



HAL
open science

Synchronisation rapide des systèmes de communication QAM à haut niveau dans des conditions de canal avec échos

Yves Gadé

► **To cite this version:**

Yves Gadé. Synchronisation rapide des systèmes de communication QAM à haut niveau dans des conditions de canal avec échos. Electronique. 2011. dumas-00574237

HAL Id: dumas-00574237

<https://dumas.ccsd.cnrs.fr/dumas-00574237v1>

Submitted on 7 Mar 2011

HAL is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.

CONSERVATOIRE NATIONAL DES ARTS ET METIERS

CENTRE REGIONAL ASSOCIÉ DE RHÔNE-ALPES

CENTRE D'ENSEIGNEMENT DE LYON

MEMOIRE

présenté en vue d'obtenir

le DIPLOME D'INGENIEUR CNAM

SPECIALITE : ÉLECTRONIQUE-AUTOMATIQUE

OPTION : ÉLECTRONIQUE

par

Yves GADÉ

**Synchronisation rapide des systèmes de communication QAM à haut
niveau dans des conditions de canal avec échos**

Soutenu le 2 Février 2011

JURY

PRÉSIDENT :	M. Daniel Roviras	CNAM Paris
MEMBRES :	M. Claude Delpuech	CNAM Lyon
	M. Michel Lagneau	CNAM Lyon
	M. Ghyslain Gagnon	ETS Montréal
	M. François Gagnon	ETS Montréal

Stage réalisé au sein du LACIME dans le département de génie électrique de l'École de technologie supérieure à Montréal sous la supervision du professeur Ghyslain Gagnon

CONSERVATOIRE NATIONAL DES ARTS ET METIERS
CENTRE REGIONAL ASSOCIÉ DE RHÔNE-ALPES
CENTRE D'ENSEIGNEMENT DE LYON

MEMOIRE

présenté en vue d'obtenir

le DIPLOME D'INGENIEUR CNAM

SPECIALITE : ÉLECTRONIQUE-AUTOMATIQUE

OPTION : ÉLECTRONIQUE

par

Yves GADÉ

**Synchronisation rapide des systèmes de communication QAM à haut
niveau dans des conditions de canal avec échos**

Soutenu le 2 Février 2011

JURY

PRÉSIDENT :	M. Daniel Roviras	CNAM Paris
MEMBRES :	M. Claude Delpuech	CNAM Lyon
	M. Michel Lagneau	CNAM Lyon
	M. Ghyslain Gagnon	ETS Montréal
	M. François Gagnon	ETS Montréal

Stage réalisé au sein du LACIME dans le département de génie électrique de l'École de technologie supérieure à Montréal sous la supervision du professeur Ghyslain Gagnon

RESUMÉ

Les systèmes de communication modernes utilisent des modulations à haute efficacité spectrale pour transmettre l'information rapidement sur des largeurs de bande limitées. Ainsi, la modulation d'amplitude en quadrature est couramment utilisée mais nécessite une synchronisation précise des oscillateurs de l'émetteur et du récepteur. Les indices de modulation élevés et l'absence de signal pilote augmentent la complexité de cette opération et des algorithmes spécifiques ont été développés pour corriger efficacement les erreurs de fréquence et de phase de la porteuse.

Néanmoins, les performances de ces algorithmes sont dégradées lorsque le canal de transmission présente des échos. L'utilisation d'un égaliseur avec un algorithme d'adaptation est alors nécessaire pour corriger les interférences entre symboles. Quand les distorsions, l'erreur de fréquence et l'indice de modulation deviennent importants, l'emploi d'une architecture conjointe s'impose pour permettre aux algorithmes de récupération de la porteuse et d'égalisation de collaborer et de fonctionner efficacement.

Ce mémoire en cinq chapitres introduit tout d'abord quelques éléments théoriques, définit la problématique du sujet et fixe les limites de l'étude. Ensuite, un algorithme spécifique de récupération de la porteuse d'une modulation MAQ est présenté. L'objectif du troisième chapitre est d'analyser ses performances avec le modèle de canal de *Rummler*. Quelques solutions d'égalisation adaptées à un fonctionnement conjoint avec cet algorithme sont ensuite exposées. Enfin, à partir de ces analyses, une architecture et une procédure de démarrage sont proposées : les résultats de simulations démontrent de bonnes performances dans un canal avec échos pour des indices de modulation de 64 et 256.

Mots clés :

Modulation d'amplitude en quadrature (MAQ), canal de *Rummler*, égalisation, récupération de la porteuse, architecture conjointe, démarrage à l'aveugle.

ABSTRACT

Modern communication systems use modulations with high spectral efficiency to transmit information over limited bandwidth channels. Thus, quadrature amplitude modulation (QAM) is widely used but requires accurate synchronization between transmitter and receiver oscillators. High order QAM and transmission without pilot signal increase the complexity of this operation and specific algorithms were developed to correct large carrier frequency and phase offsets.

On the other hand, the performances of these algorithms decrease when echoes occurs in the channel. Use of an equalizer with an adaptive algorithm is then necessary to correct inter-symbols interferences. When distortions, frequency offset and modulation level become important, a joint architecture is mandatory to allow carrier recovery and adaptive equalization algorithms to collaborate and work efficiently.

This five chapter thesis first deals with some theoretical aspects, define the problem to be addressed set boundaries of the study. Then, a specific QAM carrier recovery algorithm is presented in detail. The goal of third chapter is to analyze its performances with the *Rummler* channel model. Then, some joint carrier recovery and equalization solutions are presented. Finally, from these analyses, an architecture and an initialization procedure are proposed: simulation results show good performances in a multipath channel for 64 and 256-QAM.

Keywords:

Quadrature amplitude modulation (QAM), *Rummler* Channel, equalization, joint & blind carrier recovery

REMERCIEMENTS

L'aventure a commencé il y a tout juste un an avec l'envie profonde de partir vivre et travailler à l'étranger. Après l'idée et les étapes de préparation, ce projet d'expatriation s'est finalement concrétisé par un déménagement à Montréal et la réalisation du mémoire d'ingénieur CNAM à l'École de technologie supérieure (ETS)-Université du Québec dans le laboratoire de communications et d'intégration de la microélectronique (LACIME).

Tout d'abord, je tiens à remercier chaleureusement mon tuteur au LACIME, Ghyslain Gagnon, professeur au département de génie électrique à l'ETS pour la confiance, l'autonomie et le soutien accordés dès le début de ce travail de recherche.

J'exprime également ma reconnaissance à Daniel Roviras, professeur au CNAM de Paris ainsi qu'à Georges Kaddoum, chercheur postdoctoral au LACIME, pour m'avoir fait connaître le laboratoire et finalement les sujets de recherche proposés par Ghyslain Gagnon. D'autre part, je remercie Bruno Allard et Tanneguy Redarce, tous deux professeurs à l'INSA de Lyon pour m'avoir orienté vers Éric Doré, responsable des relations internationales à l'ETS. Cela a permis mon admission en tant qu'étudiant international sans quoi la réalisation de ce mémoire n'aurait pas été possible sur le plan administratif.

D'autre part je remercie Claude Delpuech, ingénieur de recherche à l'INSERM et tuteur CNAM, pour son accompagnement et ses conseils durant ce projet de mémoire. Merci également à François Gagnon, professeur au département de génie électrique à l'ETS et à Michel Lagneau, professeur au CNAM de Lyon pour avoir accepté de faire partie de ce jury de mémoire.

Un grand merci à toute l'équipe du LACIME qui a contribué à ma découverte du monde de la recherche tout en y ajoutant une touche multiculturelle si enrichissante.

Finalement, Stéphanie, je te remercie profondément pour ton soutien sans faille, tes encouragements et ton amour pendant ces années d'étude au CNAM. T'avoir à mes côtés a sans aucun doute rendu la tâche moins difficile, en particulier durant ces dernières semaines de rédaction de mémoire. Promis, c'est terminé...enfin pour l'instant! Dans quelques jours, on va vivre une autre aventure dont on rêve tous les deux depuis longtemps. Je t'aime.

TABLE DES MATIÈRES

RESUMÉ	4
ABSTRACT.....	5
REMERCIEMENTS	6
TABLE DES MATIÈRES.....	7
INTRODUCTION GÉNÉRALE	10
CHAPITRE 1 CONTEXTE DU SUJET ET PROBLÉMATIQUE ETUDIÉE	13
1.1 INTRODUCTION	13
1.2 SYSTÈME ÉTUDIÉ.....	13
1.3 MODULATION QAM.....	15
1.3.1 Définition	15
1.3.2 Caractéristiques	18
1.4 CANAL DE TRANSMISSION	19
1.5 RÉCEPTEUR ET SYNCHRONISATION D'UN SYSTÈME QAM	21
1.5.1 Synchronisation à l'aveugle.....	21
1.5.2 Périmètre et limite de l'étude.....	22
1.6 CONCLUSION	23
CHAPITRE 2 RÉCUPÉRATION DE LA PORTEUSE D'UNE MODULATION QAM	24
2.1 INTRODUCTION	24
2.2 NOTIONS THÉORIQUES SUR LES PLL.....	24
2.3 BOUCLE DE RÉCUPÉRATION DE LA PORTEUSE	26
2.3.1 Signal à traiter par la CRL	27
2.3.2 L'oscillateur contrôlé numériquement	27
2.3.3 Système d'estimation de l'erreur de phase.....	28
2.4 ARCHITECTURE GÉNÉRALE DE L'ALGORITHME À L'ÉTUDE	30
2.5 DESCRIPTION DÉTAILLÉE DE L'ALGORITHME.....	31
2.5.1 Système d'estimation de l'erreur de phase.....	31
2.5.2 Détecteur de verrouillage.....	35
2.5.3 Filtre de boucle	36
2.6 MESURES DE PERFORMANCE ET SYNCHRONISATION.....	38
2.6.1 Erreur de phase résiduelle et performance.....	38
2.6.2 Synchronisation et plage de correction.....	39
2.7 CONCLUSION	40
CHAPITRE 3 TRANSMISSION DANS UN CANAL ET RECUPERATION DE LA PORTEUSE	42
3.1 INTRODUCTION	42

3.2	NOTIONS THÉORIQUES SUR LES CANAUX DE TRANSMISSION	42
3.2.1	<i>Du canal AWGN à la modélisation multi-trajet</i>	42
3.2.2	<i>Types de dégradation dans une liaison</i>	44
3.2.3	<i>Types d'évanouissement dans une liaison</i>	46
3.2.4	<i>Précisions sur l'évanouissement à petite échelle</i>	47
3.3	MODÈLE DE RUMMLER.....	49
3.3.1	<i>Présentation générale et domaine d'utilisation</i>	49
3.3.2	<i>Présentation détaillée du modèle</i>	50
3.4	RÉCUPÉRATION DE LA PORTEUSE DANS UN CANAL AWGN.....	55
3.4.1	<i>Conditions de simulation</i>	56
3.4.2	<i>Résultats et analyses des performances</i>	58
3.5	RÉCUPÉRATION DE LA PORTEUSE DANS UN CANAL DE RUMMLER	61
3.5.1	<i>Conditions de simulation</i>	61
3.5.2	<i>Résultats et analyses des performances</i>	62
3.6	CONCLUSION	66
CHAPITRE 4 ÉGALISATION DU CANAL ET RECUPERATION DE LA PORTEUSE.....		68
4.1	INTRODUCTION	68
4.2	NOTIONS THÉORIQUES SUR L'ÉGALISATION.....	69
4.2.1	<i>Principe de l'égalisation</i>	69
4.2.2	<i>Méthodes d'égalisation</i>	71
4.2.3	<i>Structures d'égaliseurs</i>	72
4.2.4	<i>Égalisation adaptative</i>	75
4.3	ÉGALISATION ADAPTATIVE AVEC ERREUR DE SYNCHRONISATION DE LA PORTEUSE	76
4.3.1	<i>Algorithme LMS</i>	77
4.3.2	<i>Algorithme CMA</i>	78
4.3.3	<i>Égalisation CMA d'un canal de Rummler</i>	79
4.4	ÉGALISATION ET RÉCUPÉRATION DE LA PORTEUSE CONJOINTE.....	83
4.4.1	<i>Principe du fonctionnement conjoint</i>	83
4.4.2	<i>Analyse et sélection de références</i>	85
4.4.3	<i>Présentation d'une solution</i>	87
4.5	CONCLUSION	90
CHAPITRE 5 DESCRIPTION, SIMULATIONS ET RESULTATS DU SYSTÈME PROPOSÉ		91
5.1	INTRODUCTION	91
5.2	DESCRIPTION DU SYSTÈME COMPLET.....	91
5.2.1	<i>Architecture conjointe proposée</i>	91
5.2.2	<i>Procédure de démarrage</i>	93
5.3	SIMULATION DANS UN CANAL DE RUMMLER.....	98
5.3.1	<i>Conditions de simulation</i>	98
5.3.2	<i>Résultats de simulation</i>	100

5.4	ANALYSE, COMPARAISON ET AMÉLIORATION DES PERFORMANCES	107
5.4.1	<i>Analyse et comparaison des résultats</i>	107
5.4.2	<i>Axes d'amélioration</i>	109
5.5	CONCLUSION	111
	CONCLUSION GÉNÉRALE	113
	BIBLIOGRAPHIE.....	115
	LISTE DES SIGLES.....	118
	LISTE DES ABRÉVIATIONS	121
	LISTE DES FIGURES	122
	LISTE DES TABLEAUX.....	124

INTRODUCTION GÉNÉRALE

Depuis plusieurs années, l'utilisation croissante des systèmes de communication numérique motive la recherche et le développement de solutions permettant la transmission de données à haute vitesse à travers des canaux à bande passante limitée. Aussi, la modulation d'amplitude en quadrature (QAM¹) est une technique reconnue pour faire un usage efficace de la bande passante, en particulier lorsque l'indice de modulation devient important. En contrepartie, la restitution correcte de l'information est plus sensible à la précision des équipements de la chaîne de transmission et aux perturbations introduites par le canal.

Parmi les opérations réalisées par le démodulateur, celle de la synchronisation de la porteuse est essentielle afin d'assurer la détection cohérente des symboles transmis. Des algorithmes spécifiques ont donc été développés pour corriger l'erreur de phase et de fréquence importante qui peut se produire entre le récepteur et l'émetteur dans des liaisons haut débit. De plus, afin d'optimiser l'utilisation de la bande passante, ces algorithmes doivent être capables de réaliser cette opération à l'aveugle, c'est-à-dire sans onde pilote et uniquement à partir des symboles transportant l'information utile. Enfin, la complexité de cette opération est exacerbée lorsque le canal présente des échos en raison du phénomène de multi-trajet.

Le point de départ de ce mémoire est justement un algorithme de récupération de la porteuse publié par une équipe du LACIME, laboratoire de recherche dans lequel a été réalisé ce projet. L'objectif est d'estimer ses performances dans un canal avec échos et le cas échéant, d'analyser les raisons du dysfonctionnement, de chercher des améliorations et de proposer une solution. Ce mémoire propose de faire le point en 5 chapitres sur le travail réalisé pendant ces 8 mois qui a finalement abouti à une nouvelle architecture basée sur l'algorithme initial et permettant la récupération de la porteuse dans un canal avec échos.

Tout d'abord, le premier chapitre introduit quelques notions théoriques liées à l'analyse du sujet. On présente ainsi les éléments fondamentaux d'une chaîne de transmission numérique, les caractéristiques d'une modulation QAM et on précise les limites de notre étude.

¹ *Quadrature amplitude modulation*

Le deuxième chapitre se consacre à la description de l'algorithme de récupération de la porteuse en question. On verra que son fonctionnement s'inspire de celui d'une boucle à verrouillage de phase mais présente quelques particularités, notamment au niveau du système d'estimation de l'erreur de phase. En effet, des blocs spécifiques permettent la détection et la correction rapide d'erreurs de fréquence importantes en modulation QAM haut niveau.

Dans le troisième chapitre, on aborde tout d'abord les différents types de perturbation qui peuvent affecter une transmission, en particulier le phénomène de multi-trajet. Ensuite, on présente un modèle de canal couramment utilisé dans certaines liaisons micro-onde à antennes fixes. Il s'agit du modèle de *Rummler* qui est employé pour évaluer le fonctionnement de l'algorithme de récupération de la porteuse dans un canal avec échos. Pour terminer, les conditions de simulation sont détaillées et les résultats ainsi que leurs analyses sont présentés pour un canal à bruit blanc gaussien additif et un canal de *Rummler*. Il s'avère que le fonctionnement de l'algorithme dans un canal avec échos n'est pas satisfaisant sans avoir recours à l'utilisation d'un égaliseur pour compenser certaines distorsions.

Aussi, le chapitre 4 introduit pour commencer le principe de l'égalisation ainsi que quelques méthodes et structures couramment employées. A cause des contraintes du démarrage à l'aveugle et de l'absence de synchronisation de la porteuse, nous verrons ensuite qu'il est nécessaire d'avoir recours à une égalisation dite adaptative avec des algorithmes indépendants des erreurs de fréquence et de phase. Néanmoins, le fonctionnement série égaliseur-récupération de la porteuse n'est pas suffisamment efficace en QAM haut niveau. L'analyse de la littérature révèle qu'il faut mettre en place une architecture conjointe dans laquelle les deux algorithmes peuvent collaborer. Ainsi, le principe, l'analyse des références et la présentation d'un exemple de solution conjointe seront finalement détaillés.

A partir des chapitres précédents et de la revue de littérature, le dernier chapitre propose une solution basée sur une architecture conjointe et une procédure de démarrage à l'aveugle. Les conditions et les résultats de simulation de ce système seront présentés pour des modulations 64 et 256-QAM dans un canal de *Rummler*. L'analyse des performances prouve que cette solution permet la récupération de la porteuse dans un canal avec un écho d'amplitude relativement élevée. Ces performances seront comparées à celles d'autres solutions publiées dans la littérature. On terminera ce chapitre en proposant plusieurs axes d'améliorations.

Finalemant, la conclusion générale synthétise le travail effectué, récapitule les résultats obtenus et ouvre la voie à différentes perspectives de recherche.

CHAPITRE 1

CONTEXTE DU SUJET ET PROBLÉMATIQUE ETUDIÉE

1.1 Introduction

Le sujet de ce mémoire porte sur la « *Synchronisation rapide des systèmes de communication QAM à haut niveau dans des conditions de canal avec échos* ». L'objectif de ce chapitre est d'introduire le cadre et les différents aspects théoriques liés à ce sujet. Plusieurs points abordés seront ensuite analysés plus en détails dans les chapitres suivants.

On présente tout d'abord ce qu'est une chaîne de transmission numérique et la manière dont est transmise l'information à travers les éléments qui la constituent.

Ensuite, l'accent est mis sur la modulation d'amplitude en quadrature (QAM) pour laquelle est conçu l'algorithme de récupération de la porteuse. Nous verrons comment elle est définie et quelles sont ses particularités.

Nous présenterons également quelques notions sur le canal de transmission et le type de modèle adopté dans ce mémoire.

Enfin, nous verrons que pour transmettre l'information correctement, le récepteur doit être précisément synchronisé avec l'émetteur, notamment en ce qui concerne la fréquence et la phase de la porteuse. Cette tâche est réalisée par un l'algorithme de récupération de la porteuse qui est à la base du travail réalisé durant ce mémoire

1.2 Système étudié

Tout système de communication numérique est composé d'un émetteur, d'un canal dans lequel est transmis l'information et d'un récepteur[1]. En fonction de la chaîne de communication et du niveau d'abstraction de la description choisi, la représentation du système et le détail des opérations réalisées peuvent cependant varier. Nous prendrons dans notre cas la représentation générale de la Figure 1 ci-dessous.

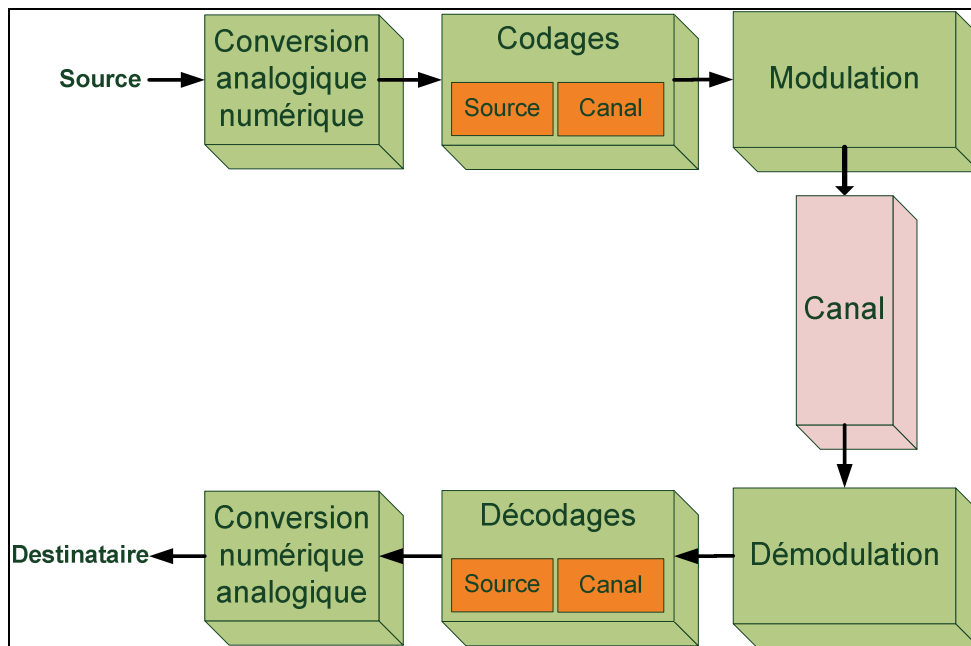


Figure 1: Chaîne de communication numérique d'après [2]

Dans cet exemple, l'information analogique fournie par la source est tout d'abord numérisée. Ensuite, deux opérations de codage successives sont réalisées afin d'optimiser et d'adapter l'information au canal de transmission.

- Le codage source transforme l'information binaire prise dans un ensemble $\{0,1\}$ en une suite de valeurs comprises dans un autre ensemble, en fonction du type code choisi (NRZ², Bi-phase, RZ). A cette étape, le but est d'optimiser la quantité d'information à transmettre.
- Le codage canal ajoute un certain nombre de bits de contrôle à la séquence binaire du codeur de source. L'objectif est alors de permettre au récepteur de corriger les erreurs introduites par le canal.

Le bloc suivant va réaliser différents types de modulation numérique (QPSK³, QAM...) pour regrouper plusieurs bits dans un même signal appelé symbole. Le modulateur permet aussi d'associer ces symboles à un signal électrique et de les transmettre, si nécessaire, sur une onde porteuse plus adaptée au canal. Nous allons voir plus en détail dans la partie 1.3 le principe de la modulation d'amplitude en quadrature à laquelle on s'intéresse dans ce mémoire.

² Non retour à zéro

³ *Quadrature phase shift keying* : Modulation de phase en quadrature.

Le signal peut alors être envoyé dans le canal de transmission. Celui-ci est généralement caractérisé par sa réponse impulsionnelle. On peut également lui attribuer certain modèle de bruit, de déphasage ou de perte de puissance[3]. Par exemple, un modèle simple et largement repris dans la littérature est le canal à bruit Gaussien blanc additif (AWGN⁴). Un autre modèle généralement utilisé pour les liaisons radio micro-onde de type fixe est le canal de *Rummler*. Nous reviendrons sur ces aspects dans la partie 1.4 et plus en détails dans le chapitre 3.

Enfin, le récepteur traite le signal reçu en effectuant les opérations inverses. D'abord une démodulation dont l'objectif est d'estimer la séquence de symboles puis la trames de bits émis. Ensuite un décodage canal et source puis pour terminer, une conversion numérique-analogique pour restituer l'information au destinataire.

1.3 Modulation QAM

1.3.1 Définition

L'objectif du modulateur est de modifier les caractéristiques du signal à émettre de manière à l'adapter au canal de transmission. Selon le type de canal et les contraintes du système de communication, la transmission du signal peut se faire de deux manières[1]:

- Directement sur le canal : on parle alors de transmission en bande de base.
- Sur une fréquence adaptée au canal de transmission après translation du spectre du signal : la modulation se fait sur fréquence porteuse. C'est ce cas qui nous intéresse.

En transmissions numériques, le rôle du modulateur est d'abord de former des groupes de N bits en un signal appelé symbole. Le type (amplitude, phase, fréquence) et l'indice (4, 16, 64...) de la modulation vont déterminer le nombre M de symboles distincts qu'il est possible de transmettre. Le nombre de symboles (l'alphabet) dicte alors combien de bits sont codés par symbole, selon la relation suivante:

$$N = \log_2(M) \quad (1.1)$$

Ce projet traite de la modulation d'amplitude en quadrature QAM. C'est une modulation en amplitude et en phase qualifiée de multi-niveaux ou M-aires. On parle ainsi de 16-QAM, 64-

⁴ *Additive White Gaussian Noise*

QAM, 256-QAM ou 1024 QAM en fonction du nombre de symboles M possibles. D'après (1.1), on déduit que chaque symbole représente un groupe de 4, 6, 8 ou 10 bits respectivement⁵. La modulation est dite de haut niveau pour des indices supérieurs à 64.

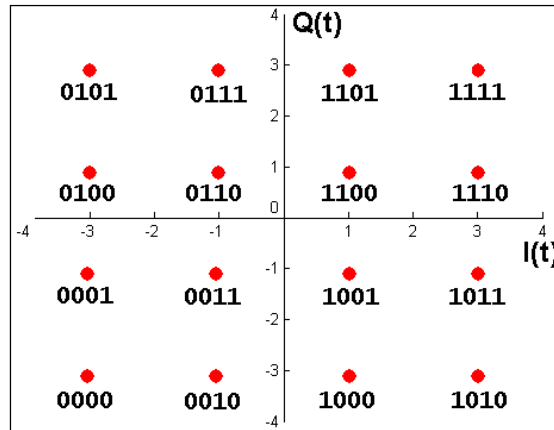


Figure 2 : Exemple de constellation pour une modulation en 16-QAM

La seconde opération du modulateur consiste à effectuer un codage de niveau (*mapping*).

A chaque groupe de N bits est attribué un symbole selon une règle précise de codage. La méthode la plus souvent utilisée correspond au codage de Gray [1] qui a l'avantage de ne faire varier un seul bit entre les symboles adjacents. Cette caractéristique est ensuite exploitée par le récepteur pour détecter les erreurs de transmission.

L'ensemble des symboles possibles peut être représenté dans un diagramme de constellation, les axes X et Y étant respectivement les composantes en phase $I(t)$ et en quadrature $Q(t)$. Dans une modulation QAM, chaque point de la constellation est situé aux valeurs $\{\pm a, 3a, 5a, 7a \dots\}$, a étant défini selon l'énergie de l'impulsion utilisée pour le symbole[4].

L'opération de codage de niveau permet ainsi d'associer chaque symbole à un nombre complexe et on peut alors exprimer le signal en bande de base, généralement appelé enveloppe complexe[1], comme ceci:

$$m(t) = I(t) + j \cdot Q(t) = |m(t)| e^{j\theta_m(t)} = A(t) \cdot e^{j\theta_m(t)} \quad (1.2)$$

⁵ Les modulations 32, 128 et 512 QAM existent mais avec des constellations qui ne sont pas en forme de carré. Elles ne seront donc pas abordées dans ce travail.

Où l'amplitude est notée $A(t) = \sqrt{I^2(t) + Q^2(t)}$ et la phase est $\theta_m(t) = \tan^{-1}\left(\frac{Q(t)}{I(t)}\right)$.

Après translation du spectre autour de la fréquence porteuse, le signal réel passe-bande transmis dans le canal est le suivant :

$$s(t) = \Re\{m(t)e^{j(\omega t + \theta)}\} = I(t) \cdot \cos(\omega t + \theta) - Q(t) \cdot \sin(\omega t + \theta) \quad (1.3)$$

Où $e^{j(\omega t + \theta)}$ représente le signal de la porteuse en notation complexe, caractérisé par sa pulsation ω (rad/s) et sa phase θ (rad).

De plus, on a :

$$I(t) = A(t) \cdot \cos(\theta_m(t)) \quad \text{et} \quad Q(t) = A(t) \cdot \sin(\theta_m(t)) \quad (1.4)$$

Le signal modulé en QAM sur fréquence porteuse s'écrit d'après (1.3) et (1.4) tel que :

$$s(t) = A(t) \cdot \cos(\theta_m(t)) \cdot \cos(\omega t + \theta) - A(t) \cdot \sin(\theta_m(t)) \cdot \sin(\omega t + \theta) \quad (1.5)$$

Ou sous une forme différente :

$$s(t) = A(t) \cdot \cos(\omega t + \theta + \theta_m(t)) \quad (1.6)$$

Ces dernières équations permettent d'interpréter de deux manières la modulation d'amplitude en quadrature[5] :

- soit par la modulation simultanée de l'amplitude et de la phase d'une porteuse. (Équation(1.6)).
- soit par la somme de deux sous porteuses en quadrature modulées en amplitude (Équation(1.5)).

Remarque : En pratique, une mise en forme (*Pulse Shaping*) est réalisée de manière à limiter le spectre occupé par le signal modulé en QAM et pour contrôler les interférences entre symboles (IES)[6]. Dans ce cas, l'équation (1.6) devient [6]:

$$s(t) = A(t) \cdot p(t) \cdot \cos(\omega t + \theta + \theta_m(t)) \quad (1.7)$$

Où $p(t)$ est l'impulsion de mise en forme choisie sur la durée $[0, T_s]$. Dans le cadre de ce mémoire, nous n'étudions pas les aspects de mise en forme de l'impulsion. Dans ce cas, nous considérons que le signal $p(t) = 1$ ce qui simplifie l'étude du système.

1.3.2 Caractéristiques

Comme nous venons de le voir, la modulation QAM se définit par son indice de modulation qui précise le nombre d'états possibles. Certaines autres caractéristiques restent à préciser.

Le débit symbole D_s (bauds) représente notamment la vitesse de modulation tel que :

$$D_s = \frac{1}{T_s} \quad (1.8)$$

Où T_s correspond à la période symbole.

Rappelons la relation entre le débit binaire D_b (bis/s) et le débit symbole D_s (baud) :

$$D_b = D_s \cdot \log_2(M) \quad (1.9)$$

La modulation multi-niveaux et plus spécifiquement la modulation QAM haut niveau est aujourd'hui largement utilisée dans des applications variées comme les systèmes de télévision numériques ou les liaisons numériques radio micro-onde [7-9]. En effet, elle présente principalement les avantages suivants[10] :

- Un débit binaire élevé pour un taux de symbole et une largeur de bande W (Hz) donnés.
- Ou alors, en diminuant le débit symbole, on peut réduire la bande passante W utilisée pour un débit binaire donné.

Dans les deux situations, l'efficacité spectrale est améliorée. L'efficacité spectrale est un indicateur qui mesure la qualité d'un codage ou d'une modulation à utiliser la bande passante[2]. Elle est définie par η (bits/s/Hz) telle que :

$$\eta = \frac{D_b}{W} \quad (1.10)$$

Pour illustrer l'avantage de la modulation QAM haut niveau, le Tableau 1 ci-dessous montre les gains obtenus sur le débit binaire et l'efficacité spectrale pour une vitesse de modulation et une bande passante données.

N	Indice M	Modulation	Débit binaire	Efficacité spectrale
1	2	BPSK ⁶	D	η
2	4	QPSK	2D	$2 \cdot \eta$
4	16	16-QAM	4D	$4 \cdot \eta$
6	64	64-QAM	6D	$6 \cdot \eta$
8	256	256-QAM	8D	$8 \cdot \eta$

Tableau 1 : Illustration du gain apporté par la modulation QAM haut niveau[5]

En contrepartie, les modulations haut niveaux présentent certains inconvénients. En effet, plus l'indice de modulation est élevé, plus la distinction entre les différents états que prennent les symboles est petite. On a donc une moins grande immunité au bruit d'une part. D'autre part, les méthodes et les systèmes du récepteur sont plus complexes pour pouvoir correctement détecter et restituer les symboles transmis.

C'est ce qui justifie par exemple l'utilisation d'algorithmes spécifiques pour récupérer la porteuse et qui fait l'objet de ce mémoire. L'algorithme à l'étude sera présenté dans le chapitre 2.

1.4 Canal de transmission

Le canal de transmission est le lien physique qui permet de véhiculer l'information de l'émetteur au récepteur. Il peut présenter des caractéristiques différentes selon le type de medium utilisé (espace libre, câble, fibre optique). Il est caractérisé entre autre par sa bande passante, ses trajets multiples et le bruit qu'il génère. La capacité théorique maximum $D_{b-\max}$ (bit/s) du canal pour ne pas avoir d'erreur est donnée par la relation de *Shannon-Hartley* [10] telle que :

$$D_{b-\max} = W \cdot \log_2(1 + SNR) \quad (1.11)$$

Où le SNR est le rapport signal-bruit (linéaire) et W est la bande passante (Hz).

⁶ Binary Phase Shift Keying

Dans ce projet, on s'intéresse aux systèmes de communication par micro-ondes avec une station d'émission et de réception fixe. Le modèle généralement cité dans la littérature pour ce type de liaison est celui de *Rummler* [11] qui sera présenté en détail au chapitre 3. Ce modèle a un trajet direct (LOS⁷) et un multi-trajet (Figure 3) et sera utilisé pour analyser le comportement de notre algorithme de récupération de la porteuse dans un canal avec échos.

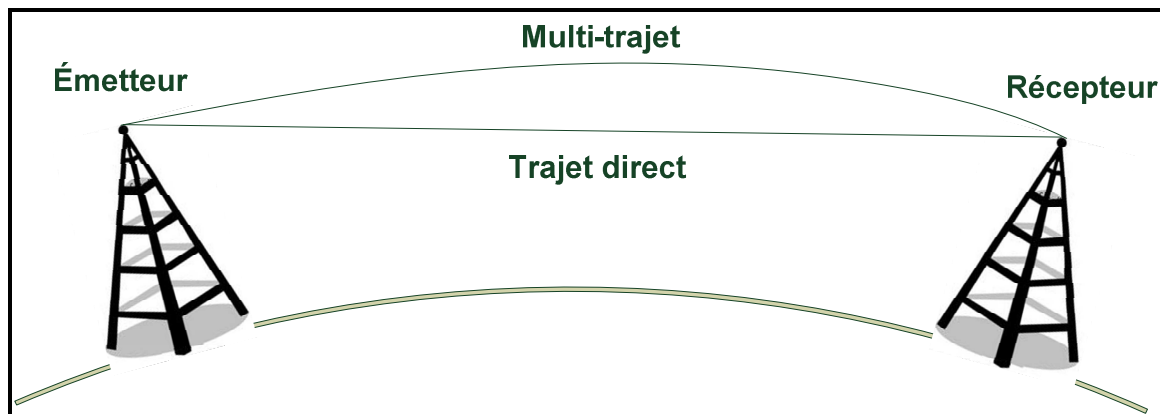


Figure 3 : Liaison micro-onde avec un trajet direct et un écho[11]

Afin de prendre également en compte les perturbations introduites au niveau du récepteur, il est courant d'ajouter un bruit blanc Gaussien au signal en sortie du canal[12]. L'ensemble du modèle de la liaison est représenté sur la Figure 4.

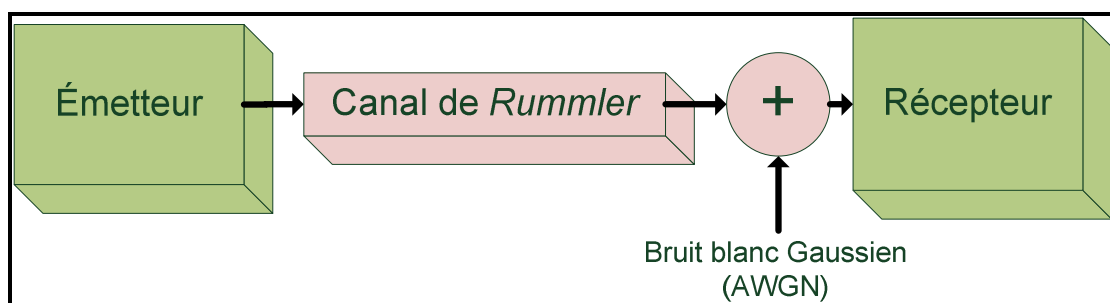


Figure 4 : Modèle de la liaison avec canal de *Rummler* et AWGN

Le signal reçu est donc une superposition du signal transmis, de l'écho et du bruit additif. En transmissions numériques, nous verrons que cela peut conduire à des interférences entre symboles et provoquer des erreurs dans la détection des symboles puis dans la restitution des séquences de bits. On combat généralement ce problème à la réception à l'aide d'un égaliseur qui est un filtre dont les caractéristiques sont adaptées de manière à corriger les perturbations apportées par le canal.

⁷ *Line-of-sight* : trajet en ligne directe

1.5 Récepteur et synchronisation d'un système QAM

Un exemple des opérations réalisées par le démodulateur est représenté Figure 5. Parmi elles, on peut donc citer l'égalisation du canal mais aussi le contrôle automatique de gain, la transposition en fréquence, la récupération du rythme, la récupération de la porteuse... C'est cette dernière opération qui nous intéresse dans ce mémoire et dont on souhaite étudier le comportement.

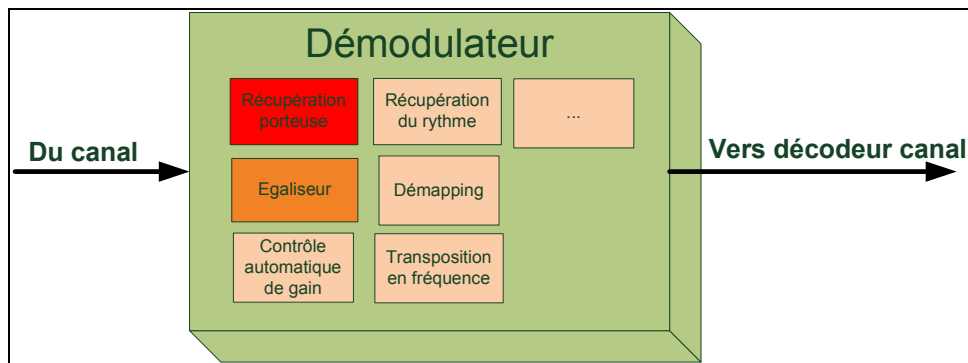


Figure 5 : Fonctions réalisées par le démodulateur et position de l'algorithme

Le récepteur doit effectivement être synchronisé avec l'émetteur car dans le cas contraire, la restitution de l'information peut être dégradée voir totalement erronée. Pour être correctement effectuée, cette synchronisation est réalisée par deux opérations distinctes.

- D'une part, la synchronisation de l'échantillonnage des symboles également appelée récupération du rythme. La récupération de la cadence et de la phase de l'horloge de l'émetteur permet de réaliser l'échantillonnage et la prise de décision sur les symboles reçus en minimisant l'IES.
- D'autre part, la synchronisation de l'oscillateur local de l'émetteur avec celui du récepteur, opération couramment appelée récupération de la porteuse.

