



IFSIC

Université de Rennes 1
Campus de Beaulieu
35042 Rennes Cedex



France Télécom, Orange Labs
4, rue du Clos Courtel, B.P. 91226
35510 Cesson Sévigné Cedex, France

Rapport de stage

présenté devant

l'Institut de Formation Supérieure en Informatique et Communication

en vue de l'obtention du

Diplôme d'ingénieur de l'IFSIC

Etude de l'égalisation de canal pour l'OFDM/OQAM

27 août 2008

Encadrants : Pierre SIOHAN (FT)
Jean-Philippe JAVAUDIN (FT)
Gérard FAUCON (IFSIC)

TANGUY Philippe
DIIC3 TST
2007-2008

Remerciements

Je tiens tout d'abord à remercier Pierre SIOHAN et Jean-Philippe JAVAUDIN pour m'avoir fait confiance et pour l'encadrement de ce stage.

Je remercie également Chrislin LELE pour son aide à la compréhension et au développement des chaînes OFDM/OQAM ainsi que Christian GALLARD et Rodolphe LEGOUABLE pour avoir répondu à mes questions lors des problèmes de développement liés au logiciel de simulation interne à France Télécom.

Je remercie aussi Hao LIN pour son aide à la compréhension de sa méthode d'annulation d'interférences et sa disponibilité lorsqu'il a fallu vérifier le bon fonctionnement des chaînes OFDM/OQAM avec sa méthode d'égalisation sur le logiciel de simulation.

Je n'oublie pas toutes les personnes que j'ai et je n'ai pas citées pour avoir répondu à mes questions lorsque j'en avais besoin et, Matthieu BARBAULT, mon collègue de stage et de bureau, ainsi que tout le personnel de France Télécom qui ont participé à la bonne ambiance et au bon déroulement de ce stage.

Abstract

This report is the result of a trainee period in the Orange Labs of France Telecom Rennes and more precisely I have worked in a team who is specialized in digital communication. I have worked from the 3th February until the 1st August 2008. The purpose of this internship was to study the channel equalization with multi-carrier modulation for multipath channel.

The multipath propagation effects modify the emitted signal, therefore they create interferences intercarrier and intersymbol which significantly reduce the bit error rate in the receiver. The aim of equalization is to improve the performance of communication device.

We have studied and simulated two methods of equalization : a Zero Forcing (ZF) equalization and an Equalization with Interference Cancellation (EIC). The second method has been proposed by Hao LIN who prepares his Ph.D. at France Télécom.

In more details, we have verified the bounds of the algorithm developed by Hao LIN, with and without a channel coding. Moreover, a comparison has been made between OFDM/OQAM with EIC equalization and OFDM.

Résumé

Ce stage s'est déroulé au sein de l'Orange Labs de France Télécom de Rennes dans une équipe spécialisée dans les communications numériques. Il a débuté le 03/03/2008 et a pris fin le 01/08/2008. Mon sujet traite des modulations multi-porteuses et en particulier de l'OFDM/OQAM (Orthogonal Frequency Division Multiplex/Offset Quadrature Amplitude Modulation). L'objectif est d'étudier des techniques d'égalisation pour des canaux de propagation multi-trajets.

L'égalisation de canal a pour objectif de compenser les dégradations (interférences entre symboles + bruit) sur le signal induites par le canal. En particulier, les communications avec modulations multi-porteuses sont dégradées par des interférences entre et à l'intérieur de leurs sous canaux (IES et IEC).

Il a été principalement étudié et simulé une méthode d'égalisation d'annulation d'interférence. Le principe est simple et consiste à faire une première approximation sur les symboles reçus afin de reconstruire une estimée du terme d'interférence pour enfin la retrancher aux symboles démodulés. Cette technique, que nous appelons EIC (Equalization with Interference Cancellation), a été mise au point par Hao LIN en thèse à France Télécom.

Pratiquement, nous avons vérifié la borne de l'algorithme avec et sans codage de canal. De plus, nous avons comparé l'OFDM/OQAM avec la méthode EIC par rapport à l' OFDM.

Table des matières

Introduction	1
I Présentation de l'entreprise	3
1 Contexte du stage	5
1.1 France Télécom, le groupe	5
1.2 France Télécom, le site de Rennes	5
II Compte-rendu de stage	7
2 Modulations multiporteuses : état de l'art	9
2.1 Modulations multiporteuses	9
2.1.1 Principe	9
2.1.2 Historique	10
2.2 Modulations OFDM/QAM	10
2.2.1 Modulation, Démodulation	10
2.2.2 OFDM avec intervalle de garde	11
2.2.3 Inconvénients	12
2.3 Modulations OFDM/OQAM	12
2.3.1 De l'OFDM/QAM vers l'OFDM/OQAM	12
2.3.2 Principe	12
2.3.3 Modulation et Démodulation	13
2.3.4 Le modem OFDM/OQAM : réalisation pratique et efficace	16
2.4 Modulation avec formes d'onde : filtres prototypes	16
2.5 Conclusion	17
3 Egalisation	19
3.1 Le canal de propagation	19
3.1.1 Modélisation du canal	19
3.1.2 Caractérisations du canal	19
3.2 Egalisation en OFDM/OQAM : état de l'art	21
3.2.1 Introduction : état du problème	21
3.2.2 L'égalisation : quelques structures classiques	21
3.2.3 Estimation de canal	23
3.2.4 Egalisation des systèmes OFDM/OQAM : état de l'art	25

3.3	OFDM/OQAM sur canal réel : formulation du problème	25
3.3.1	Expression générale : canal sélectif en temps et en fréquence	26
3.3.2	Simplification	26
3.4	Egalisation par ZF	27
3.5	Méthode EIC	28
3.6	Méthode EIC avec codage de canal	30
3.6.1	Codage/Décodage de canal	30
3.6.2	Décodage et égalisation : vers la turbo-égalisation	32
3.7	Annulation souple d'interférences : principe	32
3.8	Conclusion	32
4	Simulations & Evaluations des performances	33
4.1	Canaux de transmissions	33
4.1.1	Canal PLC	33
4.1.2	Canal test	33
4.2	Méthode annulation d'interférence : calcul de la borne	34
4.3	Estimation canal : configurations	34
4.4	Performances sur canal PLC	36
4.4.1	Paramètres de simulations	36
4.4.2	Présentation des courbes de BER	36
4.4.3	Discussion	38
4.5	Performances sur canal test	38
4.5.1	Paramètres de simulation	38
4.5.2	Présentation courbes BER	38
4.5.3	Discussion	38
4.6	Performances sur canal test : comparaison OQAM versus OFDM	40
4.6.1	Paramètres de simulations	40
4.6.2	Présentation des courbes de BER	40
4.6.3	Discussion	40
	Conclusion	43
A	Analyse temps-fréquence	45
A.1	Temps continu	45
A.1.1	Localisation temps-fréquence	45
A.1.2	Famille de Gabor	46
A.2	Temps discret	46
A.3	Représentation temps-fréquence	47
B	Modulation QAM	49
C	Efficacité spectrale	51
	Bibliographie	54

Table des figures

2.1	Modem numérique OFDM.	11
2.2	Modulateur OFDM/OQAM.	14
2.3	Démodulateur OFDM/OQAM.	15
2.4	Modem OFDM/OQAM.	16
3.1	Représentation, modélisation du canal.	20
3.2	Représentation des dégradations dues au canal de propagation.	20
3.3	Représentation du découpage en fréquence de la réponse fréquentielle d'un canal (exemple théorique).	22
3.4	Egaliseur à filtre transverse.	22
3.5	Egaliseur à retour de décision.	23
3.6	Schéma de transmission avec l'estimation parfaite.	24
3.7	Estimation par préambule.	24
3.8	Schéma de transmission canal réel sans bruit.	26
3.9	Schéma de transmission avec la méthode d'égalisation EIC	28
3.10	Représentation temps-fréquence.	29
3.11	Chaîne de transmission OQAM avec codage de canal	31
3.12	Schéma code convolutif K=7.	31
4.1	Modélisation du canal test.	34
4.2	Schéma borne.	35
4.3	Trames utilisées pour les simulations.	35
4.4	Courbes BER versus SNR, avec codage canal, égalisation ZF et EIC.	37
4.5	Courbes BER versus SNR, OFDM/OQAM avec et sans codage canal, égalisation ZF et EIC, borne.	37
4.6	Courbes BER versus SNR, OFDM/OQAM sans codage canal, égalisation EIC, borne, $\Delta = 2 \mu s$	39
4.7	Courbes BER versus SNR, OFDM/OQAM sans codage canal, égalisation EIC, borne, $\Delta = 1.4 \mu s$	39
4.8	CP-OFDM versus OQAM pour une longueur de canal de M/2.	41
4.9	CP-OFDM versus OQAM pour une longueur de canal de M/4.	41
4.10	CP-OFDM versus OQAM pour une longueur de canal de M/6.	42
4.11	CP-OFDM versus OQAM pour une longueur de canal de M/8.	42
A.1	Représentation temps-fréquence des modulations OFDM et OFDM/OQAM	48
B.1	Constellations 16-QAM et 64-QAM	50

Liste des tableaux

2.1 Transmission des symboles. 13

Sigles & acronymes

BICM Bit Interleaved Coded Modulation
CP-OFDM Cyclic Prefix - OFDM.
COFDM Coded Orthogonal Frequency Division Multiplex.
DAB Digital Audio Broadcasting.
DFE Decision Feedback Equalization
DSE Double Sampling Equalizer.
EGF Extended Gaussian Functions
FFT Fast Fourier Transform.
IG Intervalle de garde.
IEC Interférences Entre Canaux.
IES Interférences Entre Symboles.
IFFT Inverse Fast Fourier Transform.
IOTA Isotropic Orthogonal Transform Algorithm
MIMO Multiple Input Multiple Output
MMSE Minimum Mean Square Error
OFDM Orthogonal Frequency Division Multiplex.
OQAM Offset QAM.
QAM Quadrature Amplitude Modulation.
TFD Transformée de Fourier Discrète.
TFDI Transformée de Fourier Discrète Inverse.
ZF Zero Forcing ;

Introduction

Le développement des télécommunications conjugués aux nouveaux besoins des consommateurs se fait ressentir à travers la téléphonie mobile, l'internet ou encore la télévision. Ces nouveaux services sont le résultat d'une synergie entre les progrès de la microélectronique et toutes les recherches qui suivirent après les années 50 en traitement du signal. Le numérique, l'amélioration des débits et de qualité de service des télécommunications ont rendu possible l'intégration dans les mœurs des gens de tels services. Désormais, les moyens de communications tel que l'internet et bientôt les services de diffusion dans l'habitat sont utilisés par le "grand public".

Le schéma basique qui s'impose lors d'une communication est le suivant : un émetteur, un canal de transmission et un récepteur. Sans rentrer dans les détails chaque élément de la chaîne apporte son lot d'imperfections contribuant ainsi à la baisse en fiabilité, qualité et rapidité de la dite transmission.

Les modulations ont pour rôle de rendre la transmission robuste aux perturbations pouvant intervenir notamment à cause du canal de propagation.

Les modulations multiporteuses, objet de ce document, permettent d'en éviter certaines et se distinguent bien évidemment des modulations monoporteuses. La modulation sur plusieurs porteuses qui fait office de référence actuellement est l'OFDM¹ et ses améliorations CP-OFDM², mais surtout sa version codée le COFDM³. Notons l'utilisation de ce procédé dans les standards tels que le WIFI, la radio numérique DAB⁴, la télévision numérique terrestre DVB-T et même l'ADSL.

L'OFDM/OQAM⁵ qui est traitée dans ce document constitue une alternative au sein des modulations multiporteuses. Elle présente certains avantages vis-à-vis de l'OFDM comme la possibilité d'utiliser des formes d'onde ayant de bonnes caractéristiques temps-fréquence.

Ce stage a pour objectif de faire une analyse théorique des limites des modulations multiporteuses, plus particulièrement de l'OFDM/OQAM, sur canal multi-trajets pour différents types d'égalisation.

Le chapitre premier présente les modulations multiporteuses et plus particulièrement l'OFDM/OQAM. Le chapitre 2 fait un état des techniques d'égalisation utilisées lors des simulations. Enfin, le chapitre 3 expose les résultats.

¹Orthogonal Frequency Division Multiplex.

²Cyclic Prefix - OFDM.

³Coded Orthogonal Frequency Division Multiplex.

⁴Digital Audio Broadcasting.

⁵Offset QAM.

Première partie

Présentation de l'entreprise

Chapitre 1

Contexte du stage

1.1 France Télécom, le groupe

Le groupe France Télécom est né officiellement le 1er janvier 1991. Pour préparer l'ouverture des Télécommunications à la concurrence au 1er janvier 1998, France Télécom passe en juillet 1996 du statut d'exploitant public à celui de société anonyme dont l'État français est le seul actionnaire. En 1997, l'entreprise ouvre son capital et est cotée sur les marchés boursiers de Paris et New York. En 2000, elle fait l'acquisition de l'opérateur mobile britannique Orange, au prix de 40 milliards d'euros, pour en faire une filiale nommée Orange SA. Elle constitue alors le deuxième réseau mobile européen. De nombreuses autres acquisitions de sociétés (GlobalOne, Equant, Internet Telecom, Freeserve, EresMas) lui permettent de devenir le quatrième opérateur mondial. En septembre 2004, l'Etat français cède une partie de ses actions et France Télécom devient une entreprise privée. En 2006, la plupart des activités du groupe passent sous la marque et le logo Orange.

1.2 France Télécom, le site de Rennes

En 1972, par un mouvement de décentralisation et une volonté de développer les moyens d'études dans le domaine des techniques de la communication audiovisuelle, les pouvoirs publics créent le CCETT (Centre Commun d'Etudes de Télécommunications et de Télédiffusion). C'est par cette union que le ministère des PTT, l'ORTF (Office de Radiodiffusion Télévision Française) et la Datar ont entamé le développement d'un pôle scientifique et industriel dans le domaine de l'électronique à Rennes. En 1974, l'ORTF devient TDF (Télédiffusion de France) et la télédiffusion rejoint alors les activités du CCETT. Installé originellement en plein cœur de Rennes, le CCETT rejoindra le site de Cesson Sévigné pour se placer au centre de la technopole Rennes Atalante en 1983. En 1997, France Télécom redéfinit les missions de ses centres de recherche et développement, intégrant dès lors l'organisation du CNET (Centre National d'Etudes des Télécommunications). En 2000, le CNET disparaît et le site est rattaché à France Télécom R&D. En 2006, le site est renommé Orange Labs dans le cadre du programme Next.

Le site de Rennes comprend un effectif d'environ 500 personnes dont les deux tiers sont affectés à la recherche. On y trouve 4 Centres de Recherche et Développement (CRD) :

- SIRP (Services intégrés, résidentiels et personnels) s'occupe des nouveaux concepts de services intégrés (mobilité, internet, ...) personnels et résidentiels.

- MAPS (Middleware et plates-formes avancées) développe middleware et plates-formes pour les services intégrés.
- TECH (Technologie) s'occupe des domaines technologiques de la voix, du son et de l'image comme le codage.
- RESA (Réseaux d'accès) a été créé dans le but de proposer le meilleur réseau d'accès dans un contexte géographique donné pour offrir des services innovants et disponibles partout et tout le temps. Cela implique de développer des réseaux d'accès et services avec une qualité maîtrisée, quelle que soit la technologie utilisée (mobile, sans fil et filaire).

Chaque CRD est composé de plusieurs laboratoires eux-mêmes décomposés en plusieurs URD (Unité de Recherche et Développement). Ce stage s'est déroulé dans le CRD RESA au sein du Laboratoire WIN (Wireless Interface) qui a pour mission de concevoir l'interface radio, d'analyser les performances des futurs systèmes d'accès sans fils (post 3G, diffusion terrestre, réseaux domestiques), ainsi que d'évaluer et d'optimiser les performances lors de l'introduction de nouvelles fonctionnalités ou de nouveaux réseaux radio. Plus spécifiquement, je me situais dans l'URD CREM (Connectivity and REsearch Modeling) dont les agents travaillent principalement sur la couche physique des systèmes et la définition d'interfaces radio.

Deuxième partie

Compte-rendu de stage

Chapitre 2

Modulations multiporteuses : état de l'art

Les modulations importent énormément dans le schéma de transmission des communications. Elles permettent le transport de l'information et leurs conceptions visent à rendre la communication le plus robuste possible aux perturbations occasionnées par le canal de transmission. Les modulations multiporteuses utilisant plusieurs fréquences pour la transmission en sont un sous ensemble. Cette section vise à en présenter le cadre général en partant de l'OFDM/QAM utilisée entre autres pour le Wifi et qui fait office de référence. L'OFDM/OQAM présentant certains avantages sur l'OFDM classique sera présentée plus en détail car elle est le sujet principal de ce document. Notons que dans la suite de cette partie le canal de transmission est considéré comme parfait et sans bruit.

