Charbit, "Oversampled OFDM systems," *In IEEE International Conference on Digital Signal Processing, DSP'97*, Santorini, Grèce, Juiillet 1997.
- [26] C. Siclet and P. Siohan, "Design of BFDM/OQAM System Based on Biorthogonal Modulated Filter Banks," *Globecom 2000, San Francisco, USA*, November 2000, pages 701-705.
- [27] P. Siohan and C. Siclet, "Analysis and Design of OFDM/OQAM Systems Based on Filterbank Theory," *IEEE Transaction On Signal Processing*, Vol 50, N° 5, page 1170-1183, May 2002.
- [28] V. Dégardin, "Analyse de la faisabilité d'une transmission de données haut débit sur le réseau électrique basse tension," *Thèse de doctorat, Université des Sciences et Technologies de Lille*, Décembre 2002.
- [29] E. GUEGUEN, "Etude et optimisation des techniques UWB haut débit multibandes OFDM," *Thèse de doctorat, Institut National des Sciences Appliquées de Rennes*, Janvier 2009.
- [30] M. Morelli and U. Mengali, "A Comparison of Pilot-Aided Channel Estimation Methods for OFDM Systems," *IEEE Transactions on broadcasting*, Vol. 49, pp. 3065-3073, NO. 2, June 2003.
- [31] Y. Zhao and A. Huang, "A novel channel estimation method for OFDM mobile communication systems based on pilot signals and transform domain processing," *IEEE VTC*, vol. 3, 1997, pp. 2089-2093
- [32] J. Shentu, K. Panta, and J. Armstrong, "Effects of Phase Noise on Performance of OFDM Systems Using an ICI Cancellation Scheme," *IEEE Transactions on broadcasting*, Vol. 49, pp. 221-224, NO.2, June 2003.
- [33] S. Coleri, M. Ergen, A. Puri, and A. Bahai, "Channel Estimation Techniques Based on Pilot Arrangement in OFDM Systems," *IEEE Transactions on broadcasting*, Vol. 48, pp. 223-29, NO. 3, September 2002.
- [34] M. Chang, and Y.T. Su, "Performance Analysis of Equalized OFDM Systems in Rayleigh Fading," *IEEE Transaction on wireless communications*, Vol. 1, NO. 4, October 2002, pp. 721-732.
- [35] J. Mar, C. Chou, C.C. Kuo, and Y.R. Lin, "A Pilot Sub-Carrier-Aided Frequency Equalizer for the Dedicated Short-Range Communications System over Time-Varying Fading Channels," *Management & Technology Forum China Communications*, December 2006, pp.33-41
- [36] J. Du, S. Signell, "Comparison of CP-OFDM and OFDM/OQAM in Doubly Dispersive Channels," *Future Generation Communication and Networking (FGCN) 2007*. vol. 2, pp.207-211
- [37] Y.-P. Lin, C. -C. Li, and S.-M. Phoong, "A Filterbank Approach to Window Designs for Multicarrier systems," *IEEE Circuits and Systems Magazine*, volume7, NO. 1, page 19-30, January 2007.
- [38] I. Daubechies, "The Wavelet Transform, Time Frequency Localisation and Signal Analysis," *IEEE Trans, on Information Theory*, Volume 36, NO. 5, page 961-1005, September 1990.

-
- [39] M.Vetterli, "A Theory of Multirate Filterbanks," *IEEE Transaction on Acoustics, Speech and signal Processing*, Vol ASSP-35, NO.3, page 356-372, March 1987.
- [40] P. R. Chevillat and G. Ungerboeck, "Optimum FIR transmitter and receiver filters for data transmission over bande-limited channels," *IEEE Trans. On Communication*, volume COM-30, NO. 8, pages 1909-1915, August 1982.
- [41] P. Siohan and C. Roche, "Cosine-Modulated Filterbanks Based on Extended Gaussian Functions," *IEEE Trans. On Signal Processing*, volume 48, NO. 11, pages 3052-3061, November 2000.
- [42] J.G. Proakis, "Digital Communication," *McGraw-Hill*, 1995.
- [43] J.M. Cioffi, G.P. Dudevoir, M.V. Eyuboglu and G.D. Forney, "MMSE Decision Feedback Equalizers and Coding-Part I: Equalization Results," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 43, pp. 2582-2594, October 1995.
- [44] N. Al Dhahir and J.M. Cioffi, "MMSE Decision Feedback Equalizers: Finite-Length Results," *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 41, pp. 961-975, July 1995.
- [45] A.V. Oppenheim and R.W. Schaffer and J.R. Buck, "Discrete Time Signal Processing," *second edition*, *Prentice-Hall, Inc.* Upper Saddle River, NJ, 1999.
- [46] L. Vangelista and N. Laurenti, "Efficient Implementations and Alternative Architectures for OFDM-OQAM Systems," *IEEE Trans. On Communications*, volume 49, NO. 4, pages 664-675, Avril 2001.
- [47] C. L  l  , P. Siohan, R. Legouable, and M. Bellanger, "CDMA Transmission with complex OFDM/OQAM," *EURASIP, Special Issue on MCM*, 2007.
- [48] C. L  l  , P. Siohan, R. Legouable, and M. Bellanger, "OFDM/OQAM for Spread Spectrum Transmission," *In MCSS '07, Herrshing, Allemagne*, Mai 2007.