1.5.1 Synchronisation à l'aveugle

L'opération de synchronisation est parfois réalisée en émettant simultanément avec le signal utile un signal pilote représentant l'information de la porteuse et de l'horloge. Cette technique présente l'avantage d'être facile à implémenter et simplifie le système de synchronisation du récepteur[1]. En contrepartie, l'émetteur doit allouer une partie de sa puissance à ce signal

supplémentaire. D'autre part, une fraction de la bande passante disponible est utilisée pour transmettre l'horloge symbole et la porteuse. Ces deux aspects conduisent à un gaspillage d'énergie et à une diminution de l'efficacité spectrale[1]. On préfère donc généralement extraire la porteuse et l'horloge de manière indépendante directement dans le signal utile. Cela permet d'attribuer toute la puissance à l'information à transmettre.

Cette technique de synchronisation est connue sous le nom de récupération de la porteuse à l'aveugle (*Blind Carrier Recovery*). L'algorithme étudié dans ce mémoire fonctionne sur ce principe et restitue la porteuse uniquement à partir des symboles reçus.

1.5.2 Périmètre et limite de l'étude

Pour les besoins de notre étude, il n'est pas utile de considérer et de modéliser la totalité de la chaîne de transmission et du démodulateur présentés sur la Figure 1 et la Figure 5. On s'intéressera principalement à l'extraction de l'information de la porteuse à partir des symboles QAM transmis dans un canal avec échos. Cela inclut :

- la modulation des symboles en QAM
- l'analyse de la transmission et des dégradations introduites par le canal
- les solutions d'égalisations pour lutter contre ces dégradations à la réception
- la récupération de la porteuse par l'algorithme étudié

Les autres traitements effectués en amont et en aval de la chaîne de communication seront considérés comme des entrées-sorties de ce modèle. Ainsi, au niveau du récepteur et notamment sur les fonctions liées à la synchronisation, on étudiera uniquement le problème de récupération de la porteuse. L'instant d'échantillonnage sera considéré comme idéal car en pratique, cette opération est réalisée par un algorithme spécifique. Dans certains démodulateurs, il peut néanmoins fonctionner de manière conjointe à celui de l'égaliseur ou de la récupération de la porteuse [13-14].

1.6 Conclusion

Ce chapitre a permis d'introduire le sujet du mémoire et de présenter quelques notions théoriques. Tout d'abord, nous avons vu l'architecture générale d'une chaîne de communication numérique et la manière dont est traitée l'information pour être transmise de la source au destinataire.

La modulation qui est une des opérations réalisée par l'émetteur, permet d'adapter l'information au canal de transmission. La modulation d'amplitude en quadrature (QAM) présente l'avantage d'utiliser efficacement la bande passante disponible en transmettant un nombre de bit important par symbole, particulièrement en modulation haut niveau. Les systèmes à la réception sont en contrepartie plus complexes pour pouvoir restituer correctement l'information. Aussi, l'opération de récupération de la porteuse suit cette règle et des algorithmes spécifiques ont été développés : nous allons en étudier un en particulier [15] dans le chapitre qui va suivre.

L'objectif du projet est justement d'analyser le comportement de cet algorithme quand les symboles modulés en QAM sont transmis dans un canal avec échos. Pour cela, on a choisi le canal de *Rummler* couramment utilisé en liaison radio micro-onde. Nous verrons en détails au chapitre 3 que ce modèle prend en compte un trajet direct et un trajet secondaire. Les performances de l'algorithme de récupération de la porteuse y seront également présentées.

Enfin, nous avons vu que la récupération de la porteuse était une des fonctions de synchronisation réalisée par le récepteur. Cette opération se fait généralement « à l'aveugle », ce qui veut dire que l'information de la porteuse doit être directement retrouvée à partir du signal utile.

CHAPITRE 2

RÉCUPÉRATION DE LA PORTEUSE D'UNE MODULATION QAM

2.1 Introduction

L'algorithme de récupération de la porteuse étudié se base sur le principe de fonctionnement d'une boucle à verrouillage de phase (PLL⁸).

Ainsi, dans ce chapitre, quelques concepts théoriques sur les PLL vont tout d'abord être abordés pour pouvoir étudier le fonctionnement et l'architecture d'une boucle de récupération de la porteuse standard (CRL⁹). Ensuite, une description générale puis détaillée des différents blocs qui constituent l'algorithme de récupération de la porteuse sera faite. Enfin, on expliquera comment sont calculées les performances de l'algorithme, comment la constellation peut se verrouiller et quelle plage d'erreur en fréquence est capable d'être corrigée.

2.2 Notions théoriques sur les PLL

Une boucle à verrouillage de phase est un système dont l'objectif est de synchroniser en phase et en fréquence un signal généré localement avec un signal présent en entrée, communément appelé signal de référence[16].

Dans sa version la plus simple, un PLL comporte les 3 blocs suivants :

- Un oscillateur contrôlé en tension (VCO¹⁰) qui génère le signal local.
- Un détecteur de phase, qui génère un signal proportionnel à la différence de phase entre le signal de référence et le signal du VCO.
- Un filtre de boucle pour contrôler la dynamique du PLL.

⁸ *Phase-locked loop*

⁹ *Carrier Recovery Loop*

¹⁰ *Voltage-Controlled Oscillator*

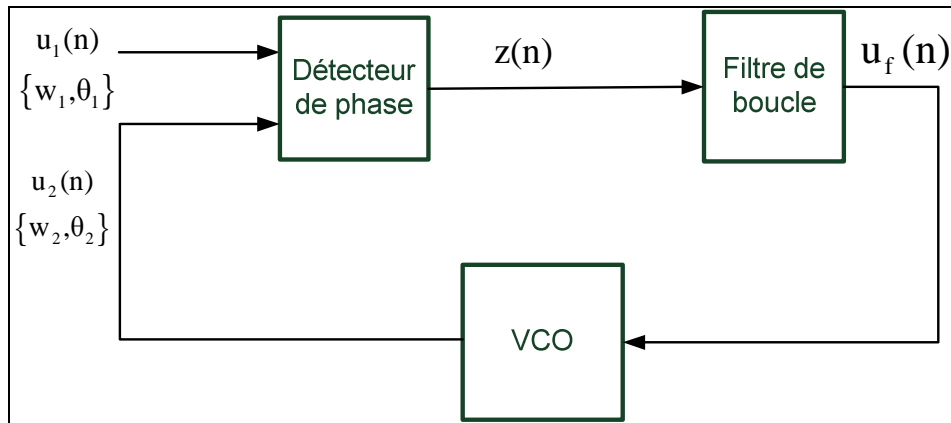


Figure 6 : Schéma bloc de l'architecture de base d'un PLL

Remarque : L'étude qui va suivre traite d'un système discret et numérisé. On travaillera avec des symboles n transmis sur une période T_s . On parlera donc d'oscillateur contrôlé numériquement (NCO¹¹), de filtre de boucle numérique et détecteur de phase numérique.

Un PLL fonctionne de la manière suivante. Le signal de référence $u_1(n)$ sur lequel le PLL doit se synchroniser est caractérisé par sa pulsation $\omega_1(n)$ (rad/s) et sa phase θ_1 (rad).

Tout d'abord, le détecteur de phase compare ce signal et celui délivré par le VCO puis génère une sortie $z(n)$ proportionnelle à leurs différences de phase θ_e (rad) telle que :

$$z(n) = k_d \cdot \theta_e(n) = k_d \cdot (\theta_1(n) - \theta_2(n)) \quad (2.1)$$

Où k_d représente le gain du détecteur de phase. (V/rad).

Dans le domaine des PLL numérique, on retrouve principalement trois types de détecteur de phase réalisés à partir de porte EXOR¹², de bascules J-K ou d'un PFD¹³ à bascules[16]. Lorsqu'on cherche à détecter l'erreur de phase dans une constellation, on parle de boucle de récupération de la porteuse (CRL). Son fonctionnement sera analysé dans la partie 2.5.

L'information utile sur l'erreur de phase θ_e est contenue dans la composante continue de $z(n)$. Dans un deuxième temps, on élimine donc le bruit de ce signal avec le filtre de boucle,

¹¹ Numerically-controlled oscillator

¹² Portes logiques « ou exclusif »

¹³ Phase-Frequency Detector : détecteur phase-fréquence

la plupart du temps un premier ordre du type passe bas [16]. Les caractéristiques de ce filtre seront étudiées dans la partie 2.5.3.

Enfin, le VCO délivre un signal $u_2(n)$ de fréquence $\omega_2(n)$ tel que :

$$\omega_2(n) = \omega_0 + k_0 \cdot u_f(n) \quad (2.2)$$

ω_0 et k_0 sont respectivement la fréquence centrale (rad/s) et le gain du VCO ($\text{rad s}^{-1} \text{V}^{-1}$) et $u_f(n)$ la sortie du filtre de boucle.

Tant que le signal $u_2(n)$ présente une erreur de phase avec le signal de référence $u_1(n)$, le détecteur de phase fournit un signal proportionnel à cette différence qui est à son tour intégré par le filtre de boucle. La fréquence et la phase du VCO sont modifiées de façon à compenser cette erreur. Dans ces conditions, le PLL fonctionne en mode de capture.

Au bout d'un certain temps, le système se stabilise et lorsque la différence de phase entre le signal généré et le signal de référence tend vers zéro, le PLL est dit verrouillé [16].

2.3 Boucle de récupération de la porteuse

En communication numérique, le récepteur doit détecter et restituer la suite de symboles transmis à travers le canal. Si la détection se fait de manière cohérente, le démodulateur doit synchroniser son oscillateur local en phase et en fréquence avec celui de l'émetteur[1]. Cette opération, appelée récupération de la porteuse, peut être réalisée en détectant un signal pilote envoyé simultanément avec le signal utile, ou bien directement par extraction à partir des symboles transmis.

Pour les raisons expliquées en 1.5.1, la seconde méthode est généralement préférée en pratique. La plupart des techniques de récupération de la porteuse sont dérivées du principe de fonctionnement et de l'architecture d'un PLL. En modulation numérique, comme on cherche à estimer l'erreur de phase à partir des symboles, on utilise un détecteur de phase spécifique : le plus utilisé se base sur la décision du symbole reçu (DD-PLL¹⁴) [1, 6, 15]. Un exemple typique d'architecture avec ce type de détecteur est représenté Figure 7.

¹⁴ *Decision-Directed Phase-Locked Loop*

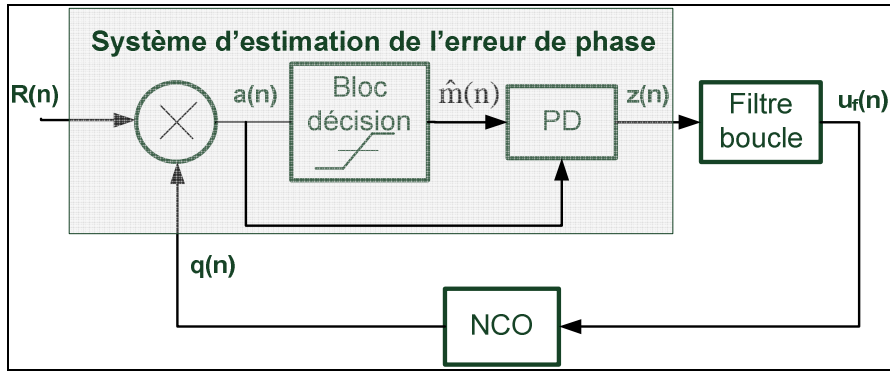


Figure 7 : Schéma bloc d'une DD-PLL

2.3.1 Signal à traiter par la CRL

Afin de présenter les concepts de base, nous considérons dans cette partie une liaison QPSK¹⁵ idéale entre l'émetteur et le récepteur, sauf pour une erreur de fréquence porteuse. Aucun écho ne se produit donc à travers le canal et la puissance du bruit est négligeable par rapport à celle du signal au niveau du récepteur. De même, si on considère parfaite la synchronisation des instants d'échantillonnage et l'ajustement du gain, le signal discrétisé vu par l'algorithme peut s'écrire :

$$r(n) = m(n) \cdot e^{j(\omega \cdot n \cdot T_s + \theta)} \quad (2.3)$$

Où $m(n)$ est le $n^{\text{ième}}$ symbole complexe transmis issu de la constellation QPSK, ω (rad/s) et θ (rad) la fréquence et la phase de la porteuse et T_s (s) la période symbole.

2.3.2 L'oscillateur contrôlé numériquement

L'oscillateur contrôlé numériquement génère le signal complexe suivant :

$$q(n) = e^{-j\hat{\theta}(n)} \quad (2.4)$$

Avec une phase estimée instantanée $\hat{\theta}(n)$ telle que :

$$\hat{\theta}(n) = \hat{\omega}(n) \cdot T_s + \hat{\theta}(n-1) \quad (2.5)$$

Où $\hat{\omega}(n)$ est la fréquence estimée de la porteuse au $n^{\text{ième}}$ symbole.

¹⁵ Quadrature Phase Shift Keying

2.3.3 Système d'estimation de l'erreur de phase

Cette structure est la partie fondamentale de la boucle de récupération de la porteuse. Elle est constituée d'un multiplieur, d'un bloc de décision (*Slicer*) et du détecteur de phase PD¹⁶.

2.3.3.1 Multiplieur

Le multiplieur effectue le produit du signal reçu $r(n)$ et du signal $q(n)$ généré par le NCO.

En sortie du multiplieur, on a donc :

$$a(n) = \left[m(n) \cdot e^{j(\omega n T_s + \theta)} \right] \cdot e^{-j\hat{\theta}(n)} = m(n) \cdot e^{j\theta_e(n)} \quad (2.6)$$

Où $\theta_e(n) = \omega \cdot n \cdot T_s + \theta - \hat{\theta}(n)$ correspond à l'erreur de phase résiduelle entre la porteuse et le signal délivré par le NCO.

Si la synchronisation est parfaite en fréquence et en phase entre l'émetteur et le récepteur, le terme d'erreur $\theta_e(n)$ est nul et on récupère exactement en sortie du multiplieur le symbole $m(n)$ transmis. Par contre, si une erreur de phase ou de fréquence apparaît, le terme $\theta_e(n)$ vient alors modifier la position du symbole en introduisant respectivement un déphasage ou une rotation. En effet, une erreur de fréquence se traduit par une rampe d'erreur de phase qui fait tourner la constellation.

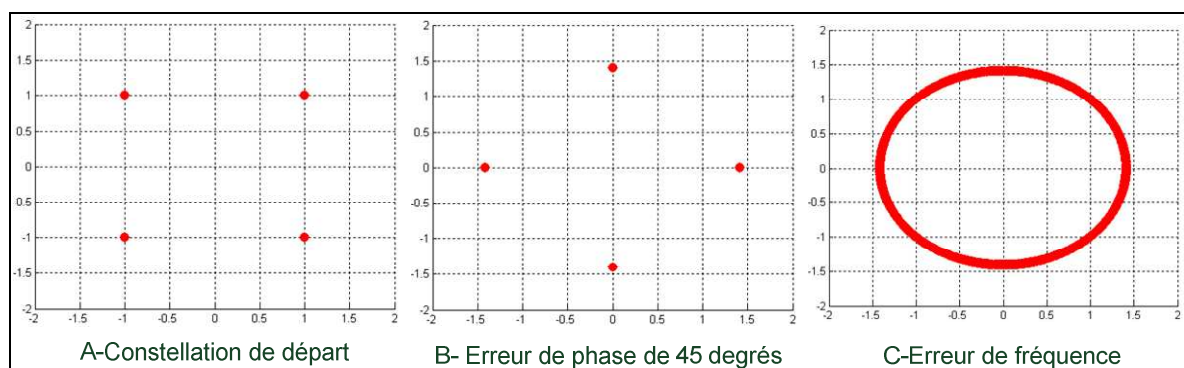


Figure 8: Constellation QPSK avec simulation de 2000 symboles
(A-idéale / B-Erreur de phase de 45° / C-Erreur de fréquence de 500 kHz)

¹⁶ Phase Detector

Le rôle du module PD est de calculer cette erreur de phase résiduelle à partir de $a(n)$ pour éviter un décalage des symboles (erreur de phase) et une rotation de la constellation (erreur de fréquence).

2.3.3.2 Détecteur de phase

L'utilisation de détecteurs basés sur la décision des symboles est la technique la plus utilisée dans les PLL pour estimer l'erreur de phase [17]. Le principe est le suivant : le détecteur de phase décide dans un premier temps quel est le symbole transmis le plus probable $\hat{m}(n)$. Cette décision se fait en sélectionnant le point de la constellation qui est le plus proche du symbole reçu $a(n)$.

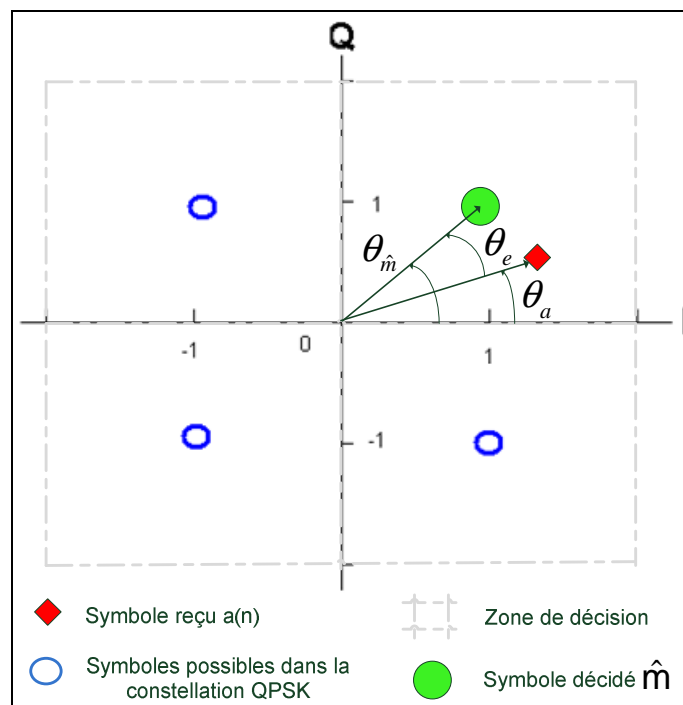


Figure 9 : Principe de décision des symboles en QPSK

Une fois le symbole $\hat{m}(n)$ décidé, le détecteur de phase génère un signal $z_{pd}(n)$ proportionnel à la différence de phase entre le symbole reçu et le symbole décidé tel que :

$$z_{pd}(n) = \text{Im} \left\{ \frac{a(n)}{\hat{m}(n)} \right\} = \left| \frac{a(n)}{\hat{m}(n)} \right| \cdot \sin(\theta_a(n) - \theta_{\hat{m}}(n)) \quad (2.7)$$

Remarque : Par rapport à d'autres équations, l'erreur donnée par (2.7) présente l'avantage d'être simple à implémenter et nécessite peu d'opérations de calcul.

Aux cours des dernières années, plusieurs boucles de récupération de la porteuse basées sur ce principe et intégrant des améliorations ont été proposées [14, 18-23]. L'algorithme étudié dans ce mémoire [15] reprend certains résultats et propose des modifications qui améliorent les performances.

2.4 Architecture générale de l'algorithme à l'étude

L'algorithme est conçu de manière à fonctionner avec des modulations QAM hauts niveaux, c'est-à-dire 64, 256 voir 1024-QAM. Néanmoins, dans la description qui va suivre et pour faciliter la compréhension, nous nous placerons dans le cas d'une modulation 16-QAM.

L'architecture est analogue à celle de la CRL présentée en 2.3 : elle comporte un filtre de boucle, un NCO et une structure de détection de la phase.

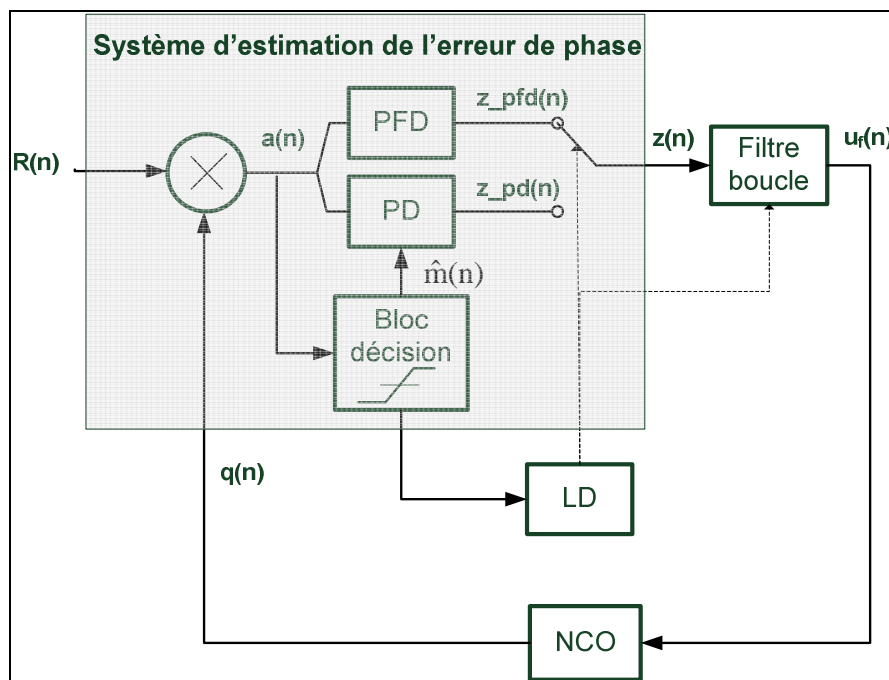


Figure 10 : Schéma bloc de l'algorithme de récupération de la porteuse.

Cette dernière fonction présente la particularité d'utiliser deux détecteurs d'erreur entre le signal de référence $r(n)$ vu par la CRL et celui généré par le NCO $q(n)$. Le bloc PFD est

utilisé dans un premier temps pour détecter et éliminer rapidement les erreurs importantes de fréquence et de phase. Ensuite, on bascule sur le deuxième bloc PD pour estimer et corriger plus finement l'erreur de phase résiduelle. La sélection du PFD ou du PD se fait par le bloc spécialisé de détection de verrouillage LD¹⁷.

Nous allons voir plus en détails comment fonctionne ces différents blocs.

2.5 Description détaillée de l'algorithme

Pour l'algorithme étudié, le signal à traiter par l'algorithme est similaire à (2.3), mais les symboles reçus sont modulés en QAM. Le fonctionnement du NCO est identique à la description donnée en 2.3.2.

2.5.1 Système d'estimation de l'erreur de phase

Comme en 2.3.3, cette structure est constituée d'un multiplieur, du bloc de décision (*Slicer*), du PD, mais comporte aussi le détecteur phase-fréquence PFD et le détecteur de verrouillage LD. Les fonctionnements du multiplieur et du détecteur de phase PD sont les mêmes que dans une boucle de récupération de la porteuse basée sur la décision.

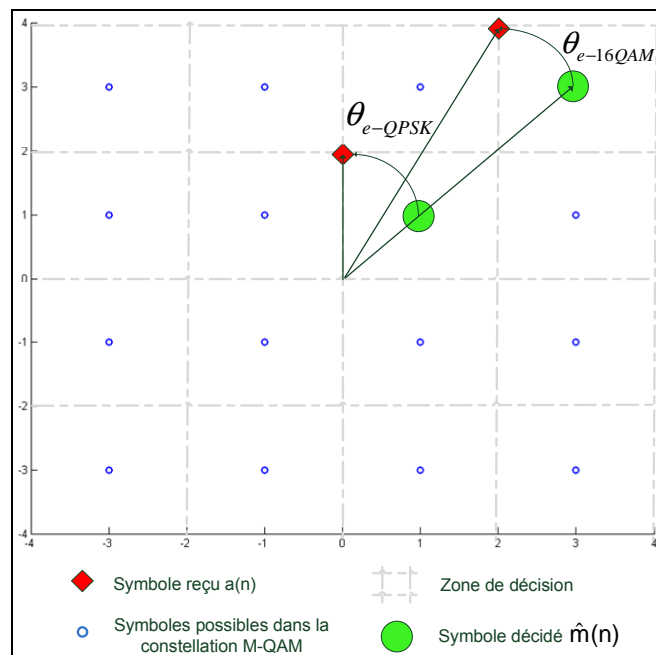


Figure 11 : Plages d'erreur en DD-PLL avec QPSK et 16-QAM

¹⁷ Lock Detector

Néanmoins, cette méthode basée sur la décision a des performances limitées pour corriger les erreurs de phases et de fréquences élevées, notamment en modulation QAM haut niveau. En effet, plus l'indice de modulation augmente, plus les marges d'erreur de phase détectables pour les symboles les plus puissants sont petites. Ainsi, avec un découpage des zones de décision similaire à celui de la Figure 11, on peut détecter des plages d'erreur de phase pour les symboles les plus puissants allant jusqu'à 16.9° , 7.7° et 3.7° en 16, 64 et 256-QAM respectivement.

Cette méthode d'estimation de l'erreur de phase n'est donc pas utilisable directement quand le PLL n'est pas verrouillé et que les oscillateurs de l'émetteur et du récepteur présentent des écarts de phase importants. Une autre méthode a donc été développée pour contourner ce problème.

2.5.1.1 Détecteur de fréquence et de phase (PFD)

Lors d'un démarrage à l'aveugle et lorsqu'il y a un offset de fréquence entre la porteuse et le signal délivrée par le NCO, l'algorithme fonctionne en mode de capture. Dans ce cas, le détecteur de verrouillage (LD) sélectionne le signal du détecteur de fréquence PFD pour estimer l'erreur de phase.

L'objectif premier du PFD est de stabiliser la constellation QAM et d'empêcher sa rotation rapide provoquée par une erreur de fréquence. A la différence du bloc PD, il permet également de corriger les erreurs de phase importantes. Son fonctionnement est le suivant.

Tout d'abord, le PFD ne sélectionne que certains symboles de la constellation QAM pour calculer l'erreur de phase. Avec la méthode dite de la constellation réduite (RC-PLL) [3-4], on ne conserve que les symboles les plus puissants (*corner symbols*) afin de traiter la constellation comme un signal QPSK[15]. Comme nous le verrons, on utilise généralement en parallèle à cette méthode un algorithme de détection et de maintien de la sortie (*Track & Hold*) pour discriminer la fréquence.

En QAM haut niveau, l'occurrence des symboles sélectionnés diminue de manière importante par rapport à l'ensemble des symboles reçus et limite les performances de l'algorithme à corriger rapidement l'erreur de fréquence[15]. Pour augmenter la probabilité d'apparition des symboles utiles au calcul de l'erreur, on prend également en compte les symboles les moins puissants (*Inner Symbols*) comme représenté Figure 12.

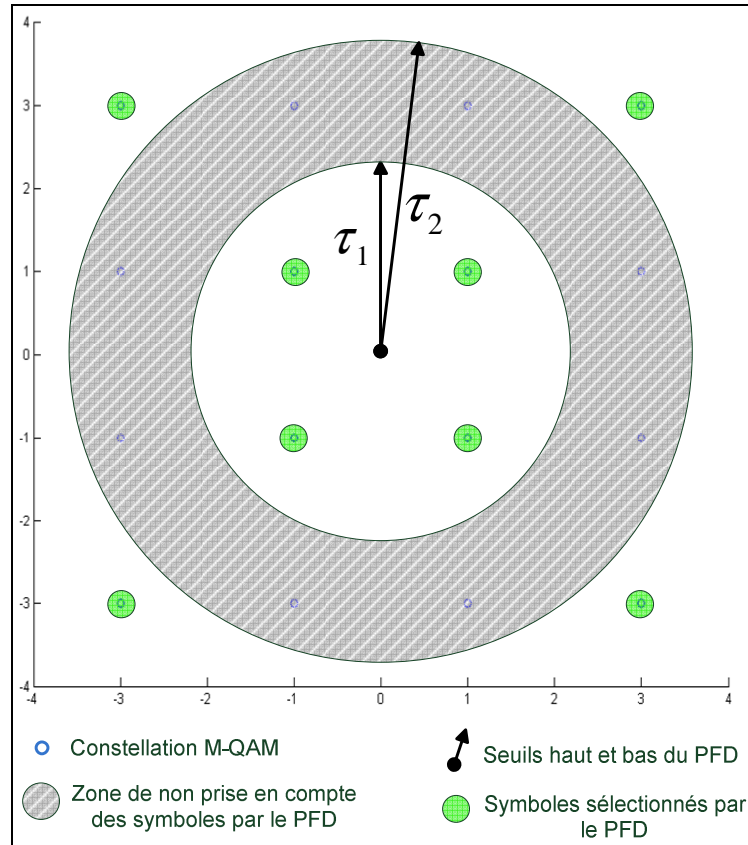


Figure 12 : Discrimination des symboles utiles pour le PFD

Dans un premier temps, l'estimation de l'erreur de phase $p(n)$ est faite par le PFD de la manière suivante :

$$p(n) = \begin{cases} p(n-1) & \text{si } \tau_1 < |a(n)| < \tau_2 \\ \text{Im} \left\{ \frac{a(n)}{d(n)} \right\} & \text{sinon} \end{cases} \quad (2.8)$$

Où τ_1 et τ_2 sont les seuils haut et bas pour discriminer les symboles rejetés par le PFD.

Le signal $d(n)$ permet de détecter la polarité du symbole reçu $a(n)$ tel que :

$$d(n) = \frac{|a(n)|}{\sqrt{2}} \left[\text{sgn}(\text{Re}\{a(n)\}) + j \cdot \text{sgn}(\text{Im}\{a(n)\}) \right] \quad (2.9)$$

Avec :

$$\text{sgn}(x) = \begin{cases} -1 & \text{si } x < 0 \\ 1 & \text{si } x \geq 0 \end{cases} \quad (2.10)$$

D'après (2.8) et (2.9), on voit que le PFD calcul l'erreur de phase entre le symbole reçu $a(n)$ et l'axe à 45° du quadrant dans lequel il se trouve. En effet, dans le cas où le symbole reçu est sélectionné par le PFD, l'erreur de phase $p(n)$ estimée s'écrit :

$$p(n) = \text{Im} \left\{ \frac{|a(n)| e^{\theta_a(n)}}{|a(n)| e^{\theta_d(n)}} \right\} = \sin(\theta_a(n) - \theta_d(n)) \quad (2.11)$$

Où $\theta_d(n)$ prend une des valeurs suivantes $\left\{ -\frac{3\pi}{4}, -\frac{\pi}{4}, +\frac{\pi}{4}, +\frac{3\pi}{4} \right\}$ en fonction de $a(n)$.

Ainsi, lorsque la constellation reçue présente un décalage de phase ou de fréquence important, le PFD s'efforce de réduire cette erreur en repositionnant les symboles sélectionnés vers la frontière des 45° du quadrant.

Une dernière opération est réalisée par le bloc *Track & Hold* du PFD afin de délivrer le signal d'erreur de phase $z_{pfd}(n)$. En effet, quand l'erreur de fréquence est élevée, la constellation tourne rapidement et provoque un changement de signe fréquent du signal d'erreur[15]. Pour éviter une valeur moyenne nulle de l'erreur de phase, on applique la mise en forme suivante :

$$z_{pfd}(n) = \begin{cases} p(n) & \text{si } |p(n) - z_{pfd}(n-1)| < \frac{\pi}{4} \\ \frac{\pi}{4} \cdot \text{sgn}(z_{pfd}(n-1)) & \text{sinon} \end{cases} \quad (2.12)$$

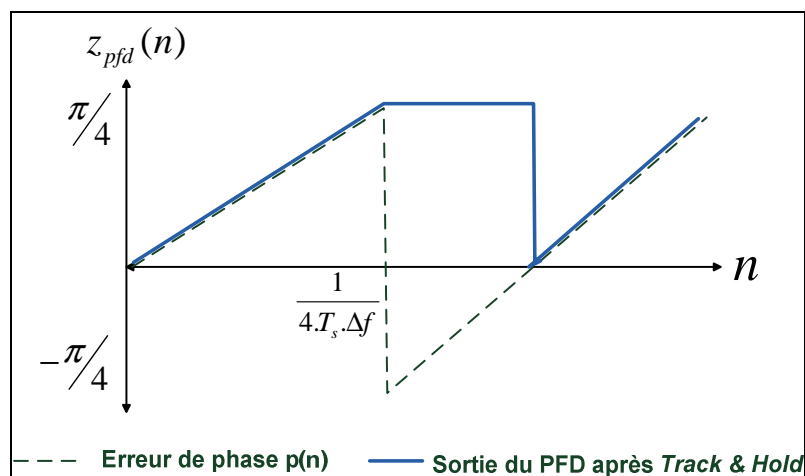


Figure 13 : Sortie du PFD après *Track & Hold* pour un offset de fréquence Δf

La sortie du PFD est donc limitée à $\pm\pi/4$ et on empêche les changements de signe brusque comme représenté Figure 13.

2.5.2 Détecteur de verrouillage

Comme nous l'avons vu, le bloc d'estimation de l'erreur de phase est composé de deux modules. Le détecteur de phase et de fréquence (PFD) est utilisé au démarrage pour corriger les erreurs importantes. Ensuite, le détecteur de phase (PD) plus précis est sélectionné pour corriger finement l'erreur restante.

C'est le détecteur de verrouillage (LD) qui autorise le basculement d'un détecteur à l'autre et aiguille le signal en provenance du PFD ou du PD vers le filtre de boucle. Pour cela, il calcule la distance euclidienne entre le symbole reçu $a(n)$ et le symbole décidé $\hat{m}(n)$ par le bloc de décision et fixe la variable y_{crl} telle que :

$$y_{crl}(n) = \begin{cases} 1 & \text{si } |a(n) - \hat{m}(n)| < \lambda \\ 0 & \text{sinon} \end{cases} \quad (2.13)$$

Où λ est un seuil du LD pour valider le basculement du PFD au PD

On voit que y_{crl} est fixé à zéro quand l'éloignement du symbole reçu par rapport au symbole décidé est supérieur au seuil λ . C'est ce qui se produit lorsqu'il existe une erreur de fréquence ou une erreur de phase importante. Par contre, une fois verrouillé en fréquence, les symboles reçus vont être distribués à proximité des symboles décidés. Dans ce cas, la sortie y_{crl} du LD sera majoritairement à 1[15].

Enfin, le LD calcul la moyenne des y_{crl} sur les N_{LD} derniers symboles et la compare à un seuil β . Si la moyenne est supérieure à ce seuil, on considère que l'erreur de phase est suffisamment petite pour que le LD sélectionne l'utilisation du PD à la place du PFD.

Le LD est gouverné par l'équation suivante :

$$z(n) = \begin{cases} z_{pd}(n) & \text{si } \frac{1}{N_{LD}} \cdot \sum_{n=N_{LD}-1}^n y_{crl}(n) > \beta \\ z_{pfd}(n) & \text{sinon} \end{cases} \quad (2.14)$$

Il n'y a alors plus de sélection des symboles pour calculer l'erreur et le bloc PD peut finir de corriger finement l'erreur de phase entre la porteuse de l'émetteur et celle générée à la réception.

2.5.3 Filtre de boucle

Le filtre permet de définir la dynamique de la boucle de récupération de la porteuse en contrôlant sa fréquence naturelle ω_n (rad/s), également appelée largeur de bande de la boucle[15]. Le réglage et l'optimisation de ce paramètre a été étudié et présenté dans [24]. D'une manière générale, une valeur élevée de ω_n permet au système de corriger les erreurs de fréquence et de converger plus rapidement. En contrepartie, au delà d'un certain seuil, le bruit du signal de référence entre dans la boucle et dégrade les performances en termes de vitesse d'acquisition.

C'est pourquoi en pratique, le LD permet d'utiliser deux jeux de paramètres du filtre de boucle afin de modifier la valeur de ω_n pendant le fonctionnement. Une valeur élevée est d'abord sélectionnée pendant l'utilisation du PFD afin de corriger rapidement l'erreur de fréquence. Ensuite, avec la correction de phase du PD, on réduit la largeur de bande pour être moins sensible au bruit et avoir plus de précision.

Afin d'éliminer les variations brusques du signal de sortie $z(n)$ du détecteur de phase, on utilise un filtre passe bas. La structure retenue est du type actif proportionnel-intégral dont la fonction de transfert dans le domaine en s, après transformation de Laplace, est la suivante :

$$F(s) = \frac{U(s)}{Z(s)} = \frac{1 + \tau_{f2}s}{\tau_{f1}s} = \frac{1}{\tau_{f1}s} + \frac{\tau_{f2}}{\tau_{f1}} \quad (2.15)$$

Où τ_{f1} et τ_{f2} sont les paramètres du filtre qui peut se modéliser par la somme d'une branche avec correcteur proportionnel de gain k_p et d'une branche avec correcteur intégral de gain k_i .

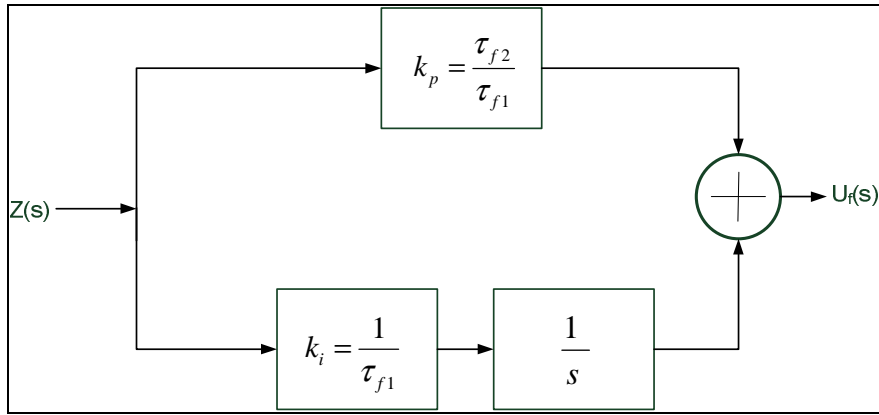


Figure 14 : Représentation de la fonction de transfert du filtre dans le domaine en S

Deux paramètres importants du PLL dépendent du filtre de boucle et donc des valeurs de τ_{f1} et τ_{f2} . Il s'agit de la fréquence naturelle ω_n déjà présentée et du facteur d'amortissement ζ qui caractérisent la réponse impulsionnelle et fréquentielle du PLL. Ils sont liés aux paramètres du filtre par les relations suivantes [16]:

$$\omega_n = \sqrt{\frac{k_0 \cdot k_d}{\tau_{f1}}} \quad \text{et} \quad \zeta = \frac{\omega_n \cdot \tau_{f2}}{2} \quad (2.16)$$

Dans notre boucle de récupération de la porteuse, les gains du VCO k_0 et du détecteur de phase k_d sont constants et fixés tous les deux à 1.

Le facteur d'amortissement de la boucle ζ est fixé à $1/\sqrt{2}$: on est ainsi dans des conditions optimales pour la réponse en fréquence et la réponse à l'impulsion présente peu d'oscillations [16].

Aussi, le filtre proportionnel-intégral peut se réaliser sous forme numérique de la façon suivante.