2.1 Modulations multiporteuses

2.1.1 Principe

Les modulations multiporteuses en opposition aux modulations monoporteuses permettent la transmission de l'information sur plusieurs fréquences conjointes et cela au même instant. Le flux binaire par une transformation série parallèle est distribué sur les différentes porteuses. Ce multiplexage fréquentiel permet alors une modulation à bas débits sur chacune des porteuses.

En communication numérique sur fréquence porteuse le signal est généralement modélisé à l'aide de son enveloppe complexe. On parle de signal équivalent en bande de base. Cette représentation permet une étude simplifiée et est aussi utilisé pour les modulations multiporteuses. La décomposition du signal en phase et quadrature d'une modulation multiporteuse pour une des fréquences est la même que pour une modulation monoporteuse, comme le montre l'expression (2.1) indicée par m ($0 \leq m \leq M - 1$) l'indice de porteuses. Pour $c_n^{\mathcal{R}}$ et $c_n^{\mathcal{I}}$, $n \in \mathbb{Z}$, les symboles réels à transmettre, le signal s'écrit :

$$s_m(t) = \sum_n c_n^{\mathcal{R}} \Pi_1(t - nT_0) \cos(2\pi f_m t) - \sum_n c_n^{\mathcal{I}} \Pi_2(t - nT_0) \sin(2\pi f_m t) \quad (2.1)$$

avec f_m la m^{me} fréquence porteuse, Π_1 et Π_2 les filtres de mise en forme en phase et quadra-

ture. Le signal multiporteuse complet s'écrit alors :

$$s(t) = \sum_{m=0}^{M-1} s_m(t). \quad (2.2)$$

Enfin, l'enveloppe complexe est définie par :

$$s_E(t) = \sum_{m=0}^{M-1} (s_m^{\mathcal{R}}(t) + js_m^{\mathcal{I}}(t)) e^{j2\pi(f_m - f_0)t} \quad (2.3)$$

avec

$$\begin{aligned} s_m^{\mathcal{R}} &= \sum_n c_n^{\mathcal{R}} \Pi_1(t - nT_0) \\ s_m^{\mathcal{I}} &= \sum_n c_n^{\mathcal{I}} \Pi_2(t - nT_0) \end{aligned}$$

et où $s_E(t)$ est communément appelé l'équivalent bande de base du signal $s(t)$. Dans la suite du document nous l'écrirons simplement $s(t)$.

2.1.2 Historique

Le principe énoncé précédemment n'est pas récent contrairement à l'intérêt et l'utilisation qu'il suscite aujourd'hui. La mise en œuvre d'une telle technique apparaît vers la fin des années 50 avec le système Kineplex utilisé pour des transmissions à hautes fréquences.

Le sigle OFDM, acronyme de Orthogonal Frequency Division Multiplex, dont l'utilisation est maintenant courante, apparaît dans la littérature au cours des années 80. Ensuite, vont se décliner sur ce terme de nouvelles méthodes ou améliorations comme bien sûr l'OFDM/OQAM qui est le sujet de ce document.

L'évolution de la microélectronique et des algorithmes de traitements ont permis de gommer les difficultés d'implantation des techniques multiporteuses. Ainsi désormais on retrouve les modulations multiporteuses à base d'OFDM dans l'ADSL, le DAB, la DVB-T, les standards IEEE 802.11 a/g (réseau sans fil).

2.2 Modulations OFDM/QAM

2.2.1 Modulation, Démodulation

Nous reprenons l'expression (2.3) et nous définissons désormais les symboles à transmettre comme $c_{m,n} = c_{m,n}^{\mathcal{R}} + jc_{m,n}^{\mathcal{I}}$. Cette notation des symboles permet de prendre en compte le temps ($n \in \mathbb{Z}$) et les fréquences porteuses ($m \in \{0, \dots, M-1\}$). De plus, en OFDM/QAM pour m tel que $0 \leq m \leq (M-1)$ il est imposé $f_m = f_0 + mF_0$ et $\Pi_1(t) = \Pi_2(t) = \Pi(t)$. Ainsi, le signal après la modulation OFDM classique s'exprime de la façon suivante :

$$s(t) = \frac{1}{\sqrt{T_0}} \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} c_{m,n} \Pi(t - nT_0) e^{j2\pi m F_0 t} \quad (2.4)$$

avec $\Pi(t) = \begin{cases} 1 & \text{si } -\frac{T_0}{2} \leq t < \frac{T_0}{2}, \\ 0 & \text{sinon.} \end{cases}$ et $F_0 = \frac{1}{T_0}$ l'espace entre chaque porteuse qui est l'inverse de T_0 appelé le temps symbole OFDM.

Nous faisons remarquer que en prenant la notation suivante :

$$\Pi_{m,n}(t) = \frac{1}{\sqrt{T_0}} \Pi(t - nT_0) e^{j2\pi m F_0 t} \quad (2.5)$$

cette famille de fonction (famille de Gabor de densité critique 1, cf. annexe A) $\Pi_{m,n}(t)$ forme une base orthonormale de $\mathcal{L}_2(\mathbb{R})$ pour le produit scalaire complexe :

$$\begin{aligned} \langle \Pi_{m,n}, \Pi_{o,p} \rangle &= \int_{\mathbb{R}} \Pi_{m,n} \times \Pi_{o,p}^* dt \\ &= \delta_{m,n} \delta_{o,p} \end{aligned} \quad (2.6)$$

avec

$$\delta_{m,n} = \begin{cases} 1 & \text{si } m = n, \\ 0 & \text{sinon.} \end{cases} \quad (2.7)$$

De plus, les symboles complexes $c_{m,n}$ définis précédemment sont issus d'un Mapping QAM. C'est pourquoi on nomme cette modulation OFDM/QAM pour Orthogonal Frequency Division Multiplex / Quadrature Amplitude Modulation.

La démodulation des symboles pour un schéma de transmission sans canal se fait par le produit scalaire suivant :

$$\hat{c}_{m,n} = \frac{1}{\sqrt{T_0}} \int_{-\infty}^{+\infty} \Pi(t - nT_0) e^{-j2\pi m F_0 t} s(t) dt \quad (2.8)$$

Le traitement et l'implantation numérique de cette modulation peuvent être réalisés simplement à base de transformée de Fourier discrète et de transformée de Fourier discrète inverse. De plus pour un tel traitement il existe des algorithmes rapides comme la FFT¹ et la IFFT². Le schéma 2.1 représente le modem numérique sans considérer le canal.

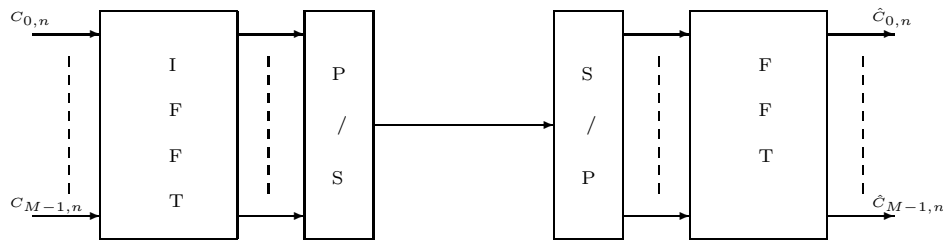


FIG. 2.1 – Modem numérique OFDM.

2.2.2 OFDM avec intervalle de garde

L'OFDM précédemment introduite permet par son découpage fréquentiel d'être robuste aux canaux sélectifs en fréquence. Cependant, ce découpage permet d'éviter les interférences entre symboles jusqu'à un certain point. En effet, lorsque la longueur du canal est grande on ne peut augmenter indéfiniment le nombre de porteuses. Les échos successifs peuvent arriver

¹Fast Fourier Transform.

²Inverse Fast Fourier Transform.

sur le récepteur en même temps que le symbole suivant créant ainsi une interférence entre deux symboles voisins.

L'OFDM avec intervalle de garde (OFDM/IG) fut alors proposé et elle permet “d’absorber” la mémoire du canal en allongeant la durée du symbole OFDM sans modifier le découpage fréquentiel, c’est-à-dire l’espace entre les porteuses. En temps discret nous parlerons plutôt de l’OFDM avec préfixe cyclique (CP-OFDM). Des systèmes, comme DVB-T, utilisent notamment ce type de modulation.

Enfin, il faut signaler que la modulation CP-OFDM en rajoutant un intervalle de garde perd en efficacité spectrale par rapport à une modulation OFDM n’en utilisant pas.

2.2.3 Inconvénients

Outre les pertes de débits occasionnées lors de l’utilisation d’un intervalle de garde, l’inconvénient majeur de ces modulations réside dans la forme d’onde de mise en forme du signal. En effet, la fonction rectangulaire possède une bonne localisation en temps mais une très mauvaise localisation en fréquence puisque qu’après transformée de Fourier il est obtenu un sinus cardinal.

2.3 Modulations OFDM/OQAM

2.3.1 De l’OFDM/QAM vers l’OFDM/OQAM

La modulation OFDM/QAM présente le principal inconvénient d’un filtre de mise en forme rectangulaire dont la localisation fréquentielle est mauvaise et peut créer de l’interférence lors du passage dans le canal de propagation. Des fonctions avec une bonne localisation temps-fréquence semblent alors être un bon choix. Le théorème de Balian-low (voir annexe A) permet de dire qu’il est impossible d’avoir une fonction prototype à la fois bien localisée en temps et en fréquence avec les familles de fonctions utilisées pour l’OFDM. L’OFDM/OQAM est une alternative à l’OFDM/QAM car elle propose la construction d’un système orthogonal tout en pouvant utiliser des formes d’onde ayant de bonnes propriétés temps-fréquence. Nous développons alors cette méthode dans la suite de ce chapitre. Pour rédiger cette partie j’ai repris des présentations effectuées auparavant dans les thèses de Cyrille Siclet [12] et d’Alexandre Skrzypczak [13].

2.3.2 Principe

L’objectif est de transmettre le symbole complexe $c_{m,n} = c_{m,n}^{\mathcal{R}} + jc_{m,n}^{\mathcal{I}}$ dont la durée, appelée temps symbole, est T_0 . En OFDM/OQAM, la transmission se fait en effectuant un décalage de $\frac{T_0}{2}$ indifféremment sur la partie réelle ou imaginaire. Par contre, il est imposé un décalage de $\frac{\pi}{2}$ entre deux symboles voisins aussi bien en temps qu’en fréquence. De plus, une constellation QAM est choisie pour chaque porteuse d’où l’appellation OQAM pour Offset-QAM (Offset pour le décalage et QAM pour le mapping des données). Le tableau 2.1 montre le schéma de transmission des symboles avec en ligne les porteuses et en colonne le temps indicés respectivement par m et n .

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

TAB. 2.1 – Transmission des symboles.

2.3.3 Modulation et Démodulation

A temps continu

Tout d'abord, nous supposons $M = 2N$ porteuses et pair (pour correspondre au schéma de transmission du tableau 2.1). De plus, pour garder la même efficacité spectrale que l'OFDM/QAM nous imposons $T_0 \times F_0 = 1$.

Le signal à temps continu en bande de base pour l'OFDM/OQAM s'écrit :

$$s(t) = \sum_{m=0}^{N-1} \sum_n \left(c_{2m,n}^{\mathcal{R}} g(t - nT_0) + jc_{2m,n}^{\mathcal{I}} g(t - (nT_0 + \frac{T_0}{2})) \right) e^{j2\pi(2m)F_0 t} \\ + \left(c_{2m+1,n}^{\mathcal{R}} g(t - (nT_0 + \frac{T_0}{2})) + jc_{2m+1,n}^{\mathcal{I}} g(t - nT_0) \right) e^{j2\pi(2m+1)F_0 t} \quad (2.9)$$

où,

T_0 : Temps symbole.

F_0 : écart entre porteuses voisines.

$g(t)$: filtre analogique de modulation.

Dans le cas le plus général, les symboles démodulés s'écrivent :

$$\hat{c}_{2m,n}^{\mathcal{R}} = \mathcal{R}e \left\{ \int_{-\infty}^{+\infty} s(t) \times \check{g}^*(t - nT_0) e^{-j2\pi(2m)F_0 t} dt \right\} \quad (2.10)$$

$$\hat{c}_{2m,n}^{\mathcal{I}} = \mathcal{I}m \left\{ \int_{-\infty}^{+\infty} s(t) \times \check{g}^*(t - (nT_0 + \frac{T_0}{2})) e^{-j2\pi(2m)F_0 t} dt \right\} \quad (2.11)$$

$$\hat{c}_{2m+1,n}^{\mathcal{I}} = \mathcal{I}m \left\{ \int_{-\infty}^{+\infty} s(t) \times \check{g}^*(t - nT_0) e^{-j2\pi(2m+1)F_0 t} dt \right\} \quad (2.12)$$

$$\hat{c}_{2m+1,n}^{\mathcal{R}} = \mathcal{R}e \left\{ \int_{-\infty}^{+\infty} s(t) \times \check{g}^*(t - (nT_0 + \frac{T_0}{2})) e^{-j2\pi(2m+1)F_0 t} dt \right\} \quad (2.13)$$

Avec \check{g} le filtre analogique de démodulation. Une réécriture des équations précédentes est faite de la manière suivante :

$$a_{2m,2n} = \hat{c}_{2m,n}^{\mathcal{R}} \quad g_{2m,2n}(t) = \check{g}(t - nT_0) e^{j2\pi(2m)F_0 t} \quad (2.14)$$

$$a_{2m,2n+1} = \hat{c}_{2m,n}^{\mathcal{I}} \quad g_{2m,2n+1}(t) = \check{g}(t - (nT_0 + \frac{T_0}{2})) e^{j2\pi(2m)F_0 t} \quad (2.15)$$

$$a_{2m+1,2n} = \hat{c}_{2m+1,n}^{\mathcal{I}} \quad g_{2m+1,2n}(t) = \check{g}(t - nT_0) e^{j2\pi(2m+1)F_0 t} \quad (2.16)$$

$$a_{2m+1,2n+1} = \hat{c}_{2m+1,n}^{\mathcal{R}} \quad g_{2m+1,2n+1}(t) = \check{g}(t - (nT_0 + \frac{T_0}{2})) e^{j2\pi(2m+1)F_0 t} \quad (2.17)$$

Elle permet une simplification des écritures du signal en modulation et des symboles démodulés :

$$s(t) = \sum_{m=0}^{2N-1} \sum_n a_{m,n} g_{m,n}(t) \quad (2.18)$$

et

$$\hat{a}_{m,n} = \langle s, \check{g}_{m,n} \rangle_{\mathcal{R}}$$

Lorsque $\check{g} = g$ on dit que le système est orthogonal ce qui est le cas pour les modulations OFDM/OQAM. Nous garderons cette notation dans la suite du rapport.

En posant un terme de phase $\Phi_{m,n}$ et $\tau_0 = \frac{T_0}{2}$:

$$\Phi_{m,n} = \begin{cases} 0 & \text{si } m \text{ et } n \text{ de même parité.} \\ \frac{\pi}{2} & \text{si } m \text{ et } n \text{ de parité différentes.} \end{cases}$$

nous pouvons écrire

$$g_{m,n}(t) = g(t - n\tau_0) e^{j2\pi m F_0 t} e^{j\Phi_{m,n}}.$$

La fonction $g_{m,n}$ forme alors une famille de Gabor. Notons que $\Phi_{m,n}$ peut s'écrire aussi $\Phi_{m,n} = \Phi_0 + \frac{\pi}{2}(m+n)$ avec Φ_0 quelconque ou encore $\Phi_{m,n} = \frac{\pi}{2}(m+n) - \pi mn$. Finalement, le signal s'écrit :

$$s(t) = \sum_{m=0}^{M-1} \sum_n a_{m,n} g(t - n\tau_0) e^{j2\pi m F_0 t} e^{j\Phi_{m,n}} \quad (2.19)$$

Les représentations schématiques figures 2.2 et 2.3 résument les équations précédentes.

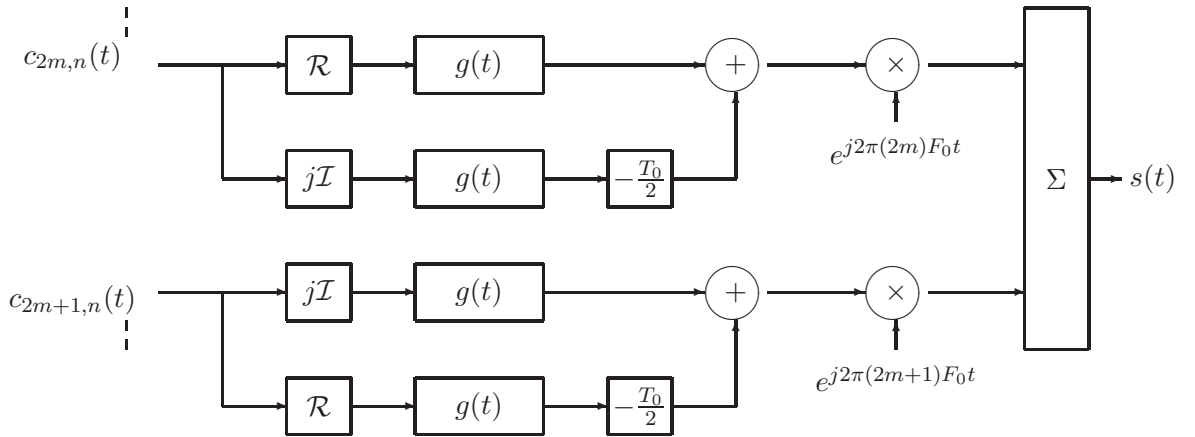


FIG. 2.2 – Modulateur OFDM/OQAM.