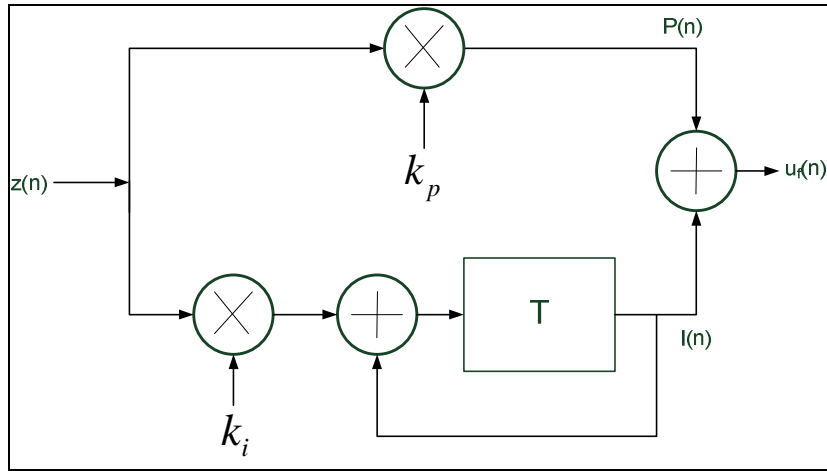


Figure 15 : Filtre numérique passe bas de la CRL

L'équation de récurrence qui permet de modéliser le filtre est la suivante :

$$u_f(n) = u_f(n-1) + z(n) \cdot k_p + z(n-1) \cdot (k_i - k_p) \quad (2.17)$$

Les paramètres k_p et k_i se déduisent des équations (2.15) et (2.16) et on trouve :

$$k_p = \frac{\tau_{f2}}{\tau_{f1}} = \frac{2 \cdot \zeta \cdot \omega_n}{k_0 \cdot k_d} \quad \text{et} \quad k_i = \frac{T_s}{\tau_{f1}} = \frac{T_s \cdot \omega_n^2}{k_0 \cdot k_d} \quad (2.18)$$

Remarque : Le gain de l'intégrateur doit être normalisé à la fréquence de fonctionnement du filtre[15], ici $1/T_s$.

2.6 Mesures de performance et synchronisation

2.6.1 Erreur de phase résiduelle et performance

Le but de l'algorithme de récupération de la porteuse est de corriger l'erreur de fréquence et de phase de l'oscillateur du récepteur afin qu'il soit parfaitement synchronisé avec l'émetteur. L'indicateur nous permettant de mesurer la réalisation de cet objectif est le signal d'erreur de phase résiduelle $\theta_e(n)$. Différents niveaux de sévérités peuvent être définis. Dans notre cas, on considère que l'algorithme a correctement synchronisé la porteuse lorsque la valeur RMS^{18} de $\theta_e(n)$ sur les 256 derniers symboles est inférieure à 1° rms [15].

C'est-à-dire, si :

¹⁸ Root Mean Squar

$$\theta_{e-rms}(n) = \frac{180}{\pi} \sqrt{\frac{\sum_{n=255}^n \theta_e^2(n)}{256}} < 1^\circ \quad (2.19)$$

A cet instant, on peut exprimer en nombre de symboles le temps qu'il a été nécessaire pour synchroniser les deux oscillateurs. C'est ce paramètre qui nous indique la performance de l'algorithme en fonction de l'erreur de fréquence initiale.

2.6.2 Synchronisation et plage de correction

Nous avons vu que l'algorithme étudié permettait de synchroniser la porteuse sur des constellations de type QAM carrés avec différents indices de modulation (16,64, 256 voire 1024). Afin de corriger des offsets de fréquence et de phase importants, on utilise un détecteur phase-fréquence PFD qui traite la constellation QAM comme un signal QPSK.

Les systèmes de récupération de porteuse à l'aveugle sont capables de détecter et de compenser des erreurs de phase allant jusqu'à $\pm\pi/4$. En effet, pour des erreurs supérieures à cette valeur, le symbole reçu est détecté dans le quadrant adjacent à son quadrant d'origine et la correction de phase se fait en conséquence. Dans ces conditions, l'algorithme peut converger et verrouiller la constellation avec un déphasage de $k \cdot \pi/2$, $k \in \mathbb{Z}$ par rapport à l'origine sans qu'aucune erreur de phase entre les symboles ne soit détectée.

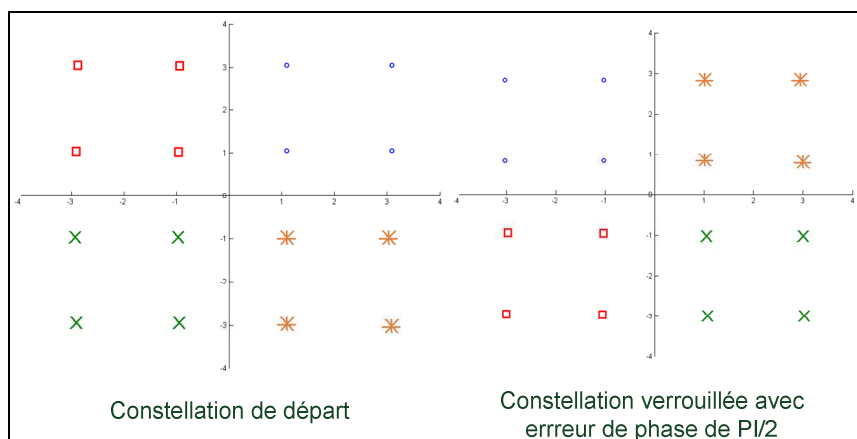


Figure 16 : Illustration d'un verrouillage avec erreur de phase de $\pi/2$

De la même manière, pour des erreurs de fréquence supérieures ou proches de $1/(8 \cdot T_s)$, l'algorithme peut converger et se verrouiller sur une fréquence de valeur $\pm 1/(4 \cdot T_s)$. Dans ce cas, la constellation fait $1/4$ de tour entre chaque période symbole et l'algorithme ne détecte plus d'erreur de phase.

Ces deux problèmes peuvent être détectés par la suite grâce aux décodeurs et au logiciel de gestion du récepteur[15]. Il est alors possible de corriger ces erreurs de synchronisation en phase ou en fréquence de la CRL en ajoutant respectivement un saut de phase de $k \cdot \pi/2$ ou de fréquence de $\pm 1/(4 \cdot T_s)$ jusqu'à obtenir une constellation fixe et des symboles cohérents.

Pour ces raisons, nous considérerons que l'algorithme de récupération de la porteuse est aussi verrouillé dans les deux situations qui viennent d'être présentées.

Enfin, l'offset de fréquence initial sera normalisé à la période symbole de manière à présenter les performances de la CRL indépendamment de ce paramètre. Dans ces conditions, nous estimerons les performances de l'algorithme à corriger des offsets de fréquence allant de 0 à $1/(8 \cdot T_s)$.

2.7 Conclusion

Tout d'abord, ce chapitre a abordé le principe général de fonctionnement d'une boucle à verrouillage de phase. Cela nous a ainsi permis de présenter la boucle de récupération de la porteuse dont l'architecture s'inspire d'un PLL.

L'algorithme étudié dans ce mémoire est basé sur une CRL mais présente néanmoins plusieurs particularités qui lui permettent de fonctionner avec des modulations QAM haut niveau et de corriger des erreurs de fréquences élevées. D'une part, deux détecteurs PFD et PD contrôlés par un détecteur de verrouillage sont utilisés successivement pour corriger rapidement l'erreur en fréquence puis l'erreur de phase de manière plus précise. D'autre part, l'utilisation d'un système de saturation de l'erreur de phase limite ses changements de signe rapides lors d'erreurs de fréquence importantes. Cela conduit à une plus grande vitesse d'acquisition de la porteuse.

Enfin, nous avons vu de quelle manière étaient estimées les performances de l'algorithme, quelle plage d'erreur pouvait être corrigée et les problèmes de mauvaises synchronisation qui pouvaient apparaître.

Tout au long de ce chapitre, le signal reçu et traité par la boucle de récupération de la porteuse était considéré comme idéal. En réalité, ce signal est dégradé par le canal de transmission et par le bruit au niveau du récepteur. Le chapitre suivant s'intéressera à la modélisation du canal de transmission, aux distorsions qui sont introduites et au comportement de la CRL dans ces conditions.

CHAPITRE 3

TRANSMISSION DANS UN CANAL ET RECUPERATION DE LA PORTEUSE

3.1 Introduction

Dans un premier temps, ce chapitre présente quelques éléments théoriques sur les canaux de communication. On explique d'abord la nécessité d'utiliser un modèle multi-trajet plus proche de la réalité et plus précis que le canal AWGN. Ensuite, les différents types de dégradations et d'évanouissements qui affectent un canal de transmission sont détaillés. Enfin, l'accent est mis sur l'évanouissement à petite échelle qui est à l'origine du phénomène de multi-trajet et peut créer des interférences entre symboles.

La deuxième partie présente et justifie l'utilisation du modèle de *Rummler* en tant que canal avec échos pour l'étude réalisée. Ensuite, une description détaillée de la construction du modèle est donnée et les réponses fréquentielle et impulsionnelle sont analysées. En particulier, on s'attache à décrire l'impacte du canal sur un signal modulé en QAM.

Dans la troisième et la quatrième partie, les performances de l'algorithme de récupération de la porteuse sont étudiées, respectivement avec un canal AWGN puis avec un canal de *Rummler*. Les conditions de simulations, les résultats ainsi que leurs interprétations sont alors exposés.

3.2 Notions théoriques sur les canaux de transmission

3.2.1 Du canal AWGN à la modélisation multi-trajet

En communication numérique ou analogique, les modèles de canaux de transmission sont des représentations mathématiques ou algorithmiques des caractéristiques de transfert d'un canal réel[12]. Ces modèles sont souvent basés sur des observations extérieures : c'est d'ailleurs le cas comme nous le verrons pour le modèle de *Rummler*.

En premier lieu, on peut supposer et modéliser un canal de manière relativement simple pour analyser les performances d'un système de communication. Une modélisation classique et souvent adoptée est celle avec bruit blanc additif gaussien (AWGN). Concrètement, le canal est supposé idéal et ne provoque pas d'interférence entre symboles. Par contre, une source importante de dégradation du signal est le bruit thermique au niveau du récepteur. En effet, le bruit et les interférences causées par l'environnement sont présents sur l'antenne du récepteur et le signal transmis est corrompu par les échantillons de bruit blanc gaussien statistiquement indépendants[25].

Jusqu'à présent, c'est ce modèle représenté Figure 17 qui a été considéré pour tester le fonctionnement de l'algorithme de récupération de la porteuse étudié[15].

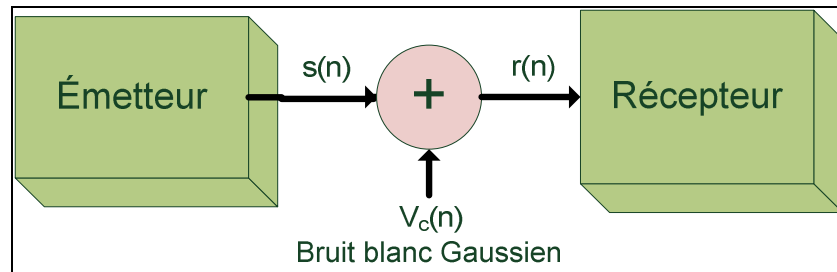


Figure 17: Canal idéal avec AWGN

En reprenant les résultats du chapitre précédent, le signal $r(n)$ en sortie du canal s'exprime de la manière suivante :

$$r(n) = m(n) \cdot e^{j(\omega \cdot n \cdot T_s + \theta)} + V_c(n) \quad (3.1)$$

Où $V_c(n)$ est la composante complexe du bruit AWGN dont la puissance est fonction du rapport signal à bruit (SNR¹⁹). Comme expliqué dans la partie 3.4.1, on attribut différentes valeurs au SNR selon la dégradation introduite par le canal de transmission.

Néanmoins, pour de nombreux systèmes de communication, notamment en transmission sans fil ou mobile, il est nécessaire d'adopter des modèles plus réalistes et plus précis. On modélise alors les caractéristiques de transfert de ces canaux avec des filtres de transmission. Dans ces cas là, les interférences et/ou les distorsions sont souvent plus significatives que le bruit thermique du récepteur.

¹⁹ *Signal Noise Ratio*

En effet, l'antenne reçoit la somme du signal transmis en ligne directe et du même signal ayant parcouru des trajets différents. Ce phénomène appelé multi-trajet (*Multipath*) est causé notamment par des réflexions sur des obstacles entre l'émetteur et le récepteur. Lorsque les paramètres du signal (phase, amplitude...) sont modifiés par les trajets multiples, on parle de phénomène d'évanouissement multi-trajet (*Multipath Fading*) [25]. Le phénomène d'évanouissement est analysé plus en détail en 3.2.3.

Les phénomènes physiques à l'origine des multi-trajets sont les suivants :

- La réflexion de l'onde électromagnétique qui a lieu lors de la rencontre avec une surface lisse de taille supérieure sa longueur d'onde[2].
- On parle de diffraction quand le chemin de propagation est obstrué par un obstacle dense et de taille importante par rapport à la longueur d'onde du signal radiofréquence. Dans ce cas, une onde secondaire est créée de l'autre côté de l'obstacle. « Si l'onde est transmise en directe, il s'agit de *shadowing* (effet de masque) car les rayons diffractés peuvent atteindre le récepteur » [25].
- Enfin, la diffusion à lieu soit avec les gros obstacles, soit avec ceux ayant une dimension égale ou inférieure à la longueur d'onde[2].

En plus de cet aspect multi-trajet, de nombreux canaux ont des réponses impulsionnelles qui varient dans le temps. Cela s'explique par des changements plus ou moins rapides des caractéristiques physiques du support de transmission [1], liés par exemple au déplacement d'un mobile. Les paramètres de ces canaux peuvent être décrits par des variables aléatoires.

3.2.2 Types de dégradation dans une liaison

Les différentes dégradations qui affectent une liaison de communication peuvent être regroupées selon trois grandes catégories [10]. La cause et la manière dont elles se manifestent ainsi que les solutions pour y remédier sont rapidement présentées pour chacune d'entre elles.

3.2.2.1 Les distorsions

Elles sont provoquées par le transmetteur, le récepteur ou bien le canal et peuvent se traduire sous différentes formes :

- Une variation du gain en fonction de la fréquence (filtrage par le canal) ou en fonction du temps (variation de l'environnement).
- Une erreur de phase en fonction de la fréquence (retard de groupe)
- Une erreur de fréquence entre le récepteur et l'émetteur, soit à cause de l'effet Doppler, soit à cause d'erreurs entre les oscillateurs.

On intègre donc dans le récepteur des systèmes de contrôle automatique du gain (AGC²⁰) et de correction en fréquence et en phase (PLL et algorithme à l'étude par exemple) pour compenser ces distorsions. Parmi elles, l'évanouissement en multi-trajet est sans doute le phénomène causant le plus de problèmes dans les communications sans fil [8] car il génère des IES. En effet, plusieurs copies du même signal arrivent au récepteur avec des délais différents : les symboles retardés viennent donc perturber les symboles suivants. On tente de corriger cet effet avec des égaliseurs : nous reviendrons plus en détails sur les méthodes d'égalisation dans le chapitre 4.

3.2.2.2 Les interférences

Elles dégradent les caractéristiques de transfert du canal et proviennent de sources extérieures, tels que les câbles d'alimentation, les autres canaux.... Elles peuvent se présenter sous la forme d'une réponse impulsionnelle et contaminent donc le signal sur une bande de fréquence très large [8]. Parmi les solutions possibles, on peut mettre en place un filtrage (pour éliminer le 50 Hz de l'alimentation secteur par exemple) ou bien si elle est connue, faire en sorte de soustraire l'interférence au signal utile.

²⁰ Automatic Gain Control

3.2.2.3 Les bruits

Les bruits viennent de l'environnement et de « sources naturelles » [8] (bruit atmosphérique, bruit thermique)...Les signaux électriques qui les caractérisent sont issus de processus aléatoires. Généralement, on simplifie la modélisation de l'ensemble de ces bruits en utilisant un bruit blanc gaussien additif (AWGN) comme dans la démarche présentée en 3.2.1. Par définition, ce bruit perturbe tout le spectre et il n'est donc pas possible de l'éliminer par filtrage. La solution pour diminuer son impact sur signal utile consiste à augmenter le rapport signal à bruit.

3.2.3 Types d'évanouissement dans une liaison

Ainsi, les distorsions introduites par canal perturbent et déforment le signal au niveau de la réception.

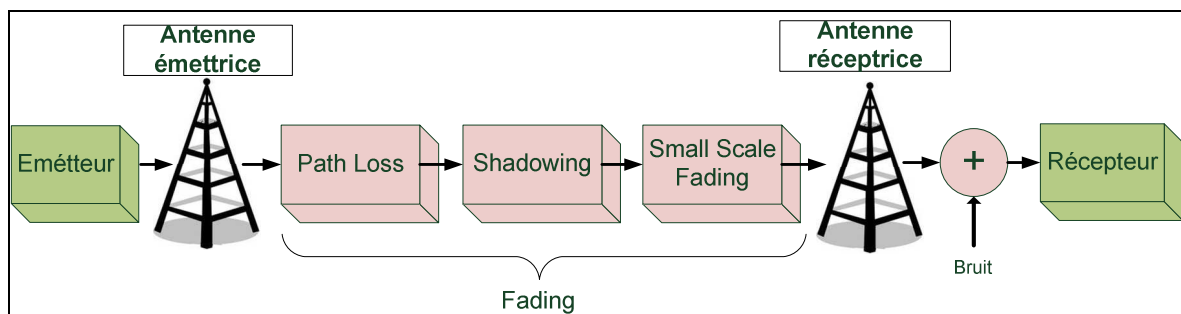


Figure 18: Évanouissements dans un canal de transmission (tiré de [2])

On distingue 3 phénomènes d'évanouissement qui sont représentés Figure 18 et que l'on peut classer en deux catégories [2]:

- L'évanouissement à grande échelle (*Large Scall Fading*) dans lequel on retrouve :
 - L'affaiblissement de parcours (*Path Loss*) qui se caractérise par une atténuation moyenne de la puissance du signal reçu en fonction de l'éloignement de l'émetteur. C'est un phénomène déterministe caractérisé par « des variations statistiques autour de la moyenne » [12].
 - L'effet de masque (*Shadowing*) qui est un phénomène plus local et aléatoire provoqué par des atténuations et des masquages successifs dus à des obstacles soudains, comme un véhicule par exemple [25].
- L'évanouissement à petite échelle (*Small Scall Fading*). Le signal arrive sur l'antenne du récepteur par plusieurs trajets avec des atténuations et des délais différents [12].

L'amplitude et la phase du signal varient rapidement en fonction des perturbations dans le canal[25]. Même si on peut avoir des additions constructives, le plus souvent, elles sont destructives.

Intuitivement, on remarque que l'évanouissement à grande échelle peut être considéré comme une moyenne spatiale des fluctuations de l'évanouissement à petite échelle[25]. Même si dans le cas d'une liaison radio fixe, le récepteur doit traiter un signal perturbé par les deux types d'évanouissement, par la suite, nous nous intéresserons principalement à la modélisation du *Small Scale Fading*.

3.2.4 Précisions sur l'évanouissement à petite échelle

Tout d'abord, le signal de sortie d'un canal $y_{ch}(t)$ présentant de l'évanouissement à petite échelle peut se modéliser mathématiquement de la manière suivante [2]:

$$y_{ch}(t) = \left(\sum_{k=1}^K h_c(t, k) \cdot s(t - \tau_{dk}(t)) \right) + V_c(t) \quad (3.2)$$

Où K correspond au nombre de trajets reçus (trajet direct et multi-trajets), $s(t)$ est le signal émis, $\tau_{dk}(t)$ est le retard du trajet k à l'instant t . La réponse impulsionnelle du canal est $\sum_{k=1}^K h_c(t, k) \cdot \delta(t - \tau_{dk}(t))$ et $V_c(t)$ est le bruit blanc Gaussien additif.

Ainsi, pour une impulsion idéale de Dirac à l'émission, le récepteur en reçoit plusieurs à cause de l'effet multi-trajet. Pour plusieurs répétitions de cette expérience, le signal reçu sera différent. Ces variations de caractéristiques ne sont pas déterministes et peuvent se décrire de manière statistique [1].

D'autre part, un canal de transmission peut être caractérisé par l'évanouissement à petite échelle en fonction de deux paramètres [3-4, 7] :

- D'abord par sa dispersion ou son étalement temporel (*Delay spread*) qui est lié à la géographie du terrain et reste indépendant de la vitesse de déplacement de l'émetteur ou du récepteur[2]. Si la durée de la réponse impulsionnelle est supérieure à la période symbole, le canal est dit sélectif en fréquence (*frequency selective*) et il va y avoir des interférences entre symboles (Figure 19- A). Par contre, lorsque sa durée est inférieure à la

période symbole, le canal est dit non sélectif en fréquence (*flat fading*) et l'IES est négligeable (Figure 19-B).

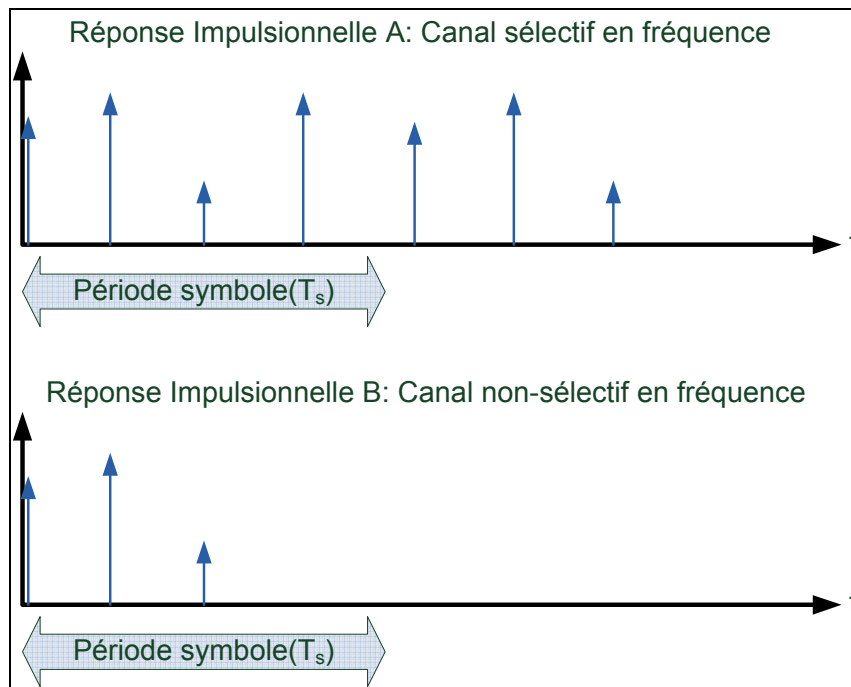


Figure 19 : Sélectivité en fréquence et réponse impulsionnelle d'un canal (tiré de [2])

- Ensuite par sa variation temporelle, c'est-à-dire l'évolution de la réponse impulsionnelle en fonction du temps. En communications mobile par exemple, ces variations s'expliquent par des changements des chemins de propagation causés par le mouvement des stations mobiles. En fonction de la vitesse de ces variations, le canal sera qualifié à évanouissement rapide (*fast fading*) ou à évanouissement lent (*slow fading*).

Remarque : En communication mobile et pour des canaux variant temporellement, on parle de *fading* de *Rayleigh* s'il y a plusieurs chemins de propagation avec réflexion et que la composante transmise en directe est absente ou très faible[25]. A l'inverse, lorsqu'elle est plutôt dominante par rapport aux multi-trajets, on parle de *fading* de *Rice*[25].

Les concepts théoriques sur les canaux de communication étant introduits, nous allons présenter le modèle de canal choisi pour notre étude.

3.3 Modèle de *Rummler*

3.3.1 Présentation générale et domaine d'utilisation

Il existe de nombreux modèles pour les canaux multi-trajets en fonction de l'application, la bande de fréquence et l'environnement physique du système de communication. Certaines hypothèses ont été faites pour les réaliser et on ne peut donc pas utiliser ces modèles dans n'importe quelles circonstances [12].

Parmi eux, on en retrouve pour des canaux radio en transmission en ligne directe (LOS) qui présentent une faible quantité de multi-trajet[1]. Dans ce cas là, on peut adopter des modèles plus simples que ceux de *Rice* et *Rayleigh*. Certains d'entre eux ont été développés explicitement pour les communications terrestres avec une liaison fixe entre deux antennes. Plusieurs possibilités de modéliser cette liaison existe, mais celle qui est la plus répandue est le modèle de *Rummler*[12].

En 1979, *William D. Rummler* a développé ce modèle à 3 parcours basés sur une liaison *LOS* typique dans la bande des 6 GHz [1]. Les caractéristiques et les valeurs statistiques des paramètres du canal ont été obtenues expérimentalement par des mesures[12]. Son modèle est similaire à celui de *Rice* mais adapté au canal Radio à micro-onde en exposition directe (*Microwaves LOS radio Chanel*) pour les longues distances [1].

Ce modèle est très utilisé dans les liaisons micro-ondes terrestre dans les plages de fréquence de 2 à 18 MHz entre des antennes fixes. Ce canal en transmission direct présente un multi-trajet provoqué par les stratifications de l'atmosphère dans certaine condition climatique [12].

Les antennes étant fixes, on considère que les variations temporelles des caractéristiques du canal sont uniquement dues au changement des conditions atmosphériques. Ces variations peuvent être considérées comme très lentes par rapport à la largeur de bande du canal autour de 10 MHz [12]. Comme expliqué en 3.2.4, le modèle de *Rummler* est donc dans la catégorie des canaux à évanouissement lent.

3.3.2 Présentation détaillée du modèle

La construction mathématique du modèle de *Rummler* et ses caractéristiques temporelles et fréquentielles sont présentées dans cette partie.

3.3.2.1 Construction du modèle

La fonction de transfert et la réponse impulsionnelle finale s'apparente à un modèle à deux trajets mais initialement, le canal de *Rummler* se définit comme un modèle à trois ondes[12].

La sortie $y_{ch}(t)$ en bande passante peut s'exprimer en fonction de l'entrée $s(t)$ telle que :

$$y_{ch}(t) = s(t) + \alpha \cdot s(t - \tau_{d1}) + \beta \cdot s(t - \tau_{d2}) \quad (3.3)$$

Ou encore avec l'enveloppe complexe[12] :

$$\tilde{y}_{ch}(t) = \tilde{s}(t) + \alpha \cdot \tilde{s}(t - \tau_{d1}) e^{-j2\pi f_c \tau_{d1}} + \beta \cdot \tilde{s}(t - \tau_{d2}) e^{-j2\pi f_c \tau_{d2}} \quad (3.4)$$

Où τ_{d1} et τ_{d2} (s) sont les délais des multi-trajets par rapport à la composante directe, α et β les atténuations des multi-trajets et f_c correspond à la fréquence de la porteuse.

La fonction de transfert passe bas équivalente est donnée par [12]:

$$H_c(f) = 1 + \alpha \cdot e^{-j2\pi(f_c - f)\tau_{d1}} + \beta \cdot e^{-j2\pi(f_c - f)\tau_{d2}} \quad (3.5)$$

Comme on travaille avec des canaux équivalents passe pas, on peut substituer f par $f - f_c$.

Rummler a ensuite fait l'hypothèse que le premier multi-trajet était dans des conditions de non-sélectivités par rapport au trajet direct sur la largeur de bande W concernée. Dans ce cas, on a $W \cdot \tau_{d1} \ll 1$ et l'équation (3.5) devient alors[12] :

$$H_c(f) = 1 + \alpha + \beta \cdot e^{-j2\pi f \tau_{d2}} \quad (3.6)$$

Cette équation à 3 paramètres aléatoires et on voit qu'avec les hypothèses qui ont été faites, le modèle à trois trajets se réduit à deux trajets. Afin d'adapter les paramètres du modèle aux données expérimentales, *Rummler* a défini la fréquence f_0 pour laquelle le gain en fréquence $|H_c(f)|$ présente une atténuation maximale (*Notch*). En substituant $\tau_2 = (f - f_0 / f) \cdot \tau_d$ où τ_d est un délai constant, on obtient la forme finale du modèle, soit[12] :

$$H_c(f) = a \left[1 - b \cdot e^{-j2\pi(f - f_0)\tau_d} \right] \quad (3.7)$$

Où $a = 1 + \alpha$ est le paramètre d'atténuation globale, τ_d le délai relatif du second trajet, $b = (-\beta / 1 + \alpha)$ et $2\pi f_0 \tau_d$ respectivement le facteur d'atténuation et la phase du second trajet.

A partir de mesures, il a déterminé qu'une valeur fixe de $\tau_d = 6.3ns$ était caractéristique pour ce type de liaison micro-ondes. Les autres paramètres sont des variables aléatoires dont les distributions, pour a et b ont été déterminées empiriquement. Pour plus de détails sur ces paramètres, on pourra se référer à [1, 8-9].

Remarque : Pour l'étude réalisée dans ce mémoire, nous considérons que la réponse impulsionnelle est invariante pendant le temps de l'opération de récupération de la porteuse. Aussi pour nos simulations, les 4 paramètres (délai, position du *notch*, atténuation globale et du second trajet) seront définis à des valeurs fixes, comme précisé dans la partie 3.5.1.

3.3.2.2 Réponse fréquentielle

Le module au carré de la réponse en amplitude de ce modèle est [12] :

$$|H_c(f)|^2 = a^2 \{1 + b^2 - 2b \cos[2\pi(f - f_0)\tau_d]\} \quad (3.8)$$

La Figure 20 ci-dessous montre la réponse en fréquence d'un canal de *Rummler* pour un facteur d'atténuation globale $a = 1$ et de second trajet $b = 0.5$. Le délai du multi-trajet est fixé à 1 symbole pour une vitesse de modulation de $5 \cdot 10^6$ Bd, soit un délai $\tau_d = 0.2\mu s$. La position de l'atténuation maximale (*Notch*) est donnée telle que $f_0 = 0 Hz$. On voit que la composante multi-trajet crée une atténuation importante à $f = f_0 + k / \tau, k \in \mathbb{Z}$.

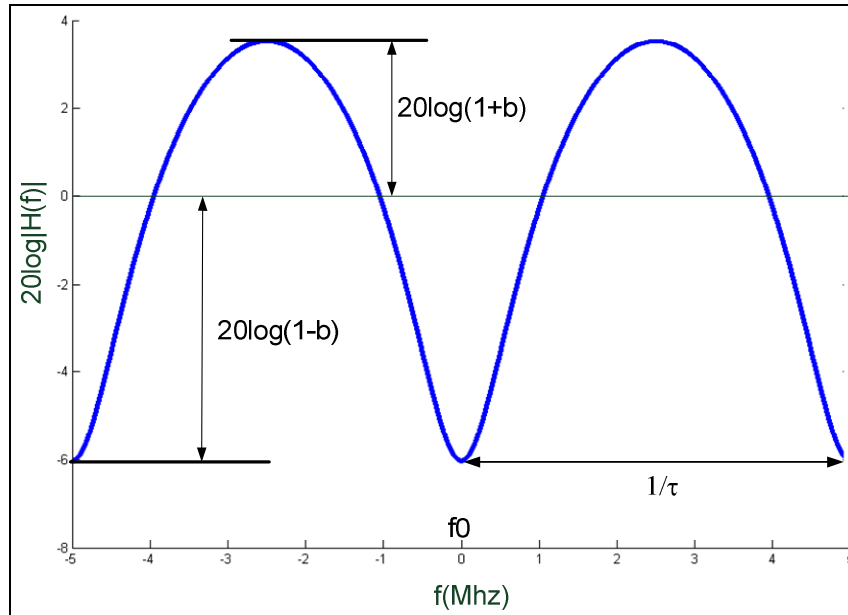


Figure 20: Spectre en amplitude du canal de *Rummler*

Dans le cadre de ce mémoire, on souhaite analyser l'impacte du canal de Rummler sur un signal modulé en QAM. La densité spectrale de puissance (DSP) d'une modulation QAM est donnée par [6]:

$$S_s(f) = \frac{2P_{avg}}{E_p} \cdot |P(f)|^2 \quad (3.9)$$

Où P_{avg} est la puissance moyenne du signal, $P(f)$ est le spectre de la composante en phase ou en quadrature du signal en bande de base et E_p est l'énergie d'un symbole pendant une période T_s .

La forme de la DSP d'une modulation QAM est donc déterminée par celle de l'impulsion en bande de base. Son amplitude est fonction de la puissance moyenne de la modulation QAM. Comme nous l'avons précisé, nous n'utilisons pas dans cette étude de mise en forme particulière: l'impulsion est donc un rectangle d'amplitude unitaire ($E_p = T_s$) dont la transformé de Fourier est un sinus cardinal. La puissance moyenne P_{avg} est donnée par la relation [6]:

$$P_{avg} = \frac{P_0}{3}(M - 1) \quad (3.10)$$

Où M est l'indice de la modulation et P_0 est la puissance du plus petit symbole.

Dans ce cas, la DSP complète du signal modulé en QAM est la suivante [6]:

$$S_s(f) = 2 \cdot \frac{P_0}{3} (M-1) \cdot T_s \left(\frac{\sin(\pi \cdot f \cdot T_s)}{\pi \cdot f \cdot T_s} \right)^2 \quad (3.11)$$

On représente sur la

Figure 21 l'influence de la réponse en fréquence du canal de *Rummler* (B) sur le spectre du signal QAM (A), cela pour des délais de multi-trajet $\tau_d = T_s$ et $\tau_d = 4 \cdot T_s$, soit 1 et 4 symboles.

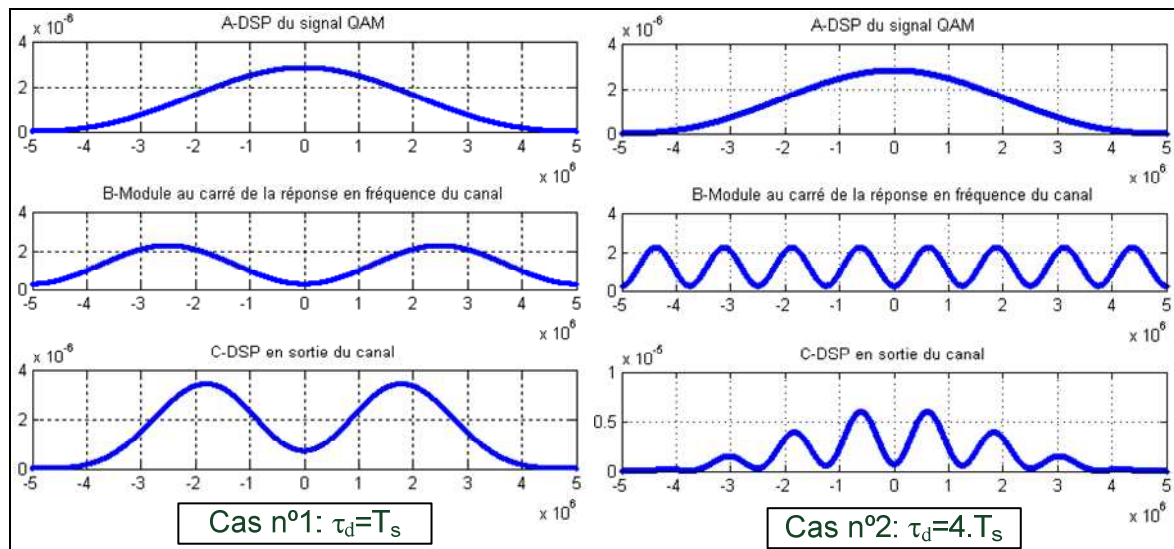


Figure 21: Influence du canal sur un signal QAM ($f_0 = 0 \text{ Hz}$, $T_s = 5 \text{ MBd}$, $b = 0.5$, $a = 1$)

On peut alors faire deux remarques :

- Plus le délai du multi-trajet est important, plus la réponse en fréquence du canal comporte de *Notchs* sur la largeur de bande et plus la DSP du signal QAM en sortie du canal est dégradée (C).
- Dans le cas d'un délai égal à un seul symbole, plus la position f_0 de l'atténuation maximale (*Notch*) est proche de zéro ou d'un multiple de la vitesse de modulation, plus le spectre en sortie sera déformé par le canal.

3.3.2.3 Réponse impulsionnelle

La réponse impulsionnelle passe-bas du canal est la suivante[12] :

$$h_c(t) = a \left[\delta(t) - b \cdot \delta(t - \tau_d) \cdot e^{-j2\pi f_0 \tau_d} \right] \quad (3.12)$$

Pour l'étude de la transmission des symboles QAM à travers le canal, on peut formuler l'équation (3.12) pour l'appliquer à un système discret et numérisé telle que :

$$y_{ch}(n) = a \left[s(n) - b \cdot s(n - \tau_d) \cdot e^{-j2\pi f_0 \tau_d} \right] \quad (3.13)$$

Dans un premier temps, si on fixe le paramètre d'atténuation globale tel que $a = 1$, la position de l'atténuation maximale du canal telle que $f_0 = 0 \text{ Hz}$ et le délai $\tau_d = T_s$, alors (3.13) devient :

$$y_{ch}(n) = s(n) - b \cdot s(n-1) \quad (3.14)$$

Soit $s(n)$ le signal à transmettre dans le canal de *Rummler* modélisé par (3.14). Si $s(n) = m(n)$, on transmet directement les symboles QAM en bande de base. Le signal $y_{ch}(n)$ en sortie du canal est constitué du symbole $m(n)$ transmis en ligne directe mais aussi du symbole précédent $m(n-\tau)$ atténué selon b . Ce phénomène se traduit par une augmentation entre le nombre de symboles de la constellation de l'émetteur et celui au niveau du récepteur.

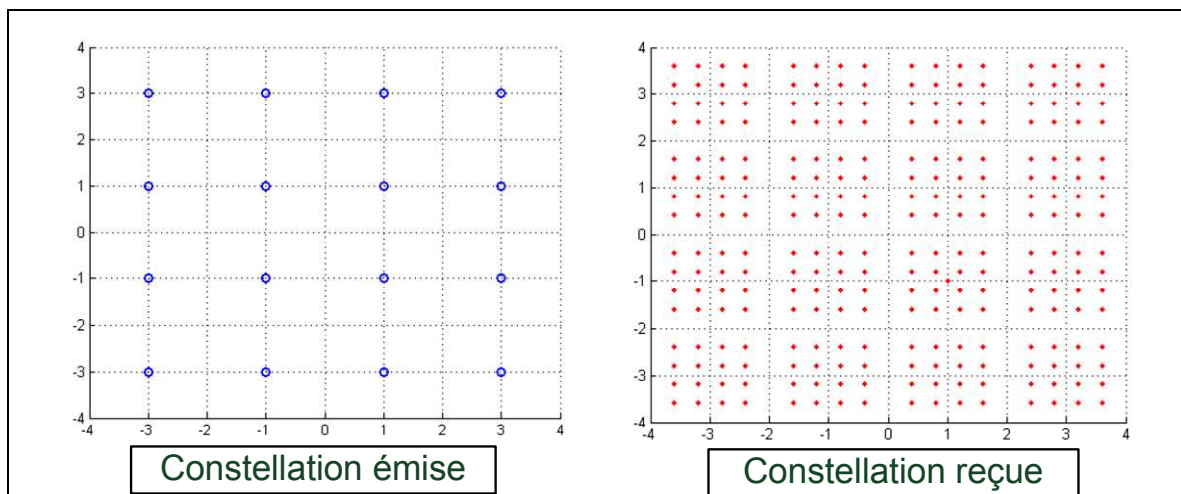


Figure 22 : Influence du canal sur une constellation 16-QAM pour $b = 0.2$, $f_0 = 0$ (simulation de 2000 symboles)

Sur la Figure 22, on voit que pour une modulation 16-QAM, la constellation reçue s'apparente à une modulation 256-QAM. En effet, chaque symbole $y_{ch}(n)$ en sortie du canal fait partie d'une constellation secondaire centrée sur le symbole $m(n)$ transmis en ligne directe. Sa position dans cette constellation est déterminée par la valeur du symbole $m(n-\tau)$. En fonction du gain b du multi-trajet, les symboles reçus sont plus ou moins éloignés du symbole émis à l'origine.