La condition d'orthogonalité du système est la suivante :

$$\operatorname{Re} \left\{ \int_{-\infty}^{+\infty} g_{m,n}(t) g_{m',n'}^*(t) dt \right\} = \delta_{m,m'} \delta_{n,n'} \quad (2.20)$$

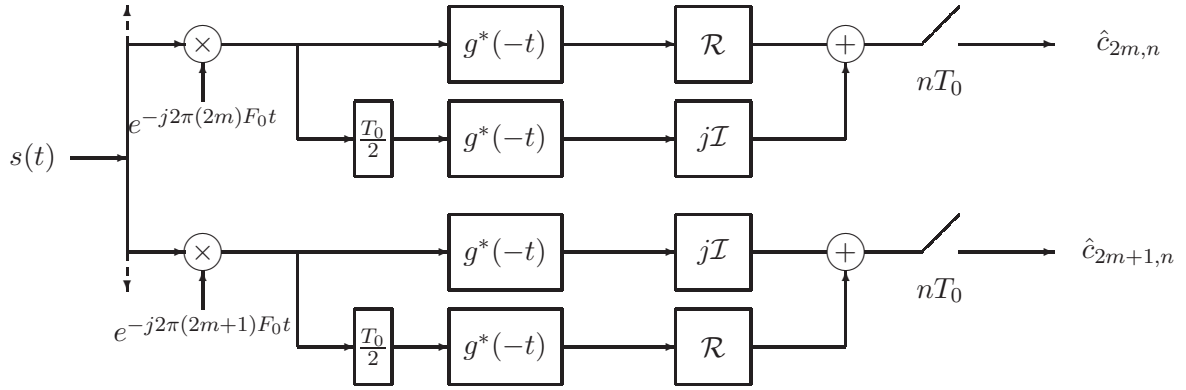


FIG. 2.3 – Démodulateur OFDM/OQAM.

A temps discret

L'approche en temps continu permet d'aborder le formalisme mathématique lié au principe de l'OQAM. Par contre, pour des simulations ou pour une implantation dans un système l'approche en temps discret est considérée. De la même manière qu'en temps continu nous allons expliciter les équations de modulation et démodulation.

Le signal $s(t)$ équation 2.19 (page 14) occupe une bande spectrale :

$$B = \Delta F + (2N - 1)F_0 \simeq 2NF_0 = MF_0$$

D'après le théorème de Shannon, la fréquence d'échantillonnage limite sera $F_e \geq MF_0$. Contrairement au cas continu où, en général, les supports des filtres de mise en forme sont infinis, il est utilisé des filtres de support fini. Le support de ces nouvelles fonctions est défini de la sorte :

$$h(t) \in \left[-\frac{D+1}{2}T_e, (L_f - \frac{D}{2})T_e\right] \quad (2.21)$$

$$\check{h}^*(-t) \in \left[-\frac{D}{2}T_e, (L_f - \frac{D+1}{2})T_e\right] \quad (2.22)$$

avec D , L_f , L_h des entiers strictements positifs où $L_f T_e$ et $L_h T_e$ sont les longueurs des supports et $\frac{D}{2}T_e$ un décalage rendant les filtres causaux. Ainsi le signal est échantillonné à la période T_e et est désormais exprimé par :

$$s[k] = \sum_n \sum_{m=0}^{2N-1} a_{m,n} \sqrt{T_e} g_{m,n}(k - \frac{D}{2}) \quad (2.23)$$

Pour simplifier les notations nous pouvons écrire :

$$g_{m,n}[k] = \sqrt{T_e} g_{m,n}(k - \frac{D}{2})$$

et donc le signal en temps discret s'exprime globalement par :

$$s[k] = \sum_n \sum_{m=0}^{2N-1} a_{m,n} g[k - nN] e^{j\frac{2\pi}{2N}m(k - \frac{D}{2})} e^{j\Phi_{m,n}} \quad (2.24)$$

La condition d'orthogonalité du système est la suivante :

$$\mathcal{Re} \left\{ \sum_k g_{m,n}[k] g_{m',n'}^*[k] \right\} = \delta_{m,m'} \delta_{n,n'} \quad (2.25)$$

2.3.4 Le modem OFDM/OQAM : réalisation pratique et efficace

A partir des formulations discrètes des équations de modulations et démodulations de l'OFDM/OQAM un modem peut être défini pour utilisation. Cependant, les systèmes numériques ne travaillent pas à des fréquences d'échantillonnage très élevées même si des progrès ont été faits. C'est pourquoi, pour faciliter les traitements un lien entre les formulations discrètes et les bancs de filtres a été démontré. Ainsi, des traitements multicadences qui permettent de réduire les cadences d'échantillonnage ont été mis en place.

Les bancs de filtres sont utilisés généralement lors d'un codage en sous bandes. Cependant ici puisque nous faisons du multiplexage de fréquence le système comportera un banc de synthèse pour la modulation et un banc d'analyse pour la démodulation. On parle alors de transmultiplexeur. Des filtres dit polyphases sont mis en œuvre car ils permettent de réduire la complexité des opérations. De plus les bancs de filtres sont dit modulés, c'est-à-dire que les différents filtres le composant sont établis à partir d'un filtre dit prototype.

La figure 2.4 représente schématiquement le modem OQAM utilisé pour les simulations faites dans ce rapport.

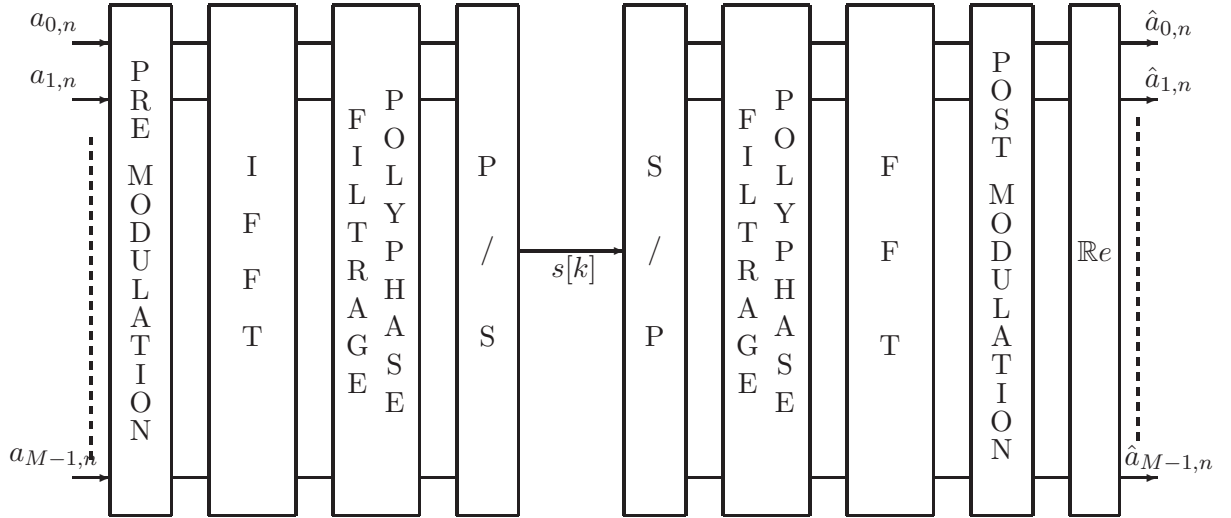


FIG. 2.4 – Modem OFDM/OQAM.

2.4 Modulation avec formes d'onde : filtres prototypes

La forme d'onde rectangulaire présente un net inconvénient du point de vue localisation temps-fréquence. L'OFDM/OQAM par sa conception permet l'utilisation d'autres formes

d'onde présentant des avantages certains. Nous pouvons distinguer les formes d'onde à temps discret et à temps continu. Cependant, nous travaillons plutôt sur des modems numériques donc l'approche à temps discret sera considérée. C'est pourquoi il est possible d'utiliser des formes d'onde en temps continu qui seront discrétisées. Les critères d'utilisation de telles formes d'onde se basent sur la localisation temps-fréquence (voir en annexe A), l'énergie hors-bande mais aussi les conditions d'orthogonalité qui doivent être conservées.

La fonction gaussienne présente les meilleures caractéristiques temps-fréquence. Cependant, elle ne garantit pas l'orthogonalité. Ainsi, les filtres EGF³ sont apparus grâce à des techniques d'orthogonalisation appliquées à la gaussienne. Pour la modulation OFDM/OQAM la forme d'onde IOTA⁴ présente l'avantage d'avoir une localisation temps-fréquence presque optimale. Par contre, l'énergie hors-bande reste élevée.

Dans le cadre de la présente étude, l'optimisation des formes d'onde en temps discret est basée sur deux critères : maximiser la valeur de la localisation temps-fréquence ; minimiser l'énergie hors bande.

2.5 Conclusion

Nous avons posé brièvement les bases de la modulation OFDM/OQAM. Dans la suite du document nous considérons les parties modulateur et démodulateur comme des boîtes noires. Dans le chapitre suivant nous allons considérer un canal de propagation multi-trajet. La suite s'attarde alors sur la partie réception où des techniques d'égalisation pour l'OFDM/OQAM sont présentées.

³Extended Gaussian Functions

⁴Isotropic Orthogonal Transform Algorithm

Chapitre 3

Egalisation

Le canal de propagation réel comme nous allons le voir pose des problèmes. De plus, les communications à hauts débits (où la bande passante est en conséquence d'autant plus large) augmentent la possibilité d'être sujet aux creux fréquentiels dus aux multi-trajets. Les modulations multi-porteuses permettent dans le cas de canaux multi-trajets de réduire certains de ses effets. Enfin, elles facilitent la partie égalisation dont le rôle est nécessaire afin de réduire le taux binaire d'erreur de transmission.

L'égalisation est justement le propos de cette partie. Nous commençons par traiter des problématiques du canal et de l'OFDM/OQAM pour proposer des techniques d'égalisation dont l'évaluation sera faite au chapitre suivant.

3.1 Le canal de propagation

Le canal de propagation est le passage obligé entre un émetteur et un récepteur. Le signal l'empruntant est sujet aux problèmes de propagation des ondes comme la nature du milieu de propagation (eau, air, fibre optique, câbles). Les pertes, les réflexions, les réfractions, les diffusions, diffractions, les multitrajets ou encore les bruits (brouillage, bruits impulsifs) rendent le canal imparfait et altèrent le signal émis.

3.1.1 Modélisation du canal

La modélisation du canal est visible figure 3.1 où $r(t) = (s \otimes h)(t) + \eta(t)$ avec h le canal de propagation et $\eta(t)$ un bruit additif blanc gaussien. La modélisation du canal se fait alors à l'aide d'un filtre $h(t, \tau)$ à réponse impulsionnelle finie, linéaire et variant dans le temps. Elle prend en considération aussi bien le milieu de propagation que les organes d'émission, de réception comme les antennes et les amplificateurs.

3.1.2 Caractérisations du canal

Au cours de cette section nous essayons de caractériser les conséquences des phénomènes physiques à l'origine des dégradations du canal en relation avec les caractéristiques du signal émis comme le temps symbole par exemple. La figure 3.2 en fait un résumé où la bande de cohérence noté B_{coh} permet de caractériser le canal dans le domaine fréquentiel. Le temps de cohérence noté T_{coh} permet quant à lui une caractérisation du canal dans le domaine temporel.

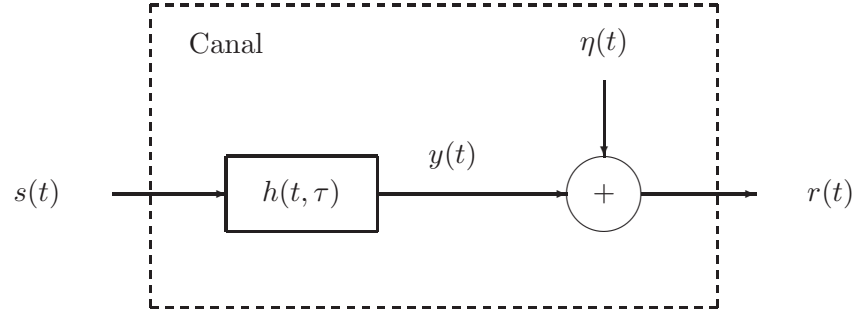


FIG. 3.1 – Représentation, modélisation du canal.

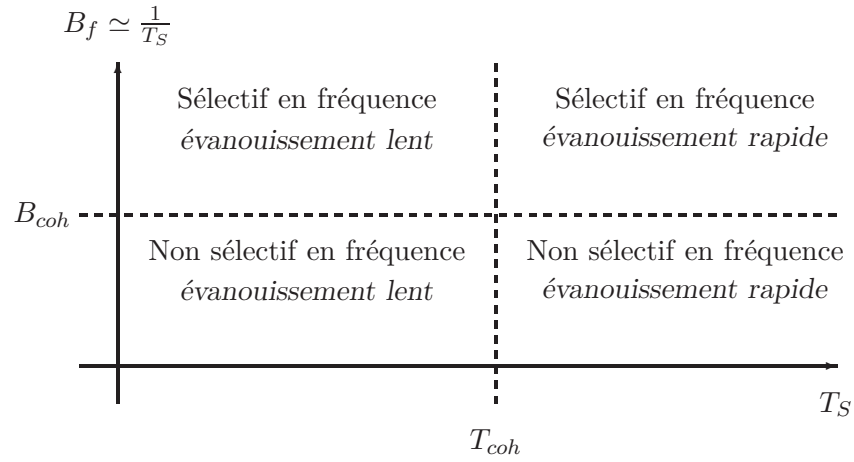


FIG. 3.2 – Représentation des dégradations dues au canal de propagation.

Premièrement, si la bande de cohérence du canal est inférieure à celle du signal émis alors nous parlerons d'un canal sélectif en fréquence. Cela génère de l'interférence entre symboles qui conduit à une forte dégradation du signal. Par contre, dans le cas contraire le canal est dit non sélectif.

Une autre cause de dégradations est la variabilité temporelle du canal. En effet, si le canal "bouge" durant le temps symbole alors nous verrons une distorsion temporelle des symboles en bande de base. Ce phénomène se caractérise par des évanouissements rapides. Dans le cas contraire lorsque $T_s < T_{coh}$ il y aura une faible distorsion. Le canal est alors estimé invariant pendant la durée de transmission d'un symbole.

Les modulations par leurs choix et conceptions peuvent permettre de réduire les distorsions du canal. En effet, les modulations multi-porteuses sont reconnues pour lutter contre les effets d'un canal sélectif en fréquence.

Cependant, tous les problèmes ne sont pas résolus et il est souvent nécessaire d'y adjoindre des stratégies comme l'égalisation de canal. La section suivante fait un état des problèmes pour l'OFDM/OQAM sur canal réel puis l'égalisation est présentée.

3.2 Egalisation en OFDM/OQAM : état de l'art

3.2.1 Introduction : état du problème

Lorsque la modulation n'est pas suffisante en elle même pour contrecarrer les effets du canal il est nécessaire de mettre en place au niveau du récepteur des stratégies permettant de les réduire. On parle dans ce cas de méthode d'égalisation.

En ce qui concerne les modulations multiporteuses, les méthodes d'égalisations, si le système est correctement conçu, sont grandement simplifiées. En effet, les systèmes multiporteuses sont généralement dimensionnés afin de considérer pour chaque porteuse une réponse du canal plate en fréquence. La figure 3.3 illustre notre propos où le découpage en pointillés représente les fréquences. On remarque alors que pour un nombre important de porteuses, noté M , la largeur de chaque sous canal diminue gommant les variations à grandes échelles de la réponse du canal (courbe en trait plein sur la figure 3.3). L'atténuation notée A est alors considérée comme constante pour chaque sous canal. Cette stratégie est employée dans les systèmes CP-OFDM mais aussi pour l'OFDM/OQAM.

3.2.2 L'égalisation : quelques structures classiques

Ici, il est fait une succinte présentation de quelques techniques d'égalisation classique dont certaines sont mentionnées à la section 3.2. Pour rédiger cette partie je me suis principalement référé à [3] et [4].

Egaliseur par filtre transverse

Un filtre numérique à réponse impulsionnelle finie est utilisé pour le filtre transverse. La figure 3.4 représente alors schématiquement la structure de tels égaliseurs.

L'égaliseur ZF¹ consiste en l'application d'un filtre transverse dont la fonction de transfert est calculée pour être l'inverse de celle du canal et ainsi en annuler ses effets. L'égaliseur ZF

¹Zero Forcing

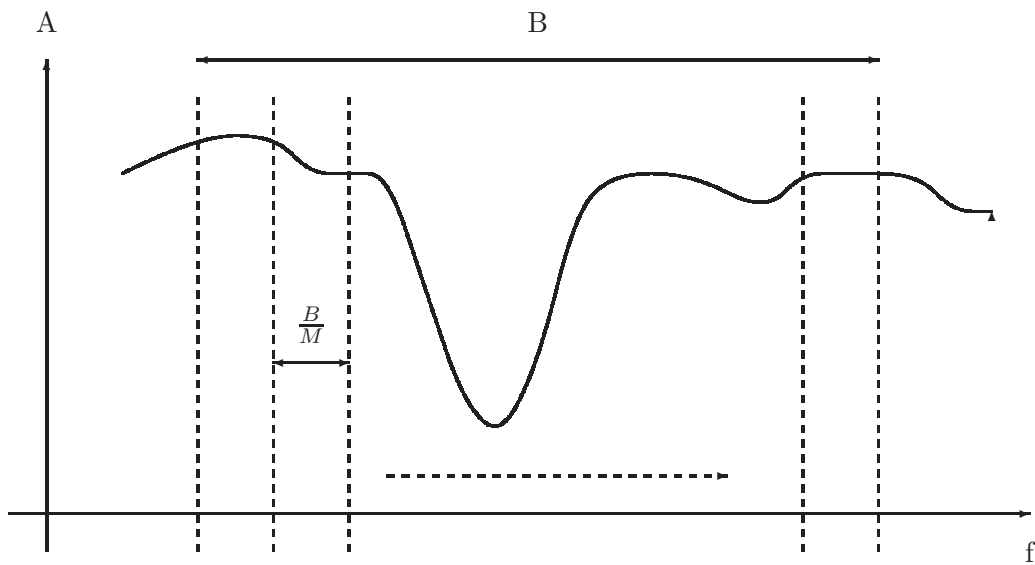


FIG. 3.3 – Représentation du découpage en fréquence de la réponse fréquentielle d'un canal (exemple théorique).

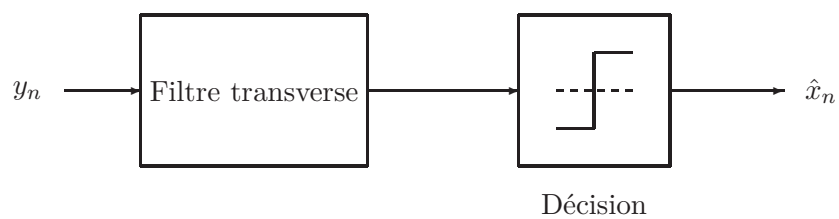


FIG. 3.4 – Egaliseur à filtre transverse.

est simple à mettre en place mais il amplifie généralement le bruit et nécessite une partie estimation de canal afin d'estimer les coefficients du filtre (cf. 3.2.3).

L'égaliseur à erreur quadratique minimale MMSE² que l'on appellera égaliseur MMSE prend en compte quant à lui le bruit d'observation pour le choix des coefficients du filtre transverse. Les coefficients sont alors déterminés de manière à minimiser l'erreur quadratique entre les symboles en entrée et la sortie de l'égaliseur. Cette méthode est aussi dépendante d'une estimation de canal.

Les deux techniques précédentes sont considérées comme statique puisque les coefficients des filtres sont fixés ou du moins sont changés après un certain temps lors d'une nouvelle séquence d'apprentissage. Cependant, le canal bouge généralement en temps et donc des stratégies d'égalisation adaptatives peuvent être mises en place. On parle d'égaliseurs transverses adaptatifs où les coefficients du filtre transverse seront mis à jour au cours du temps.

Egaliseur à retour de décision dans la boucle

L'égaliseur à retour de décision noté DFE³ est non linéaire du fait de la partie décision contrairement à la structure précédente. Dans [3] et [4] il est souligné que ce type d'égaliseur

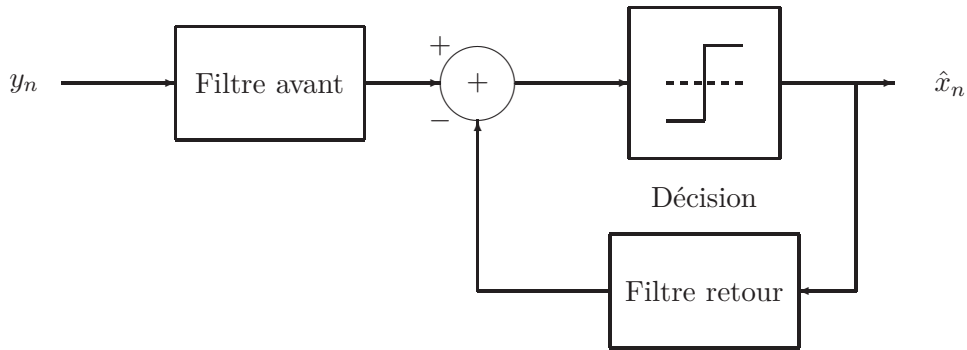


FIG. 3.5 – Egaliseur à retour de décision.

présente de meilleures performances que ceux avec filtres transverses. Par contre, il est aussi dit que du fait de la partie décision il est possible de propager des erreurs. En effet, la partie décision peut ne pas s'effectuer correctement notamment pour de faibles rapport signal à bruit.

3.2.3 Estimation de canal

Nous avons explicité quelques méthodes d'égalisation qui nécessitent toutes la connaissance des coefficients de canal. Ceux-ci sont donnés par les méthodes dites d'estimation du canal. Il en existe plusieurs selon les mécanismes mis en place. Par exemple, nous pouvons distinguer les méthodes d'estimation avec séquence d'apprentissage, où une connaissance du canal est nécessaire, de celles de type aveugle. Nous nous situons ici dans le cas des méthodes par apprentissage. Il en existe moult sortes : celles utilisant un préambule à l'émission des données et celles par pilotes répartis dans les données émises. La suite en présente une dite

²Minimum Mean Square Error

³Decision Feedback Equalization

parfaite dont l'utilisation est faite afin d'apprécier les limites des algorithmes et la deuxième est une méthode réaliste.

Estimation parfaite

L'estimation parfaite permet d'estimer à chaque instant les vrais coefficients de canal. Ce type d'estimation n'est pas réaliste mais utilisé pour avoir une référence lors des simulations. Le schéma à la figure 3.6 présente en détail le fonctionnement.

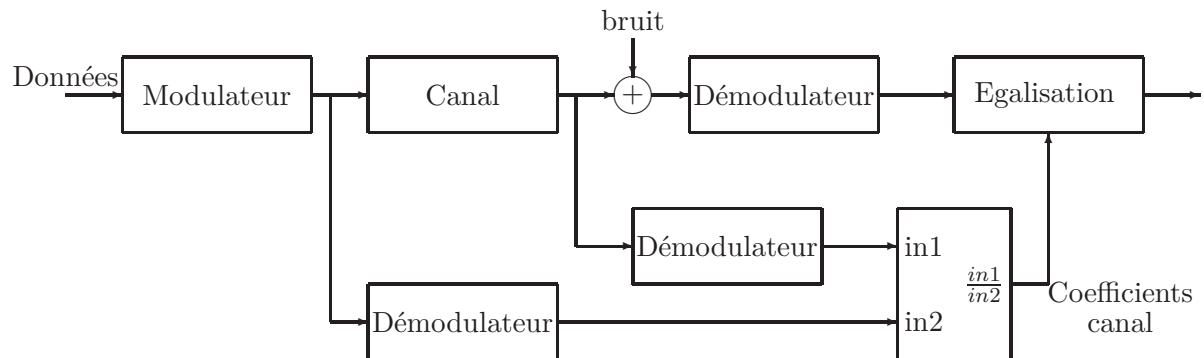


FIG. 3.6 – Schéma de transmission avec l'estimation parfaite.

Estimation réaliste par préambule

Cette estimation réaliste du canal consiste en l'insertion périodique d'un préambule en en-tête des données utiles comme le montre la figure 3.7.

Fréquence

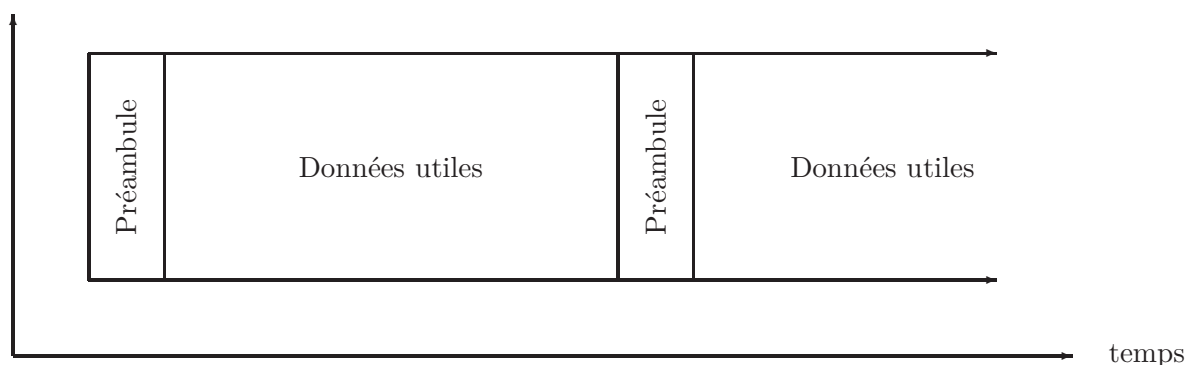


FIG. 3.7 – Estimation par préambule.

L'estimation de canal par préambule que nous utilisons pour les simulations sur canal PLC est développé dans [8].

3.2.4 Egalisation des systèmes OFDM/OQAM : état de l'art

Des méthodes d'égalisation en OFDM/OQAM ont déjà été expérimentées. Dans [6] et [5] l'interférence est considérée entre sous canaux voisins. Il est alors utilisé un égaliseur à trois branches pour chaque porteuse. Une branche principale pour l'égalisation sur le sous canal et les deux branches voisines pour annuler l'interférence entre les sous canaux mitoyens. Dans [11], il est fait une comparaison entre une égalisation par sous canal à échantillonnage double DSE⁴ et une égalisation par filtres croisés (trois branches) à échantillonnage critique. Une comparaison en terme de complexité est alors faite pour deux modèles de canal. Ils montrent que la précision des égaliseurs augmente avec le nombre de coefficients des filtres.

Rima Hleiss dans [7] discute de plusieurs méthodes d'égalisation en terme de structure pour l'OFDM/OQAM. De plus, elle prend en considération des filtres prototypes autres que ceux en racine de Nyquist. Dans un premier temps elle expose une comparaison en terme de complexité de trois types de schémas pour l'égalisation : égalisation linéaire avant démodulation, égalisation conjointe à la démodulation, égalisation par sous bande après démodulation. Elle conclut qu'une égalisation en sous bande après démodulation est la moins coûteuse. En outre, elle distingue une égalisation croisée ou non par sous bandes. La structure en sous bandes non croisées consiste à mettre en place une égalisation pour chaque sous canal sans prendre en compte l'interférence possible entre les canaux voisins. Par contre l'égalisation en sous bandes croisées va quant à elle se servir des bandes voisines pour égaliser l'interférence entre porteuses. Elle montre alors que l'utilisation de ces égaliseurs dépend du critère pris en compte pour le filtre prototype. En effet, si le filtre prototype a été construit de telle manière à minimiser l'énergie hors-bande alors une égalisation non croisée sera meilleure. D'un autre côté, une égalisation croisée sera meilleure pour des filtres prototypes construits sur un critère de minimisation de la localisation temps-fréquence. Enfin, à ces deux structures choisies Hleiss utilise une égalisation par filtre transverse ZF ou adaptative mais préfère utiliser la première pour la facilité d'implantation et le coût calcul réduit.

Nedic et al. dans [10] compare l'utilisation d'un égaliseur non linéaire DFE aux systèmes OFDM classique et aux égaliseurs linéaires. Il montre qu'il est possible d'appliquer ce type d'égaliseur (DFE) pour l'OFDM/OQAM et fait remarquer les meilleures performances de l'OFDM/OQAM par rapport à l'OFDM.

Assalini et al. dans [1] explorent l'utilisation d'un récepteur utilisant le maximum de vraisemblance. De plus, ils ajoutent un codage de canal et notent un gain de performance lors de l'utilisation d'un demapping/decoding souple en comparaison avec une décision dure (hard decision).

3.3 OFDM/OQAM sur canal réel : formulation du problème

Nous développons ici les équations de démodulation en temps continu en considérant le canal de propagation. Afin de simplifier les écritures mathématiques nous ne faisons pas apparaître le terme de bruit $\eta(t)$ présent dans le modèle 3.1. La figure suivante 3.8 résume alors le cas considéré.

⁴Double Sampling Equalizer.

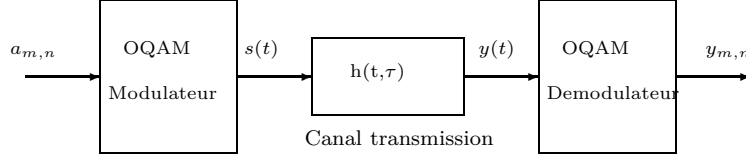


FIG. 3.8 – Schéma de transmission canal réel sans bruit.

3.3.1 Expression générale : canal sélectif en temps et en fréquence

Le signal en réception s'exprime de la manière suivante :

$$\begin{aligned}
 y(t) &= (h \otimes s)(t) \\
 y(t) &= \sum_n \sum_{m=0}^{M-1} a_{m,n} e^{j\Phi_{m,n}} e^{j2\pi m F_0 t} \int_0^\Delta h(t, \tau) g(t - n\tau_0 - \tau) e^{-j2\pi m F_0 \tau} d\tau \quad (3.1)
 \end{aligned}$$

La démodulation du signal se fait dans la base considérée par le produit scalaire suivant où y_{m_0, n_0} est le symbole à la position (m_0, n_0) :

$$\begin{aligned}
 y_{m_0, n_0} &= \int_{\mathbb{R}} y(t) g_{m_0, n_0}^* dt \\
 &= \sum_m \sum_n a_{m,n} e^{j(\Phi_{m,n} - \Phi_{m_0, n_0})} \\
 &\quad \times \int_{\mathbb{R}} \int_0^\Delta g(t - n\tau_0 - \tau) g(t - n_0\tau_0)^* e^{j2\pi(m-m_0)F_0 t} h(t, \tau) e^{-j2\pi m F_0 \tau} d\tau dt \quad (3.2)
 \end{aligned}$$

3.3.2 Simplification

Comme en CP-OFDM, on considère aussi que sur chaque sous canal, le canal est non sélectif en fréquence. La réponse plate du canal sur chaque sous porteuse considéré comme acquise nous permet la simplification suivante :

$$\begin{aligned}
 y_{m_0, n_0} &= \sum_m \sum_n a_{m,n} e^{j(\Phi_{m,n} - \Phi_{m_0, n_0})} \\
 &\quad \times \int_0^\Delta h(\tau) e^{j2\pi m F_0 \tau} \int_{\mathbb{R}} g(t - n\tau_0 - \tau) g(t - n_0\tau_0)^* e^{j2\pi(m-m_0)F_0 t} dt d\tau \quad (3.3)
 \end{aligned}$$

En notant :

$$f(\tau) = \int_{\mathbb{R}} g(t - n\tau_0 - \tau) g(t - n_0\tau_0)^* e^{j2\pi(m-m_0)F_0 t} dt \quad (3.4)$$

et en posant, $t - \tau - n\tau_0 = \mu + \frac{\tau'}{2}$ et $t - n_0\tau_0 = \mu - \frac{\tau'}{2}$ il vient :

$$\begin{aligned}
 f(\tau) &= \int_{\mathbb{R}} g(\mu + \frac{\tau'}{2}) g(\mu - \frac{\tau'}{2})^* e^{j2\pi(m-m_0)F_0(\mu + \frac{(n_0+n)\tau_0 + \tau}{2})} d\mu \\
 &= A_g[(n_0 - n)\tau_0 - \tau, (m - m_0)F_0] \times e^{j\pi(m-m_0)F_0(n_0+n)\tau_0 + \tau} \quad (3.5)
 \end{aligned}$$

où la fonction A_g s'appelle la fonction d'ambiguïté dont les premières utilisations ont été dans le domaine des radars. Nous utilisons la même définition que dans [13] où la fonction est exprimée par :

$$A_g[\tau, \mu] = \int_{\mathbb{R}} g(t + \frac{\tau}{2}) g(t - \frac{\tau}{2}) e^{j2\pi\mu t} dt \quad (3.6)$$

Nous obtenons,

$$y_{m_0, n_0} = a_{m_0, n_0} \int_0^\Delta h(\tau) e^{-j2\pi m_0 F_0 \tau} A_g(-\tau, 0) d\tau + J_{m_0, n_0} \quad (3.7)$$

avec J_{m_0, n_0} un terme que l'on considérera comme l'interférence et dont l'expression est la suivante :

$$\begin{aligned} J_{m_0, n_0} &= \sum_{(m, n) \neq (m_0, n_0)} a_{m, n} e^{j(\Phi_{m, n} - \Phi_{m_0, n_0})} \\ &\quad \times e^{j\frac{\pi}{2}(m - m_0)(m_0 + n)} \int_0^\Delta h(\tau) e^{-j\pi(m_0 + m)F_0 \tau} \\ &\quad \times A_g[(n_0 - n)\tau_0 - \tau, (m - m_0)F_0] d\tau \end{aligned} \quad (3.8)$$

3.4 Egalisation par ZF

Nous présentons dans cette section l'égalisation ZF pour l'OFDM/OQAM que nous utiliserons en simulation. Celle-ci utilise une structure d'égalisation ZF pour chaque porteuse.