Dans le cas où l'emplacement f_0 de l'atténuation maximale du canal prend une valeur différente de zéro, l'équation (3.14) devient :

$$y_{ch}(n) = s(n) - b \cdot s(n-1) \cdot e^{-j2\pi f_0 \tau_d} \quad (3.15)$$

Par exemple, si $f_0 = 1/8 \cdot T_s$, on reçoit la constellation représentée Figure 23.

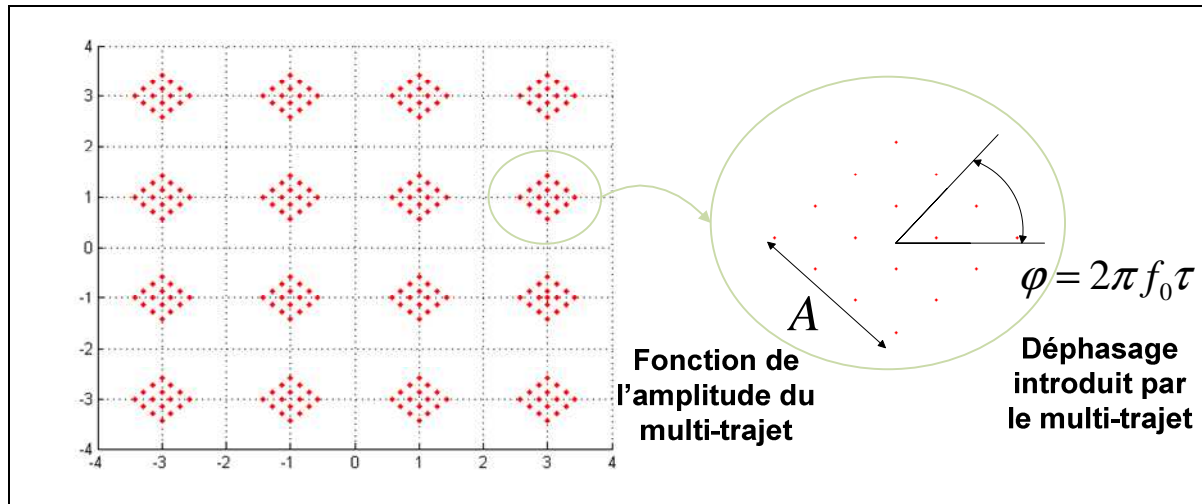


Figure 23 : Influence du canal sur une constellation 16-QAM pour $b = 0.2$ et $f_0 = 1/8 \cdot T_s$ (simulation de 2000 symboles)

On s'aperçoit que la dimension des constellations secondaires est fonction de l'amplitude du multi-trajet. D'autre part, ces constellations secondaires subissent une rotation qui est définie par le déphasage du multi-trajet (Ici, $\pi/4$). Ce dernier dépend de la valeur de f_0 et de τ_d .

Ces 2 parties du chapitre ont présenté les notions théoriques sur les canaux ainsi que le modèle du canal de *Rummler*. Les parties suivantes s'attachent à présenter les conditions de simulations et les performances de l'algorithme de récupération de la porteuse, d'abord dans un canal AWGN puis dans le canal de *Rummler*.

3.4 Récupération de la porteuse dans un canal AWGN

A titre de comparaison, on récapitule dans cette partie les conditions de simulation et les performances mesurées de l'algorithme de récupération de la porteuse dans un canal à bruit blanc additif gaussien. Si besoin, l'article [15] qui est le point de départ de ce travail de mémoire pourra être consulté pour une description plus détaillée.

3.4.1 Conditions de simulation

Le modèle de simulation est représenté Figure 24. Les symboles QAM transmis dans le canal sont corrompus par un bruit AWGN modélisé par le signal complexe $V_c(n)$. La puissance moyenne P_{V_c} du bruit V_c est déterminée par le rapport signal à bruit (SNR) fixé dans les simulations par :

$$SNR_{dB} = 10 \cdot \log_{(10)} \left(\frac{P_r}{P_{V_c}} \right) \quad (3.16)$$

Où P_r est la puissance moyenne du signal à l'entrée du récepteur avant AWGN. Dans les simulations réalisées, le SNR est fixé à 30dB ce qui correspond à un rapport de 1000 entre la puissance du signal reçu et la puissance du bruit.

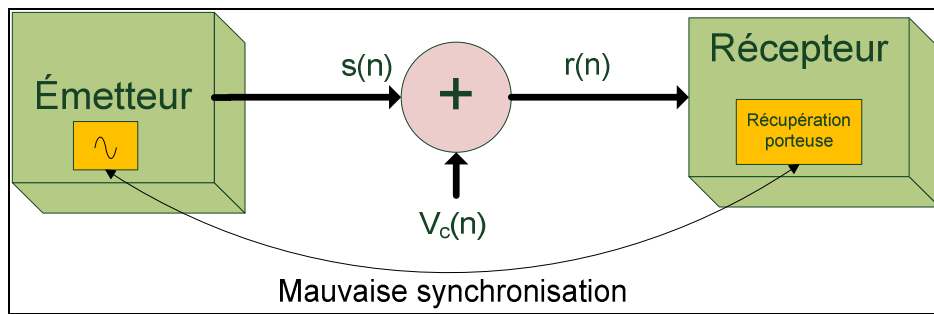


Figure 24 : Modèle de simulation de la CRL dans un canal AWGN

Comme expliqué au chapitre 2, l'objectif de la boucle de récupération de la porteuse est de synchroniser en fréquence et en phase l'oscillateur du récepteur avec celui de l'émetteur. Dans le domaine étudié des liaisons fixes à micro-ondes, la fréquence de la porteuse se situe dans la bande des 6 GHz (cf. partie 3.3.1). Pour faciliter les simulations, il est courant de travailler avec des modèles en bande de base[12]. Aussi, nous simulerons directement l'écart de fréquence et de phase entre la porteuse émise et récupérée. Dans ce cas, l'équation (1.1) devient :

$$r(n) = s(n) + V_c(n) = m(n) \cdot e^{j(\Delta\omega \cdot n \cdot T_s + \Delta\theta)} + V_c(n) \quad (3.17)$$

Où $\Delta\omega$ et $\Delta\theta$ correspondent respectivement à l'erreur de fréquence et de phase.

Les simulations doivent permettre d'estimer les performances de l'algorithme à corriger ces erreurs sur une certaine plage.

- La plage d'erreur de fréquence normalisée choisie est telle que $\Delta\omega/2 \cdot \pi \in [0, \dots, 1/8 \cdot T_s]$ (cf. chapitre 2). La vitesse de modulation donnée par [15] étant de 5.056941 MBd, soit $T_s = 197.7 \text{ ns}$.
- L'erreur de phase entre les porteuses est généralement fixée aléatoirement telle que $\Delta\theta \in [-\pi, \dots, \pi]$.

Plusieurs paramètres de l'algorithme doivent également être définis pour mener les simulations. Ce sont les seuils de détection du PFD, les paramètres du détecteur de verrouillage (LD), les gains du PD et du NCO et les paramètres de la boucle. Tous ces paramètres sont donnés par [15] et résumés dans le Tableau 2.

M-QAM	PD	NCO	CRL		PFD		LD		
	k_d	k_d	ζ	ω_n	τ_1	τ_2	λ	β	N_{LD}
M=64	1	1	0.707	[15kHz, 30kHz, 50kHz]	2.3	8.1	0.7	0.6	256
M=256						17.9			

Tableau 2 : Récapitulatif des paramètres de simulation de la CRL

Les simulations sont réalisées selon la procédure suivante :

- Une suite de symboles QAM aléatoires est générée.
- Une erreur de fréquence et de phase est appliquée à la trame de symboles.
- Le bruit AWGN est ensuite ajouté.
- La boucle de récupération de porteuse traite la trame reçue afin de réduire l'erreur de phase résiduelle.
- Quand l'erreur de phase résiduelle RMS passe en dessous d'un seuil (1° rms, cf. chapitre 2), la porteuse est considérée comme récupérée. Comme indicateur de performance, on relève le nombre de symboles qui ont été nécessaires à cette opération.

Pour chacune des erreurs de fréquence, on lancera N simulations avec à chaque fois des valeurs aléatoires de symboles QAM et d'erreur de phase. Une fois terminées on prendra la moyenne des N simulations pour déterminer un couple erreur de fréquence/nombre de symboles avant verrouillage.

La procédure de simulation est réitérée pour 3 valeurs différentes de la largeur de bande de la CRL afin de montrer son influence sur les performances.

3.4.2 Résultats et analyses des performances

La Figure 25 ci-dessous montre l'évolution des signaux de la CRL dans l'opération de synchronisation de la porteuse en modulation 64-QAM avec une erreur de fréquence $\Delta\omega/2 \cdot \pi = [0.01/T_s]$. Les courbes (a) et (c) représentent respectivement la fréquence estimée par l'algorithme et l'erreur de phase résiduelle. Quand la correction de l'erreur de fréquence réalisée par le PFD est suffisante, le détecteur de verrouillage bascule sur le détecteur de phase PD (b) qui permet de corriger plus finement l'erreur de phase résiduelle. Au bout d'un certain nombre de symboles (dans ce cas 1020), cette erreur passe en dessous du seuil de 1° rms et la récupération de la porteuse est considérée achevée (d).

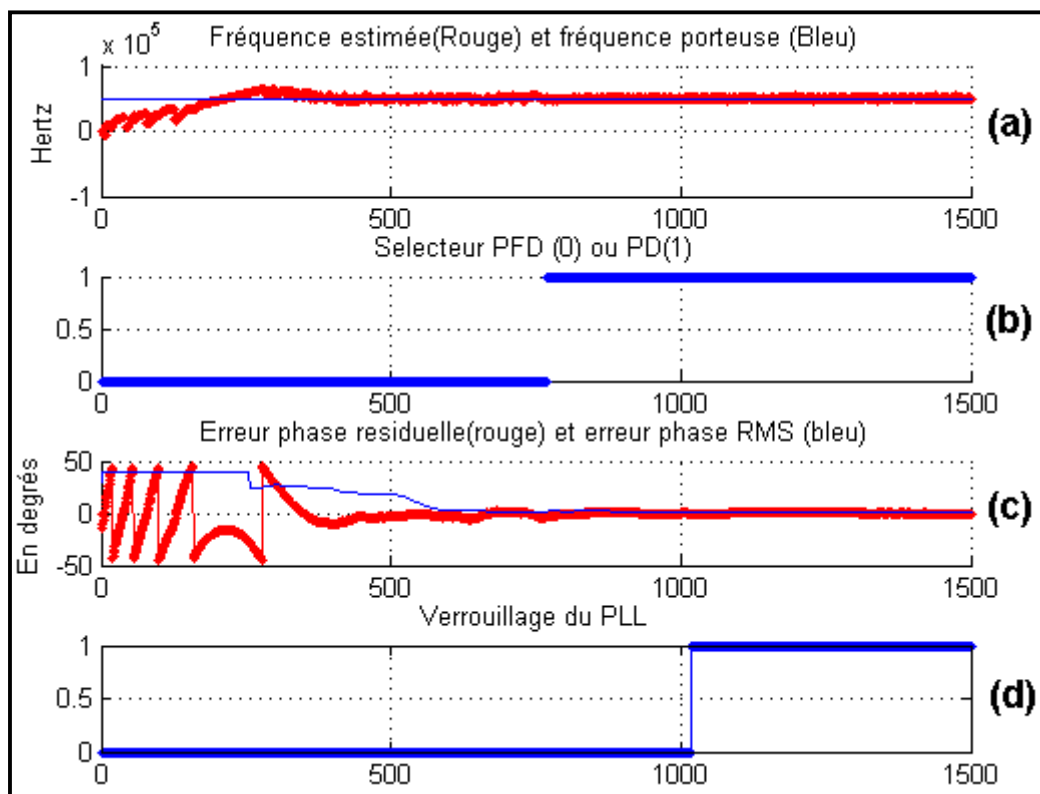


Figure 25 : Évolution des signaux de la CRL pour récupérer la porteuse ($\Delta f = [0.01/T_s]$)

Pour une simulation en 64-QAM, la Figure 26 montre les constellations relevées à différents niveaux de la liaison émetteur-récepteur. Les constellations (A) et (B) à l'émission correspondent respectivement aux symboles en bande de base puis après ajout d'une erreur de fréquence et de phase. Après transmission dans le canal, le récepteur voit la constellation (C) corrompue par un bruit AWGN. Enfin, au niveau du récepteur, la constellation (D) représente les symboles détectés une fois l'opération de récupération de la porteuse achevée.

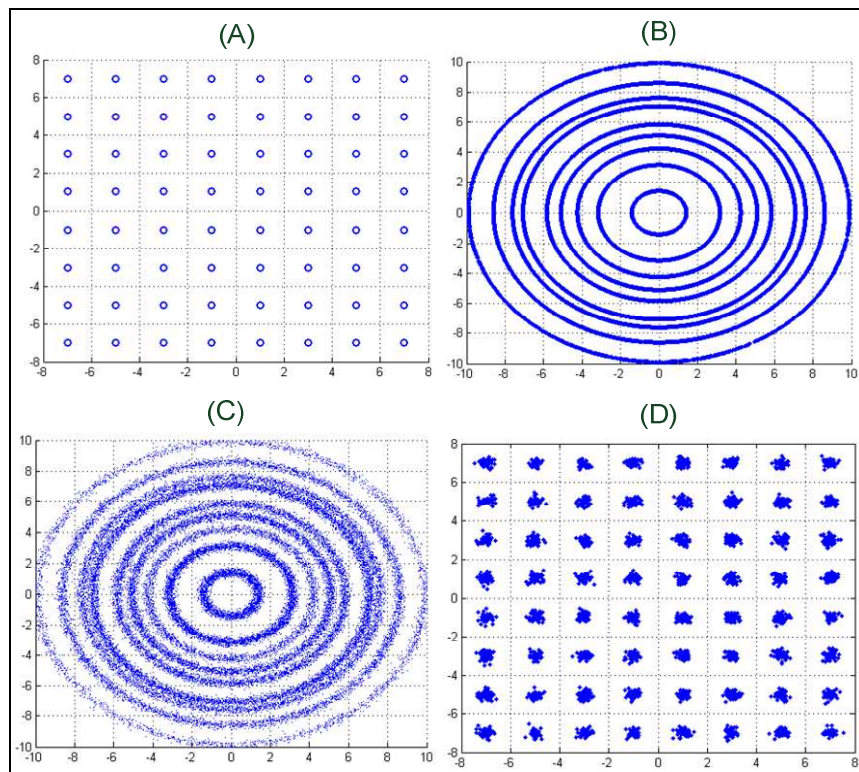


Figure 26 : Constellations relevées aux différentes étapes de la transmission (Simulation pour 5000 symboles en 64-QAM)

Les résultats de simulations Figure 27(64-QAM) et Figure 28(256-QAM) montrent que plus l'erreur de fréquence initiale est élevée, plus la CRL à besoin d'un nombre élevé de symbole pour achever la récupération de la porteuse. Comme expliqué dans le chapitre 2, on remarque aussi que la vitesse de convergence de l'algorithme est fonction de la largeur de bande ω_n de la boucle de la récupération de la porteuse. Les précisions sur le réglage et l'optimisation des paramètres de la CRL sont données dans l'article [24].

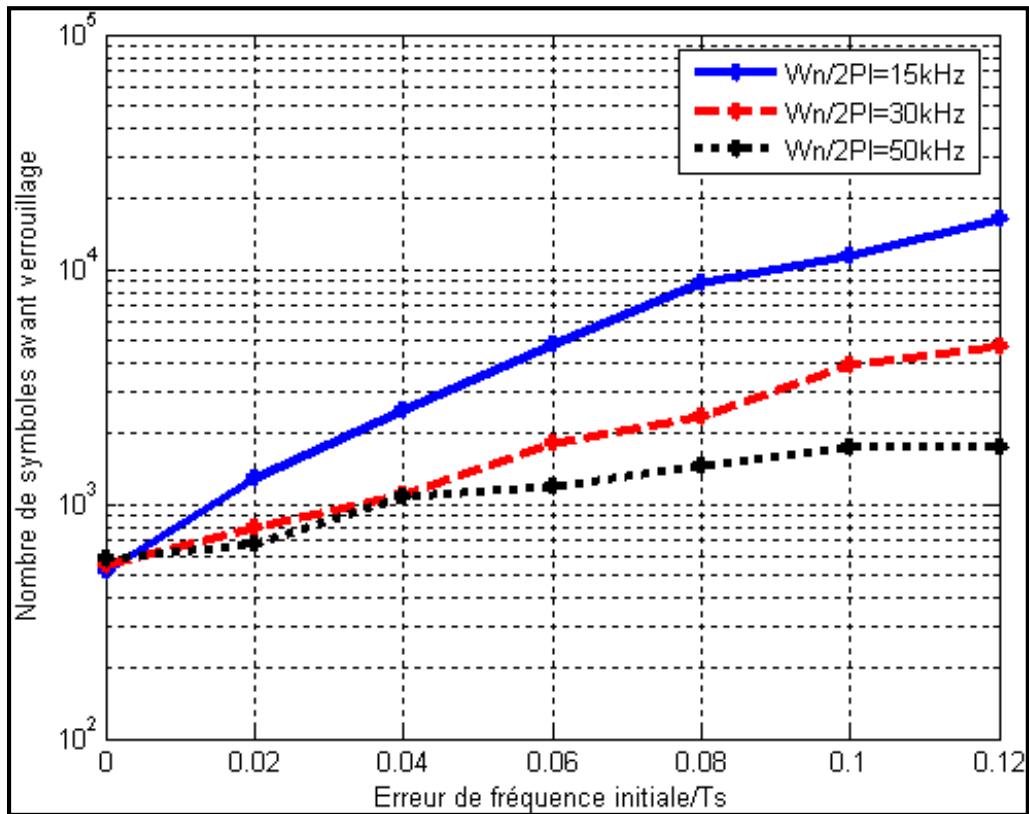


Figure 27 : Performances de la CRL en 64-QAM avec SNR de 30dB

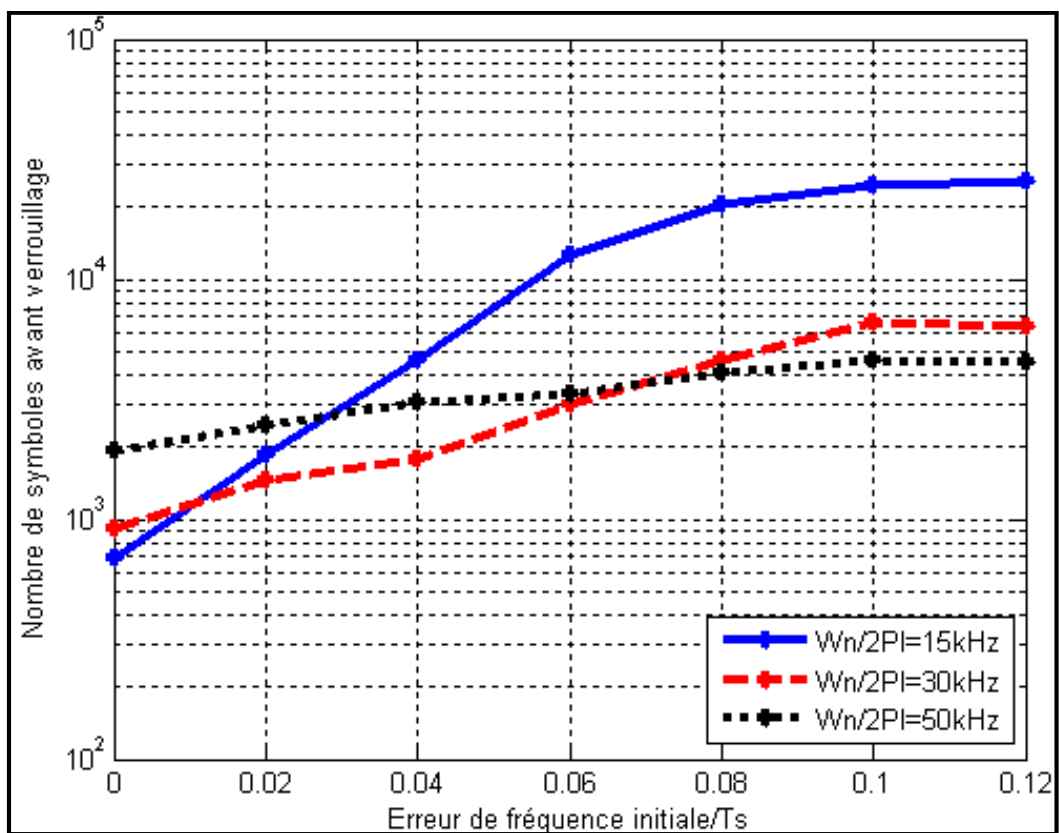


Figure 28 : Performances de la CRL en 256-QAM avec SNR de 30dB

3.5 Récupération de la porteuse dans un canal de *Rummler*

3.5.1 Conditions de simulation

Le comportement et les performances de l'algorithme de récupération de la porteuse sont maintenant analysés avec un canal de *Rummler*.

Le schéma Figure 29 représente le modèle de simulation de la chaîne de transmission et intègre :

- les distorsions introduites par le canal qui sont des évanouissements à petite échelle. (*Small Scall fading*).
- le bruit AWGN avec un rapport signal à bruit défini selon les simulations.

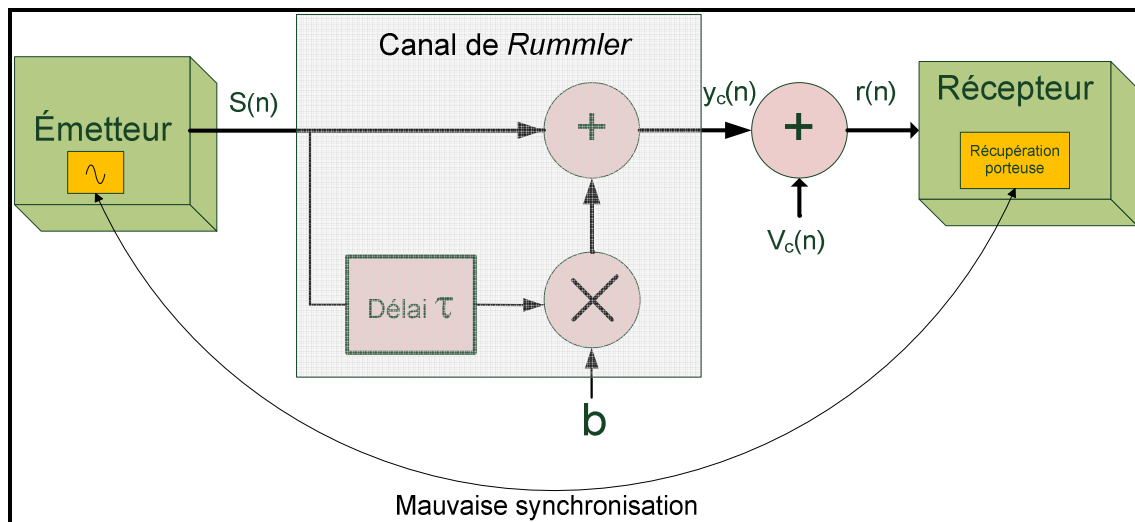


Figure 29 : Modèle de simulation de la CRL avec un canal de *Rummler* et AWGN

De plus, le modèle de *Rummler* nous place dans des conditions où la réponse impulsionnelle ne varie pas avec le temps[12]. En effet, les antennes de l'émetteur et du récepteur sont fixes et l'environnement est considéré stable sur une durée suffisamment longue par rapport à la simulation. Par contre, le canal introduit une dispersion temporelle telle que décrit en (3.15) et les caractéristiques de transfert sont alors les suivantes :

$$r(n) = y_{ch}(n) + v_c(n) = s(n) - b \cdot s(n - \tau_d) \cdot e^{-j2\pi f_0 \tau_d} + v_c(n) \quad (3.18)$$

Dans le modèle théorique présenté dans la partie 3.5, les paramètres a , b et f_0 sont des variables aléatoire tandis que le délai τ_d entre le trajet direct et le trajet réfléchi a une valeur fixe de 6.3 ns. Dans notre cas, nous devons faire des hypothèses et fixer des conditions sur ces paramètres pour simplifier les simulations et pouvoir tester puis analyser le comportement de l'algorithme de récupération de la porteuse.

Tout d'abord, le paramètre d'atténuation globale a modifie de manière uniforme l'amplitude des symboles transmis par le trajet direct et le trajet secondaire. En pratique, cette distorsion peut être traitée à la réception par le contrôle automatique de gain (cf. partie 3.2.2.1). Aussi, pour l'analyse du fonctionnement de la récupération de la porteuse dans ce canal, ce paramètre n'est pas déterminant et est fixé à l'unité ($a = 1$).

Ensuite, on définit l'amplitude b du trajet secondaire. Sa valeur sera progressivement augmentée de 0 (cas où il n'y a pas d'échos) jusqu'à 0.99 de manière à simuler un multi-trajet de plus en plus important. L'atténuation maximale A_{\max} causée par le multi-trajet peut également s'exprimer de la manière suivante[26] :

$$A_{\max} = 20 \cdot \log_{10} \left(\frac{1+b}{1-b} \right) \quad (3.19)$$

D'autre part, on fera varier la position f_0 de cette atténuation maximale de 0 à $0.5/T_s$.

Enfin, le délai τ_d du second trajet est fixé dans un premier temps à un symbole, soit $\tau_d = T_s = 1/5.057 \cdot 10^6 = 197ns$. Cela nous place dans des conditions de canal avec évanouissements sélectifs en fréquence car l'étalement de la réponse impulsionnelle est supérieur à celui de la durée d'un symbole. Le canal va donc provoquer des IES qui vont perturber le fonctionnement de l'algorithme de récupération de la porteuse.

3.5.2 Résultats et analyses des performances

L'algorithme a été simulé avec le canal de *Rummler* pour les valeurs des paramètres décrits en 3.4.1 et en 3.5.1. Afin d'augmenter progressivement la difficulté de l'opération de récupération de la porteuse et d'analyser le comportement de la CRL, l'indice de modulation QAM est fixé successivement à 16, 64 puis 256.

Deux types de simulations sont réalisés :

- La position de l'atténuation maximale f_0 est fixée. Pour plusieurs amplitudes b du multi-trajet, on relève les performances de la CRL sur une plage d'erreur de fréquence.
- L'amplitude du multi-trajet b est fixée et on relève les performances de la CRL pour plusieurs positions de l'atténuation maximale f_0 .

Pour le premier type de simulation, la Figure 30 montre les performances en 16-QAM pour une position de l'atténuation maximale à $f_0 = 0$, un délai $\tau = T_s$ et différentes amplitudes de l'écho. On observe une dégradation des performances, en termes de vitesse de verrouillage, au fur et à mesure que l'amplitude du multi-trajet augmente.

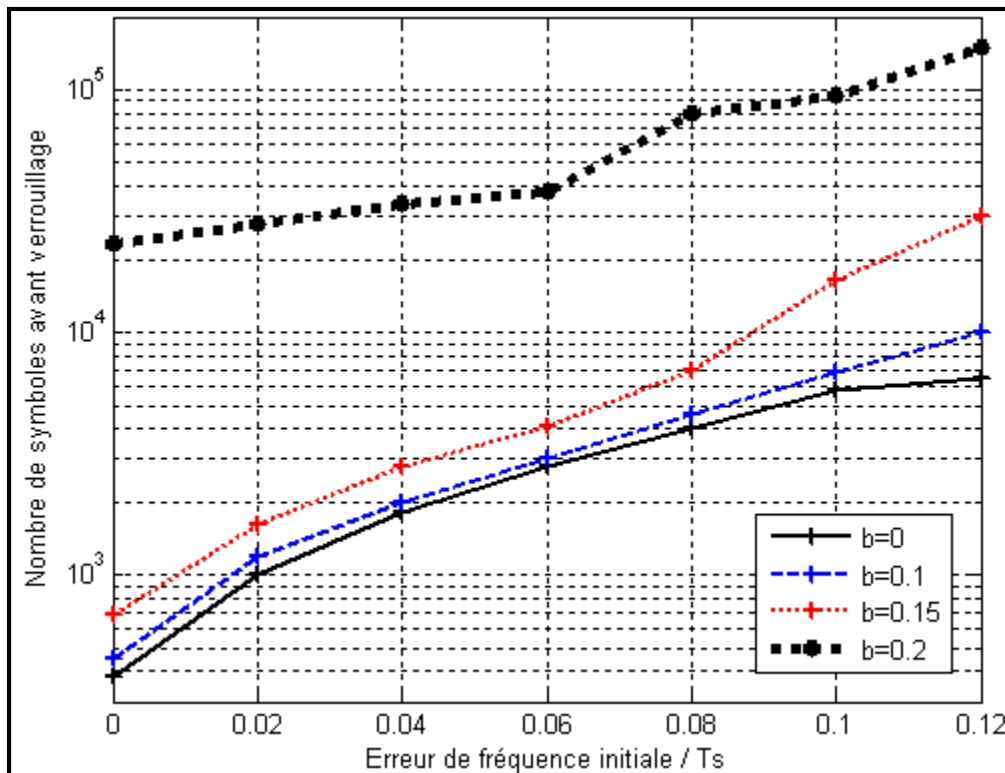


Figure 30 : Performances en 16-QAM de la CRL dans un canal de *Rummler* avec SNR=30dB et différentes valeurs de b

Au-delà d'une amplitude déterminée à $b = 0.2$, soit une atténuation de 3.5dB, l'algorithme n'a toujours pas récupéré la porteuse après 150 000 symboles, y compris pour des erreurs de fréquence inférieures à $0.01/T_s$. Même pour un nombre de symboles plus élevés (200 000),

d'autres simulations ont montré que l'algorithme ne convergeait plus et ne pouvait restituer la porteuse avec de telles amplitudes du trajet secondaire.

On observe le même phénomène de manière plus prononcée pour les simulations de la CRL en 64-QAM et 256-QAM. Avec un indice de modulation de 64, l'algorithme n'est quasiment plus capable de converger au-delà d'une amplitude de multi-trajet $b = 0.1$, même si l'erreur de fréquence est faible ($\Delta\omega/2\pi = 0.01/T_s$). Pour une modulation 256-QAM, ce seuil passe à $b = 0.02$.

En tenant compte de ces observations, on réalise le deuxième type de simulation en 16-QAM avec une amplitude du multi-trajet $b = 0.15$ et en faisant varier la position de l'atténuation maximale telle que $f_0 \in [0/T_s, 0.25/T_s, 0.5/T_s]$. Le délai est toujours fixé à $\tau = T_s$.

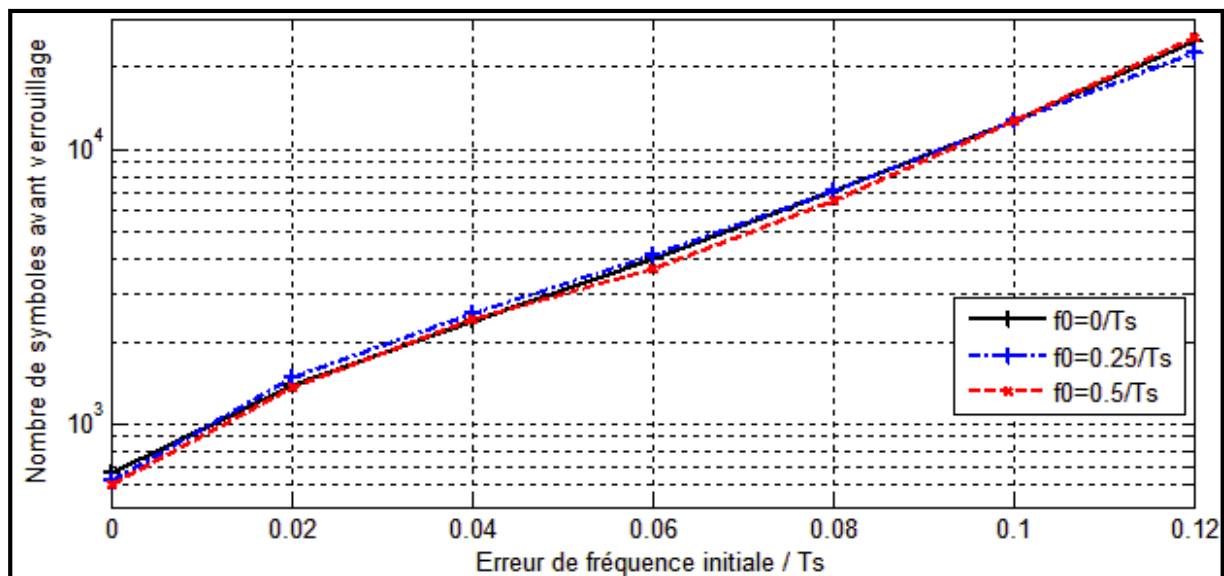


Figure 31 : Performances en 16-QAM de la CRL dans un canal de *Rummeler* avec SNR=30dB et différentes valeurs de f_0

Les résultats de simulation de la Figure 31 montrent que l'algorithme de récupération de la porteuse est peu sensible aux variations de f_0 .

La Figure 32 représente l'évolution de la fréquence du signal généré par NCO ainsi que l'erreur de phase résiduelle dans un cas où l'algorithme n'arrive pas à converger. On voit que les distorsions provoquées par le canal introduisent trop de bruit sur le signal QAM et

donc en entrée de CRL. A ce stade, l'algorithme n'est pas capable de détecter correctement et de corriger suffisamment l'erreur de fréquence.

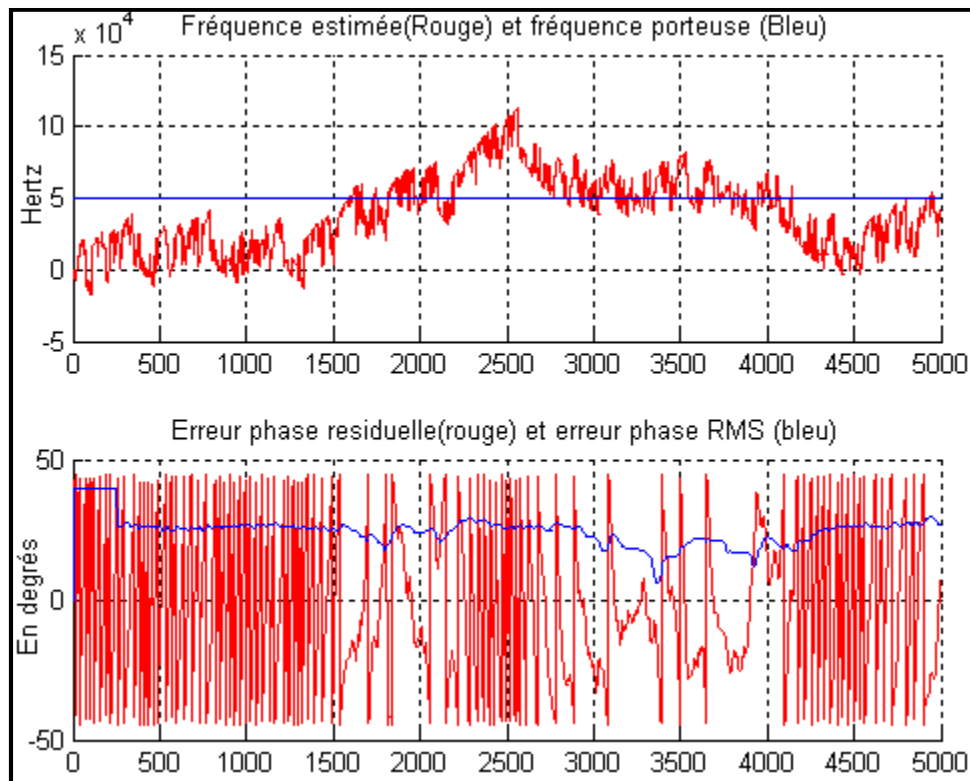


Figure 32 : Évolution des signaux de la CRL en 64-QAM pour $b = 0.1$

Comme il a été montré au chapitre 2, le détecteur PFD de la CRL ne retient que certains symboles (les plus puissants et les moins puissants) pour estimer l'erreur de fréquence. En effet, seuls les symboles proches des frontières à 45° de chaque quadrant doivent être utilisés pour verrouiller en fréquence la constellation.

Mais lorsque le multi-trajet et le bruit AWGN modifient trop sévèrement la position du symbole QAM émis, le PFD fait des erreurs et sélectionne des symboles inappropriés pour calculer l'erreur de phase instantanée (cf. Figure 33). En effet, avec la distorsion, les symboles adjacents aux symboles utiles ont leur amplitudes modifiées et peuvent sortir de la plage discriminée par le PFD ($\tau_1 < |a(n)| < \tau_2$). Ils sont alors confondus avec les symboles utiles et pris en compte dans le calcul de l'erreur de phase par rapport à l'axe des 45° . La CRL modifie ensuite la phase instantanée du NCO pour corriger l'erreur en conséquence.

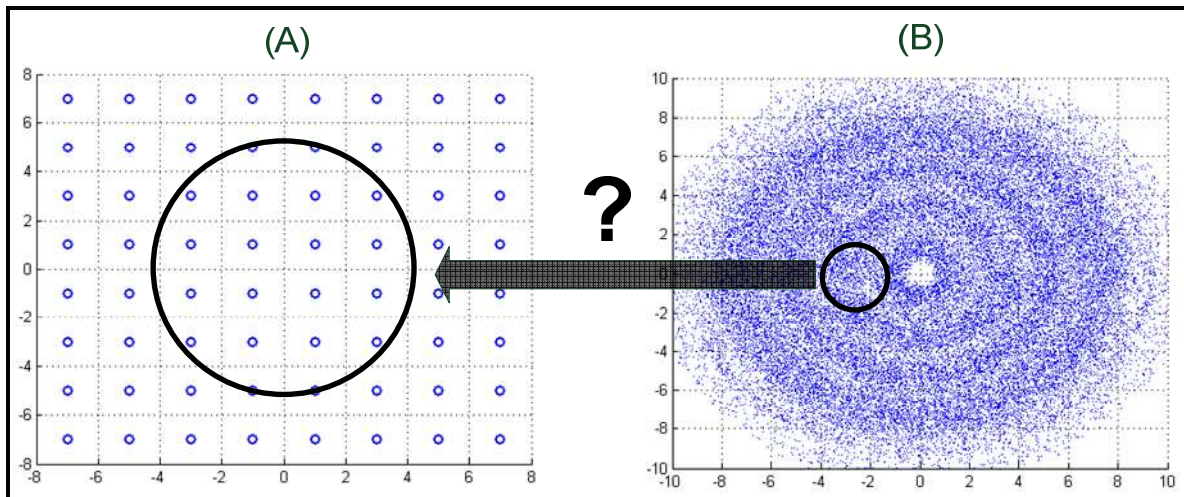


Figure 33 : Problème de synchronisation en fréquence en 64-QAM pour $b = 0.1$.
 (A) Constellation initiale, (B) Constellation en sortie du canal de *Rummler* + AWGN

D'autre part, les symboles réellement utiles au calcul de l'erreur par le PFD subissent également une distorsion importante qui dégrade la précision de la correction apportée par le NCO.