Reprenons l'équation du signal en réception. Considérons en outre que la fonction prototype possède sur l'intervalle $[0, \Delta]$ de faibles variations alors pour $\tau \in [0, \Delta]$ nous simplifions $g(t - \tau - n\tau_0) \approx g(t - n\tau_0)$. De plus comme dit précédemment nous considérons la fonction de transfert du canal comme constante sur chacun des sous canaux et donc nous avons :

$$\begin{aligned} y(t) &= \sum_n \sum_{m=0}^{M-1} a_{m, n} e^{j\Phi_{m, n}} e^{j2\pi m F_0 t} g(t - n\tau_0) \int_0^\Delta h(\tau) e^{-j2\pi m F_0 \tau} d\tau \\ &= \sum_n \sum_{m=0}^{M-1} a_{m, n} g_{m, n}(t) H_m \end{aligned}$$

Le signal démodulé à la position (m_0, n_0) est le suivant :

$$y_{m_0, n_0} = H_{m_0} a_{m_0, n_0} + \sum_{(m, n) \neq (m_0, n_0)} a_{m, n} H_m < g_{m_0, n_0}, g_{m, n} > \quad (3.9)$$

Par conséquent le signal égalisé à la position (m_0, n_0) est donné par :

$$\frac{y_{m_0, n_0}}{H_{m_0}} = a_{m_0, n_0} + \underbrace{\sum_{(m, n) \neq (m_0, n_0)} a_{m, n} \frac{H_m}{H_{m_0}} < g_{m_0, n_0}, g_{m, n} >}_{I_{m_0, n_0}} \quad (3.10)$$

Finalement, le symbole estimé s'écrit :

$$\hat{a}_{m_0, n_0} = a_{m_0, n_0} + \mathcal{Re}\{I_{m_0, n_0}\} \quad (3.11)$$

Le terme $\mathcal{Re}\{I_{m_0, n_0}\}$ peut d'être interprété comme un terme résiduel d'interférence. Dans [8] il est dit qu'en utilisant un filtre bien localisé en temps et fréquence le terme d'interférence peut être négligeable. Par contre, dans [9] un bémol est posé sur l'approximation. En effet, il est expliqué que les approximations sur le filtre prototype et sur le terme d'interférence ne sont plus valables lorsque l'étalement du canal est grand mais aussi lorsque l'ordre des constellations est grand.

Par contre, ce procédé nécessite de connaître le coefficient de canal H_m . Celui-ci peut-être déterminé à l'aide de méthodes d'estimation de canal dont une présentation succincte a été faite (section 3.2.3).

3.5 Méthode EIC

Cette méthode d'égalisation avec annulation d'interférence a été proposée dans [9]. Nous en faisons ici une présentation et elle sera utilisée lors des simulations.

Premièrement, les hypothèses simplificatrices valables pour l'égalisation ZF ne le sont plus ici. Nous considérons alors que $g(t - \tau - n\tau_0) \neq g(t - n\tau_0)$ et $\mathcal{Re}\{I_{m_0, n_0}\} \neq 0$. Par conséquent, le signal démodulé à la position (m_0, n_0) est le même qu'à l'équation (3.7). Et, le symbole estimé s'exprime alors par :

$$\hat{a}_{m_0, n_0} = \mathcal{Re} \left\{ \frac{y_{m_0, n_0} - J_{m_0, n_0}}{\int_0^\Delta h(\tau) e^{-j2\pi m_0 F_0 \tau} A_g(-\tau, 0) d\tau} \right\} \quad (3.12)$$

L'égalisation se fait en deux étapes : la première effectue une égalisation ZF suivie d'une décision dure et la seconde consiste à retirer le terme d'interférence. La figure 3.9 représente notre propos. Le terme d'interférence (voir 4.1) nécessite une première estimation du symbole

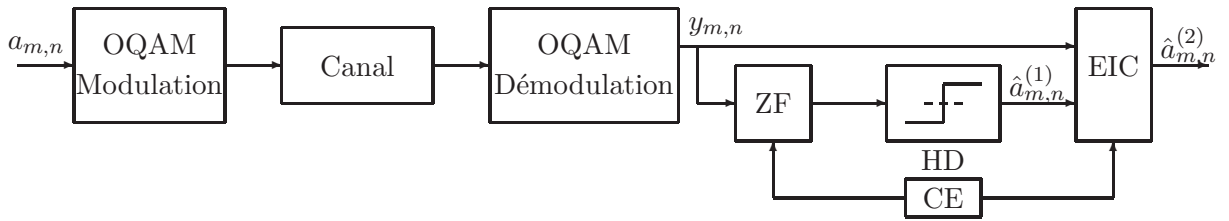


FIG. 3.9 – Schéma de transmission avec la méthode d'égalisation EIC

estimée qui est donnée par l'égalisation ZF et le bloc HD (voir 3.9) qui fait une décision dure. Il est obtenu alors un symbole estimé $\hat{a}_{m,n}^{(1)}$ à la position (m_0, n_0) :

$$HD \left[\mathcal{Re} \left\{ \frac{y_{m_0, n_0}}{\hat{H}_{m_0}} \right\} \right] \quad (3.13)$$

L'estimée du terme d'interférence est donc :

$$\begin{aligned} \hat{J}_{m_0, n_0} &= \sum_{(m, n) \neq (m_0, n_0)} \hat{a}_{m, n}^{(1)} e^{j(\Phi_{m, n} - \Phi_{m_0, n_0})} \\ &\times e^{j\frac{\pi}{2}(m-m_0)(m_0+n)} \int_0^\Delta \hat{h}(\tau) e^{-j\pi(m_0+m)F_0\tau} \\ &\times A_g[(n_0 - n)\tau_0 - \tau, (m - m_0)F_0] d\tau \end{aligned} \quad (3.14)$$

Nous réécrivons alors le nouveau symbole estimé $\hat{a}_{m_0, n_0}^{(2)}$ comme ceci :

$$\hat{a}_{m_0, n_0}^{(2)} = \mathcal{R}e \left\{ \frac{y_{m_0, n_0} - \hat{J}_{m_0, n_0}}{\int_0^\Delta \hat{h}(\tau) e^{-j2\pi m_0 F_0 \tau} A_g(-\tau, 0) d\tau} \right\} \quad (3.15)$$

Remarquons que le calcul du terme d'interférence a une complexité de l'ordre M^2 et cela à chaque position temps-fréquence (m_0, n_0) . De plus, le nombre de porteuses étant généralement grand le calcul peut par conséquent être lourd. Cependant, comme l'avantage de l'OFDM/OQAM réside dans la bonne localisation temps-fréquence de ces filtres de mise en forme, il est possible de réduire la complexité de calcul de la méthode.

Ainsi, en considérant la bonne localisation temps-fréquence de notre filtre prototype, nous pouvons réduire la somme effectuée pour le terme d'interférence à quelques voisins. Nous formulons l'idée de la manière suivante : notons $\Omega_{\Delta m, \Delta n}^* = \Omega_{\Delta m, \Delta n} - (0, 0)$ avec $\Omega_{\Delta m, \Delta n} = \{(m_0 + p, n_0 + q), |p| \leq \Delta m, |q| \leq \Delta n\}$ un voisinage de points autour de la position m_0, n_0 . La figure 3.10 illustre notre propos pour un voisinage de 1 autour de la position (m_0, n_0) . Remarquons que nous n'utiliserons pas de voisinage plus grand que trois en pratique.

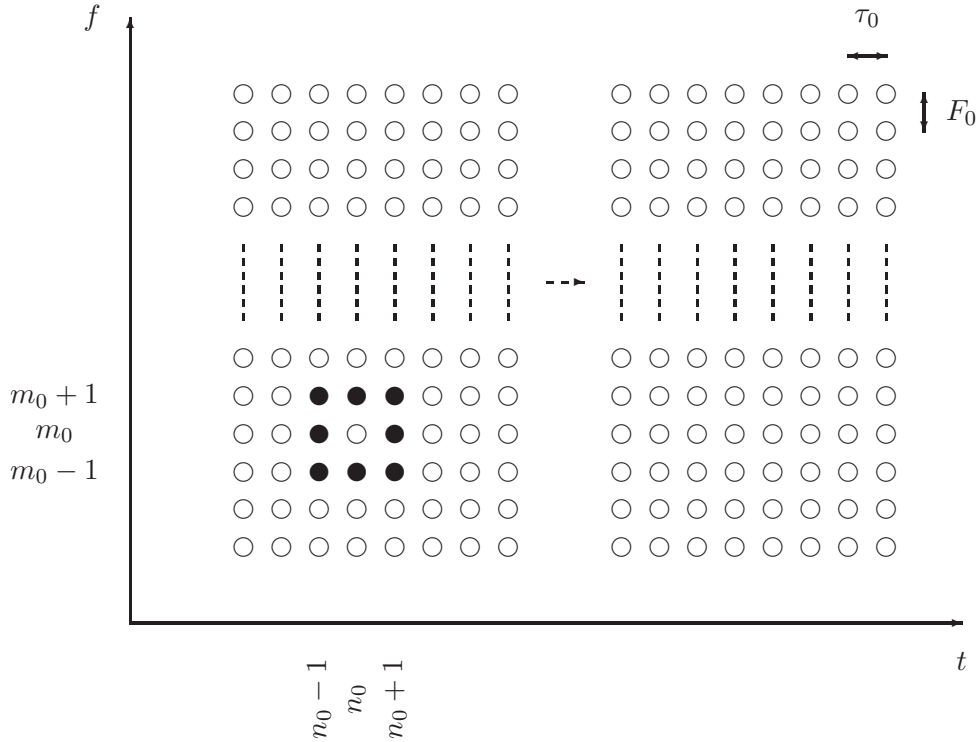


FIG. 3.10 – Représentation temps-fréquence.

Le terme d'interférence en prenant par exemple $(p, q) = (1, 1)$ et en considérant le terme de phase $\Phi_{m,n} = (\Phi_0 = 0) + \frac{\pi}{2}(n + m)$ s'écrit alors :

$$\begin{aligned} \hat{J}_{m_0, n_0} &= \sum_{(p,q) \in \Omega_{(1,1)}^*} \hat{a}_{m_0+p, n_0+q}^{(1)} e^{j\frac{\pi}{2}(p+q)} \\ &\times e^{j\frac{\pi}{2}p(2n_0+q)} \int_0^\Delta \hat{h}(\tau) e^{-j\pi(2m_0+p)F_0\tau} \times A_g[-q\tau_0 - \tau, pF_0] d\tau \end{aligned} \quad (3.16)$$

Ajoutons aussi que nous travaillons plutôt en temps discret et comme il est dit dans [9] le calcul d'interférence peut se faire en utilisant des algorithmes de FFT. Il est signalé en outre que la fonction d'ambiguïté peut être pré-calculée simplifiant sensiblement les calculs du récepteur.

3.6 Méthode EIC avec codage de canal

La méthode EIC présentée dans [9] et dans la section précédente n'a pas été testée avec du codage de canal. Cela est fait au chapitre 4 avec un codeur convolutif. Nous développons dans ce que va suivre la méthode EIC avec du codage de canal. Enfin, nous faisons une ouverture vers l'utilisation de méthodes itératives avec l'égalisation EIC que nous envisageons d'utiliser. Cependant, ce type d'application n'a pas été simulé.

3.6.1 Codage/Décodage de canal

Le schéma général de la chaîne de transmission OFDM/OQAM est présenté à la figure 3.11. A l'intérieur on peut séparer plusieurs structures. La première sous le nom BICM⁵ consiste en un codage convolutif (en ce qui nous concerne), un entrelacement et une étape dite Mapping. Les bits sont alors codés puis entrelacés selon la permutation Π et enfin il est fait une conversion binaire-Maire que l'on appelle Mapping. Pour nous la conversion binaire en symbole sera une modulation en phase et quadrature (M-QAM⁶) avec M le nombre d'états. Ensuite, il y a la structure modulation/démodulation OQAM que nous avons développé précédemment (cf. 2.3 et 3.3). Puis, toujours en suivant le chemin de l'information il y a la partie égalisation de canal qui sera pour nous la méthode EIC (cf. 3.5). Enfin, les symboles égalisés sont démappés par une conversion Maire-binaire, désentrelacés selon la règle Π^{-1} et décodés.

Le codage de canal rajoute de la redondance à la source binaire de manière à améliorer la robustesse d'une transmission aux effets du canal et du bruit. Il en existe plusieurs types dont deux catégories se distinguent : les codes en blocs et les codes convolutifs. En ce qui nous concerne nous utiliserons un codage de canal convolutif défini de la façon suivante :

- Rendement noté $R = \frac{1}{2}$.
- Longueur de contrainte $K=7$.
- Polynôme générateur $(137, 171)_o$ (avec "o" une notation pour montré qu'il s'agit d'un codage octal).

La fonction d'un entrelaceur est de mélanger les bits. Il permet d'éviter des paquets d'erreurs et il sert aussi à décorrélérer les données entre elles. En effet, il est possible d'avoir des erreurs successives de temps en temps (paquets d'erreurs) dans le système que l'entrelacement

⁵Bit Interleaved Coded Modulation

⁶Quadrature Amplitude Modulation.

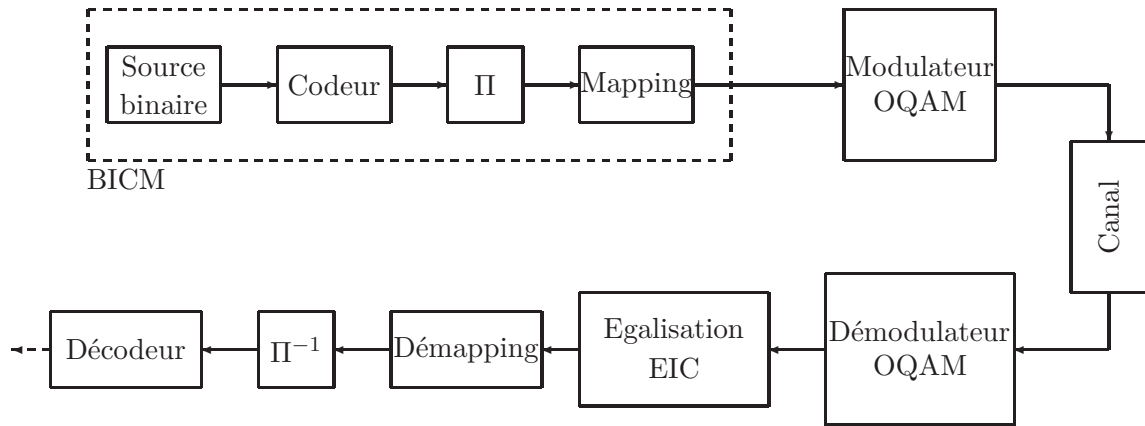
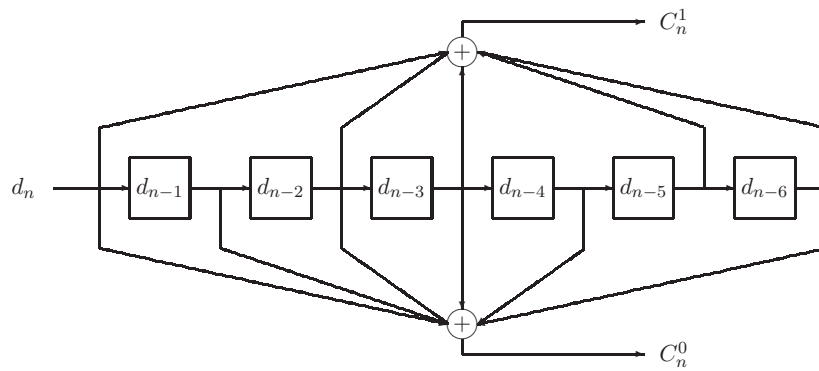


FIG. 3.11 – Chaîne de transmission OQAM avec codage de canal

FIG. 3.12 – Schéma code convolutif $K=7$.

permet de disperser. En plus, la décorrélation que l'entrelaceur permet est un avantage pour les performances des décodeurs convolutifs.