Ces deux phénomènes introduisent du bruit et donc une instabilité dans le processus de verrouillage en fréquence de la CRL. C'est ce qui explique les performances limitées de l'algorithme à récupérer la porteuse d'une modulation QAM, en particulier à haut niveau, après transmission dans un canal de *Rummler*.

3.6 Conclusion

Un des objectifs de ce mémoire est d'étudier le comportement de l'algorithme de récupération de la porteuse dans un canal avec échos.

Pour cela, ce chapitre a d'abord introduit des éléments théoriques comme la modélisation d'une liaison en multi-trajet ainsi que les différents types de dégradation et d'évanouissement affectant un canal. En particulier, on a vu que l'évanouissement à petite échelle (*Small Scale Fading*) pouvait dégrader sévèrement la qualité de la transmission en créant des interférences entre les symboles.

La deuxième partie a ensuite présenté le modèle de *Rummler* utilisé dans notre étude. En effet, ce canal constitué d'un trajet direct et d'un multi-trajet est adapté et largement utilisé pour

modéliser les liaisons micro-ondes avec des antennes fixes dans la bande des 6 GHz. Afin de comprendre l'influence du canal sur un signal modulé en QAM, les réponses en fréquence et impulsionnelle ont été analysées en fonction de différents paramètres (délai, amplitude du multi-trajet, position de l'atténuation maximale).

Enfin, l'algorithme de récupération de la porteuse a été simulé pour deux types de canaux. Pour comparaison, on a tout d'abord retrouvé les performances publiées dans [15] de la CRL dans un canal AWGN en 64 et 256-QAM. Ensuite, on a simulé et analysé le comportement de l'algorithme avec le modèle de *Rummler* pour plusieurs caractéristiques du canal. En 16-QAM, l'algorithme n'est déjà plus capable de récupérer la porteuse pour une amplitude de multi-trajet supérieure à 0.2, même pour des erreurs de fréquence faibles. En 64 et 256 QAM, une constellation affectée par des distorsions du canal et des erreurs de fréquences ne peut être synchronisée que pour de très petites amplitudes de multi-trajet.

Ainsi, les résultats de simulations ont révélé des performances très limitées de l'algorithme à récupérer la porteuse pour des modulations QAM hauts niveaux dans un canal avec échos. De plus, nous verrons dans le chapitre suivant que dans la littérature, l'amplitude de multi-trajet est généralement fixée à des valeurs bien supérieures aux seuils limites qui ont été observés dans nos simulations. Une amélioration doit donc être apportée à la CRL pour lui permettre de corriger des erreurs de fréquence importantes dans un canal présentant une amplitude plus élevée de multi-trajet. La recherche de solution nous a mené vers l'égalisation qui permet de corriger les distorsions introduites par le canal. Cet aspect est présenté dans le chapitre suivant.

CHAPITRE 4

ÉGALISATION DU CANAL ET RECUPÉRATION DE LA PORTEUSE

4.1 Introduction

L'opération de récupération de la porteuse avec l'algorithme étudié ne peut pas être réalisée avec des performances acceptables lorsque le signal QAM est transmis à travers un canal avec des échos d'amplitudes importantes. En effet, les dégradations introduites par le canal doivent être compensées pour que la CRL puisse extraire la porteuse à partir d'un signal présentant moins de distorsions. Les techniques qui permettent de lutter contre les interférences entre symboles sont appelées égalisation.

Dans la première partie du chapitre sont présentées quelques notions théoriques sur l'égalisation, telles que le principe général, les méthodes et les structures utilisées ainsi que l'égalisation adaptative. Ensuite, on s'intéresse aux techniques d'égalisation adaptative qui permettent de fonctionner dans le cadre d'un démarrage à l'aveugle, c'est-à-dire sans séquence d'apprentissage de l'égaliseur. A ce stade, le récepteur n'est pas synchronisé avec la porteuse de l'émetteur : un algorithme spécifique d'adaptation des coefficients de l'égaliseur qui est capable de fonctionner dans ces conditions sera alors présenté. Enfin, nous verrons que pour être efficace, l'égaliseur doit pouvoir collaborer avec la boucle de récupération de la porteuse dans un mode de fonctionnement dit conjoint. Le principe général de fonctionnement conjoint sera expliqué et parmi les articles qui ont été analysés, certains seront sélectionnés pour l'élaboration d'une solution. On présentera pour terminer un exemple de système conjoint et les résultats obtenus par les auteurs.

4.2 Notions théoriques sur l'égalisation

4.2.1 Principe de l'égalisation

Comme expliqué au chapitre précédent, les canaux de communication peuvent être caractérisés par des filtres linéaires à bande passante W limitée avec une réponse en fréquence telle que :

$$H_c(f) = |H_c(f)| e^{j\theta_c(f)} \quad (4.1)$$

Où $|H_c(f)|$ et $\theta_c(f)$ correspondent respectivement à la réponse en amplitude et en phase du canal. Considérons dans un premier temps que le canal est idéal : $|H_c(f)|$ est constante et $\theta_c(f)$ est linéaire en fonction de la fréquence, c'est-à-dire que les délais sont constants pour toutes les composantes spectrales [25, 27]. Pour que les symboles soient transmis sans interférences, il faut que la fonction de transfert globale de la chaîne de transmission respecte le premier critère de *Nyquist* [27], soit :

$$h(n \cdot T_s) = \begin{cases} 1 & \text{si } n = 0 \\ 0 & \text{si } n \neq 0 \end{cases} \quad (4.2)$$

Ou sur le plan fréquentiel[2] :

$$\sum_n H\left(f - \frac{n}{T_s}\right) = T_s \quad (4.3)$$

De plus, la bande passante du canal étant limitée, il est nécessaire de réduire la largeur de bande du signal à transmettre. On utilise donc un filtre spécifique qui permet d'adapter le signal au canal en vérifiant la 1^{ère} condition de *Nyquist* énoncée en (4.2)[1]. Une forme de filtre particulièrement utilisée est celle avec une réponse en cosinus surélevée (RCF²¹)[25]. En pratique, ce filtre est réparti entre l'émetteur (filtre de transmission) et le récepteur (filtre de réception) et chacun à une réponse en racine de cosinus surélevée. Pour plus d'informations sur ce sujet, on pourra se référer à [1, 4-5].

Dans le cas d'un canal idéal, si l'impulsion reçue vérifie ce premier critère de *Nyquist* et que le récepteur est parfaitement synchronisé avec l'émetteur, il suffit de comparer les amplitudes du signal à des seuils pour restituer les symboles transmis[27].

²¹ *Raised Cosine Filter*

Par contre, si l'amplitude du canal n'est pas constante et que sa phase est non linéaire, on retrouve des distorsions en amplitude et de phase. Dans les canaux à évanouissements comme celui de *Rummler*, on retrouve généralement ces deux phénomènes de distorsion[25]. Les impulsions émises sont alors étalées par le canal et se chevauchent à la réception ce qui conduit à des interférences entre symboles. En plus des évanouissements, le bruit et la bande limitée du canal conduisent à des erreurs d'interprétations sur les symboles au niveau du récepteur et dégradent la qualité de la transmission[27].

Le phénomène d'évanouissements multi-trajets constitue la principale limitation pour transmettre de façon fiable des données à grande vitesse dans des canaux à bande passante limitée[25]. Il faut donc mettre en place un système dans la chaîne de réception pour diminuer ces distorsions et limiter les IES : c'est le rôle de l'égaliseur[28]. D'une manière générale, l'égalisation se réfère aux techniques de traitement du signal ou de filtrage qui permettent d'éliminer ou de réduire les IES[25].

La Figure 34 représente la fonction de transfert globale de la chaîne de transmission.

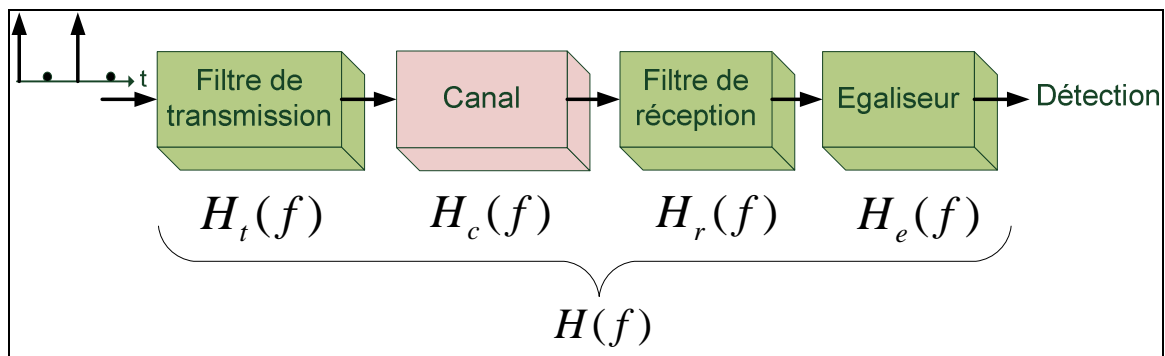


Figure 34 : Modèle d'une chaîne de transmission en bande de base, d'après [2].

D'après(4.3), il faut que :

$$\sum_n H_t\left(f - \frac{n}{T_s}\right) \cdot H_c\left(f - \frac{n}{T_s}\right) \cdot H_r\left(f - \frac{n}{T_s}\right) \cdot H_e\left(f - \frac{n}{T_s}\right) = T_s \quad (4.4)$$

Si $H_c(f) \cdot H_e(f) = 1$, les fonctions de transfert du filtre de transmission $H_t(f)$ et de réception $H_r(f)$ permettent de satisfaire le 1^{er} critère de *Nyquist* dans (4.4) et donc de transmettre les symboles sans interférence.

L'égaliseur idéal doit donc avoir une fonction de transfert inverse à celle du canal[27], c'est-à-dire :

$$H_e(f) = \frac{1}{H_c(f)} = \frac{1}{|H_c(f)|} e^{-j\theta_c(f)} \quad (4.5)$$

En transmission numérique, il existe plusieurs techniques et différentes structures pour réaliser des égaliseurs. De plus, quand le canal est inconnu ou que ses caractéristiques varient dans le temps, l'égaliseur doit adapter sa fonction de transfert pour essayer de satisfaire l'équation (4.5) et diminuer au maximum les distorsions. On parle dans ce cas d'égalisation adaptative[28]. Ces aspects vont être maintenant présentés.

4.2.2 Méthodes d'égalisation

L'égalisation est réalisée avec des méthodes qui peuvent être regroupées en deux grandes catégories [25].

Tout d'abord, les solutions basées sur le critère de détection de la séquence à maximum de vraisemblance (MLSE²²). Dans ce cas, l'égaliseur réalise des mesures de la réponse impulsionnelle et fournit une moyenne pour ajuster le récepteur à l'environnement de transmission. L'objectif étant de permettre au détecteur de faire les bonnes estimations sur les séquences d'impulsions distordues par le canal[25]. Un exemple de cette méthode est l'égaliseur de *Viterbi*. C'est la solution optimale par rapport aux probabilités d'erreur de transmission[1]. Par contre, dans un canal avec IES, un tel égaliseur demande des ressources en puissance de calcul qui augmentent exponentiellement avec la longueur de la dispersion temporelle[1]. Ce type d'égaliseur ne fait pas partie de l'étude de ce mémoire et si besoin, on pourra se référer à la littérature [1, 4, 6].

L'autre solution qui est la plus répandue consiste à réaliser l'égalisation par filtrage [25]. Dans ce cas, le détecteur du récepteur reçoit une suite de symboles qui ont été modifiés par l'égaliseur afin de corriger et d'éliminer les IES. La complexité en puissance de calcul de ce type de solutions augmente de manière linéaire avec la dispersion du canal[1]. Elles sont donc avantageuses par rapport aux méthodes MLSE. Cette technique peut aussi être divisée en

²² *Maximu Likelihood Sequence Estimation*

plusieurs catégories, en particulier en fonction de la structure et du mécanisme de mise à jour des coefficients de l'égaliseur.

4.2.3 Structures d'égaliseurs

On trouve deux types de structure d'égaliseur dit linéaire ou non-linéaire. Les systèmes d'égalisation linéaire ont une chaîne directe constituée d'un filtre avant (FFE²³). Les systèmes non-linéaires comportent également ce filtre, mais contiennent en plus une chaîne de rétroaction composée d'un détecteur de symbole et d'un filtre de retour (FBE²⁴). Aussi, les égaliseurs non-linéaires sont appelés égaliseurs à retour de décision (DFE²⁵).

4.2.3.1 Égaliseurs linéaires

Les égaliseurs linéaires ont la plupart du temps une structure représentée Figure 35 avec un filtre transversal à réponse impulsionnelle finie (RIF)[1]. On retrouve en entrée une séquence de symboles $\{u(n)\}$ retardés d'une période T et en sortie, une séquence de symboles estimés $\{y_{equ}(n)\}$. Dans ce type d'égaliseur, les valeurs courantes et antérieures du signal reçu sont pondérées linéairement avec les coefficients de l'égaliseur $\{w_j\}$ et sommés pour générer la sortie [25].

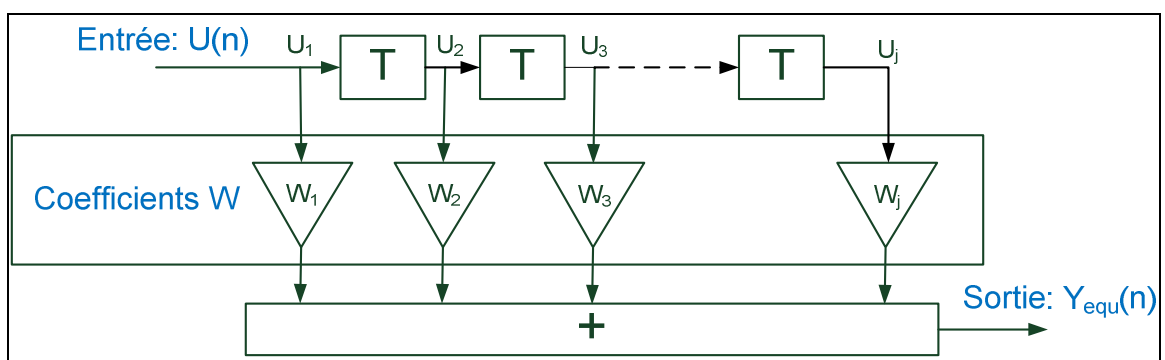


Figure 35 : Structure transversale d'un égaliseur linéaire (LTE²⁶)

²³ Feed Forward Equalizer

²⁴ Feed Back Equalizer

²⁵ Decision Feedback Equalizer

²⁶ Linear Transversal Equalizer

L'estimation du $n^{\text{ième}}$ symbole est donnée par[1] :

$$y_{equ}(n) = \sum_{j=-k_1}^{k_1} u(n-j) \cdot w_j \quad (4.6)$$

L'ordre N_{FFE} de l'égaliseur est tel que $N_{FFE} = 2k_1 + 1$. La contribution principale du filtre vient du coefficient central w_0 . Les autres coefficients de w_{-k_1} à w_{-1} et de w_1 à w_{k_1} représente respectivement la partie anti-causale et causale. Ils permettent de combattre les IES passées et à venir[29]. Comme le nombre de coefficients du filtre n'est pas infini, on construit une réponse en fréquence qui approche l'inverse de celle du canal[25].

Remarque :

Pour ce type de filtre, les coefficients peuvent être espacés d'une durée entière (SSE²⁷) ou fractionnaire (FSE²⁸) de la période symbole T_s . En effet, le fait d'échantillonner l'entrée de l'égaliseur à une vitesse de $1/T_s$ peut provoquer un repliement si la bande passante du signal n'est pas limitée précisément à $1/T_s$ Hz. Dans le cas où ces alias présentent des atténuations importantes, il est avantageux d'avoir une vitesse de mise à jour des coefficients supérieure au taux symbole et d'utiliser les égaliseurs FSE[25]. Néanmoins pour ce mémoire, nous utiliserons dans un premier temps un égaliseur espacé à la durée symbole.

En sortie de l'égaliseur, le symbole estimé $y_{equ}(n)$ est ensuite quantifié par rapport à la distance la plus proche du symbole idéal dans la constellation pour donner le symbole décidé $\hat{y}_{equ}(n)$. La technique utilisée est la même que pour le *slicer* de la CRL présenté au chapitre 2. Si ce symbole est différent du symbole émis, alors une erreur a été faite.

Malgré une structure simple à implémenter, les égaliseurs linéaires ne sont pas adéquats pour compenser les IES dans un canal qui présente des atténuations importantes dans la bande passante[25]. Les égaliseurs à retour de décision sont une des solutions pour répondre efficacement à ce problème.

²⁷ *Symbole Space Equalizer*

²⁸ *Fractionnary Spaced Equalizer*

4.2.3.2 Égaliseurs non-linéaires

L'égaliseur à retour de décision (DFE) utilise la détection du symbole estimé précédent pour éliminer l'IES du symbole courant[1]. Il est réalisé à base de deux filtres comme représenté sur la Figure 36.

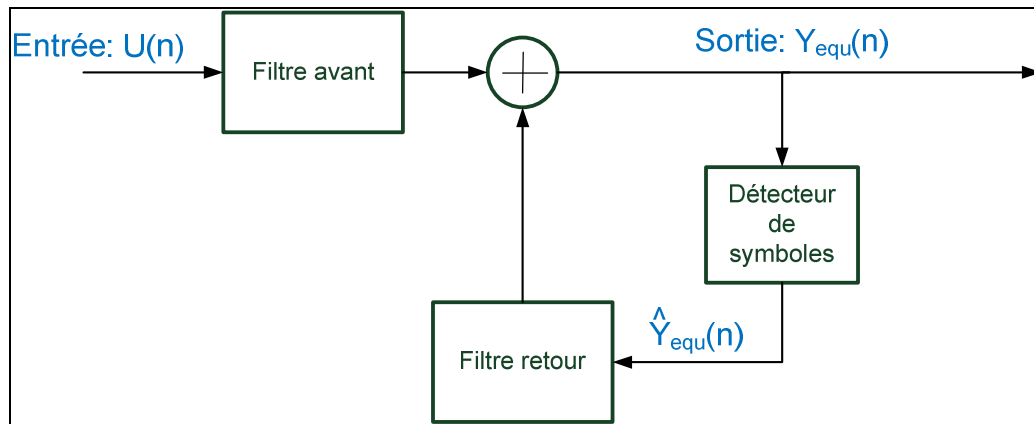


Figure 36 : Structure d'un égaliseur à retour de décision (DFE²⁹)

Les deux filtres fonctionnent chacun de la même manière que l'égaliseur linéaire qui vient d'être présenté. L'entrée du filtre avant est la séquence du signal reçu $\{u(n)\}$. Par contre, l'entrée du filtre de retour est la séquence de symboles décidés $\{\hat{y}_{equ}(n)\}$ à partir des symboles estimés précédents $y_{equ}(n-1)$ [1]. La sortie globale de l'égaliseur $y_{equ}(n)$ est donnée par :

$$y_{equ}(n) = \sum_{j=-k_1}^{k_1} u(n-j) \cdot w_j(n) + \sum_{j=1}^{k_2} \hat{y}_{equ}(n-1) \cdot w_j \quad (4.7)$$

Où k_2 correspond à l'ordre N_{FBE} du filtre de retour. L'effet non linéaire du DFE vient des caractéristiques non linéaires du bloc de décision qui alimente le filtre de retour[25]. Le principe de l'égaliseur à retour de décision est le suivant. Si les valeurs des symboles détectées précédemment sont connues et qu'elles sont correctes, l'IES apportée aux symboles courants peut être annulée avec précision à la sortie du filtre avant en soustrayant avec un coefficient adéquat les symboles précédents[25].

²⁹ Linear Transversal Equalizer

Quand on utilise un égaliseur linéaire, la sortie du filtre contient les contributions du bruit du canal pour chaque échantillon[25]. Par contre, les égaliseurs DFE présentent l'avantage d'avoir un filtre de retour alimenté par les symboles décidés et qui fonctionne ainsi avec des niveaux de bruit moins élevés. Les performances de ces égaliseurs sont donc supérieures aux filtres linéaires qui ont été présentés.

Il a été montré au chapitre 1 et 2 que plus des indices de modulations étaient élevés, plus la restitution des symboles QAM était complexe à la réception et sensible aux bruits. De plus, le canal de *Rummler* dans lequel sont transmis les symboles peut présenter des atténuations importantes dans la bande passante. Ces raisons vont motiver l'utilisation d'une structure à retour de décision en tant qu'égaliseur comme nous allons le voir.

4.2.4 Égalisation adaptative

Jusqu'à maintenant, les coefficients de l'égaliseur étaient considérés comme déjà connus et optimaux. C'est le cas par exemple pour les canaux dont la réponse en fréquence est connue et ne varie pas dans le temps. On peut alors ajuster les coefficients des filtres une fois pour toute et l'égalisation est dite figée (*Preset*) [25].

Par contre, quand le canal varie dans le temps ou que la réponse impulsionnelle du canal est inconnue, il est nécessaire de déterminer les coefficients des filtres de l'égaliseur : on parle alors d'égalisation adaptative. Lorsque les coefficients sont calculés à partir de l'estimation des symboles réalisée par l'égaliseur, on peut parler d'adaptation basée sur la décision (*Decision Directed*). C'est une méthode répandue mais performante que si la probabilité d'erreur sur les symboles décidés est faible[25]. Dans le cas contraire, l'égaliseur peut ne pas converger. On reviendra sur cette méthode en 4.3.1.

Pour contourner ce problème, on initialise souvent l'égaliseur avec d'autres procédés. Une solution possible consiste à envoyer une séquence d'apprentissage pour permettre à l'égaliseur d'estimer la réponse impulsionnelle du canal et de déterminer les coefficients des filtres en conséquence. Malgré sa simplicité apparente, cette solution peut perturber les autres transmissions dans certaines configurations de liaison multipoints[1]. Aussi, en pratique, on

utilise la plupart du temps des algorithmes spécifiques d'adaptation des coefficients. On parle dans ce cas d'égalisation à l'aveugle (*Blind equalization*).

De nombreuses recherches ont été réalisées afin de déterminer des méthodes performantes pour calculer ces coefficients. Un grand nombre de ces techniques s'appuie sur le critère de l'erreur quadratique moyenne ou EQM (MSE^{30})[1]. Basé sur une méthode statistique plutôt que sur les décisions prises[1], ce critère ajuste les coefficients $\{w_j\}$ de l'égaliseur afin de minimiser la moyenne quadratique de l'erreur $\mathcal{E}(n)$ qui est donnée par:

$$\mathcal{E}(n) = m(n) - y_{equ}(n) \quad (4.8)$$

Où $m(n)$ est le $n^{i\text{ème}}$ symbole transmis et $y_{equ}(n)$ est la sortie de l'égaliseur. Quand les symboles transmis sont complexes comme dans cette étude, l'index de performance J pour le critère du MSE est défini par[1] :

$$J = E|\mathcal{E}(n)|^2 = E|m(n) - y_{equ}(n)|^2 \quad (4.9)$$

Aussi, en égalisation adaptative, on choisit un algorithme de calcul des coefficients des filtres qui permet de minimiser cet index de performance basé sur l'EQM, également appelé fonction de coût ou fonction objectif[29]. Les parties suivantes traitent de la sélection d'un tel algorithme et de son utilisation pour égaliser un canal tout en effectuant l'opération de récupération de la porteuse.

4.3 Égalisation adaptative avec erreur de synchronisation de la porteuse

Avec une égalisation à l'aveugle, un filtre adaptatif est utilisé pour reconstruire de manière la plus précise possible l'entrée du canal et annuler les effets négatifs qu'il introduit, en particulier les IES et le bruit. Dans notre étude, l'objectif est d'utiliser un algorithme d'adaptations des coefficients qui permet l'égalisation d'un canal avant ou pendant l'opération de récupération de la porteuse. Comme il sera expliqué dans la partie 4.3.2, les recherches bibliographiques ont révélé que l'algorithme à module constant (CMA) était adapté à cette situation et largement utilisé en pratique. Mais afin d'en comprendre le principe de

³⁰ Mean Squared Error

fonctionnement, on présente rapidement l'algorithme du gradient stochastique (LMS³¹) qui sera également utilisé dans la solution finale présentée au chapitre 5.

4.3.1 Algorithme LMS

Si on considère $u(n)$ comme étant la sortie du canal, l'équation (4.6) permet d'exprimer la sortie $y_{equ}(n)$ de l'égaliseur telle que:

$$y_{equ}(n) = \sum_{j=-k_1}^{k_1} u(n-j) \cdot w_j = w \otimes u = w^H(n) \cdot u(n) \quad (4.10)$$

Où \otimes est l'opérateur de convolution et w^H est la transposée conjuguée de w . D'après(4.8), l'erreur commise par l'égaliseur à restituer le symbole émis est donnée par $\mathcal{E}(n) = m(n) - y_{equ}(n)$. L'équation qui permet d'adapter les coefficients du filtre pour diminuer la fonction de coût est donnée par [1]:

$$w(n+1) = w(n) + \mu \cdot \mathcal{E}(n) \cdot u^*(n) \quad (4.11)$$

Le pas μ permet d'adapter la vitesse et la précision de la convergence de l'algorithme. En pratique, on ne peut évidemment pas utiliser les symboles $m(n)$ à l'entrée du canal pour déterminer l'erreur car ils sont inconnus. On doit donc faire une estimation du symbole désiré $g(n)$ et l'erreur calculée est alors :

$$\mathcal{E}(n) = g(n) - y_{equ}(n) \quad (4.12)$$

Avec un algorithme d'adaptation des coefficients en LMS, l'estimation du symbole $g(n)$ est faite à partir d'un détecteur de symbole dont le fonctionnement est le même que dans un égaliseur DFE ou dans la CRL. Dans ce cas, l'erreur est donnée par :

$$\mathcal{E}(n) = \hat{y}_{equ}(n) - y_{equ}(n) \quad (4.13)$$

L'algorithme LMS est un algorithme d'adaptation largement utilisé à cause de sa simplicité. Par contre, il ne peut pas être utilisé dans le cas d'un démarrage à l'aveugle, particulièrement si la synchronisation du récepteur et de l'émetteur n'est pas réalisé [1, 9]. Il n'est donc pas directement exploité comme solution dans notre étude.

³¹ Least Mean Square

4.3.2 Algorithme CMA

Il a été montré au chapitre 3 que l'algorithme de récupération de la porteuse n'a pas de bonnes performances quand le canal présente des échos et introduit des IES. De plus, on vient de voir que la mise en place d'un égaliseur au niveau du récepteur permet de lutter contre ces distorsions. Après égalisation, l'opération de synchronisation peut donc se faire dans des conditions plus favorables. Aussi, les contraintes du système final sont les suivantes :

- L'objectif de la solution recherchée est de pouvoir égaliser un canal et récupérer la porteuse à l'aveugle. Cela veut dire qu'aucune séquence d'apprentissage n'est envoyée à l'égaliseur et à la CRL. Le récepteur ne connaît donc pas les caractéristiques du canal et au démarrage du système, les coefficients des filtres doivent être adaptés par un algorithme.
- Dans ces conditions, l'algorithme d'adaptation des coefficients de l'égaliseur doit pouvoir fonctionner avant que la synchronisation de la porteuse ne soit réalisée. Il doit donc être indépendant des erreurs de fréquence et de phase sur les symboles reçus.
- Enfin, on souhaite synchroniser la porteuse de constellation 64 et 256-QAM. L'égaliseur et l'algorithme d'adaptation doivent ainsi pouvoir fonctionner avec des modulations hauts niveaux.

L'analyse de la littérature sur ce sujet a montré que l'algorithme CMA était l'un des plus approprié dans notre cas car il répond à ces trois contraintes [4, 9, 13-14, 29-33].

Le principe de cet algorithme adaptatif est de forcer la sortie de l'égaliseur à avoir un module constant. La fonction de coût de cet algorithme est basée uniquement sur l'amplitude de la sortie de l'égaliseur et reste indépendante de la phase et la fréquence de la porteuse[14]. Elle est donnée telle que[32] :

$$J_{cma} = E \left[\left(|y_{equ}(n)|^2 - R_{cma}^2 \right)^2 \right] \quad (4.14)$$

Où R_{cma} est une constante qui assure la convergence de l'algorithme telle que :

$$R_p = \frac{E \left[|m(n)|^4 \right]}{E \left[|m(n)|^2 \right]} \quad (4.15)$$

L'estimation $g(n)$ du symbole désiré est donnée par [32]:

$$g(n) = y(n) \cdot (1 + R_{cma} - |y(n)|^2) \quad (4.16)$$

Et l'erreur d'après (4.12) est :

$$\varepsilon(n) = g(n) - y_{equ}(n) = y_{equ}(n) \cdot (R_{cma} - |y_{equ}(n)|^2) \quad (4.17)$$

Initialement conçu et destiné à l'égalisation de modulation à amplitude fixe comme la QPSK, plusieurs auteurs ont montré que le CMA fonctionnait aussi et était performant avec des modulations de type QAM. C'est ce qui a confirmé notre choix dans la sélection de cet algorithme.

4.3.3 Égalisation CMA d'un canal de Rummler

Cette partie présente quelques résultats de simulations de l'égalisation du canal de *Rummler* avec un algorithme adaptatif des coefficients en CMA. On choisit un égaliseur avec une structure à retour de décision justifié par les avantages abordés en 4.2.3.2. Le modèle de simulation est celui donné

Figure 37.

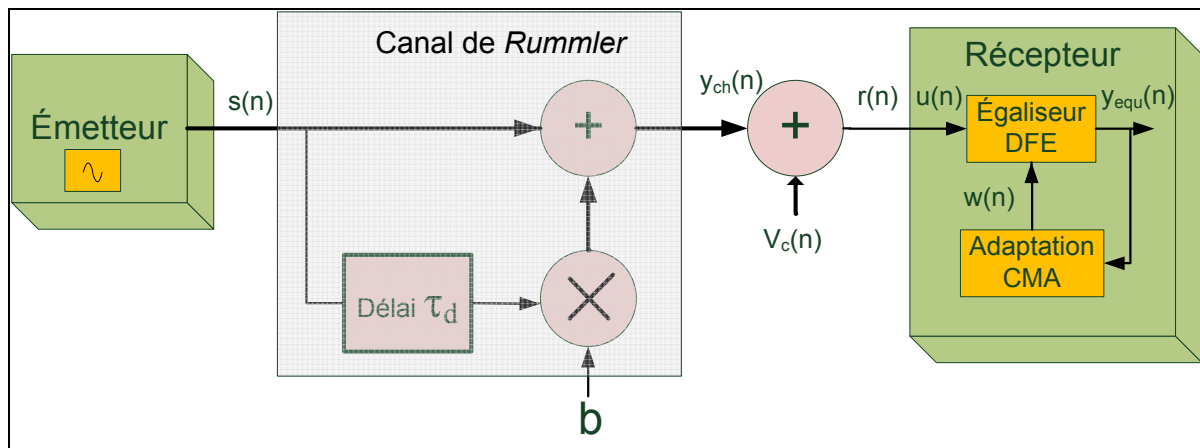


Figure 37 : Modèle de simulation de l'égalisation CMA avec un canal de *Rummler*

Les conditions de simulations pour le canal sont les suivantes : le délai du multi-trajet est fixée à 1 symbole soit $\tau_d = T_s$ et son amplitude $b = 0.25$. La position de l'atténuation maximale f_0 est conservée à 0 et le bruit ajouté en sortie est tel que $SNR = 30dB$.

Les ordres des filtres avant N_{FFE} et arrière N_{FBE} ont été déterminés après simulations et sélectionnés en fonction de la valeur minimale de la fonction objectif(4.14). Les valeurs

obtenues sont confirmées par les références [8, 10] dont les conditions de simulations sont similaires du point de vue indice de modulation, délai et structure de l'égaliseur. Ainsi, l'ordre pour le filtre avant sera fixé tel que $N_{FFE} = 8$. Pour le filtre arrière, on prendra dans un premier temps $N_{FBE} = 2$. Ces valeurs pourront évoluer en fonction du délai du multi-trajet comme précisé dans [34-35].

La valeur optimale du pas d'adaptation μ de l'algorithme a également été déterminée par simulation après avoir défini les ordres des filtres. Sa valeur dépend de l'indice de modulation et les résultats trouvés sont cohérents avec ceux des références [4, 29, 31, 36]. Le tableau ci-dessous donne les valeurs du pas et de la constante R_{cma} d'après (4.15) en fonction de l'indice de modulation QAM.

Indice M	Valeur du pas μ	Constante R_{cma}
16	$17 \cdot 10^{-6}$	13.2
64	$17 \cdot 10^{-7}$	58
256	$17 \cdot 10^{-8}$	237.2

Tableau 3 : Valeurs du pas et de la constante du CMA en fonction de l'indice de modulation

Les simulations sont réalisées dans un premier temps pour un indice de modulation 16-QAM. On voit sur la Figure 38 que l'égaliseur est capable de réduire les distorsions introduites par un multi-trajet important. Selon la précision de la convergence de l'égaliseur, les symboles estimés seront distribués en étant plus ou moins proche des points de la constellation de départ(A). Comme expliqué dans la partie 4.3.2, on voit en (B) que l'égalisation est possible même en présence d'une erreur de fréquence. La constellation obtenue peut être alors traitée par la CRL pour récupérer la porteuse.

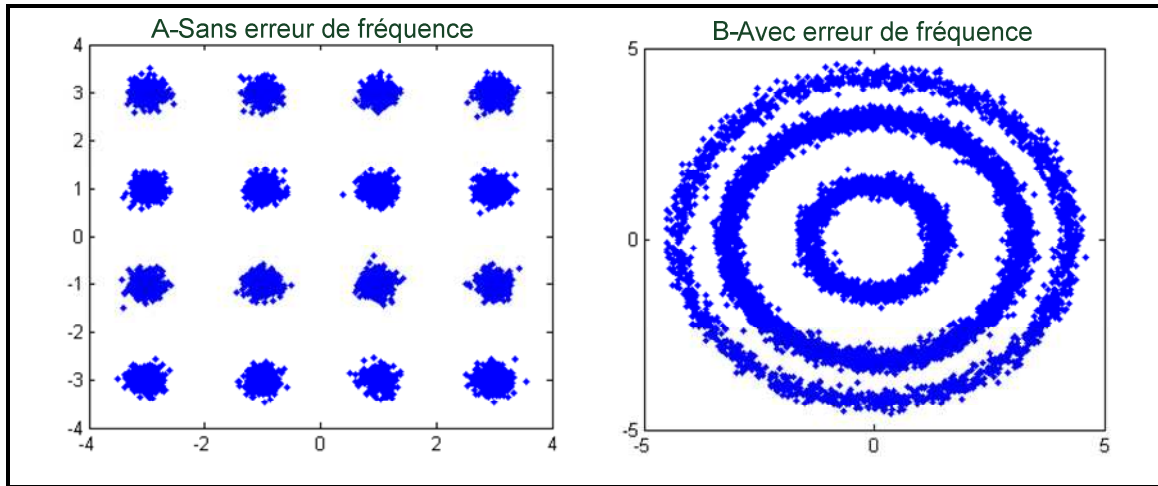


Figure 38 : Égalisation CMA 16-QAM de 5000 symboles sans (A) et avec (B) erreur de fréquence. (Affichage des symboles de 1000 à 5000)

Par contre si l'indice de modulation est augmenté pour passer à 64-QAM, on observe les résultats représentés Figure 39. Sans erreur de fréquence, le signal en sortie du canal peut être égalisé et malgré un bruit important, les symboles estimés sont encore distribués à proximité de la constellation idéale de 64 symboles. Par contre, en présence d'une erreur de fréquence, la constellation en sortie de l'égaliseur est trop bruitée pour permettre de bonnes performances de l'algorithme de récupération de la porteuse. Ce phénomène est exacerbé en 256-QAM.

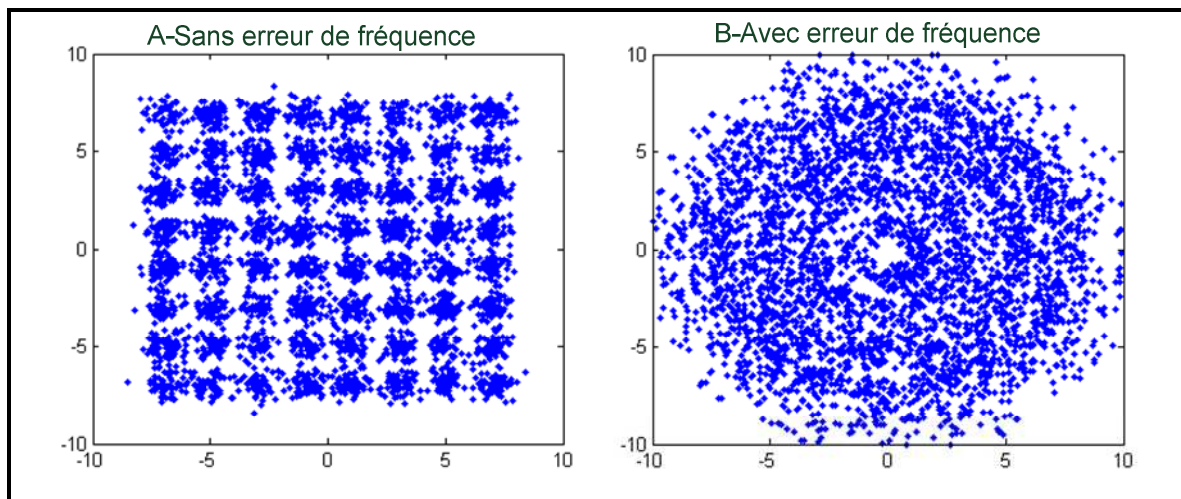


Figure 39 : Égalisation CMA en 64-QAM de 5000 symboles sans (A) et avec (B) erreur de fréquence. (Affichage des symboles de 1000 à 5000)

On montre Figure 40 les résultats des simulations réalisées en 256-QAM en ajoutant l'algorithme de récupération de la porteuse après la structure DFE. Les paramètres de simulations restent inchangés pour l'égaliseur et le canal. L'algorithme de récupération de la porteuse est démarré après un certain niveau d'égalisation CMA, déterminé par la valeur de

l'EQM de la fonction objectif d'adaptation (Cf. Chapitre 5). Ces simulations ont démontré des performances encore très faibles en vitesse d'acquisition, d'autant plus que pour des erreurs de fréquence élevées ($\Delta\omega \geq [0.06/T_s]$), l'algorithme n'a toujours pas convergé après 40 000 symboles dans au moins 50% des cas.