Le décodage que nous avons utilisé ici est un décodage où la sortie est obtenue par une décision ferme (Hard Decision), c'est-à-dire qu'en sortie du décodeur nous avons des bits.

3.6.2 Décodage et égalisation : vers la turbo-égalisation

Comme nous pouvons le voir à la figure 3.11 les structures de décodage et d'égalisation sont "indépendantes". En effet, dans la partie égalisation, la méthode EIC ne prend pas en compte le codage. Cependant comme on le verra au chapitre suivant ce type de configuration est suffisant pour des canaux quasi-statique comme le canal utilisé pour nos simulations.

Ces deux opérations du récepteur peuvent se faire de manière conjointe. Ainsi, on parle de récepteur itératif ou de turbo-égalisation lorsqu'il y a un échange d'information itératif entre le décodage et l'égalisation.

3.7 Annulation souple d'interférences : principe

Une amélioration de la méthode EIC est sans doute possible en utilisant le principe des récepteurs itératifs. On parle d'annulation souple d'interférences. On pourra se référer pour une approche pédagogique aux deux ouvrages suivant [4] et [3] mais aussi à la thèse de Pierre-Jean BOUVET [2] où une méthode d'annulation souple d'interférence est faite mais dans le cas de systèmes multi-antennes (MIMO⁷).

3.8 Conclusion

Différentes techniques existent pour l'OFDM/OQAM. La complexité des égaliseurs en terme d'implantation et de coût calcul est un paramètre non négligeable. Deux principales structures semblent se distinguer, celles utilisant une égalisation croisée par sous bandes et celles utilisant juste une égalisation dans chaque canal.

En ce qui nous concerne nous avons étudié une méthode d'annulation d'interférence. Cette méthode intègre les caractéristiques du filtre prototype, l'interférence entre symboles et entre porteuses. Enfin, l'utilisation d'algorithmes rapides (FFT) pour la reconstruction du terme d'interférence est un avantage pour l'implantation.

⁷Multiple Input Multiple Output

Chapitre 4

Simulations & Evaluations des performances

Dans ce chapitre, nous présentons les simulations faites sur des chaînes de transmission OFDM/OQAM et OFDM. Deux méthodes d'égalisation ont été testées. La première qui nous servira de référence est l'égaliseur ZF. La deuxième utilisera la méthode d'annulation d'interférence présentée précédemment. Les simulations seront faites avec et sans codage de canal. L'évaluation des performances est faite du point de vue du taux d'erreur binaire. C'est-à-dire que nous mesurons en réception la quantité de bits erronés en fonction du rapport signal à bruit par bits E_b/N_0 ou par bits utiles E_{bu}/N_0 . Dans une première partie, nous présentons les deux types de canaux de transmission utilisés. Puis, nous discutons des résultats de la méthode d'annulation d'interférence sur ceux-ci.

4.1 Canaux de transmissions

4.1.1 Canal PLC

Le courant porteur en ligne est une application des communications numériques que nous allons utiliser. On appelle courant porteur en ligne les applications qui permettent le transport d'information sur le réseau électrique. Les applications d'origine sont la télémétrie ou le contrôle à distance. Maintenant, des applications à plus hauts débits sont présentes et en cours comme la distribution de l'internet et de la télévision. Le canal PLC que nous avons utilisé pour nos simulations a été décrit dans [14]. Ce modèle décrit un canal multitrajets avec les atténuations correspondantes :

- Retards(μs) : 0;0,4;0,6;0,7.
- Puissance (en linéaire) : 0,2;0,1;0,02;0,01.

4.1.2 Canal test

Un autre type de canal que nous appellerons canal test a été utilisé pour les simulations. Il nous permet de tester la méthode d'annulation d'interférence dans des conditions plus difficiles que le canal de Zimmermann. Il comporte deux trajets et sa longueur Δ est modifiable.

- Retards(μs) : τ_0 ; τ_1 .
- Puissance (en dB) : a;b.

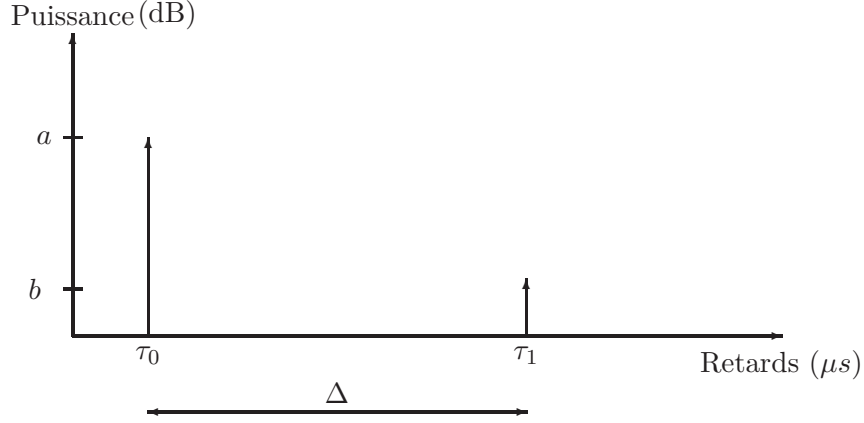


FIG. 4.1 – Modélisation du canal test.

4.2 Méthode annulation d'interférence : calcul de la borne

Nous expliquons ici comment nous avons procédé pour calculer la borne de la méthode. L'annulation d'interférence se fait en deux étapes : premièrement reconstruire le terme d'interférence et ensuite le retrancher aux symboles démodulés comme le résume l'équation (3.15). Le problème principal dans cette algorithm se situe dans la première étape où une première estimée est faite par une égalisation ZF. Donc, si nous “injectons” dans le calcul de l'interférence à la place de cette première estimation noté $\hat{a}_{m,n}^{(1)}$ les symboles dits vrais notés $a_{m,n}^{(vr)}$ nous aurons la borne de notre algorithme. Nous considérons cette borne de manière indépendante de la partie estimation de canal. Ainsi, l'équation (3.15) aura dans son expression un nouveau terme d'interférence. La nouvelle estimée du terme d'interférence est donc :

$$\begin{aligned}
 \hat{J}_{m_0, n_0} &= \sum_{(m,n) \neq (m_0, n_0)} a_{m,n}^{(vr)} e^{j(\Phi_{m,n} - \Phi_{m_0, n_0})} \\
 &\times e^{j\frac{\pi}{2}(m-m_0)(m_0+n)} \int_0^\Delta \hat{h}(\tau) e^{-j\pi(m_0+m)F_0\tau} \\
 &\times A_g[(n_0 - n)\tau_0 - \tau, (m - m_0)F_0] d\tau
 \end{aligned} \tag{4.1}$$

Nous parlons bien de nouvelle estimée car nous considérons des coefficients de canal estimé par les méthodes d'estimations citées dans le chapitre précédent. La figure 4.2 présente schématiquement comment nous avons fait en simulation.

4.3 Estimation canal : configurations

Nous avons parlé de l'estimation de canal à la section 3.2.3. Ici nous présentons les méthodes que nous avons utilisées pour les simulations que nous présentons après. Tout d'abord, nous définissons le terme trame qui correspond à un flot de données plus un préambule. Comme il est défini dans [8], nous avons utilisé pour le CP-OFDM la trame représentée à la figure 4.3(a) et pour l'OFDM/OQAM la trame de la figure 4.3(b).

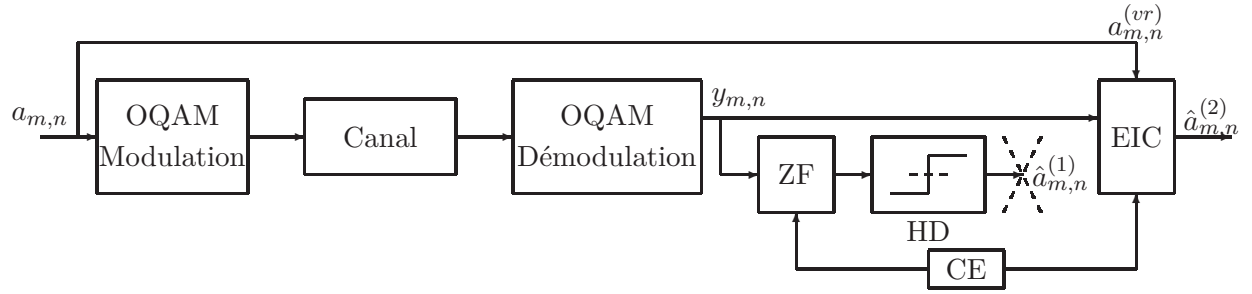
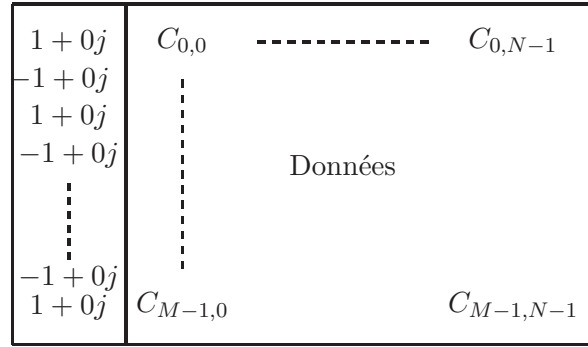
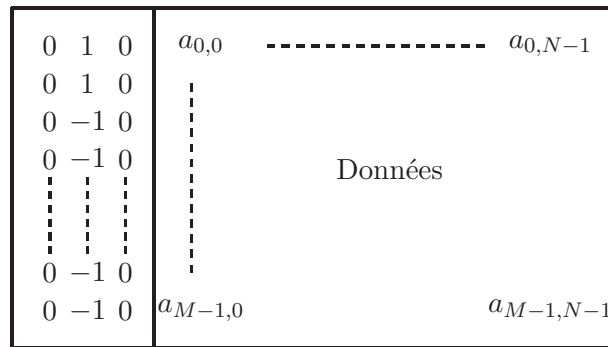


FIG. 4.2 – Schéma borne.



(a) Trame OFDM.



(b) Trame OFDM/OQAM avec préambule méthode IAM2.

FIG. 4.3 – Trames utilisées pour les simulations.

4.4 Performances sur canal PLC

4.4.1 Paramètres de simulations

Les paramètres de simulation ont été :

- Fréquence d'échantillonnage : 10 *Mhz*.
- Taille FFT : $M = 128$.
- Longueur trame : $20 T_0$.
- Estimation réelle.
- Codage canal convolutif : *taux* $R = 1/2$; $K = 7$; $(133, 177)_o$.
- Fonction prototype : IOTA4.
- CP-OFDM : $IG^1 = 9$ échantillons ($0,9 \mu s$).

La fonction prototype appelée IOTA (Isotropic Orthogonal Transform Algorithm) possède de bonnes caractéristiques temps-fréquence. La fonction IOTA lorsqu'elle est tronquée de manière à avoir une longueur $L = 4M = 512$ soit $4T_0$, est appelée un filtre prototype IOTA4.

La mesure du taux d'erreur binaire (BER) s'est faite en fonction du rapport signal à bruit par bits et bits utiles lorsqu'il y a du codage. Pour la comparaison des courbes (figure 4.4) OFDM/OQAM et CP-OFDM nous avons utilisé les expressions suivantes :

Pour la modulation CP-OFDM,

$$\frac{E_{bu}}{N_0} = \frac{T_0 + IG}{T_0} \times \frac{1}{R \times \log_2(k)} \times SNR \quad (4.2)$$

et pour la modulation OFDM/OQAM,

$$\frac{E_{bu}}{N_0} = \frac{1}{R \times \log_2(k)} \times SNR \quad (4.3)$$

avec E_{bu} l'énergie par bits utiles (sans bits de codage), N_0 l'équivalent en bande de base de la densité spectrale du bruit (additif blanc gaussien) sur le canal, k l'ordre de la modulation (ici $k=64$ pour une modulation 64QAM ou $k=256$ pour une modulation 256QAM) et SNR le rapport signal à bruit en sortie du canal (ici en linéaire).

Enfin, lorsque nous avons comparé les courbes de BER avec la borne mais sans codage de canal nous avons utilisé l'expression suivante :

$$\frac{E_b}{N_0} = \frac{1}{\log_2(k)} \times SNR \quad (4.4)$$

4.4.2 Présentation des courbes de BER

La figure 4.4 présente les performances sur canal de Zimmermann avec codage de canal pour deux types de constellation : une 16QAM et 64QAM. Une comparaison est faite entre l'OFDM avec intervalle de garde, l'OFDM/OQAM égalisation ZF et l'OFDM/OQAM égalisation EIC. Notons que pour l'égalisation EIC nous n'avons utilisé qu'un voisinage de un. Quant à la figure 4.5 nous vérifions avec et sans codage de canal la borne de la méthode EIC.

¹Intervalle de garde.

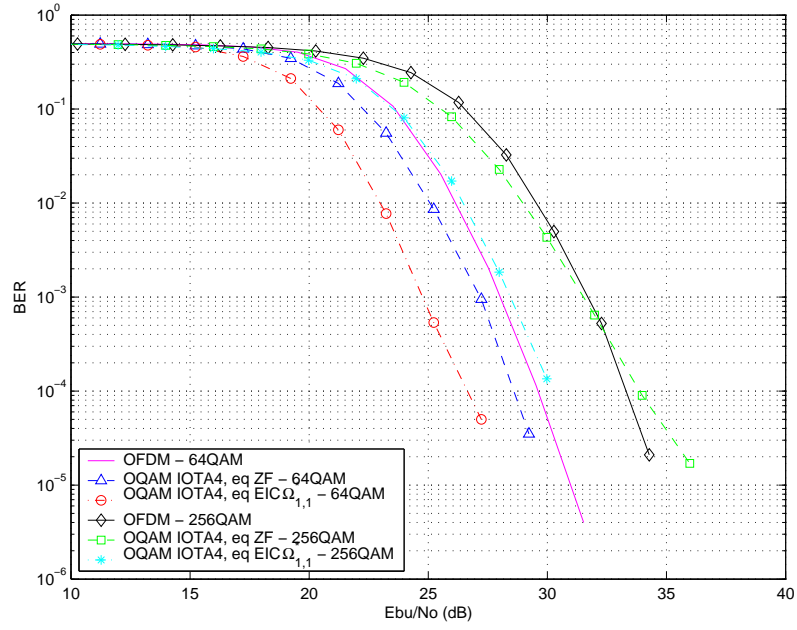


FIG. 4.4 – Courbes BER versus SNR, avec codage canal, égalisation ZF et EIC.

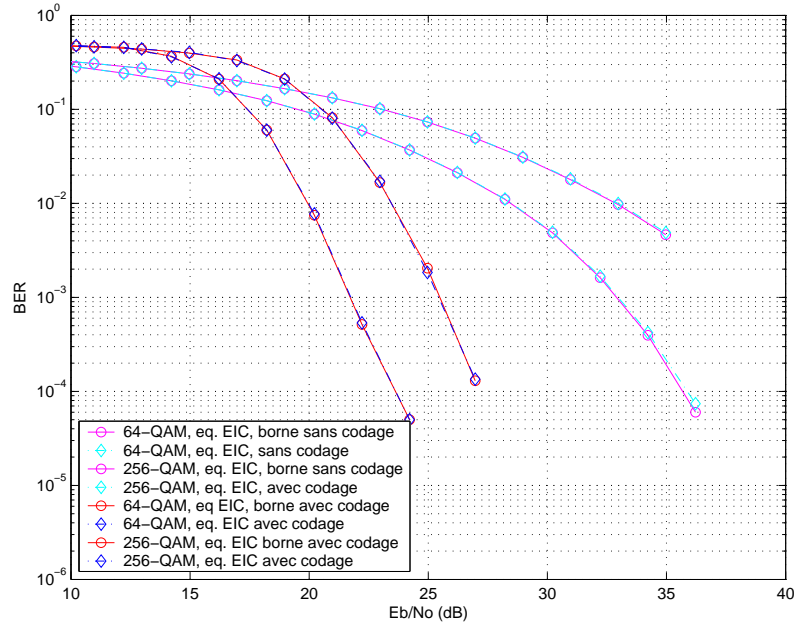


FIG. 4.5 – Courbes BER versus SNR, OFDM/OQAM avec et sans codage canal, égalisation ZF et EIC, borne.

4.4.3 Discussion

On observe les meilleures performances de l'OFDM/OQAM. Notons aussi que l'OFDM/OQAM a un débit supérieur à celui de l'OFDM. En effet, à cause de l'intervalle de garde la modulation CP-OFDM à son efficacité spectrale qui se réduit et donc le débit binaire est inférieur à l'OFDM/OQAM (cf. annexe C).

De plus, en ce qui concerne l'égalisation de canal nous avons pour un BER de 10^{-3} un gain d'environ 3 dB par rapport à l'égalisation ZF en 64-QAM.

La borne de l'algorithme a aussi été testée. Nous avons remarqué que la méthode EIC l'atteignait pour le canal de Zimmermann et cela même sans codage de canal. Cela signifie que sur ce type de canal on ne pourra avec la méthode EIC atteindre de meilleures performances.

4.5 Performances sur canal test

4.5.1 Paramètres de simulation

- canal test 1 :
 - . Retards(μs) : 0;2.
 - . Puissance (en dB) : -4;-15.
- canal test 2 :
 - . Retards(μs) : 0;1,4.
 - . Puissance (en dB) : -4;-15.
- Fréquence centrale : 1 *Ghz*.
- Largeur de bande : 10 *Mhz*.
- Fréquence d'échantillonnage : 10 *Mhz*.
- Taille FFT : $M = 128$.
- Longueur trame : 20 T_0 .
- Estimation réelle.
- Filtre prototype : IOTA4.
- Codage canal convolutif : $taux = 1/2$; $K = 7$; (133,177)_o.

4.5.2 Présentation courbes BER

A la figure 4.6 nous vérifions la borne de l'algorithme avec et sans codage avec une longueur de canal $\Delta = 2 \mu s$, c'est-à-dire pour le canal test 1.

A la figure 4.7 nous vérifions la borne de l'algorithme avec et sans codage avec une longueur de canal $\Delta = 1.4 \mu s$, c'est-à-dire pour le canal test 2.

4.5.3 Discussion

Sans codage de canal, lorsque l'étalement en temps du canal est grand le système OQAM tel qu'il est simulé voit ses performances diminuer. Nous remarquons alors un écart entre la borne et la courbe réelle. Cependant, l'introduction du codage de canal compense cette écart et nous voyons que les performances sont les mêmes pour les deux longueurs de canal (Δ) différentes que nous avons utilisées.

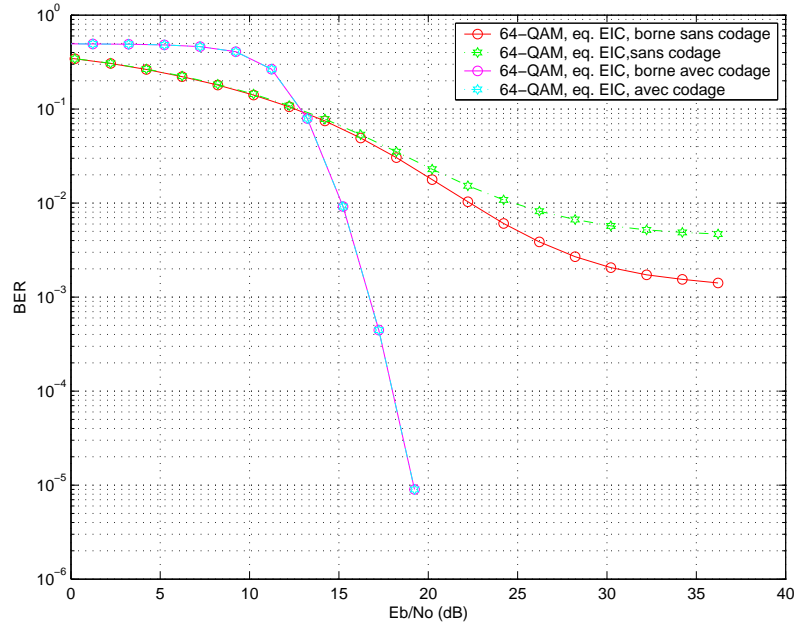


FIG. 4.6 – Courbes BER versus SNR, OFDM/OQAM sans codage canal, égalisation EIC, borne, $\Delta = 2 \mu s$.

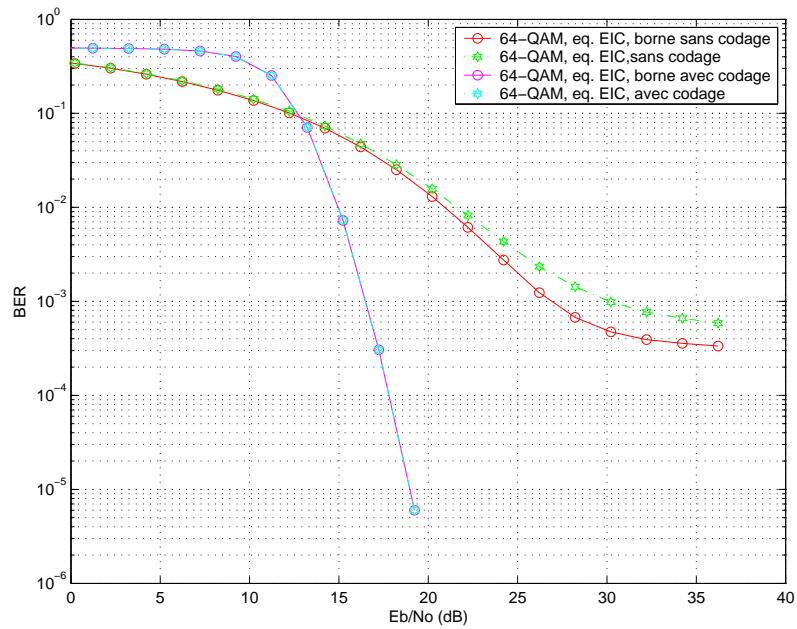


FIG. 4.7 – Courbes BER versus SNR, OFDM/OQAM sans codage canal, égalisation EIC, borne, $\Delta = 1.4 \mu s$.

4.6 Performances sur canal test : comparaison OQAM versus OFDM

4.6.1 Paramètres de simulations

- Canal test :
 - . Retards (μs) : 0 ; (M/2, M/4, M/6, M/8).
 - . Puissances (en dB) : -4 ; -15.
- Fréquence centrale : 1 *Ghz*.
- Largeur de bande : 10 *Mhz*.
- Fréquence échantillonnage : 10 *Mhz*.
- Taille FFT : $M = 128$.
- Longueur de la trame : 20 T_0 .
- Estimation parfaite.
- Filtre prototype : IOTA4.
- Codage convolutif : $rate = 1/2$; $K = 7$; $(133, 177)_o$.
- CP-OFDM :
 - . $IG^2 = 64$ échantillons ($6.4 \mu s$) \Leftrightarrow longueur canal = M/8.
 - . $IG = 32$ échantillons ($3.2 \mu s$) \Leftrightarrow longueur canal = M/6.
 - . $IG = 22$ échantillons ($2.2 \mu s$) \Leftrightarrow longueur canal = M/4.
 - . $IG = 16$ échantillons ($1.6 \mu s$) \Leftrightarrow longueur canal = M/2.

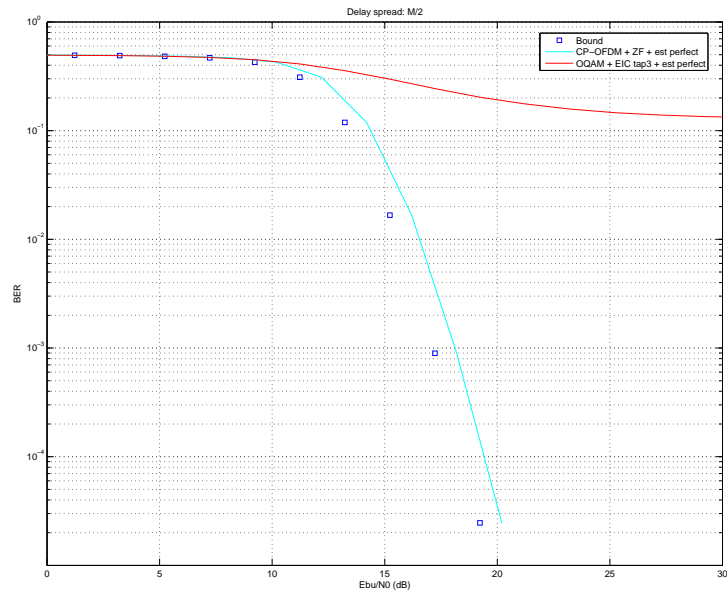
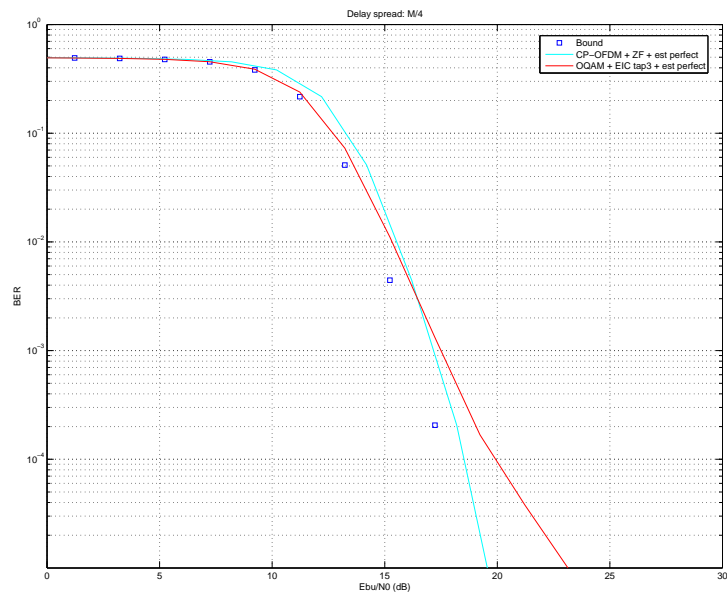
4.6.2 Présentation des courbes de BER

Les figures qui suivent présentent le taux d'erreur binaire pour les différentes longueurs de canal données précédemment. Nous avons tracé, sur chacune des figures qui suivent, ce que nous appelons la borne (notée Bound en anglais et sur les figures), la courbe CP-OFDM avec une égalisation par ZF et l'OFDM/OQAM avec la méthode EIC (voisinage de 3). La borne est obtenue en traçant le BER pour une chaîne de transmission CP-OFDM avec une égalisation ZF et une estimation parfaite sans prendre en compte l'intervalle de garde (cf. 4.3). Ainsi, c'est comme si on avait une transmission OFDM "classique" avec une égalisation ZF sans interférences. La deuxième courbe est le tracé du BER pour une modulation CP-OFDM avec une égalisation ZF et une estimation parfaite en prenant l'intervalle de garde en considération (cf. 4.2). Enfin, la troisième courbe représente le BER pour une modulation OFDM/OQAM avec une estimation parfaite et une égalisation EIC. Pour cette dernière, le voisinage a été choisi de 3 (noté tap3). Il s'avère que pour un voisinage de 3 les performances étaient meilleures que pour un voisinage de 1 pour les longueurs de canal M/2 et M/4. Par contre, pour les longueurs de canal M/8 et M/6 les BER sont quasiment les mêmes pour les voisinages de 1 et 3. Cependant, rappelons que le fait de choisir un voisinage supérieur implique un coût calcul plus élevé.

4.6.3 Discussion

Nous pouvons remarquer qu'avec une longueur de canal de M/8 and M/6 l'interférence est totalement annulée par la méthode EIC. Rajoutons aussi que dans le cas de l'OFDM/OQAM nous n'avons pas de perte en efficacité spectrale contrairement à l'OFDM.

²Intervalle de garde.

FIG. 4.8 – CP-OFDM versus OQAM pour une longueur de canal de $M/2$.FIG. 4.9 – CP-OFDM versus OQAM pour une longueur de canal de $M/4$.

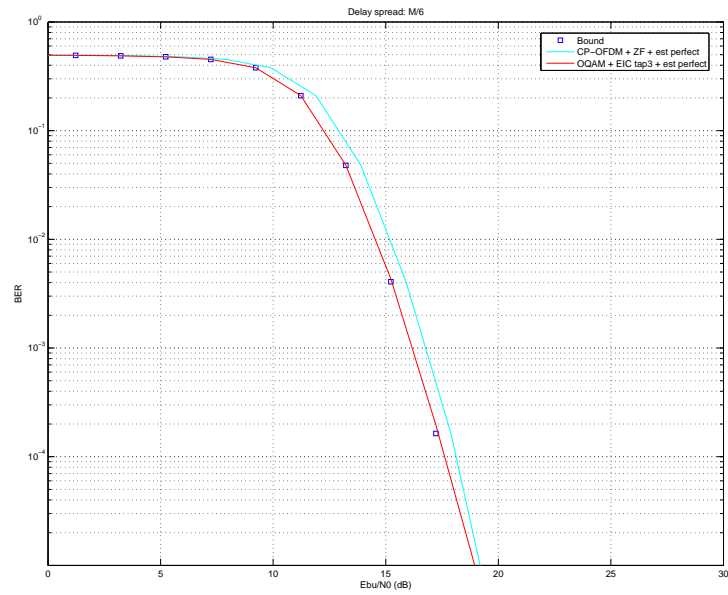


FIG. 4.10 – CP-OFDM versus OQAM pour une longueur de canal de $M/6$.

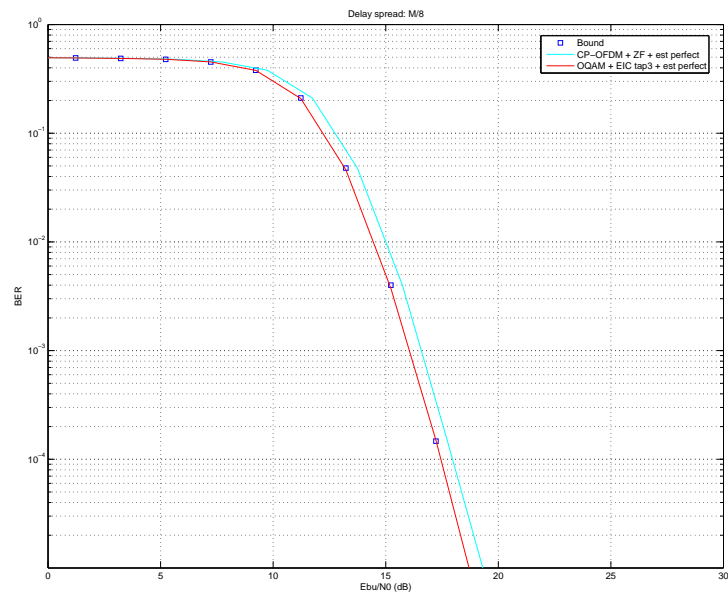


FIG. 4.11 – CP-OFDM versus OQAM pour une longueur de canal de $M/8$.

Conclusion & Perspectives

Au cours de ce stage il a été principalement testé une méthode d'égalisation par annulation d'interférence (méthode EIC) pour la modulation multiporteuse OFDM/OQAM.

Nous avons remarqué qu'avec le codage de canal la méthode EIC arrive au maximum de performance sur le canal PLC de Zimmermann. De plus, dans la comparaison entre OFDM/OQAM et OFDM nous avons remarqué qu'avec une longueur de canal de $M/8$ et $M/6$ l'interférence est totalement annulée par la méthode EIC avec le désavantage d'une perte en efficacité spectrale pour l'OFDM.

Nous avons envisagé, pour le dernier mois de ce stage, de la tester sur un canal radio mobile (donc variant sensiblement en temps). La méthode d'estimation est alors différente et utilise des pilotes répartis dans la trame de données émises. Ainsi, une méthode dite itérative devrait être un ajout nécessaire à la méthode EIC pour améliorer ses performances. Cependant, cela n'a pu être possible à cause de problèmes techniques. En effet, les chaînes de transmission disponibles avec estimation par pilotes réparties étaient difficilement adaptables dans le temps qu'il restait pour ce stage.

Une méthode d'annulation d'interférence souple est une amélioration possible de la méthode EIC dans les cas où elle montre sa limite c'est-à-dire lorsque elle ne retire pas totalement l'interférence en réception. Celle-ci se base sur ce qui est appelé le principe turbo [3]. On pourra se référer pour une approche pédagogique aux deux ouvrages suivants [4] et [3] mais aussi à la thèse de Pierre-Jean BOUVET [2] où une méthode d'annulation souple d'interférence est faite mais dans le cas de systèmes multi-antennes (MIMO).

Annexe A

Analyse temps-fréquence

L'analyse temps-fréquence est un concept naturellement appliqué aux modulations multiporteuses car leur fonctionnement est basé sur un multiplexage fréquentiel. Dans la suite, quelques définitions sont données en temps continu et en temps discret. En outre, elle serviront aussi à la caractérisation des filtres prototypes utilisés pour la modulation OFDM/OQAM en particulier. Cette annexe reprend les définitions énoncées dans [12] et [13].