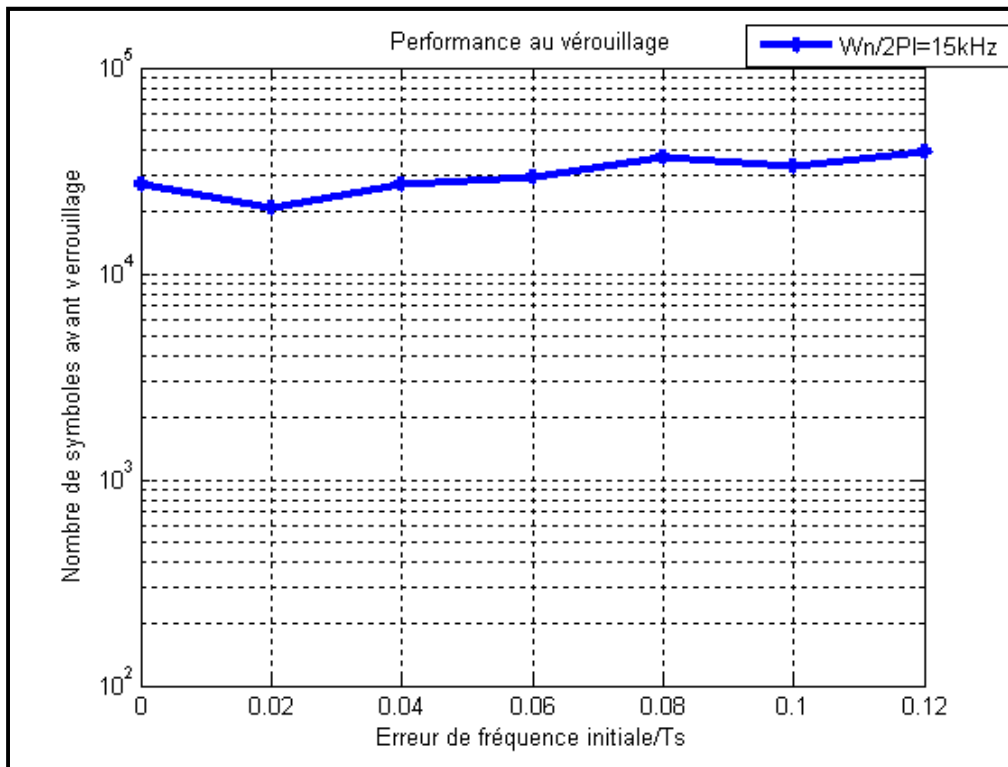


Figure 40 : Performance de la CRL placée après l'égaliseur CMA en 256-QAM. Moyenne de 10 simulations par erreur de fréquence. Arrêt de la simulation après 40 000 symboles.

Ainsi, bien que l'égaliseur CMA apporte certaines améliorations pour utiliser la CRL dans un canal de *Rummler*, cette solution n'est pas satisfaisante pour récupérer la porteuse de modulations QAM haut niveau lors d'erreurs de fréquence et d'amplitude de multi-trajet élevées. En effet, l'algorithme adaptatif CMA présente l'inconvénient d'avoir une faible précision pour estimer la fonction de transfert inverse du canal de transmission [9, 19]. Dans ces conditions de fonctionnement, en 256 QAM, les distorsions ne peuvent pas être suffisamment atténuées et empêchent la convergence de la boucle de récupération comme expliqué au chapitre 3.

4.4 Égalisation et récupération de la porteuse conjointe

Quand la CRL est placée directement après l'égaliseur, ce dernier permet de réduire les distorsions du canal sur le signal QAM et la boucle de récupération de la porteuse peut converger dans certaines conditions. Mais en modulation haut niveau et quand l'amplitude du multi-trajet et les erreurs de fréquence deviennent importantes, un fonctionnement série CRL-égaliseur n'est plus suffisant. De nombreuses solutions ont été proposées dans la littérature et beaucoup consistent à faire fonctionner l'algorithme de récupération de la porteuse et l'égaliseur adaptatif de manière conjointe (*Joint carrier recovery and equalization*). Le principe général de fonctionnement va être exposé et ensuite, on présentera comme exemple un système en particulier dont est inspirée la solution proposée dans ce mémoire.

4.4.1 Principe du fonctionnement conjoint

Dans le schéma de fonctionnement adopté jusqu'à présent, l'algorithme de récupération de la porteuse bénéficie d'un signal égalisé par l'égaliseur CMA. L'objectif du fonctionnement conjoint est de faire profiter également l'égaliseur des corrections de fréquence et de phase apportées par la CRL.

D'un côté, l'égaliseur lors d'un démarrage à l'aveugle peut utiliser des algorithmes d'adaptation des coefficients spécifiques comme le CMA pour s'initialiser. Par contre, ce dernier a des performances limitées pour compenser les distorsions du canal et généralement, on cherche à basculer ensuite sur un algorithme basé sur la décision (LMS) pour éliminer plus précisément les IES. Il a été montré que le CMA n'est pas sensible aux erreurs de fréquence ou de phase mais l'utilisation du LMS n'est efficace que si la porteuse est synchronisée.

D'un autre côté, la boucle de récupération de la porteuse a besoin d'un signal qui présente peu de distorsion. Dans le cas contraire, le détecteur PFD fait trop d'erreurs dans l'estimation de l'erreur de phase ce qui empêche la CRL de se verrouiller en fréquence. Il faut donc que la boucle de récupération de la porteuse puisse bénéficier d'un signal égalisé.

On voit donc que les performances de chaque algorithme, l'égaliseur et la récupération de la porteuse, dépendent également de celles de l'autre. Le principe de l'égalisation et la récupération de la porteuse conjointe exploite cette caractéristique. Ainsi, comme dans le

fonctionnement série, la CRL bénéficie du signal qui a été égalisé. Mais en plus, l'égaliseur peut tirer parti des corrections de fréquence et de phase apportées par la CRL sur le signal qu'il doit traiter.

Dans la littérature, on retrouve plusieurs solutions qui proposent un fonctionnement conjoint. Leurs architectures ont en commun l'utilisation d'une boucle de récupération de la porteuse plus ou moins évoluée associée avec un égaliseur, la plupart du temps à structure DFE. Un exemple typique d'architecture est représenté sur la Figure 41.

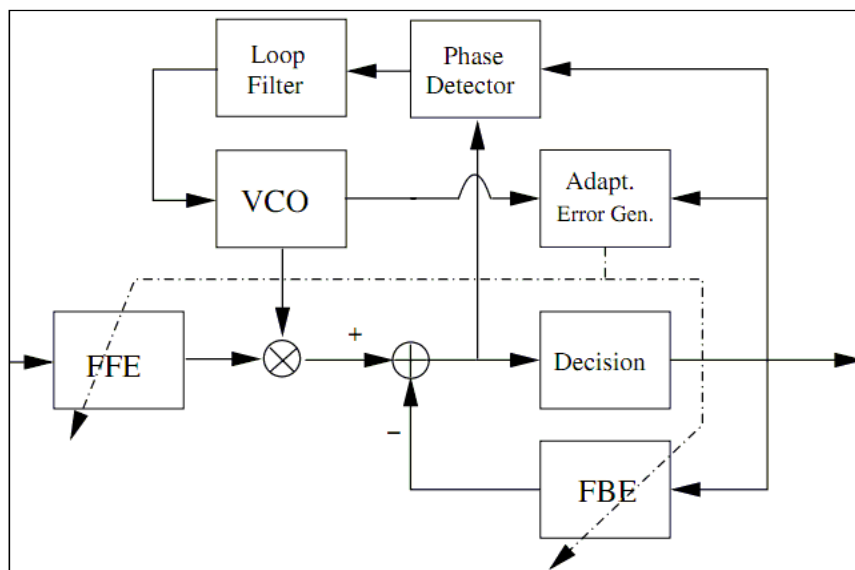


Figure 41 : Architecture du système conjoint égalisation-récupération de la porteuse [36] : En bas, structure DFE avec filtre avant, filtre arrière et bloc de décision. En haut, boucle de récupération de la porteuse avec détecteur d'erreur de phase, filtre de boucle et VCO. A droite, bloc de calcul des coefficients des filtres de l'égaliseur.

On peut voir sur cet exemple que selon le mode de fonctionnement (PFD ou PD), la CRL exploite les sorties de l'égaliseur avant ou après décision sur les symboles pour calculer l'erreur de synchronisation de la porteuse. L'égaliseur bénéficie quand à lui de cette correction qui est introduite par le multiplieur placé en sortie du filtre avant (FFE) de la structure à retour de décision.

Comme il a été expliqué, on s'intéresse à des systèmes destinés à des démarrages à l'aveugle, c'est-à-dire sans signal pilote de la porteuse ni de séquence d'apprentissage pour l'égaliseur. Ce type de situation peut se produire au démarrage du système ou en cas d'interruption de la liaison[14]. Dans ce cas, le récepteur suit une procédure de synchronisation. Malgré quelques

variantes, les solutions proposées [13, 34-36] se déroulent en plusieurs étapes qui peuvent se résumer de la manière suivante :

- Tout d'abord, on démarre l'égaliseur avec un algorithme d'adaptation à l'aveugle, le plus commun étant le CMA.
- Après une première convergence des coefficients de l'égaliseur, plusieurs solutions [9, 18] proposent de diminuer le pas de l'égaliseur pour améliorer la précision de la convergence et ainsi réduire le bruit d'adaptation.
- Passé un certain seuil, la boucle de récupération de la porteuse est démarrée pour corriger l'erreur de fréquence. A ce niveau, toutes les solutions analysées utilisent un mode spécifique similaire à celui du PFD pour compenser les erreurs de fréquence importantes. En effet, il a été montré dans [14] que beaucoup de PLL qui ne fonctionnaient pas avec des systèmes de constellation réduite (RC-PLL) étaient instables et n'arrivaient pas à éliminer les erreurs de fréquence élevées.
- Une fois l'erreur de fréquence corrigée, la CRL bascule dans un mode basé sur la décision (PD) pour corriger finement l'erreur de phase.
- Enfin, l'algorithme d'adaptation de l'égaliseur passe du CMA au LMS.
- Ces deux dernières étapes, souvent réalisées simultanément, permettent une convergence plus précise de l'égaliseur et de la CRL pour corriger les distorsions et les erreurs de phase résiduelles. Cette étape n'était pas envisageable en fonctionnement série à cause des problèmes de fonctionnement du LMS sans synchronisation de la porteuse.

Ainsi, cette procédure générique consiste en un démarrage à l'aveugle suivi d'un basculement en mode basé sur la décision aussi bien pour l'égaliseur que la CRL [14].

4.4.2 Analyse et sélection de références

La sélection d'une architecture et d'une procédure de démarrage particulière est délicate.

En effet, plusieurs références proposent des systèmes conjoints qui ne sont capables de corriger que des erreurs de fréquence relativement faibles, c'est à dire pour $\Delta f \leq [0.01/T_s]$ [18, 32, 39]. Une autre référence permet d'atteindre des erreurs de fréquence importantes en modifiant le détecteur de phase (PD) mais nécessite en contrepartie des opérations plus

complexes et donc une puissance de calcul plus importante [36]. D'autres solutions proposent des architectures conjointes avec une CRL très proche de la notre, mais ne s'intéressent pas au mécanisme d'adaptation des coefficients de l'égaliseur et les considèrent comme déjà à leurs valeurs optimales[26]. Cela ne correspond pas à notre cahier des charges car le système doit pouvoir démarrer sans connaissance préalable du canal. Enfin, plusieurs articles s'intéressent seulement à des indices de modulations égales ou inférieurs à 64-QAM [10, 23].

Aussi, à partir de la revue de littérature effectuée, on retient principalement 3 trois ensembles d'articles qui vont nous servir de base pour d'élaborer une solution.

Tout d'abord, les auteurs dans [34] proposent une structure conjointe, toujours sur la base d'un égaliseur DFE et d'une CRL à deux modes. Le système fonctionne d'abord en égaliseur linéaire (LTE) avec algorithme CMA puis bascule en DFE avec algorithme MMA³². L'avantage de cet article est de présenter précisément les conditions de simulation de leur canal de transmission: ils considèrent une liaison à un ou deux échos avec des délais et des amplitudes bien définis. C'est un élément important pour pouvoir comparer les performances de notre solution.

Ensuite, dans [14], la structure conjointe utilisée est similaire (CRL-DFE) et les auteurs détaillent précisément la procédure de démarrage à l'aveugle de l'ensemble du système, notamment l'utilisation des algorithmes CMA puis LMS. Ces informations sont très utiles pour la sélection des algorithmes d'adaptation et la définition des étapes du démarrage.

Pour terminer, on retient un groupe de trois articles qui proposent la conception et la simulation d'un système conjoint[9], son implémentation[11], et une amélioration pour corriger des erreurs de fréquences importantes[35].

Aussi, afin de visualiser une architecture conjointe, de comprendre le déroulement de la procédure de démarrage et de se faire une idée les performances d'un tel système, nous allons présenter cette dernière solution de manière synthétique.

³² *Multi-Modulus Algorithm* : Algorithme CMA modifié

4.4.3 Présentation d'une solution

Dans [9][11][35], la solution conjointe est basée sur une boucle de récupération de la porteuse et un égaliseur à retour de décision présentée Figure 42. Comme pour l'algorithme présenté au chapitre 2, la CRL fonctionne d'abord dans un mode d'acquisition rapide de la fréquence (détecteur de phase basée sur la polarité) suivit d'un mode plus précis (détecteur de phase basé sur la décision) pour corriger la phase. Cela permet dans la dernière amélioration [35] de détecter des erreurs de fréquences allant jusqu'à $\Delta\omega = [1/4 \cdot T_s]$. En parallèle, la CRL collabore avec l'égaliseur adaptatif constitué d'un filtre avant (FFE) et d'un filtre arrière (FBE). Le détecteur de symbole (*Slicer*) est commun aux deux algorithmes : il sert à la décision des symboles pour le filtre de retour et le détecteur de phase.

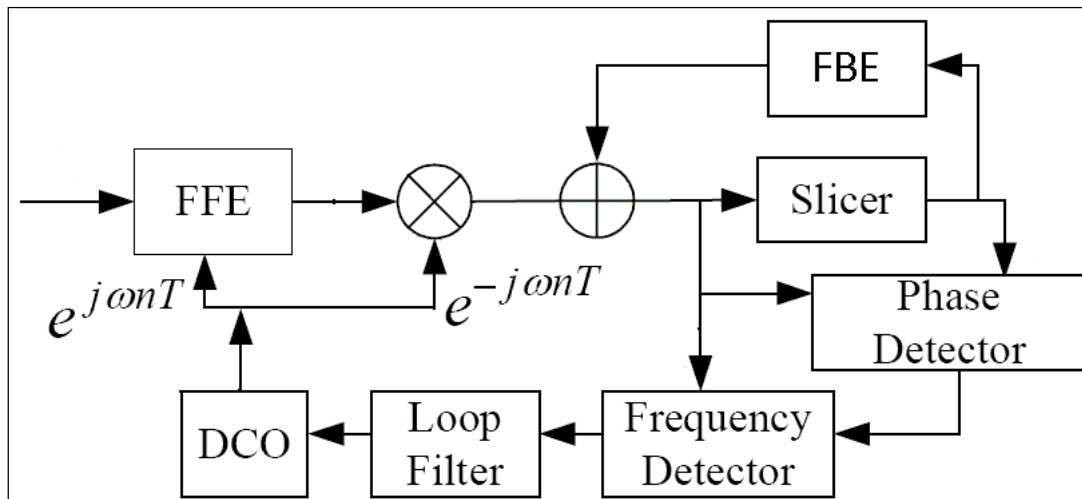


Figure 42 : Architecture simplifiée du système conjoint CRL-DFE de [35]

La procédure de démarrage à l'aveugle du système se déroule en 4 étapes:

- (A) : Tout d'abord, seul l'égaliseur est utilisé pour compenser les distorsions du canal. Les coefficients des filtres sont calculés selon l'algorithme d'adaptation du CMA présenté en 4.3.2. Cette étape a une durée fixe de 8000 symboles quelque soit l'erreur de fréquence initiale et la vitesse de convergence de l'algorithme.
- (B) : Ensuite, on stoppe le mécanisme d'adaptation CMA et les coefficients de l'égaliseur sont figés à leurs valeurs. La boucle de récupération de la porteuse est alors démarrée avec un calcul de l'erreur de phase fait par le « *Frequency Detector* ». Le principe de détection est basé sur la polarité et la discrimination de certains symboles comme dans notre algorithme, mais la méthode de calcul de l'erreur est différente.

- (C) : Une fois l'erreur de fréquence corrigée, le système sélectionne le détecteur de phase « *phase detector* » et diminue la largeur de bande de la CRL pour réduire le bruit de phase résiduelle et verrouiller la constellation.
- (D) : Enfin, l'algorithme d'adaptation LMS est sélectionné et le processus de calcul des coefficients de l'égaliseur est réactivé. Avec le fonctionnement conjoint de la CRL, l'égaliseur peut finir de compenser plus précisément les distorsions du canal.

La Figure 43 montre l'évolution du système en suivant cette procédure de démarrage pour une erreur de fréquence initiale $\Delta f = [0.05/T_s]$. Après environ 23 000 symboles, l'algorithme conjoint converge définitivement.

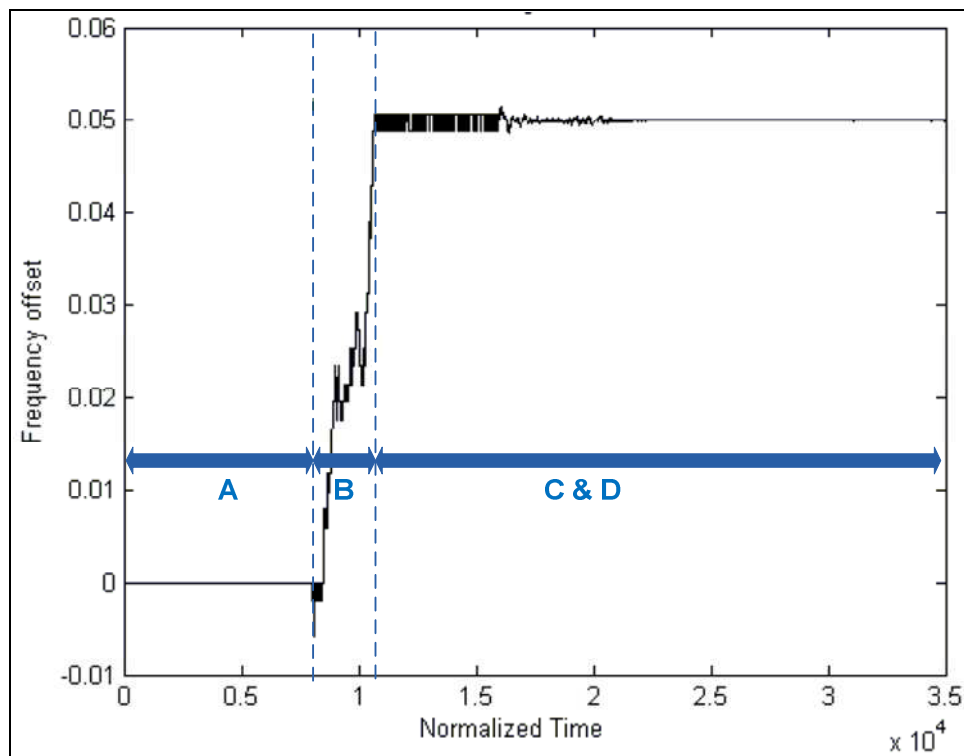


Figure 43 : Résultat de [9] pour une erreur de fréquence initiale $\Delta f = [0.05/T_s]$. (A) : Égalisation CMA seule. (B) : Correction en fréquence. (C & D) : Correction de phase et égalisation LMS

D'autre part, la Figure 44 présente les constellations relevées aux différentes étapes de la procédure de démarrage pour un signal 256-QAM. Tout d'abord en (A), on visualise la constellation QAM reçue après égalisation avec l'algorithme CMA. Les constellations (B) et (C) montrent la correction de l'erreur de fréquence puis la correction de l'erreur de phase. A

ce moment, la constellation est verrouillée et l'utilisation de l'algorithme LMS permet la convergence finale du système et la distribution des symboles estimés autour des points d'une constellation 256-QAM en (D).

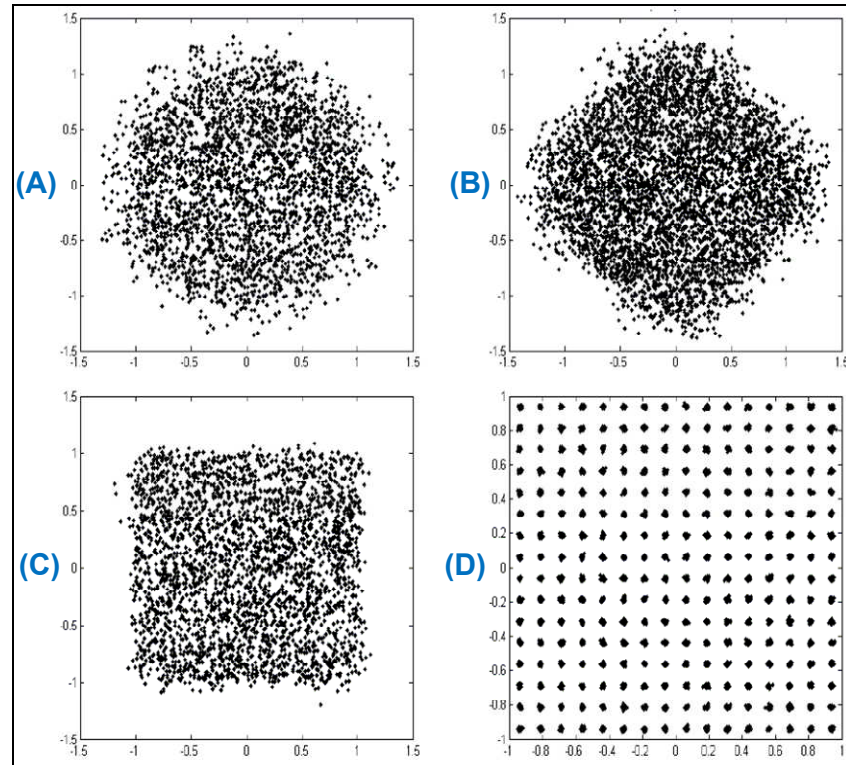


Figure 44 : Constellations de [9] en 256-QAM (A) : Égalisation CMA seule. (B) : Correction en fréquence. (C & D) : Correction de phase et égalisation LMS

Ainsi, cette solution d'architecture conjointe semble permettre la correction d'erreurs de fréquence importantes avec des modulations QAM hauts niveaux. Les références [9][11][35] ont publié quelques résultats pour un canal AWGN ainsi que pour un modèle de canal spécifique HFC³³. Ce système et le modèle de canal utilisé dans les simulations sont orientés vers la transmission haut débit dans le domaine de la télévision numérique câblée. Avec les autres références présentées en 4.4.2 et cette solution, il va donc falloir proposer un système qui soit adapté au fonctionnement dans un canal avec échos comme celui de *Rummler*.

³³ *Hybrid Fiber Coaxial* : modèle de canal mixte fibre optique / câble coaxial

4.5 Conclusion

Ce chapitre a permis tout d'abord d'introduire les éléments théoriques principaux sur l'égalisation canal. En effet, l'égaliseur placé au niveau du récepteur est souvent réalisé par une structure à base de filtres qui tendent à avoir une fonction de transfert inverse à celle du canal afin de compenser les distorsions. Parmi les structures utilisées, celle avec un filtre transversal linéaire suivi d'un détecteur de symbole et d'un filtre de retour est très souvent employée. En effet, les égaliseurs à retour de décision (DFE) présentent l'avantage de pouvoir éliminer plus précisément les IES sans pour autant détériorer le rapport signal à bruit.

Ensuite, il a été présenté le principe d'adaptation des coefficients des filtres quand le canal de transmission évolue ou encore lorsque l'égaliseur doit démarrer à l'aveugle, c'est-à-dire sans connaissance préalable de la réponse impulsionnelle du canal. Dans ce cas, des algorithmes spécifiques d'adaptation des coefficients sont utilisés, en particulier quand le récepteur n'est pas synchronisé avec la porteuse de l'émetteur. L'algorithme du module constant CMA est couramment employé pour ce type d'application mais n'est pas adapté pour compenser suffisamment les distorsions dans le cas d'amplitudes de multi-trajets élevées, surtout en modulation QAM haut niveau.

Aussi, plusieurs solutions présentées dans la littérature ont développé des architectures conjointes qui exploitent simultanément les caractéristiques d'une boucle de récupération de la porteuse et d'un égaliseur DFE. Ces systèmes suivent une procédure bien définie pour démarrer l'égaliseur à l'aveugle, éliminer l'erreur de fréquences de la porteuse, puis corriger plus finement les erreurs de phase et compenser les distorsions introduites par un canal avec échos.

Une solution en particulier a été présentée comme exemple, mais de nombreux systèmes sont proposés et disponibles dans la littérature, chacun ayant des spécificités et son domaine d'application. Le chapitre suivant s'attache donc à exposer la solution qui est retenue dans ce mémoire puis à présenter et analyser les résultats de simulation.

CHAPITRE 5

DESCRIPTION, SIMULATIONS ET RESULTATS DU SYSTÈME PROPOSÉ

5.1 Introduction

Tout d'abord, l'objectif de ce chapitre est d'exposer la solution retenue dans ce mémoire. Ainsi, à partir de l'analyse de plusieurs références, on justifie le choix de l'architecture conjointe égaliseur-CRL et de la procédure de démarrage du système. Ensuite, les conditions de simulation dans le canal de *Rummler* sont détaillées et les résultats en 64 et 256-QAM présentés. Dans une dernière partie, les performances de l'architecture conjointe sont analysées et comparées à celles d'autres solutions trouvées dans la littérature. On propose également des perspectives d'évolution de l'algorithme de la CRL, de celui de l'égaliseur ou bien de l'architecture conjointe elle-même.

5.2 Description du système complet

5.2.1 Architecture conjointe proposée

Les résultats présentés aux chapitres précédents ont montré que les performances d'un système série égaliseur-CRL n'étaient pas satisfaisantes. L'analyse de la littérature a révélé que des structures avec un fonctionnement conjoint permettent d'atteindre des performances plus intéressantes. Aussi, l'architecture finale qui est présentée dans ce mémoire tient compte des remarques et des améliorations apportées par plusieurs références. La Figure 45 montre la transition d'une structure où l'égaliseur DFE et la boucle de récupération de la porteuse fonctionnent en série vers la nouvelle architecture en système conjoint.

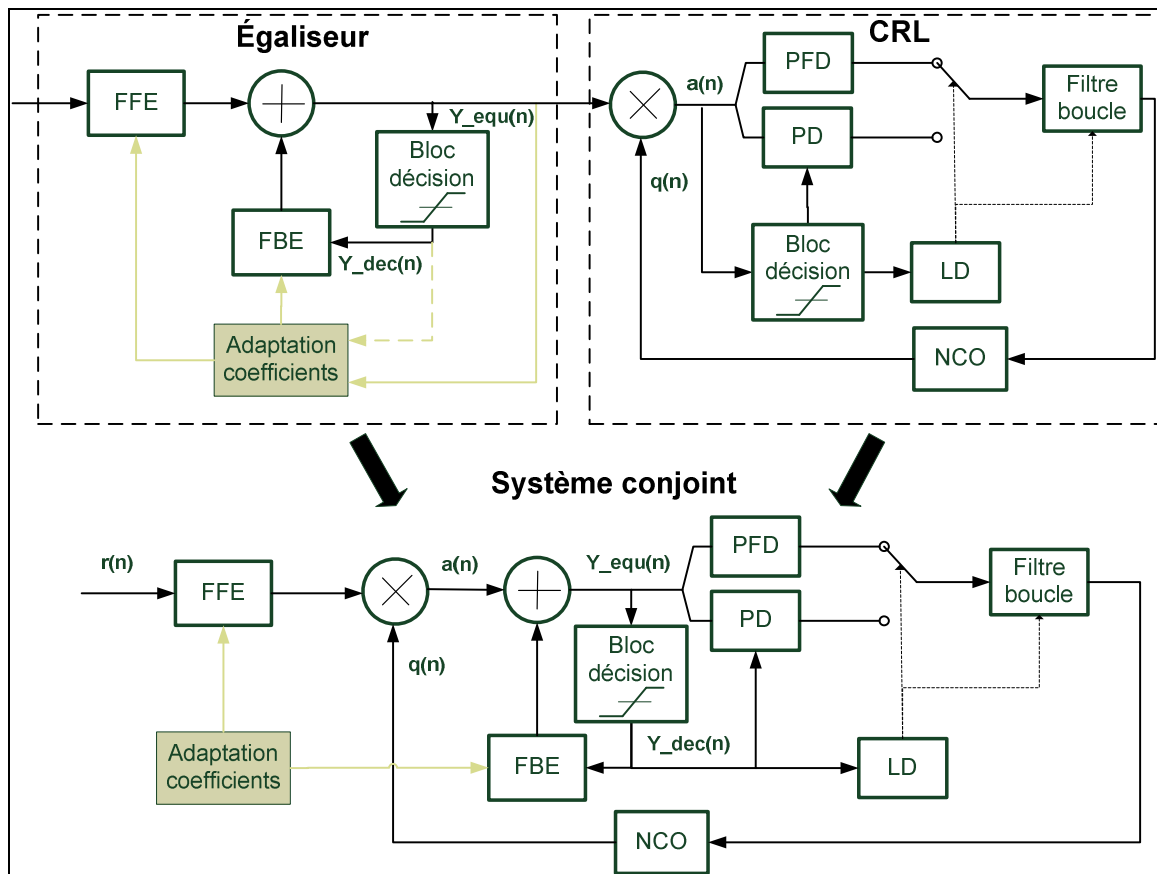


Figure 45 : Modification du système série égaliseur-CRL vers une architecture conjointe

Les principales modifications sont les suivantes :

Tout d'abord, la CRL est ouverte pour intégrer une partie de l'égaliseur. En effet, comme il a été expliqué au chapitre précédent, l'objectif est de faire profiter l'égaliseur des corrections apportées par la CRL. Le multiplicateur qui élimine les erreurs de fréquence et de phase sur le signal reçu doit donc être déplacé en amont de l'égaliseur. Par contre, toutes les solutions analysées dans la littérature conservent le filtre avant (FFE) de la structure DFE en dehors de la boucle. Les auteurs des références [31, 38] justifient ce choix. En effet, il a été montré que chaque cellule du filtre retardait d'une durée entière ou proportionnelle à T_s les symboles à son entrée. Le délai apporté par le FFE est donc fonction du nombre de coefficient du filtre. Ainsi, pour ne pas dégrader la dynamique de la CRL quelque soit sa largeur de bande et l'ordre du filtre avant, celui-ci est placé en dehors de la boucle. Pour plus d'information sur ce sujet, on pourra se référer à [37] qui a étudié une partie de ce problème de dynamique pour plusieurs configurations de l'architecture.

Ensuite, nous avons montré au chapitre précédent que les coefficients de l'égaliseur étaient adaptés avec un algorithme spécifique pour corriger les distorsions du canal. L'erreur que cet algorithme tente de minimiser est calculée à partir de la sortie finale de l'égaliseur y_{equ} . A ce stade, les symboles disponibles ont été égalisés et la correction de phase a été appliquée par le multiplieur de la CRL: les coefficients de l'égaliseur sont donc calculés à partir d'un signal en bande de base. Cela est correct pour le filtre de retour (FBE) qui traite le signal $a(n)$ déjà démodulé. Par contre, le filtre avant (FFE) étant à l'extérieur de la boucle, il fonctionne en bande passante (sans correction d'erreur de fréquence et de phase) et les coefficients doivent alors être modifiés en conséquence. Aussi, comme dans les solutions proposées par [9, 35-36, 38], les coefficients des filtres avant et arrière seront calculés de la manière suivante :

$$w_{FBE}(n+1) = w_{FBE}(n) + \mu \cdot \varepsilon(n) \cdot u_{FBE}^*(n) \quad (5.1)$$

$$w_{FFE}(n+1) = w_{FFE}(n) + \mu \cdot \varepsilon(n) \cdot u_{FFE}^*(n) \cdot e^{j\hat{\theta}(n)} \quad (5.2)$$

Où $\hat{\theta}(n)$ est la phase estimée instantanée du NCO de la boucle de récupération de la porteuse, $w_{FBE}(n)$ et $w_{FFE}(n)$ les coefficients des filtres arrière et avant.

Enfin, l'égaliseur DFE et la boucle de récupération de la porteuse utilisaient tous les deux un bloc de décision pour détecter les symboles. Dans l'architecture conjointe, un seul bloc est conservé et permet de prendre des décisions sur les symboles à partir du signal y_{equ} en sortie de l'égaliseur.

5.2.2 Procédure de démarrage

Comme pour l'architecture, la procédure de démarrage à l'aveugle a été établie d'après l'analyse des références sélectionnées dans la littérature (Cf. chapitre 4) et à partir des solutions proposées ainsi que des résultats les plus pertinents pour notre application. La procédure retenue se décompose en trois étapes principales.

Tout d'abord, seule l'égalisation est réalisée avec un algorithme d'adaptation des coefficients à module constant CMA. Ensuite, la boucle de récupération de la porteuse est démarrée en mode PFD pour corriger l'erreur de fréquence tout en continuant l'égalisation CMA. Une fois que l'erreur de fréquence est corrigée et que la CRL a basculé en mode correction de phase (PD), l'algorithme d'adaptation des coefficients de l'égaliseur est changé du CMA au LMS

pour assurer la convergence globale du système. Ces étapes et leurs transitions sont gérées par une fonction spécifique du système et sont présentées plus en détails ci-dessous.

5.2.2.1 Étape 1 : égalisation à l'aveugle

Lorsque le canal présente des distorsions et que le récepteur n'est pas synchronisé avec la porteuse de l'émetteur, il est nécessaire d'égaliser le signal reçu à l'aveugle avec un algorithme adaptatif adéquat. Presque toutes les solutions analysées dans la littérature utilisent l'algorithme du CMA pour réaliser cette opération car il présente la particularité d'être indépendant des erreurs de phase et de fréquence de la porteuse. Son choix est donc justifié dans notre cas et l'algorithme CMA sera utilisé d'après la description qui a été faite au chapitre précédent.

Par ailleurs, la structure générale de l'égaliseur est à retour de décision (DFE). Néanmoins, plusieurs auteurs ont montré [2, 7] dans leur architecture conjointe qu'il était préférable d'utiliser un égaliseur linéaire transversal (LTE) à cette étape de fonctionnement. En effet, comme il a été présenté en 4.2.3.2, l'égaliseur à retour de décision comporte un détecteur de symbole qui peut dégrader sévèrement les performances si trop d'erreurs de décision sur les symboles sont commises[34]. Cette situation se produit notamment lors du démarrage à l'aveugle en présence de distorsions importantes du signal et d'erreurs de fréquence élevées. Ainsi, il a été choisi d'utiliser seulement le filtre FFE dans cette première étape d'égalisation et de désactiver le filtre de retour (FBE). Comme pour les solutions [10, 36-37, 41], l'ordre du filtre est fixé à $N_{FFE} = 8$ mais pourra évoluer en fonction du délai du multi-trajet.

Dans la solution [9, 35, 38] présentée au chapitre précédent, l'égalisation aveugle est réalisée pendant une durée fixe de 8000 symboles quelque soit l'erreur de fréquence initiale et l'état de convergence de l'algorithme d'adaptation. Beaucoup d'autres références expliquent attendre la convergence de l'égaliseur avant de passer à l'étape suivante, mais aucune précision n'est donnée sur la manière dont est estimée ce critère en pratique. Aussi, l'indicateur qui a été choisi pour notre solution est l'erreur quadratique moyenne (MSE) de la fonction objectif de l'égaliseur. En effet, c'est cette erreur que l'algorithme d'adaptation tente de minimiser et la mesure de ce paramètre représente un bon indicateur de performance pour gérer la transition à l'étape suivante de la procédure de démarrage.

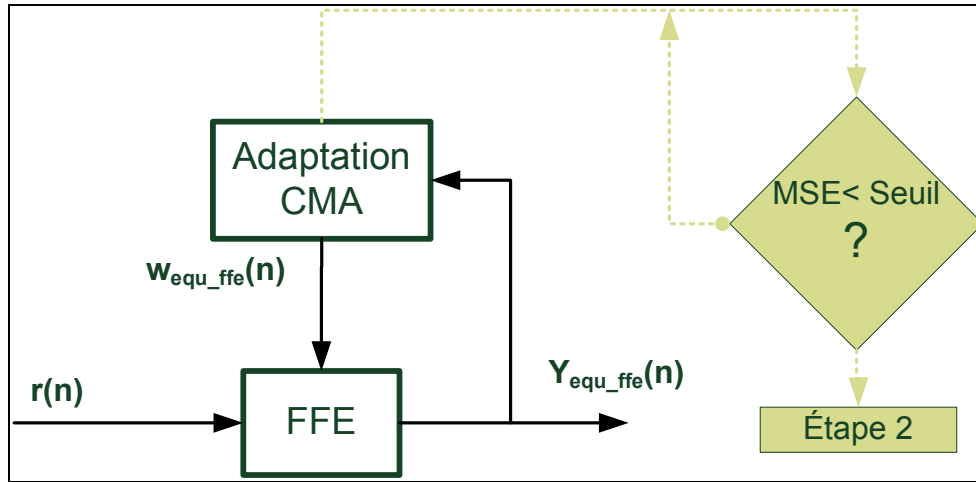


Figure 46 : Étape 1 avec égalisation LTE-CMA et mesure du MSE pour passer à l'étape 2

Comme représenté sur la Figure 46, la fonction de gestion des étapes calcule la MSE de la fonction objectif. L'erreur quadratique moyenne pour l'algorithme CMA est telle que :

$$MSE_{CMA} = E \left\{ |\varepsilon(n)|^2 \right\} = E \left\{ \left| y_{equ}(n) \cdot \left(R_{cma} - |y_{equ}(n)|^2 \right) \right|^2 \right\} \quad (5.3)$$

En pratique, on calculera la moyenne sur un nombre N_{mse} de symboles, soit :

$$MSE_{CMA}(n) = \frac{\sum_{k=n-N_{mse}+1}^n \left| y_{equ_ffe}(k) \left(R_{cma} - |y_{equ_ffe}(k)|^2 \right) \right|^2}{N_{mse}} \quad (5.4)$$

Où y_{equ_ffe} est la sortie égalisée du filtre FFE. Quand la valeur de la MSE passe en dessous d'un seuil prédéfini, on considère que l'égaliseur à l'aveugle CMA a suffisamment convergé et compensé les distorsions du canal. Ces seuils ont été déterminés de manière expérimentale pour chaque indice de modulation.

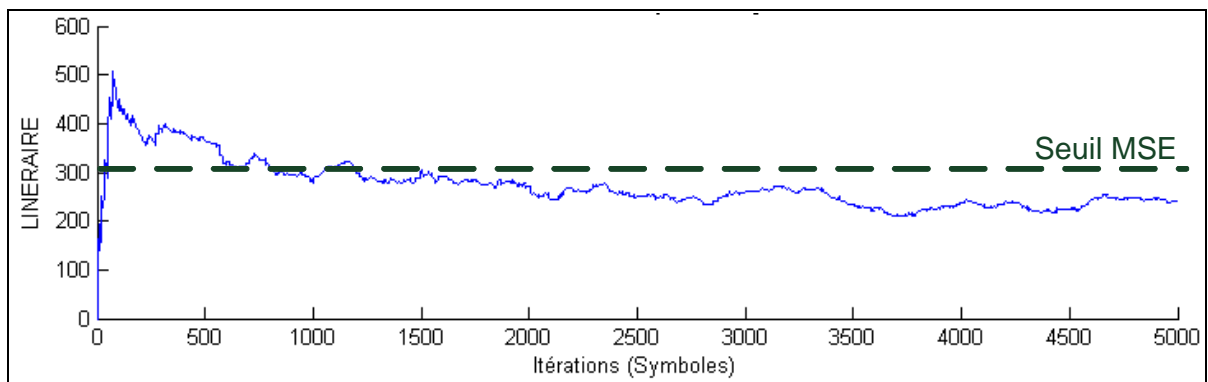


Figure 47 : MSE en 16-QAM avec erreur de fréquence initiale $\Delta f = [0.1/T_s]$ et $N_{mse} = 512$

La Figure 47 montre l'évolution de l'erreur quadratique moyenne calculée d'après (5.4) pour une modulation 16-QAM avec une erreur de fréquence $\Delta f = [0.1/T_s]$. A 1000 symboles, la MSE est passée en dessous de 300 et après 2500 symboles, les valeurs de MSE sont comprises entre 280 et 220. Un seuil de 300 est donc choisi pour une modulation 16-QAM. Il est important de fixer ce seuil de manière à équilibrer deux critères :

- D'un coté, la CRL doit pouvoir démarrer à partir d'un signal dont les distorsions ont été suffisamment compensées pour que la correction en fréquence avec le PFD soit optimale.
- De l'autre, après un certain nombre de symboles, l'amélioration apportée par l'égaliseur seul est moins significative car la MSE décroît plus lentement. Il est donc inutile de pénaliser les performances globales en retardant d'avantage le démarrage de la CRL.

Le Tableau 4 présente les valeurs des seuils qui ont été déterminés pour chaque indice de modulation avec ce même principe.

Indice M	Seuil MSE
16	$3 \cdot 10^2$
64	$3 \cdot 10^4$
256	$2 \cdot 10^6$

Tableau 4 : Valeurs des seuils de MSE pour autoriser le passage à l'étape 2 de la procédure de démarrage.

On voit donc qu'à cette étape, l'architecture présentée Figure 45 fonctionne sans utiliser la CRL ni le FBE. Une fois que l'égalisation à l'aveugle a suffisamment convergé, la fonction de gestion du système peut passer à l'étape suivante de la procédure de démarrage.

5.2.2.2 Étape 2 : égalisation CMA et récupération de la porteuse

A ce stade, l'opération de récupération de la porteuse peut être démarrée. Dans un premier temps, la CRL fonctionne en mode PFD pour corriger seulement les erreurs de fréquence et de phase importantes comme expliqué aux chapitres précédents. Certaines solutions présentées dans [9, 37-38, 41] utilisent la structure DFE pour l'égaliser le canal. Néanmoins, pour des raisons identiques à celles exposées dans la première étape et comme dans les architectures [31, 36], la structure de l'égaliseur est conservée pour fonctionner de manière linéaire pendant l'étape 2. L'architecture conjointe égaliseur LTE-CRL est donc la suivante :

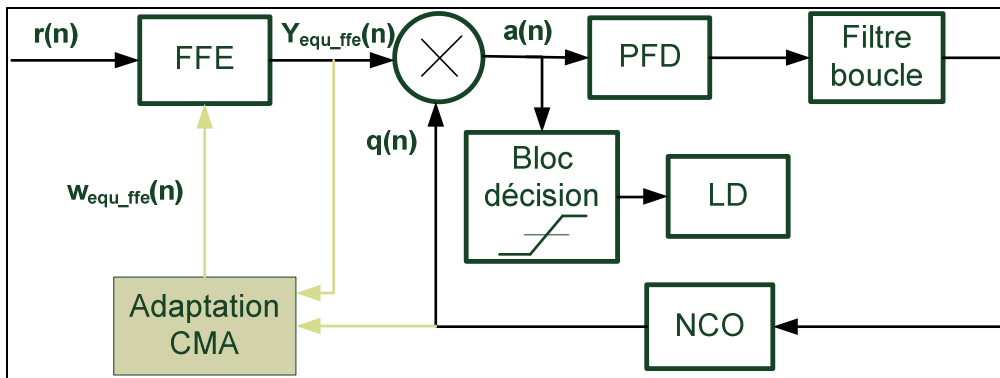


Figure 48 : Architecture conjointe à l'étape 2 (LTE-CMA + CRL-PFD)

La boucle de récupération de la porteuse peut donc bénéficier d'un signal dont une partie des distorsions ont été compensées par l'égaliseur linéaire avec adaptation CMA. De son côté, l'algorithme d'adaptation CMA calcule les coefficients du filtre avant tout en prenant en compte les corrections apportées par la CRL comme dans l'équation(5.2).

Comme expliqué au chapitre 2, une fois que le détecteur de verrouillage (LD) détermine que l'erreur de fréquence est suffisamment corrigée avec le PFD, l'algorithme de la boucle de récupération de la porteuse change de mode.

5.2.2.3 Étape 3 : égalisation LMS et récupération de la porteuse

A cette étape, toutes les solutions analysées dans les références [10, 31, 36, 38, 41-42] exploitent une boucle de récupération de la porteuse avec un détecteur de phase basé sur la décision. Dans notre cas, c'est le bloc PD qui est sélectionné par le système pour estimer et corriger les erreurs de phase résiduelles. D'autre part, il a été expliqué au chapitre 2 et dans [15, 24] que lors du changement de mode PFD-PD, il est possible de modifier les coefficients du filtre de boucle de la CRL. Cela permet de diminuer la largeur de bande de la boucle, de limiter le bruit de phase du signal délivré par le NCO et donc les erreurs de phase résiduelles dans la détection de la porteuse. Cette solution est exploitée par une des références [36] et sera mise en pratique dans l'architecture conjointe proposée dans ce mémoire.

A ce stade de la procédure de démarrage, l'erreur de fréquence a été corrigée et certaines distorsions du canal ont été compensées par l'égalisation à l'aveugle du CMA. Il est donc possible d'utiliser la structure à retour de décision DFE comme le proposent toutes les autres

références. La plupart d'entre elles basculent également l'algorithme d'adaptation des coefficients de l'égaliseur au LMS pour assurer une convergence plus précise qu'avec le CMA [9, 31, 37-38, 41]. En résumé, l'architecture utilisée à l'étape 3 est représentée Figure 49.

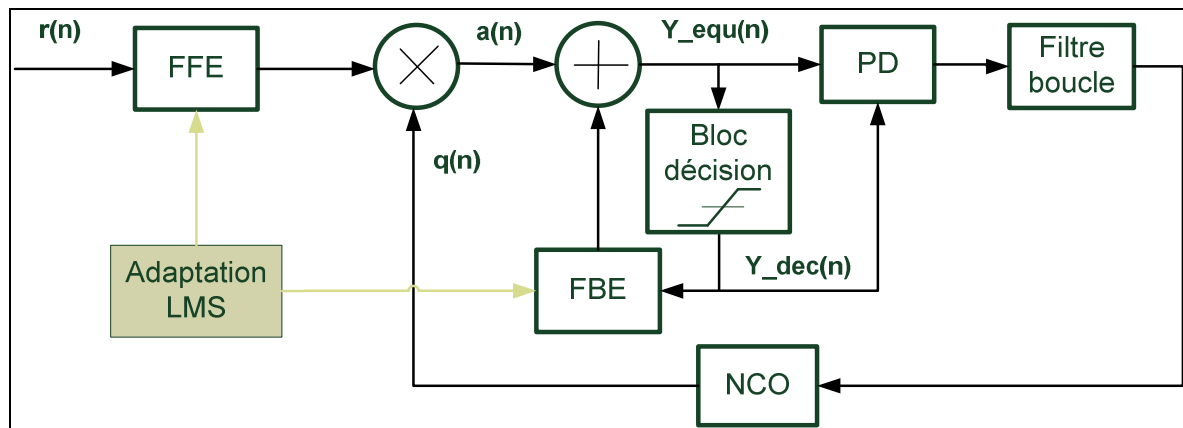


Figure 49 : Architecture conjointe à l'étape 3 (DFE-LMS + CRL-PD)

L'architecture et la procédure de démarrage ayant été présentées, les simulations peuvent être réalisées.

5.3 Simulation dans un canal de *Rummler*

L'objectif des simulations est double. Tout d'abord, il est de valider le fonctionnement de l'architecture et de la procédure de démarrage proposées. En effet, à partir de l'algorithme de récupération de la porteuse initial présenté au chapitre 2 et dans [15, 24], on souhaite apporter une évolution avec un système conjoint qui autorise son fonctionnement dans un canal avec échos. Ensuite, les simulations vont permettre d'estimer les performances de cette solution et on pourra alors les comparer à d'autres systèmes équivalents proposés dans la littérature.

5.3.1 Conditions de simulation

Comme dans les chapitres 3 et 4, on simule le fonctionnement de l'architecture conjointe en transmettant un signal modulé en QAM à travers un canal de *Rummler*. Le modèle de simulation est donc celui représenté Figure 50.

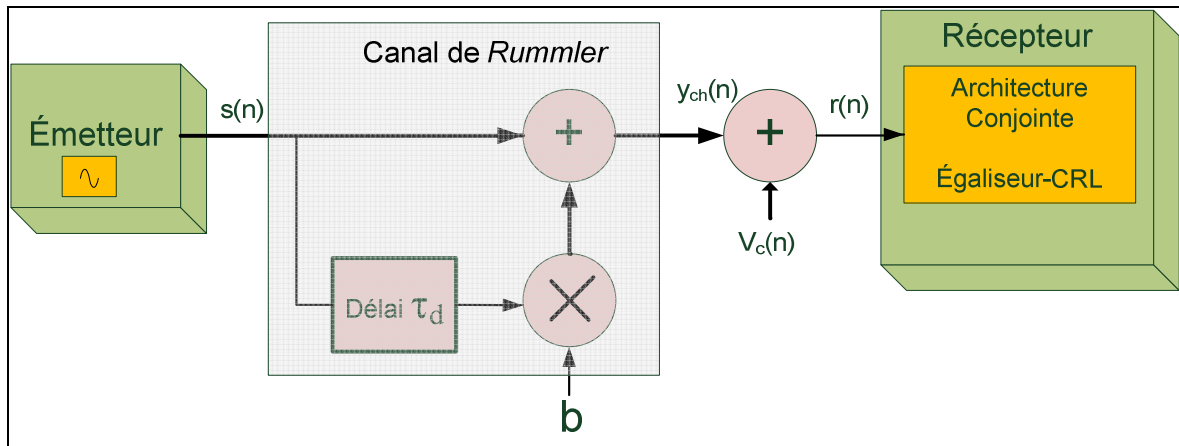


Figure 50 : Modèle de simulation de l'architecture conjointe avec canal de *Rummler*

Tout d'abord, on cherche à définir les paramètres de simulation du canal de transmission. Afin de pouvoir comparer les performances obtenues, on souhaite trouver dans la littérature des conditions de simulation dans un canal de *Rummler* qu'il est possible de reproduire. Cela a posé quelques difficultés. En effet, plusieurs auteurs [26, 29, 39] qui utilisent le canal de *Rummler* pour leurs simulations se placent dans des conditions où le délai τ_d du multi-trajet est inférieur à la période symbole T_s . Dans notre cas par contre, on souhaite pouvoir étudier le comportement de la CRL avec un canal sélectif en fréquence : il faut donc que le délai soit au moins égal ou supérieur à la période symbole. D'autres références [9, 35, 38] qui présentent une architecture conjointe s'intéressent spécifiquement à un modèle de canal HFC utilisé pour les liaisons câblées. Ce canal n'est donc pas adapté à notre application destinée aux liaisons fixes sans fil micro-ondes. De plus, les paramètres de ce modèle n'ont pas pu être trouvés. Enfin, d'autres références ne précisent pas le modèle de canal utilisé dans leurs simulations [31, 38].

Par conséquent, les paramètres de simulation du canal de transmission ont été définis d'après ceux présentés dans [34]. Les auteurs ne disent pas utiliser spécifiquement le modèle de *Rummler*, mais le canal intègre au moins 1 écho dont le délai et l'amplitude sont clairement précisés. Ainsi, le délai du multi-trajet est fixé à 1 symbole, soit $\tau_d = 1 \cdot T_s$ et l'atténuation du trajet secondaire à -6dB, soit $b = 0.5$. Le rapport signal à bruit ajouté au signal en sortie du canal est tel que $SNR = 33dB$.

Au niveau des conditions de simulation de l'architecture conjointe, les paramètres de la boucle de récupération de la porteuse (PFD, LD, filtre de boucle) restent inchangés par

rapport à ceux présentés dans la partie 3.4.1. On peut donc reprendre les valeurs du Tableau 1. Pour l'égaliseur, les ordres des filtres et le pas de convergences sont également les mêmes que présenté dans la partie 5.2.2.1 et dans plusieurs références [10, 36-37, 41]. Ainsi, l'ordre du filtre avant est $N_{FFE} = 8$ et celui du filtre arrière $N_{FBE} = 2$. Ces valeurs peuvent être augmentées pour combattre des délais de multi-trajet plus importants. Comme dans toutes les références, les coefficients des filtres sont tous initialisés à zéro, sauf le coefficient central ($N_{FFE} / 2$) qui est fixé à 1.

Enfin, il est nécessaire d'établir des indicateurs de performance de fonctionnement du système. Comme expliqué chapitre 3, on peut mesurer l'erreur de phase résiduelle RMS et quand celle-ci passe en dessous d'un certain seuil, on considère que l'opération de récupération de la porteuse est complète. On relève alors le temps, en nombre de symboles, qu'il a été nécessaire pour réaliser cette opération. Comme deuxième indicateur, on calcule également la MSE de l'égaliseur qui permet d'avoir une information sur la précision de la convergence. En particulier lors de l'utilisation de l'algorithme d'adaptation LMS, la MSE est relevée telle que :

$$MSE_{LMS}(n) = \frac{\sum_{k=n-N_{mse}+1}^n |\hat{y}_{equ}(k) - y_{equ}(k)|^2}{N_{mse}} \quad (5.5)$$

Dans ce cas, on mesure l'écart moyen entre les symboles décidés et les symboles égalisés puis corrigés en phase. Plus la valeur de la MSE est faible, plus les symboles en sortie de l'égaliseur sont distribués près des symboles de la constellation idéale, la limite inférieure étant dictée par le rapport signal à bruit.

5.3.2 Résultats de simulation

Les simulations sont d'abord réalisées en 64-QAM puis en 256-QAM

5.3.2.1 64-QAM

La Figure 51 représente l'évolution des signaux de la CRL dans l'architecture conjointe pour les conditions de simulation qui viennent d'être présentées. Plus bas, la Figure 52 montre

l'évolution de la moyenne quadratique de l'erreur (MSE) des algorithmes d'adaptation de l'égaliseur. A l'étape 1, on voit que la CRL n'est pas démarrée et l'égaliseur compense les distorsions du canal en CMA jusqu'à ce que la MSE passe en dessous d'un certain seuil. Une fois ce seuil atteint (ici, à 590 symboles), la boucle de récupération de la porteuse est lancée pour corriger l'erreur de fréquence (étape 2). Au bout de 5170 symboles³⁴, la CRL bascule de la correction PFD à une correction plus fine de l'erreur de phase avec le PD (étape 3). De plus, on utilise l'algorithme LMS à la place du CMA. L'architecture conjointe permet ce fonctionnement CRL-égaliseur basé sur la décision et peu de temps après (à 5400 symboles), l'erreur de phase RMS passe en dessous du seuil de 1°rms. L'opération de récupération de la porteuse est donc considérée comme terminée mais l'égaliseur LMS continue à compenser les distorsions du canal. A 7000 symboles, l'erreur quadratique moyenne est inférieure à -7 dB et après 30 000 symboles, le système a complètement convergé et ce seuil passe à -12 dB³⁵.

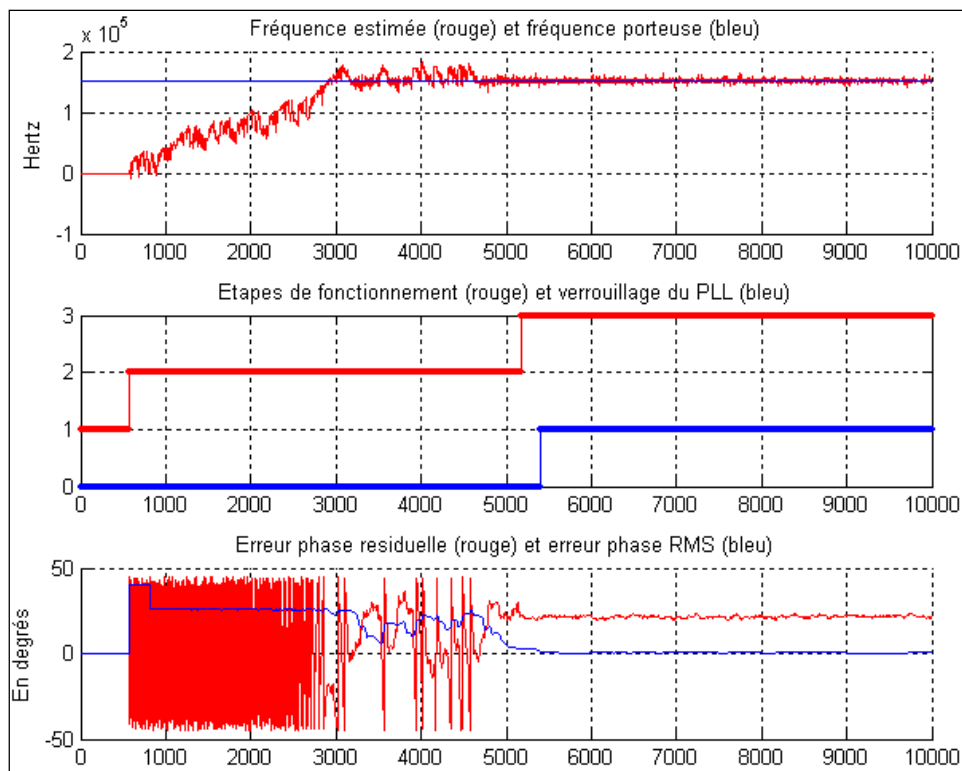


Figure 51 : Évolution des signaux de la CRL pour récupérer la porteuse ($\Delta f = [0.03/T_s]$,
 $b = 0.5$, $\tau_d = 1 \cdot T_s$, $f_0 = 0$, $SNR = 33dB$ et $\omega_n = 15kHz$)

³⁴ On peut voir que l'erreur de fréquence est corrigée dès 3000 symboles. Les paramètres du détecteur de verrouillage de la CRL pourraient donc être optimisés pour accélérer le basculement PFD-PD (Cf. partie 5.4.2)

³⁵ A titre de comparaison, pour l'algorithme CRL seul, sans erreur de fréquence ni d'échos et un SNR identique de 33 dB, la MSE relevée oscille autour de -20 dB.

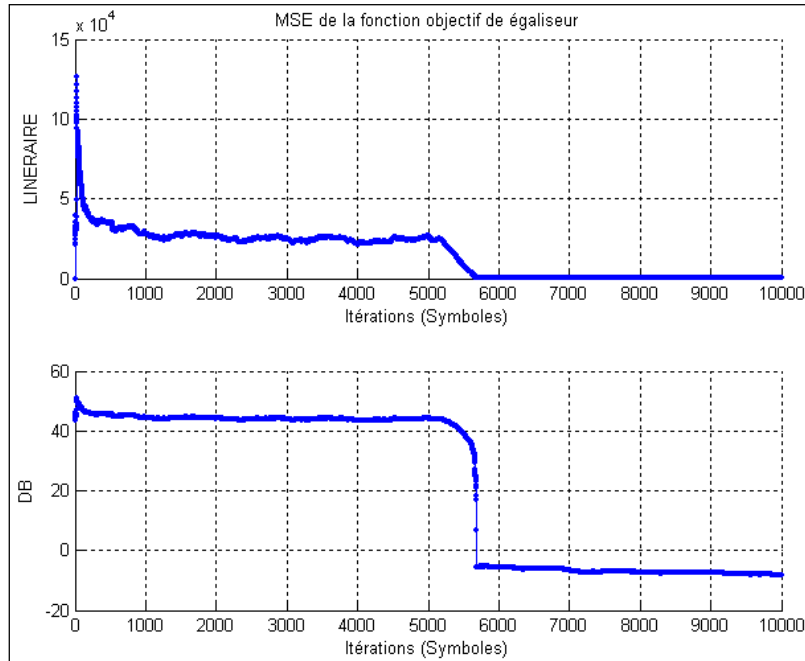


Figure 52 : MSE des fonctions d'adaptation des coefficients de l'égaliseur (CMA puis LMS)

La Figure 53 représente les constellations relevées une fois la CRL verrouillée et après convergence de l'égaliseur, soit après 7000 symboles. En (B), on peut voir la constellation reçue (A) après égalisation par le filtre avant (FFE). En (C), on retrouve la constellation 64-QAM avec correction de l'erreur de fréquence et de phase par la CRL. Enfin, les symboles représentés sur la constellation finale (D) ont été filtrés par le FBE de la structure à retour de décision.

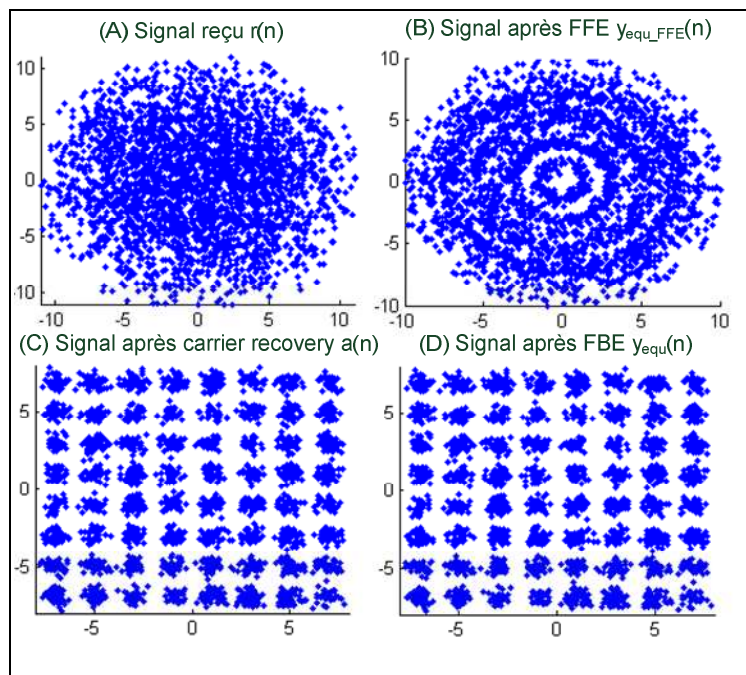


Figure 53 : Constellations des symboles 7000 à 10 000 de la simulation Figure 51

On vérifie donc le bon fonctionnement de l'architecture conjointe et de la procédure de démarrage, même avec une amplitude de multi-trajet relativement élevée. Afin de valider son fonctionnement avec des erreurs de fréquence élevées et de pouvoir caractériser les performances de la solution proposée, on effectue une série de simulations pour plusieurs valeurs d'erreurs, comme dans les parties 3.4 et 3.5. Les résultats sont présentés Figure 54.

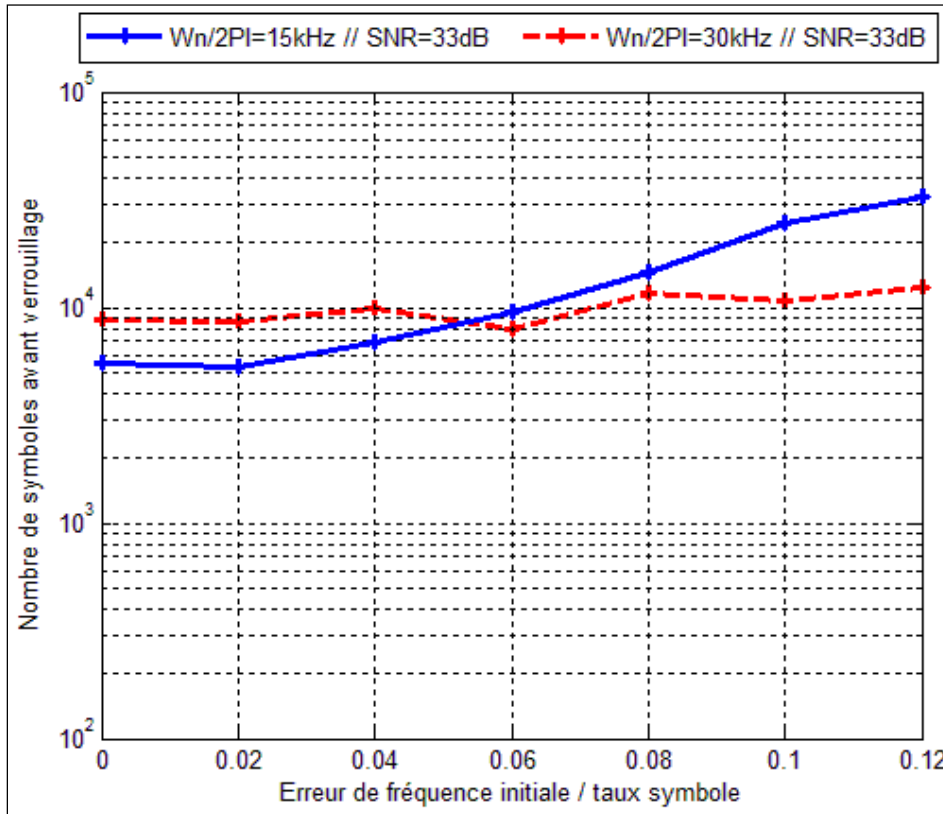


Figure 54 : Performances de l'architecture conjointe en 64-QAM pour $b = 0.5$, $\tau_d = 1 \cdot T_s$, $SNR = 33dB$ avec $\omega_n = 15kHz$ et $\omega_n = 30kHz$. Moyenne de 20 simulations par point.

Les simulations ont été réalisées pour deux valeurs de largeur de bande, soit $\omega_n = 15kHz$ et $\omega_n = 30kHz$. Au-delà, le système atteint rarement l'étape 3 (moins de 40% des simulations), car la CRL ne passe plus du mode PFD au mode PD. En effet, il a été expliqué en 3.4 et dans [24] que des valeurs élevées de ω_n augmentaient la rapidité de convergence de la CRL à corriger les erreurs de fréquence élevées. Mais en contrepartie, plus de bruit entre dans la boucle ce qui conduit à des variations plus importantes des corrections apportées par le NCO et donc à une augmentation de la gigue de phase. Ce problème est exacerbé dans le cas où

l'amplitude du multi trajet est élevée et le phénomène d'interférence entre symboles prononcé.

On voit que pour $\omega_n = 30kHz$, le temps de verrouillage est autour de 10 000 symboles quelque soit l'erreur de fréquence initiale. Ces performances sont satisfaisantes si on considère les conditions de simulation avec l'amplitude du multi-trajet $b = 0.5$. En effet, les distorsions introduites par le canal sur le signal QAM sont dans ce cas relativement importantes. L'algorithme de récupération de la porteuse, seul ou avec un égaliseur placé en amont, ne pouvait pas fonctionner dans ces conditions, même pour des erreurs de fréquence très faibles.

5.3.2.2 256-QAM

En 256-QAM, on réalise les mêmes séries de simulation, mais avec une amplitude du multi-trajet inférieure telle que $b = 0.25$. On voit sur la Figure 55 que l'égalisation CMA à l'aveugle est réalisée pendant 256 symboles avant que l'algorithme de récupération de la porteuse ne soit démarré pour corriger l'erreur de fréquence avec le PFD. Après 10700 symboles, le système passe à l'étape 3 et la CRL corrige les erreurs de phase résiduelles avec le PD alors que l'égaliseur adapte les coefficients des filtres avec l'algorithme LMS. L'erreur de phase résiduelle RMS franchit le seuil de 1°_{rms} 1000 symboles plus tard, soit à 11700 symboles.

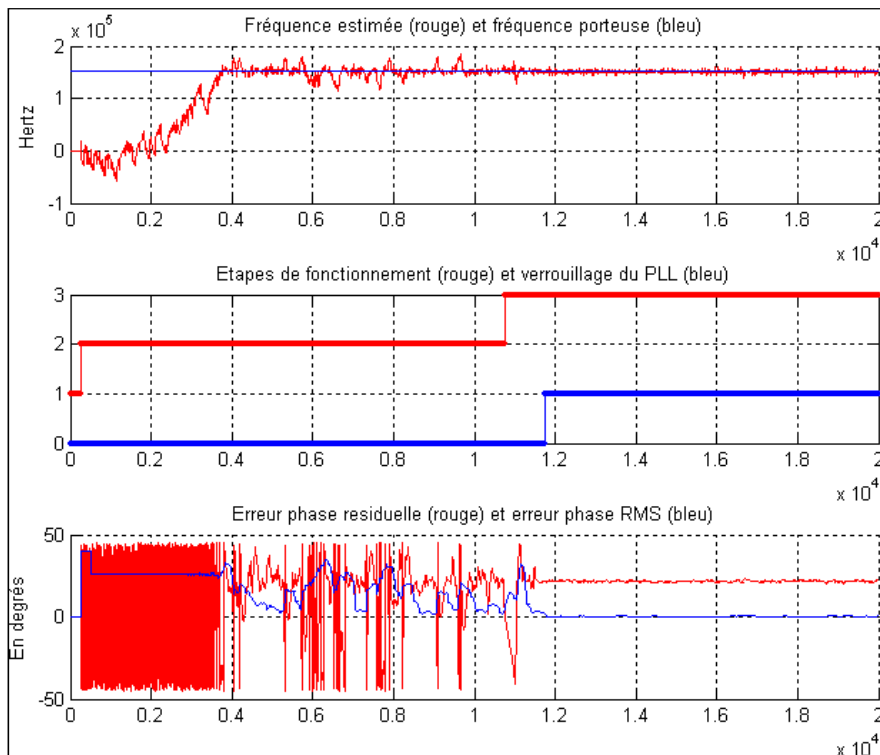


Figure 55 : Évolution des signaux de la CRL pour récupérer la porteuse ($\Delta f = [0.03/T_s]$,
 $b = 0.25$, $\tau_d = 1 \cdot T_s$, $f_0 = 0$, $SNR = 33dB$ et $\omega_n = 15kHz$)

On voit sur la Figure 56 l'évolution des MSE des fonctions d'adaptation de l'égaliseur. Passé 14000 symboles, le système a complètement convergé et la MSE est en dessous de -6dB.

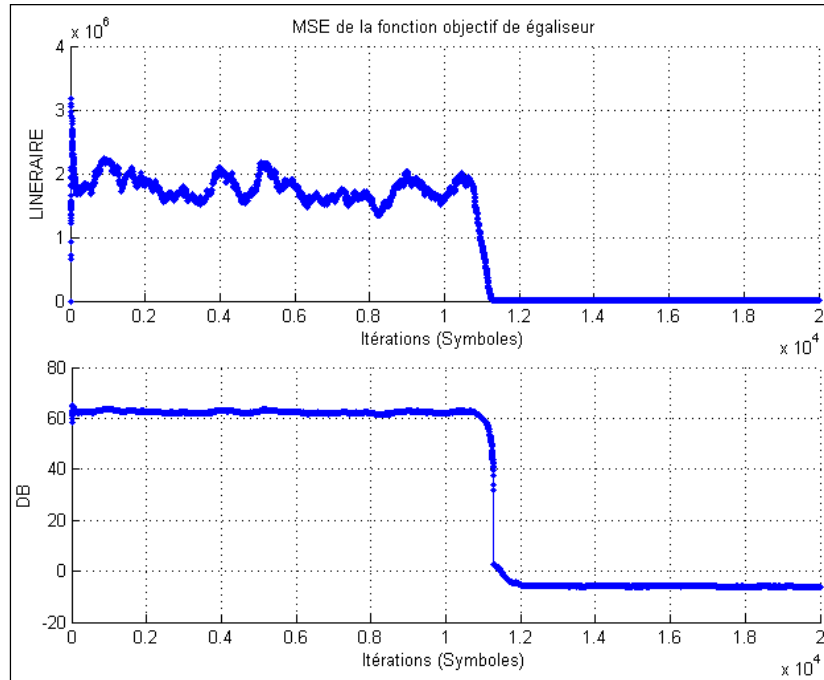


Figure 56 : MSE des fonctions d'adaptation des coefficients de l'égaliseur (CMA puis LMS)

Comme pour les simulations précédentes, la Figure 57 montre les constellations à plusieurs niveaux de l'architecture (A-reçue, B-égalisée avec FFE, C-démodulée, D-égalisée avec FBE) une fois que la CRL et l'égaliseur ont convergé, c'est-à-dire pour les symboles de 14000 à 20000.

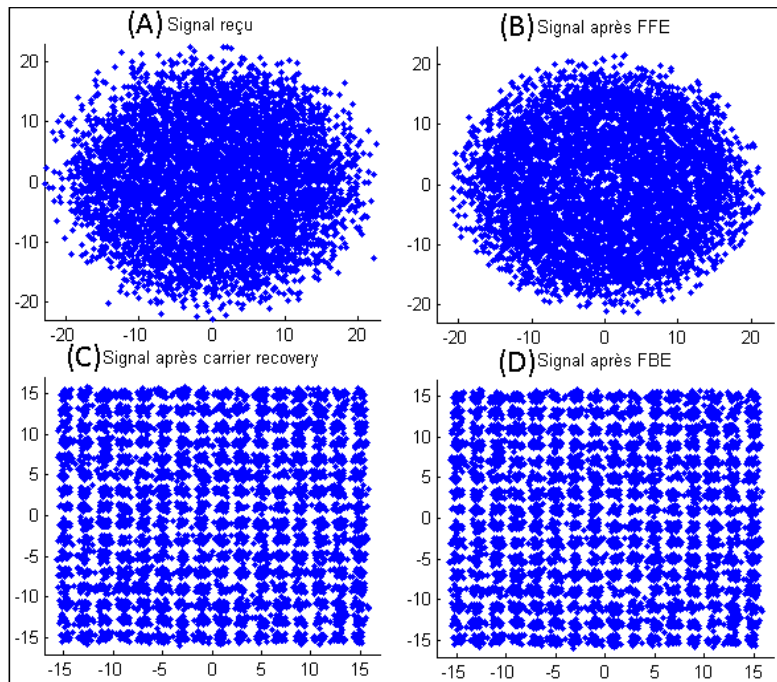


Figure 57 : Constellations des symboles 14000 à 20 000 de la simulation Figure 55

Enfin, la Figure 58 présente les performances du système conjoint pour différentes erreurs de fréquence. Les simulations ont été réalisées avec une largeur de bande de la CRL $\omega_n = 15kHz$. Pour des valeurs plus élevées, la CRL bascule difficilement du mode PFD au mode PD (étape 3) et le système n'arrive pas à converger dans plus de 50% des cas. De la même manière, si l'amplitude du multi-trajet est augmentée, par exemple à une valeur $b = 0.5$ comme dans les simulations effectuées en 64-QAM et dans [34], l'algorithme converge assez rarement. En effet, le système passe à l'étape 3 puis franchit le seuil de 1° rms d'erreur de phase résiduelle dans moins de 40% des cas pour des erreurs de fréquence initiales faibles $\Delta f < [0.06/T_s]$ et dans moins de 20% des cas si $\Delta f > [0.06/T_s]$. Comme en 64-QAM, des simulations ont été effectuées pour une autre position de l'atténuation maximale telle que $f_0 = 0.5/T_s$. Les résultats sont similaires à ceux obtenus pour $f_0 = 0$ et ne sont donc pas présentés ici.

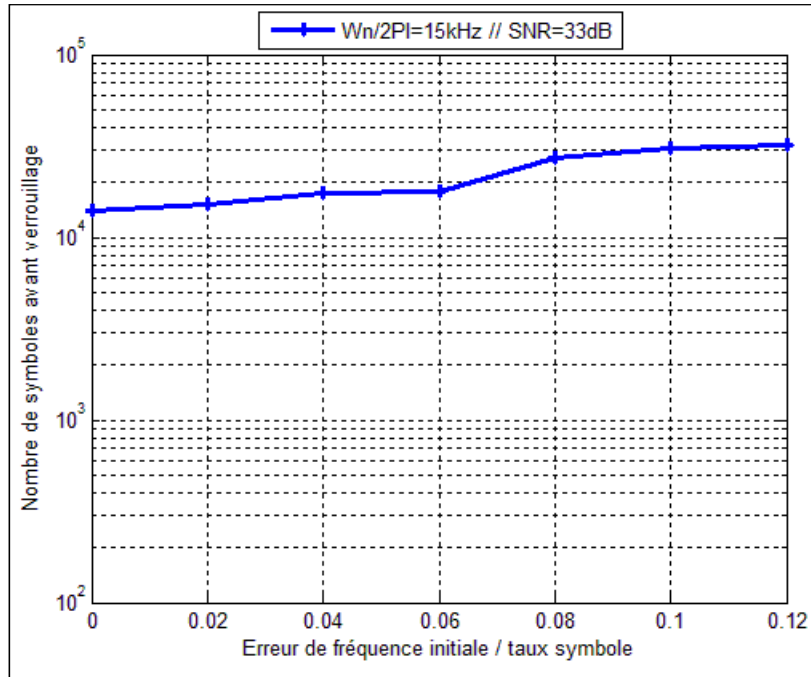


Figure 58 : Performance de l'architecture conjointe en 256-QAM pour $b = 0.25$, $\tau_d = 1 \cdot T_s$, $SNR = 33dB$ avec $\omega_n = 15kHz$. Moyenne de 20 simulations par point.

5.4 Analyse, comparaison et amélioration des performances

5.4.1 Analyse et comparaison des résultats

Tout d'abord, l'objectif du projet est de faire fonctionner l'algorithme initial de récupération de la porteuse [15] dans un canal avec échos.

- Avec l'architecture conjointe en 64-QAM, il a été prouvé qu'il était possible de synchroniser la porteuse de l'émetteur sur une plage d'erreur de fréquence de 0 à $1/4T_s$. Les simulations sont réalisées avec un délai de 1 symbole du multi-trajet et une amplitude relativement importante ($b = 0.5$). On considère également au niveau du récepteur un bruit AWGN avec un rapport signal à bruit de 33dB. Selon l'erreur de fréquence et la largeur de bande de la CRL utilisée, l'erreur de phase résiduelle passe en dessous de 1°rms entre 5 500 et 32 000 symboles.

- Le système présente également de bons résultats en 256-QAM, malgré une plus grande sensibilité à l'amplitude du multi-trajet. En effet, les simulations ont révélé que l'architecture permettait de récupérer la porteuse pour un écho $b = 0.25$ avec des durées allant de 14 000 à 32 000 symboles, selon l'erreur de fréquence initiale. Pour des amplitudes plus élevées, le système a souvent des difficultés à converger.