A.1 Temps continu

A.1.1 Localisation temps-fréquence

Issu de la mécanique quantique, le principe d'incertitude d'Heisenberg dit qu'un signal ne peut être localisé aussi bien que l'on voudrait en temps et en fréquence. Par exemple, si l'on considère la fonction dite porte ou rectangulaire suivante : $\Pi(t) = \begin{cases} 1 & \text{si } -T_0 \leq t < \frac{T_0}{2}, \\ 0 & \text{sinon.} \end{cases}$ dont le support est bien localisé en temps on sait que sa transformée de Fourier donne un sinus cardinal mal localisé en fréquence puisque son support est infini. Les définitions suivantes en posent les principes.

Définition A.1.1 Soit g une fonction de $\mathcal{L}_2(\mathbb{R})$ avec $G(\nu)$ sa transformée de Fourier. Il est défini les moments d'ordre 1 et 2 en temps et en fréquence comme ceci :

– moment d'ordre 1 en temps :

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

– moment d'ordre 2 en temps :

$$m^{(2)}(g) = \frac{1}{\|g\|^2} \int_{-\infty}^{+\infty} \left(t - m^{(1)}(g) \right)^2 |g(t)|^2 dt \quad (\text{A.2})$$

– moment d'ordre 1 en fréquence :

$$M^{(1)}(g) = \frac{1}{\|g\|^2} \int_{-\infty}^{+\infty} \nu |G(\nu)|^2 d\nu \quad (\text{A.3})$$

– moment d'ordre 2 en fréquence :

$$M^{(2)}(g) = \frac{1}{\|g\|^2} \int_{-\infty}^{+\infty} \left(\nu - M^{(1)}(g) \right)^2 |G(\nu)|^2 d\nu. \quad (\text{A.4})$$

Définition A.1.2 (Localisation Temps-Fréquence) La localisation temps-fréquence d'une fonction g de $\mathcal{L}_2(\mathbb{R})$ notée $\xi(g)$ est une grandeur définie par :

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

Théorème A.1 (Inégalité d'Heisenberg-Gabor)

Soit $g \in \mathcal{L}_2(\mathbb{R})$, alors :

$$0 \leq \xi(g) \leq 1 \quad (\text{A.6})$$

et l'égalité $\xi(g) = 1$ est atteinte pour une fonction gaussienne.

Théorème A.2 (Théorème de Balian-Low)

Soit $(g_{m,n})_{(m,n) \in \mathbb{Z}^2}$ une famille de Weyl-Heisenberg de densité 1 de $\mathcal{L}_2(\mathbb{R})$, alors :

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

A travers ce théorème, il en ressort l'impossibilité d'avoir une fonction prototype g à la fois bien localisée en temps et en fréquence pour ce type de famille de fonctions puisque la localisation temps-fréquence définie par $\xi(g)$ tend vers 0.

A.1.2 Famille de Gabor

Les familles de Gabor sont utilisées pour la modulation et la démodulation en OFDM/QAM et OFDM/OQAM.

Définition A.1.3 Soient $g \in \mathcal{L}_2(\mathbb{R})$, $F_0 \in \mathbb{R}$ (espace des fréquences) et $T_0 \in \mathbb{R}$ (espace des temps). On appelle famille de Weyl-Heisenberg de $\mathcal{L}_2(\mathbb{R})$ (ou de Gabor) toute famille $(g_{m,n})_{(m,n) \in \mathbb{Z}^2}$ de fonctions de $\mathcal{L}_2(\mathbb{R})$ vérifiant :

$$\forall t \in \mathbb{R}, g_{m,n}(t) = g(t - nT_0)e^{j2\pi mF_0t}. \quad (\text{A.7})$$

La fonction g est appelée fonction prototype. Les fonctions $g_{m,n}$ sont les translatées en temps et en fréquence de la fonction prototype. La grandeur $\rho = \frac{1}{T_0F_0}$ est définie comme la densité de cette famille de Gabor.

Notons qu'une famille de Gabor forme une base orthogonale de $\mathcal{L}_2(\mathbb{R})$ si $\rho = 1$.

A.2 Temps discret

Pour le cas discret, toutes les définitions peuvent être transposées en discret en faisant une discrétisation. Cependant, il se peut que la mesure de localisation ne soit pas bornée. Ainsi, Doroslovački a introduit une mesure modifiée dont nous faisons état dans ce qui suit :

Définition A.2.1 Soit $x \in \mathcal{L}_2(\mathbb{Z})$, espace des séries de carré sommables, avec $X(\nu)$ sa transformée de Fourier discrète. Il est défini les moments d'ordre 1 et 2 en temps et en fréquence comme ceci :

– centre de gravité fréquentiel :

$$F(x) = \frac{1}{2\pi} \frac{\Im\left\{ \sum_{k=-\infty}^{+\infty} x[k]x^*[k-1] \right\}}{\Re\left\{ \sum_{k=-\infty}^{+\infty} x[k]x^*[k-1] \right\}} \quad (\text{A.8})$$

– centre de gravité temporel :

$$T(x) = \frac{\sum_{k=-\infty}^{+\infty} (k - 1/2) |x[k] + e^{j2\pi F(x)} x[k-1]|^2}{\sum_{k=-\infty}^{+\infty} |x[k] + e^{j2\pi F(x)} x[k-1]|^2} \quad (\text{A.9})$$

– deuxième moment en fréquence :

$$\begin{aligned} \mathfrak{M}_2(x) &= \frac{1}{\|x\|^2} \int_{-\frac{1}{2}}^{\frac{1}{2}} \frac{4}{(2\pi)^2} \sin^2 \left[\pi(\nu - F(x)) |X(\nu)|^2 \right] d\nu \\ &= \frac{1}{(2\pi)^2 \|x\|^2} \sum_{k=-\infty}^{+\infty} |x[k] - e^{j2\pi F(x)} x[k-1]|^2 \end{aligned} \quad (\text{A.10})$$

– deuxième moment en temps :

$$\begin{aligned} \mathfrak{m}_2(x) &= \frac{1}{\|x\|^2} \int_{-\frac{1}{2}}^{\frac{1}{2}} \frac{1}{(2\pi)^2} \left| \frac{d}{d\nu} \{ \cos[\pi(\nu - F(x))] e^{j2\pi\nu T(x)} X(\nu) \} \right|^2 d\nu \\ &= \frac{1}{\|x\|^2} \sum_{k=-\infty}^{+\infty} \left(k - \frac{1}{2} - T(x) \right)^2 \left| \frac{x[k] + e^{j2\pi F(x)} x[k-1]}{2} \right|^2. \end{aligned} \quad (\text{A.11})$$

A partir de ces définitions, nous introduisons la localisation “modifiée” notée ξ_{mod} et définie par :

$$\xi_{\text{mod}}(x) = \frac{1}{4\pi \sqrt{\mathfrak{m}_2(x) \mathfrak{M}_2(x)}}. \quad (\text{A.12})$$

A.3 Représentation temps-fréquence

En analyse temps-fréquence on peut représenter les signaux dans un plan dit temps-fréquence comme la fonction d’ambiguïté (cf. 3.6). La figure A.1 est une représentation dite en réseau des modulations OFDM sans intervalle de garde et OFDM/OQAM. La densité du réseau OFDM est de $\rho = 1$ et les symboles transmis sont complexes. Par contre, la densité du réseau OFDM/OQAM est de $\rho = 2$ et les symboles transmis sont réels. Notons que le débit de transmission est équivalent.

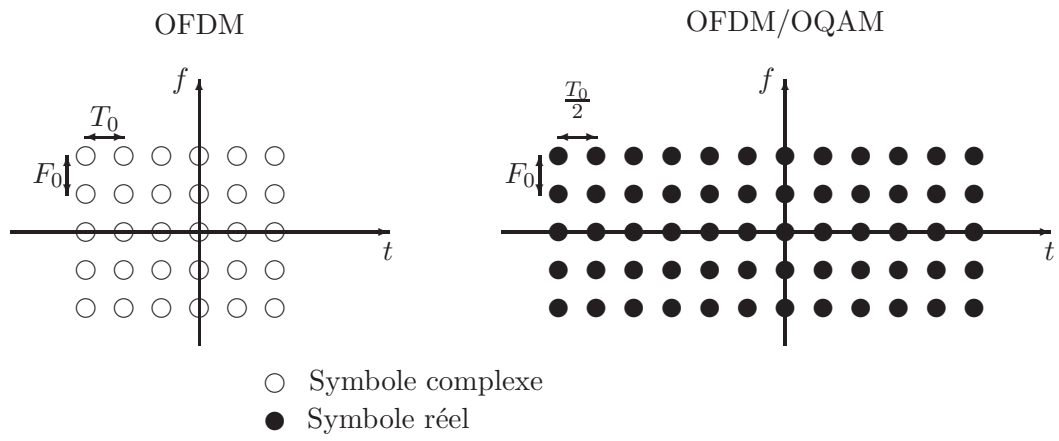


FIG. A.1 – Représentation temps-fréquence des modulations OFDM et OFDM/OQAM

Annexe B

Modulation QAM

Nous présentons ici brièvement les modulations d'amplitudes en quadrature QAM¹.

Expressions :

$$s(t) = A \sum_k a_k h(t - kT) \cos(2\pi f_0 t + \phi_0) - A \sum_k b_k h(t - kT) \sin(2\pi f_0 t + \phi_0) \quad (\text{B.1})$$

$$s(t) = A \Re_e \left\{ s_E(t) e^{j(2\pi f_0 t + \phi_0)} \right\} \quad (\text{B.2})$$

avec,

$$s_E(t) = \sum_k d_k h(t - kT) \quad (\text{B.3})$$

et,

$$d_k = a_k + j b_k \quad (\text{B.4})$$

Ces modulations se nomment M-QAM avec M le nombre d'états. Les symboles a_k et b_k prennent leurs valeurs dans deux alphabets respectifs définis par $\{A_1, A_2, \dots, A_K\}$ et $\{B_1, B_2, \dots, B_K\}$. $M = 2^{2k}$ états soit par exemple une 64-QAM qui a donc 64 états codés par les symboles complexes $d_k = a_k + j b_k$.

Représentation par des constellations :

¹Quadrature Amplitude Modulation.

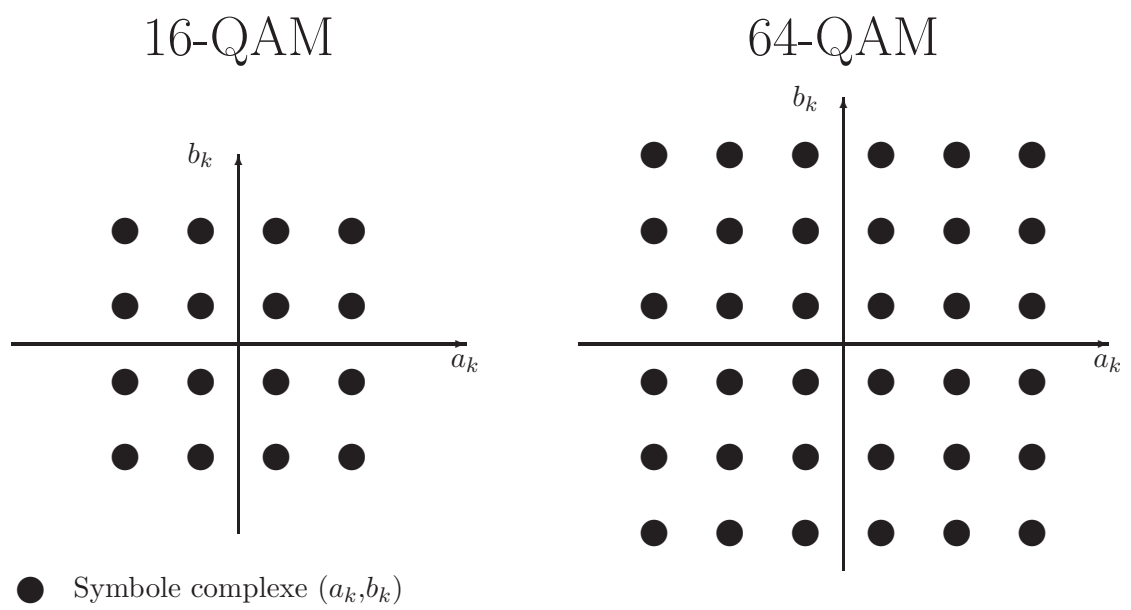


FIG. B.1 – Constellations 16-QAM et 64-QAM

Annexe C

Efficacité spectrale

L'efficacité spectrale est un indice important qui permet de caractériser les performances d'un système de transmission. Il est défini par :

$$\eta = \frac{D_b}{B} \quad (\text{C.1})$$

avec D_b le débit binaire qui s'exprime en bit/s et B (en Hertz) la largeur de la bande spectrale occupée par le signal modulé.

Nous pouvons réécrire l'équation C.1 en faisant apparaître les paramètres des modulations multiporteuses :

$$\eta = \frac{\frac{1}{T_s} M \beta}{B} \quad (\text{C.2})$$

avec M le nombre de porteuses, T_s le temps symbole et β le nombre de bits d'information codés par un symbole. En notant la bande spectrale $B = f_0 + (M-1)F_0$ où f_0 est la fréquence basse et F_0 est l'écart entre porteuses alors nous réécrivons l'efficacité spectrale de la manière suivante :

$$\eta = \frac{\frac{M}{T_s} \beta}{f_0 + (M-1)F_0} = \frac{M}{M-1} \times \frac{\beta}{T_s \left(\frac{f_0}{M-1} + F_0 \right)} \quad (\text{C.3})$$

On remarque alors que si M est grand alors $\eta = \frac{\beta}{T_s \times F_0}$.

Enfin, pour le cas d'une modulation multiporteuse avec intervalle de garde nous aurons $T'_s = (T_s + T_g)$ avec T_g la durée de l'intervalle de garde. Nous aurons alors une efficacité spectrale η' telle que :

$$\eta = \frac{\frac{M}{T_s} \beta}{f_0 + (M-1)F_0} = \frac{M}{M-1} \times \frac{\beta}{T'_s \left(\frac{f_0}{M-1} + F_0 \right)} \quad (\text{C.4})$$

Cela implique alors que $\eta = \frac{T_s}{T_s + T_g} \times \eta'$.

Bibliographie

- [1] A. Assalini, M. Trivellato, and S. Pupolin. Performance analysis of ofdm-oqam systems. in *WPMC*, 18-22 September 2005.
- [2] Pierre-Jean BOUVET. *Récepteurs itératif pour systèmes multi-antennes*. PhD thesis, INSA de RENNES, 2005.
- [3] Ouvrage collectif sous la direction de Claude Berrou. *Codes et turbocodes*. Springer, 2007.
- [4] Baudoin Genevièvre et coll. *Radiocommunications numériques / 1 Principes, modélisation et simulation*. Dunod, 2007.
- [5] X.Q. Gao, H. Zhang, and Z.Y. He. Subband model and implementation of o-qam system. *Circuits and Systems, 1995. ISCAS '95., 1995 IEEE International Symposium on*, 3 :1888–1891 vol.3, 30 Apr-3 May 1995.
- [6] B. Hirosaki. An analysis of automatic equalizers for orthogonally multiplexed qam systems. *Communications, IEEE Transactions on [legacy, pre - 1988]*, 28(1) :73–83, Jan 1980.
- [7] Rima Hleiss. *Conception et égalisation de nouvelles structures de modulations multipor-teuses*. PhD thesis, Ecole nationale supérieure des télécommunications, 2000.
- [8] C. Lélé, P. Siohan, R. Legouable, and J.-P. Javaudin. Preamble-based channel estimation techniques for ofdm/oqam over the powerline. *Power Line Communications and Its Applications, 2007. ISPLC '07. IEEE International Symposium on*, pages 59–64, 26-28 March 2007.
- [9] Hao Lin, Chrislin Lélé, and Pierre Siohan. Equalization with interference cancellation for hermitian symmetric ofdm/oqam systems. *Power Line Communications and Its Applications, 2008. ISPLC 2008. IEEE International Symposium on*, pages 363–368, April 2008.
- [10] S. Nedic and N. Popovic. Per-bin dfe for advanced oqam-based multi-carrier wireless data transmission systems. *Broadband Communications, 2002. Access, Transmission, Networking. 2002 International Zurich Seminar on*, pages 38–1–38–6, 2002.
- [11] Ling Qin and M.G. Bellanger. Adaptive sub-channel equalization in multicarrier transmission. *Acoustics, Speech, and Signal Processing, 1997. ICASSP-97., 1997 IEEE International Conference on*, 3 :2321–2324 vol.3, 21-24 Apr 1997.
- [12] Cyrille Siclet. *Application de la théorie des bancs de filtres à l'analyse et à la conception de modulations multipor-teuses orthogonales et biorthogonales*. PhD thesis, Université de Rennes 1, 2002.

- [13] Alexandre Skrzypczak. *Contribution à l'étude des modulations multiporteuses OFDM/OQAM et OFDM suréchantillonnées*. PhD thesis, Université de Rennes 1, 2007.
- [14] M. Zimmermann and K. Dostert. A multipath model for the powerline channel. *Communications, IEEE Transactions on*, 50(4) :553–559, Apr 2002.