Ensuite, il est intéressant de pouvoir comparer ces performances avec celles d'autres systèmes similaires.

- L'avantage de la référence [34] est de donner précisément les paramètres de simulation du canal de transmission. Ainsi, même si le modèle de *Rummler* n'est pas spécifiquement utilisé, ce sont leurs caractéristiques du multi-trajet qui ont été reprises pour les simulations présentées plus haut (Cf. 5.3.2) avec notre architecture. Comme résultats, les auteurs présentent deux courbes qui montrent la convergence du système conjoint pour corriger des erreurs de fréquence faibles ($\Delta f < [0.01/T_s]$). Malheureusement, l'échelle de l'axe des temps n'est pas spécifiée. Les auteurs ont été contactés à ce sujet, mais aucune réponse n'a été reçue à ce jour. Si on fait l'hypothèse que l'axe est gradué en nombre de symboles, la convergence est extrêmement rapide par rapport à toutes les autres solutions analysées, d'autant plus que les simulations sont réalisées en 256-QAM avec un multi-trajet d'amplitude $b = 0.5$. Dans ces conditions, leur solution a des performances supérieures à celle proposée dans ce mémoire. Néanmoins, aucune information n'est donnée sur l'erreur de phase résiduelle de la porteuse et la MSE de l'égaliseur après convergence finale.
- Dans [31], les auteurs simulent leur solution en 64-QAM mais aucune indication n'est apportée sur le canal utilisé dans les simulations ni sur les performances atteintes après convergences des algorithmes. La seule information fournie est le rapport signal à bruit du signal démodulé qui est de 33.5dB. Par contre, on ne sait pas au bout de combien de temps cette valeur est mesurée. A titre de comparaison avec notre solution, des simulations réalisées en 64-QAM avec les caractéristiques de canal de la partie 5.3.2.1 révèlent un SNR sur les symboles décidés au dessus de 30dB après 10 000 symboles.
- Enfin, les trois références [9, 35, 38] qui présentent des évolutions successives d'une même architecture ont essentiellement réalisé leurs simulations et publié des résultats pour

un canal spécifique HFC destiné aux réseaux câblés de télévision. Les paramètres du canal n'ont pas été trouvés et il n'a donc pas été possible de se placer dans des conditions de simulation similaires avec le modèle de *Rummler*. Les auteurs fournissent des courbes de convergence de l'algorithme conjoint pour plusieurs valeurs d'erreurs de fréquence. En 256-QAM, pour $\Delta f = 0.1/T_s$, le système a totalement convergé après 20 000 symboles[35]. Dans une autre simulation [9] avec une erreur de fréquence plus faible ($\Delta f = 0.05/T_s$), la courbe de MSE présentée passe en dessous de -35dB après 25 000 symboles. Cette performance est confirmée en visualisant la constellation 256-QAM finale : bien que non précisé, le SNR doit être élevé car la constellation est particulièrement nette (Cf. Figure 44 en 4.4.3). La solution proposée semble donc assez rapide à converger et efficace pour compenser les distorsions du canal.

D'une manière générale, la comparaison des performances entre les différentes solutions n'est pas une tâche évidente. En effet, on a montré que les conditions de simulation pour le canal de transmission pouvaient être différentes. D'autre part, plusieurs éléments clés du fonctionnement des systèmes conjoints analysés sont parfois inconnus ce qui rend la reproduction des simulations difficile voir impossible. Enfin, pour que l'analyse des performances soit objective, on doit pouvoir disposer des mêmes indicateurs. Les plus communs sont la MSE de l'égaliseur et l'erreur de phase résiduelle en fonction du nombre de symboles écoulés et de l'erreur de fréquence initiale. En pratique, ces informations ne sont pas toujours présentées dans les résultats.

5.4.2 Axes d'amélioration

Il est donc difficile de positionner précisément les résultats de l'architecture et de la procédure proposées par rapport à ceux d'autres solutions. Néanmoins, plusieurs axes de recherches pourraient être développés pour tenter d'améliorer les performances du système conjoint.

- Tout d'abord, au niveau de l'algorithme de récupération de la porteuse lui-même. Comme représenté sur la Figure 59, on voit qu'après environ 10 000 symboles, la CRL a compensé l'erreur de fréquence par rapport à l'émetteur. Par contre, le détecteur de phase PD n'est utilisé seulement que 5000 symboles plus tard. Dans la procédure de démarrage du système, la sélection du PD conditionne le passage à l'étape 3 et donc l'utilisation de

l'algorithme d'adaptation LMS. Comme expliqué au chapitre 2, la sélection du PD est réalisée par le détecteur de verrouillage (LD) de la CRL. Ce bloc surveille la distribution des symboles reçus par rapport aux symboles décidés qui ont un emplacement idéal dans la constellation. Le fonctionnement de ce bloc dépend de plusieurs paramètres : leurs influences sur les performances du système conjoint pourraient être analysées afin de déterminer des valeurs optimales.

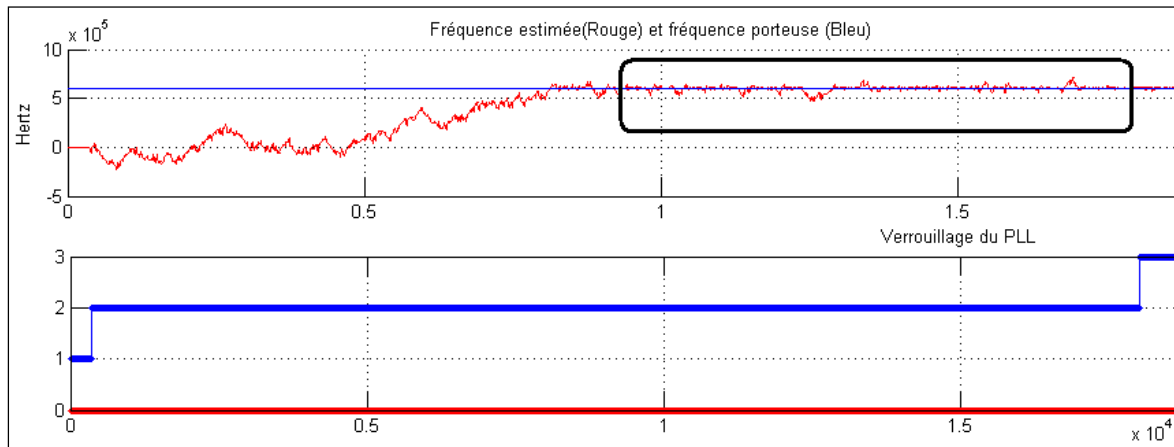


Figure 59 : Basculement du PFD au PD par le détecteur de verrouillage (LD) de la CRL.

- Un autre axe d'amélioration de la CRL pourrait se situer au niveau du PFD. En effet, il a été expliqué que ce détecteur ne conserve que certains symboles de la constellation pour calculer l'erreur de phase (17% des symboles en 256-QAM[24]). En présence d'erreur de fréquence et d'un multi-trajet important, cette limitation peut expliquer les oscillations autour de la valeur finale ainsi que le problème de détection du LD pour basculer du PFD au PD. Aussi, la référence [40] propose une boucle de récupération de la porteuse avec une évolution du PFD. Comme pour notre algorithme, le détecteur sélectionne certains symboles aux extrémités et au centre de la constellation mais en plus, il utilise quelques symboles intermédiaires placés sur l'axe à 45°. La probabilité d'apparition des symboles est donc améliorée et l'auteur montre clairement une diminution des oscillations qui pourrait être bénéfique dans notre solution conjointe.
- Au niveau de l'égaliseur, certaines solutions [23, 38] proposent un ajustement du pas aux différentes étapes de la procédure de démarrage. En effet, il a été démontré que le bruit d'adaptation est fonction du pas d'adaptation de l'égaliseur[14]. Cette évolution pourrait

permettre notamment une meilleure convergence de l'algorithme CMA à l'étape 1 lors de l'égalisation à l'aveugle. La boucle de récupération de la porteuse pourrait ainsi démarrer à l'étape 2 avec un signal présentant moins de distorsions et sans doute converger plus rapidement avec moins d'oscillations.

- Du point de vu de l'égaliseur également, plusieurs architectures utilisent des algorithmes d'adaptation différents, souvent dérivés du CMA [36, 38, 45]. Un certain nombre de variantes existe et une référence [41] propose de comparer leurs performances dans l'égalisation à l'aveugle de QAM haut niveau. Cela constitue une piste d'amélioration intéressante pour le système conjoint présenté dans ce mémoire. Par contre, lors du démarrage à l'aveugle, l'égaliseur doit pouvoir fonctionner avec une erreur de fréquence importante sur la porteuse. Il sera important d'intégrer cette contrainte dans la recherche d'un algorithme d'adaptation plus performant que le CMA.
- Enfin, on a montré que les architectures conjointes étaient la plupart du temps basées sur un égaliseur à structure DFE et une boucle de récupération de la porteuse à double détecteur de phase (PFD-PD). Néanmoins, la disposition des filtres et les modes de fonctionnement de l'égaliseur (LTE-DFE) peuvent être différents selon les étapes de la procédure de démarrage. La gestion des passages d'une étape à l'autre varie également en fonction des solutions proposées. La recherche d'une architecture ou d'une procédure performante est donc un axe à développer. L'article [37] présente des résultats intéressants sur ce sujet.

5.5 Conclusion

A partir de la revue de la littérature, on a proposé une solution avec une architecture conjointe égaliseur-CRL et une procédure de démarrage à l'aveugle. L'égaliseur est basé sur une structure à retour de décision (DFE) et la boucle de récupération de la porteuse est l'algorithme présenté au chapitre 2 et dans [15]. L'architecture retenue fonctionne avec une procédure de démarrage en trois étapes. Tout d'abord, l'égalisation est réalisée à l'aveugle avec un algorithme d'adaptation CMA qui est indépendant de l'erreur de fréquence. On calcule l'erreur quadratique moyenne de l'égaliseur puis en dessous d'un seuil, le système bascule à l'étape 2 et démarre la CRL. Le fonctionnement avec le détecteur d'erreur PFD permet alors d'éliminer l'erreur de fréquence initiale de la porteuse tout en continuant

l'égalisation avec le CMA. Enfin, à l'étape 3, la CRL change de détecteur pour corriger les erreurs de phase avec le PD. En parallèle, l'algorithme d'adaptation des coefficients LMS est sélectionné pour permettre une convergence plus précise de l'égaliseur et finalement de l'ensemble du système conjoint.

Cette solution a été simulée dans un canal de *Rummler* en 64-QAM et 256-QAM. Les caractéristiques de simulation du canal ont été définies d'après un article proposant une architecture similaire à la notre. En 64-QAM, le système conjoint est capable de synchroniser la porteuse pour une amplitude de multi-trajet et des erreurs de fréquence importantes. En 256-QAM, la solution proposée fonctionne sur toute la plage d'erreur de fréquence, mais l'amplitude maximale du multi-trajet permettant la convergence est plus faible qu'en 64-QAM.

Ainsi, le fonctionnement de l'algorithme CRL de départ est rendu possible dans un canal avec échos grâce à l'utilisation d'une architecture conjointe avec égaliseur. L'objectif de ce travail de mémoire est donc atteint. Néanmoins, plusieurs axes de recherche ont été présentés afin d'améliorer les performances par rapport aux autres solutions proposées dans la littérature. Les évolutions possibles concernent l'algorithme de récupération de la porteuse (détecteur PFD, détecteur de verrouillage), l'égaliseur (pas d'adaptation, algorithme d'adaptation) mais aussi l'architecture elle-même et la procédure de démarrage du système.

CONCLUSION GÉNÉRALE

Ce mémoire traite de la synchronisation rapide des systèmes de communication QAM à haut niveau dans des conditions de canal avec échos. Le point de départ du projet était un algorithme de récupération de la porteuse spécifique qui présente l'avantage de corriger rapidement et précisément des erreurs de fréquence et de phase initiales importantes en 64, 256 voir 1024-QAM. L'objectif était de tester cet algorithme dans un canal avec échos, d'analyser son comportement et le cas échéant, de proposer une solution d'amélioration puis d'en mesurer les performances.

Pour répondre à cet objectif, le premier chapitre a tout d'abord abordé quelques éléments essentiels à l'analyse de la problématique du sujet. On a présenté les différents éléments d'une chaîne de communication ainsi que la modulation QAM et ses caractéristiques essentielles, notamment son efficacité spectrale. Ensuite, on a défini le périmètre de l'étude réalisée: le modèle du canal a été précisé ainsi que les fonctions qui étaient considérées au niveau du récepteur, en particulier l'opération de synchronisation de la porteuse, puis comme nous l'avons vu, l'égalisation.

Le deuxième chapitre a alors présenté en détail l'algorithme de récupération de la porteuse. On a montré que son architecture était basée sur celle d'une boucle à verrouillage de phase mais avec plusieurs spécificités. En particulier, deux estimateurs d'erreur de phase (PFD-PD) et un détecteur de verrouillage (LD) sont utilisés pour pouvoir corriger des erreurs importantes entre l'oscillateur du récepteur et celui de l'émetteur.

Le troisième chapitre a été consacré dans un premier temps à l'introduction d'éléments théoriques sur les canaux de transmission. Ensuite, le canal de *Rummler* a été présenté et l'utilisation de ce modèle justifiée dans le cadre d'une liaison radio avec des antennes fixes. Enfin, on a précisé les conditions de simulation et donné les résultats des performances de la CRL dans ce canal ainsi que dans un canal AWGN.

Après analyse, il est apparu que l'algorithme ne permettait pas de récupérer la porteuse dans un canal de *Rummler*, même en présence d'amplitudes de multi-trajet et d'erreurs de fréquence initiales assez faibles. Aussi, le chapitre 4 a tout d'abord présenté le principe de l'égalisation qui s'est révélé être une solution pour combattre les distorsions introduites par un

canal avec échos. Quelques structures et algorithmes d'adaptation orientés vers l'égalisation à l'aveugle et insensibles aux erreurs de fréquence ont été exposés. Néanmoins, l'utilisation indépendante d'un égalisateur suivi de la boucle de récupération de la porteuse n'a pas donné des performances satisfaisantes, surtout lorsque l'indice de modulation devient important ($M \geq 64$). Dans ce cas, il est nécessaire d'utiliser un système conjoint qui permet à l'égaliseur et à la boucle de recouvrement de collaborer.

A partir de la revue de littérature et des analyses des chapitres précédents, on a proposé dans le chapitre 5 une architecture conjointe ainsi qu'une procédure de démarrage. Les simulations de cette solution ont montré de bons résultats en 64-QAM pour un écho de -6 dB et des résultats satisfaisants en 256-QAM pour un écho de -12 dB.

Ainsi, le travail réalisé pendant ce mémoire a permis d'apporter une solution à l'utilisation de l'algorithme de récupération de la porteuse dans un canal avec échos. Son fonctionnement a été validé et ses performances caractérisées pour des modulations QAM haut niveau (64 et 256) avec des erreurs de fréquence de porteuse importantes ($\Delta f = 1/4 \cdot T_s$) et certaines caractéristiques du canal. Malheureusement, il a été difficile de reproduire les conditions de simulation d'autres références et donc de comparer précisément les performances.

Ce travail ouvre également la voie à plusieurs perspectives de recherche. D'abord, comme il a été présenté au dernier chapitre, différents axes d'amélioration sont possibles par rapport de la solution proposée. Ensuite, il pourrait être intéressant d'implémenter cette solution dans une plateforme de développement avec DSP ou FPGA pour en mesurer les performances réelles. D'autre part, l'étude réalisée ne tient pas compte de certaines opérations comme celle de la récupération du rythme. On pourrait donc étudier son fonctionnement avec la CRL et l'égaliseur car en pratique, elle peut faire partie d'une architecture conjointe comme l'ont montrées plusieurs références. Enfin, l'analyse dans ce mémoire est axée sur un modèle de canal précis : celui de *Rummler*. Des travaux futurs pourraient étudier le comportement de l'architecture proposée avec d'autres types de canaux, en particulier ceux variant dans le temps.

BIBLIOGRAPHIE

1. Proakis, J.G., *Digital communications*. 4th ed. McGraw-Hill series in electrical and computer engineering. 2000, Boston: McGraw-Hill. xxi, 1002 p.
2. Roviras, D., *Cours de Systèmes de Radiocommunications*. 2009-2010. **Partie 1**(16): p. 502 p.
3. Mouaki Benani, A., *Récupération efficace de la porteuse pour un système de communication numérique MQAM*. 1999, Montréal: A. Mouaki Benani École de technologie supérieure. xvii, 103 f.
4. Aksas, M., *Egaliseur aveugle lineaire avec recouvrement simultane de la phase de la porteuse*. 2003, Ecole de Technologie Superieure (Canada): Canada. p. 92.
5. Kadionik, P., *Bases de transmissions numériques-Les modulations numériques*. 2000(1): p. 41 p.
6. Xiong, F., *Digital modulation techniques*. 2000, Boston: Artech House. xv, 653 p.
7. Mouaki Benani, A. and F. Gagnon. *Comparison of carrier recovery techniques in M-QAM digital communication systems*. in *Electrical and Computer Engineering, 2000 Canadian Conference on*. 2000.
8. Lathi, B.P. and Z. Ding, *Modern digital and analog communication systems*. 4th ed. 2009, New York: Oxford University Press. xix, 1004 p.
9. Junhua, T., et al. *Joint carrier recovery and adaptive equalization for high-order QAM*. in *Circuits and Systems, 2005. ISCAS 2005. IEEE International Symposium on*. 2005.
10. Bateman, A., *Digital communications : design for the real world : Andy Bateman*. 1999, Reading, Mass.: Addison-Wesley. xxv, 221 p.
11. Rummler, W., R. Coutts, and M. Liniger, *Multipath fading channel models for microwave digital radio*. *Communications Magazine, IEEE*, 1986. **24**(11): p. 30-42.
12. Jeruchim, M.C., P. Balaban, and K.S. Shanmugan, *Simulation of communication systems : modeling, methodology, and techniques*. 2nd ed. Information technology--transmission, processing, and storage. 2000, New York: Kluwer Academic/Plenum Publishers. xxvii, 907 p.
13. Yongxue, Z., et al. *Practical implementation of blind equalization, carrier recovery and timing recovery for QAM cable receiver chip*. in *ASIC, 2003. Proceedings. 5th International Conference on*. 2003.
14. Jablon, N.K., *Joint blind equalization, carrier recovery and timing recovery for high-order QAM signal constellations*. *Signal Processing, IEEE Transactions on*, 1992. **40**(6): p. 1383-1398.
15. Gagnon, G., et al., *A simple and fast carrier recovery algorithm for high-order QAM*. *Communications Letters, IEEE*, 2005. **9**(10): p. 918-920.
16. Best, R.E., *Phase-locked loops : design, simulation, and applications*. 6th ed. 2007, New York: McGraw-Hill. xii, 482 p.
17. Chanwoo, P., L. Jinbeom, and K. Younglok. *Modified Reduced Constellation PLL for Higher Order QAM*. in *Circuits and Systems, 2007. ISCAS 2007. IEEE International Symposium on*. 2007.
18. Matsuo, Y. and J. Namiki, *Carrier Recovery Systems for Arbitrarily Mapped APK Signals*. *Communications, IEEE Transactions on*, 1982. **30**(10): p. 2385-2390.
19. Ki-Yun, K. and C. Hyung-Jin. *Design of carrier recovery algorithm for high-order QAM with large frequency acquisition range*. in *Communications, 2001. ICC 2001. IEEE International Conference on*. 2001.

20. Yuan, O. and W. Chin-Liang. *A new carrier recovery loop for high-order quadrature amplitude modulation*. in *Global Telecommunications Conference, 2002. GLOBECOM '02. IEEE*. 2002.
21. Sari, H. and S. Moridi, *New phase and frequency detectors for carrier recovery in PSK and QAM systems*. *Communications, IEEE Transactions on*, 1988. **36**(9): p. 1035-1043.
22. Treichler, J.R., M.G. Larimore, and J.C. Harp, *Practical blind demodulators for high-order QAM signals*. *Proceedings of the IEEE*, 1998. **86**(10): p. 1907-1926.
23. Lee, C.S., E.D. Lee, and J. Ahn, *Fast frequency acquisition algorithm for carrier recovery for high-order QAM*. *Electronics Letters*, 2008. **44**(2): p. 143-144.
24. Gagnon, G., et al., *Minimisation of carrier frequency acquisition time in QAM systems*. *Electronics Letters*, 2009. **45**(5): p. 276-277.
25. Sklar, B., *Digital communications : fundamentals and applications*. 2nd ed. 2001, Upper Saddle River, N.J.: Prentice-Hall PTR. xxiv, 1079 p.
26. Moridi, S. and H. Sari, *Analysis of Four Decision-Feedback Carrier Recovery Loops in the Presence of Intersymbol Interference*. *Communications, IEEE Transactions on*, 1985. **33**(6): p. 543-550.
27. Barbot, J.-P., *Communications Numériques*, in *Cours ENS-Département EEA*. 2004. p. 12
28. Linnartz, J.-P.M.G., *Wireless Communication*. QAM Demodulation, 2004: p. 22 p.
29. Ajakane, M., *Fonctionnement conjoint de l'egalisation aveugle avec la recuperation de l'horloge dans une structure DFE*. 2003, Ecole de Technologie Superieure (Canada): Canada. p. 165.
30. Chun-Nan, K., I.H. Cheng, and F. Chih-Peng. *An adaptive carrier synchronizer for M-QAM cable receiver*. in *Consumer Electronics, 2003. ICCE. 2003 IEEE International Conference on*. 2003.
31. Ibrahim, A., *Etude, conception et simulation d'un egaliseur DFE pour un systeme multiniveau*. 2001, Ecole de Technologie Superieure (Canada): Canada. p. 105.
32. Johnson, R., Jr., et al., *Blind equalization using the constant modulus criterion: a review*. *Proceedings of the IEEE*, 1998. **86**(10): p. 1927-1950.
33. Choi, Y.S., H. Hwang, and D.I. Song, *Adaptive blind equalization coupled with carrier recovery for HDTV modem*. *Consumer Electronics, IEEE Transactions on*, 1993. **39**(3): p. 386-391.
34. Huang, L. and L. Pingfen, *Hybrid carrier recovery, blind equalization for high-order QAM signal constellations*. *Consumer Electronics, IEEE Transactions on*, 2008. **54**(2): p. 333-335.
35. Liu, Z., et al. *Efficient Carrier Recovery for High-Order QAM*. in *Consumer Electronics, 2007. ICCE 2007. Digest of Technical Papers. International Conference on*. 2007.
36. Kun-Chien, H. and D.W. Lin. *Joint carrier recovery and multimodulus blind decision-feedback equalization under high-order QAM*. in *Global Telecommunications Conference, 2004. GLOBECOM '04. IEEE*. 2004.
37. Stark, A. and D. Raphaeli, *Combining Decision-Feedback Equalization and Carrier Recovery for Two-Dimensional Signal Constellations*. *Communications, IEEE Transactions on*, 2007. **55**(10): p. 2012-2021.
38. Jiang, Z., et al. *Area-efficient VLSI architecture of joint carrier recovery and blind equalization for QAM demodulator*. in *ASIC, 2005. ASICON 2005. 6th International Conference On*. 2005.
39. Belzile, J. and F. Gagnon. *Decision feedback equalization and channel coding for multilevel modulation*. in *Electrical and Computer Engineering, 1996. Canadian Conference on*. 1996.

40. Xue, W., X. Yang, and Z. Zhang. *A Carrier Recovery Algorithm for High Order QAM Signals*. in *Wireless Communications Networking and Mobile Computing (WiCOM), 2010 6th International Conference on*. 2010.
41. Feng, L., et al. *New Multi-Modulus Algorithms for Blind Decision- Feedback Equalization of High-Order QAM Signals*. in *Innovative Computing Information and Control, 2008. ICICIC '08. 3rd International Conference on*. 2008.

LISTE DES SIGLES

a	Atténuation globale du canal de <i>Rummler</i>
$A(t)$	Amplitude du symbole en bande de base
$a(n)$	Signal en sortie du multiplieur de la CRL
b	Amplitude du trajet secondaire du canal de <i>Rummler</i>
β	Seuil du LD pour basculer du PFD au PD
$\Delta\theta$	Erreur de phase initiale de la porteuse
$\Delta\omega$	Erreur de fréquence initiale de la porteuse
$d(n)$	Signal de détection de la polarité faite par le PFD
D_b	Débit binaire
D_s	Débit symbole
$\varepsilon(n)$	Erreur de l'égaliseur
E_p	Énergie d'un symbole pendant une période
f_c	Fréquence de la porteuse (Hz)
f_0	Fréquence de l'atténuation maximale du canal (<i>Notch</i>)
$F(s)$	Transformée de Laplace de la fonction de transfert du filtre de la CRL
$g(n)$	Symbole désiré ou estimé par l'algorithme d'adaptation
$h_c(t)$	Réponse impulsionnelle du canal
$H_c(f)$	Fonction de transfert du canal
$ H_c(f) $	Réponse en amplitude du canal
$H_e(f)$	Fonction de transfert de l'égaliseur
J	Fonction objectif de l'égaliseur
k_d	Gain du détecteur de phase (V/rad)
k_i	Gain du correcteur intégral du filtre de boucle de la CRL
k_0	Gain du VCO ou du NCO ($\text{rad s}^{-1} \text{V}^{-1}$)
k_p	Gain du correcteur proportionnel du filtre de boucle de la CRL
λ	Seuil représentant la distance maximum pour positionner y_{crit} à 1
M	Taille de l'alphabet de la modulation (En nombre de symboles)
$m(n)$	Symbole complexe de la constellation QAM
$\hat{m}(n)$	Symbole complexe décidé par le bloc de décision de la CRL
N	Nombre de bit par symbole
N_{FBE}	Ordre du filtre arrière de l'égaliseur DFE
N_{FFE}	Ordre du filtre avant de l'égaliseur DFE
n	Numéro du symbole traité

η	Efficacité spectrale (bits/s/Hz)
N_{LD}	Nombre de symboles pour calculer la moyenne du LD
P_0	Puissance du plus petit symbole en QAM
$p(t)$	Signal de mise en forme de l'impulsion
$P(f)$	Spéctre de la composante en phase ou en quadrature (QAM)
$p(n)$	Erreur de phase du PFD avant <i>Track & Hold</i>
P_{avg}	Puissance moyenne du signal QAM
P_r	Puissance moyenne du signal en sortie du canal avant AWGN
P_{Vc}	Puissance moyenne du bruit AWGN
$q(n)$	Signal généré par le NCO de la CRL
R_{cma}	Constante de convergence du CMA
$r(n)$	Signal vu par l'entrée de la CRL ou de l'algorithme conjoint
$S_s(f)$	DSP du signal QAM à l'émission en bande base
$s(n)$	Signal en sortie de l'émetteur
θ	Phase de la porteuse (rad)
$\hat{\theta}(n)$	Phase instantanée estimée de la porteuse du NCO (rad)
θ_1	Phase du signal de référence du PLL (rad)
θ_2	Phase du signal généré par le VCO du PLL (rad)
$\theta_a(n)$	Phase du signal a en sortie du multiplieur de la CRL (rad)
$\theta_d(n)$	Phase du signal représentant la polarité du symbole a (rad)
$\theta_e(n)$	Erreur de phase du PLL ou de la CRL (rad)
$\theta_{e-rms}(n)$	Valeur RMS de l'erreur de phase du PLL ou de la CRL (en °)
$\theta_c(f)$	Réponse en phase du canal
$\theta_m(t)$	Phase du symbole en bande de base (rad)
$\theta_{\hat{m}}(n)$	Phase du symbole décidé par le bloc de décision (rad)
T_s	Période symbole (s)
τ_1 / τ_2	Seuils haut et bas du PFD pour sélectionner les symboles
τ_{f1} / τ_{f2}	Constantes de temps du filtre de boucle de la CRL
$\tau_{dk}(t)$	Délai entre le trajet direct et le multi-trajet k
$u(n)$	Signal d'entrée de l'égaliseur
$u_f(n)$	Signal de sortie du filtre de boucle du PLL
$u_1(n)$	Signal de référence du PLL
$u_2(n)$	Signal générée par le VCO du PLL
$U_f(s)$	Transformée de Laplace de la sortie du filtre de la CRL
μ	Pas d'adaptation de l'égaliseur

$V_c(n)$	Composante complexe de bruit blanc Gaussien additive
ω_c	Fréquence de la porteuse de l'émetteur (rad/s)
$\hat{\omega}(n)$	Fréquence estimée de la porteuse générée par le NCO
ω_0	Fréquence centrale du PLL (rad/s)
ω_1	Fréquence du signal de référence du PLL (rad/s)
ω_2	Fréquence du signal délivrée par le VCO du PLL (rad/s)
ω_n	Fréquence naturelle de la CRL (rad/s)
$w_j(n)$	Coefficients de l'égaliseur
W	Largeur de bande du canal (Hz)
$y_{ch}(t)$	Signal de sortie du canal
$y_{crl}(n)$	Indicateur du LD pour basculer du PFD au PD
$y_{equ}(n)$	Signal de sortie de l'égaliseur
$\hat{y}_{equ}(n)$	Signal décidé après sortie de l'égaliseur
$z(n)$	Signal de sortie final du détecteur de phase CRL / PLL
ζ	Facteur d'amortissement de la CRL
$z_{pd}(n)$	Signal de sortie du PD
$z_{pfd}(n)$	Signal de sortie du PFD
$Z(s)$	Transformée de Laplace de la sortie du détecteur de phase

LISTE DES ABRÉVIATIONS

AGC	Contrôle Automatique du gain (<i>Automatic Gain Control</i>)
AWGN	Bruit blanc additif Gaussien (<i>Additive White Gaussian Noise</i>)
BPSK	Modulation de phase à deux états (<i>Binary Phase Shift Keying</i>)
CMA	Algorithme du module constant (<i>Constant Modulus Algorithm</i>)
CRL	Boucle de récupération de la porteuse (<i>Carrier recovery Loop</i>)
DFE	Égaliseur à retour de décision (<i>Decision Feedback Equalizer</i>)
DSP	Densité Spectrale de Puissance
DD-PLL	PLL basée sur la décision (<i>Decision Directed PLL</i>)
EQM	Erreur quadratique moyenne (<i>MSE : Mean Squared Error</i>)
IES	Interférences entre symboles
LD	Détecteur de verrouillage de la CRL (<i>Lock detector</i>)
LMS	Algorithme du gradient Stochastique (<i>Least Mean Square</i>)
LOS	Transmission en ligne directe (<i>Line-Of-Sight</i>)
LTE	Égaliseur linéaire transversal (<i>Linear Transversal Equalizer</i>)
NCO	Oscillateur contrôlé numériquement (<i>Numerically-controlled Oscillator</i>)
NRZ	Non Retour à Zéro
PD	Détecteur de phase (<i>Phase Detector</i>)
PFD	Détecteur de phase-fréquence (<i>Phase frequency detector</i>)
PLL	Boucle à verrouillage de phase (<i>Phase-Locked Loop</i>)
LD	Détecteur de verrouillage (<i>Lock detector</i>)
RC-PLL	PLL à constellation réduite (<i>Reduced-Constellation PLL</i>)
QAM	Modulation d'amplitude en quadrature (<i>Quadrature Amplitude Modulation</i>)
QPSK	Modulation de phase en quadrature (<i>Quadrature Phase shift keying</i>)
RMS	Racine de la moyenne au carré (<i>Root Mean Squared</i>)
SNR	Rapport signal à bruit (<i>Signal Noise Ratio</i>)
VCO	Oscillateur contrôlé en tension (<i>Voltage-Controlled Oscillator</i>)

LISTE DES FIGURES

FIGURE 1: CHAÎNE DE COMMUNICATION NUMÉRIQUE D'APRÈS [2]	14
FIGURE 2 : EXEMPLE DE CONSTELLATION POUR UNE MODULATION EN 16-QAM	16
FIGURE 3 : LIAISON MICRO-ONDE AVEC UN TRAJET DIRECT ET UN ÉCHO[11].....	20
FIGURE 4 : MODÈLE DE LA LIAISON AVEC CANAL DE <i>RUMMLER</i> ET AWGN.....	20
FIGURE 5 : FONCTIONS RÉALISÉES PAR LE DÉMODULATEUR ET POSITION DE L'ALGORITHME	21
FIGURE 6 : SCHÉMA BLOC DE L'ARCHITECTURE DE BASE D'UN PLL.....	25
FIGURE 7 : SCHÉMA BLOC D'UNE DD-PLL.....	27
FIGURE 8: CONSTELLATION QPSK AVEC SIMULATION DE 2000 SYMBOLES.....	28
FIGURE 9 : PRINCIPE DE DÉCISION DES SYMBOLES EN QPSK	29
FIGURE 10 : SCHÉMA BLOC DE L'ALGORITHME DE RÉCUPÉRATION DE LA PORTEUSE.....	30
FIGURE 11 : PLAGES D'ERREUR EN DD-PLL AVEC QPSK ET 16-QAM	31
FIGURE 12 : DISCRIMINATION DES SYMBOLES UTILES POUR LE PFD.....	33
FIGURE 13 : SORTIE DU PFD APRÈS <i>TRACK & HOLD</i> POUR UN OFFSET DE FRÉQUENCE Δf	34
FIGURE 14 : REPRÉSENTATION DE LA FONCTION DE TRANSFERT DU FILTRE DANS LE DOMAINE EN <i>S</i>	37
FIGURE 15 : FILTRE NUMÉRIQUE PASSE BAS DE LA CRL.....	38
FIGURE 16 : ILLUSTRATION D'UN VERROUILLAGE AVEC ERREUR DE PHASE DE $\pi / 2$	39
FIGURE 17: CANAL IDÉAL AVEC AWGN	43
FIGURE 18: ÉVANOUISSEMENTS DANS UN CANAL DE TRANSMISSION (TIRÉ DE [2]).....	46
FIGURE 19 : SÉLECTIVITÉ EN FRÉQUENCE ET RÉPONSE IMPULSIONNELLE D'UN CANAL (TIRÉ DE [2]).....	48
FIGURE 20: SPECTRE EN AMPLITUDE DU CANAL DE <i>RUMMLER</i>	52
FIGURE 21: INFLUENCE DU CANAL SUR UN SIGNAL QAM ($f_0 = 0 \text{ Hz}$, $T_s = 5 \text{ MBd}$, $b = 0.5$, $a = 1$).....	53
FIGURE 22 : INFLUENCE DU CANAL SUR UNE CONSTELLATION 16-QAM POUR $b = 0.2$, $f_0 = 0$ (SIMULATION DE 2000 SYMBOLES).....	54
FIGURE 23 : INFLUENCE DU CANAL SUR UNE CONSTELLATION 16-QAM POUR $b = 0.2$ ET $f_0 = 1/8 \cdot T_s$ (SIMULATION DE 2000 SYMBOLES).....	55
FIGURE 24 : MODÈLE DE SIMULATION DE LA CRL DANS UN CANAL AWGN	56
FIGURE 25 : ÉVOLUTION DES SIGNAUX DE LA CRL POUR RÉCUPÉRER LA PORTEUSE ($\Delta f = [0.01 / T_s]$)	58
FIGURE 26 : CONSTELLATIONS RELEVÉES AUX DIFFÉRENTES ÉTAPES DE LA TRANSMISSION (SIMULATION POUR 5000 SYMBOLES EN 64-QAM).....	59
FIGURE 27 : PERFORMANCES DE LA CRL EN 64-QAM AVEC SNR DE 30dB.....	60
FIGURE 28 : PERFORMANCES DE LA CRL EN 256-QAM AVEC SNR DE 30dB.....	60
FIGURE 29 : MODÈLE DE SIMULATION DE LA CRL AVEC UN CANAL DE <i>RUMMLER</i> ET AWGN	61
FIGURE 30 : PERFORMANCES EN 16-QAM DE LA CRL DANS UN CANAL DE <i>RUMMLER</i> AVEC SNR=30dB ET DIFFÉRENTES VALEURS DE b	63

FIGURE 31 : PERFORMANCES EN 16-QAM DE LA CRL DANS UN CANAL DE <i>RUMMLER</i> AVEC SNR=30dB ET DIFFÉRENTES VALEURS DE f_0	64
FIGURE 32 : ÉVOLUTION DES SIGNAUX DE LA CRL EN 64-QAM POUR $b = 0.1$	65
FIGURE 33 : PROBLÈME DE SYNCHRONISATION EN FRÉQUENCE EN 64-QAM POUR $b = 0.1$	66
FIGURE 34 : MODÈLE D'UNE CHAÎNE DE TRANSMISSION EN BANDE DE BASE, D'APRÈS [2].....	70
FIGURE 35 : STRUCTURE TRANSVERSALE D'UN ÉGALISEUR LINÉAIRE (LTE).....	72
FIGURE 36 : STRUCTURE D'UN ÉGALISEUR À RETOUR DE DÉCISION (DFE)	74
FIGURE 37 : MODÈLE DE SIMULATION DE L'ÉGALISATION CMA AVEC UN CANAL DE <i>RUMMLER</i>	79
FIGURE 38 : ÉGALISATION CMA 16-QAM DE 5000 SYMBOLES SANS (A) ET AVEC (B) ERREUR DE FRÉQUENCE. (AFFICHAGE DES SYMBOLES DE 1000 À 5000).....	81
FIGURE 39 : ÉGALISATION CMA EN 64-QAM DE 5000 SYMBOLES SANS (A) ET AVEC (B) ERREUR DE FRÉQUENCE. (AFFICHAGE DES SYMBOLES DE 1000 À 5000).....	81
FIGURE 40 : PERFORMANCE DE LA CRL PLACÉE APRÈS L'ÉGALISEUR CMA EN 256-QAM. MOYENNE DE 10 SIMULATIONS PAR ERREUR DE FRÉQUENCE. ARRÊT DE LA SIMULATION APRÈS 40 000 SYMBOLES.....	82
FIGURE 41 : ARCHITECTURE DU SYSTÈME CONJOINT ÉGALISATION-RÉCUPÉRATION DE LA PORTEUSE [36] : EN BAS, STRUCTURE DFE AVEC FILTRE AVANT, FILTRE ARRIÈRE ET BLOC DE DÉCISION. EN HAUT, BOUCLE DE RÉCUPÉRATION DE LA PORTEUSE AVEC DÉTECTEUR D'ERREUR DE PHASE, FILTRE DE BOUCLE ET VCO. A DROITE, BLOC DE CALCUL DES COEFFICIENTS DES FILTRES DE L'ÉGALISEUR.....	84
FIGURE 42 : ARCHITECTURE SIMPLIFIÉE DU SYSTÈME CONJOINT CRL-DFE DE [35]	87
FIGURE 43 : RÉSULTAT DE [9] POUR UNE ERREUR DE FRÉQUENCE INITIALE $\Delta f = [0.05 / T_s]$. (A) : ÉGALISATION CMA SEULE. (B) : CORRECTION EN FRÉQUENCE. (C & D) : CORRECTION DE PHASE ET ÉGALISATION LMS.....	88
FIGURE 44 : CONSTELLATIONS DE [9] EN 256-QAM (A) : ÉGALISATION CMA SEULE. (B) : CORRECTION EN FRÉQUENCE. (C & D) : CORRECTION DE PHASE ET ÉGALISATION LMS	89
FIGURE 45 : MODIFICATION DU SYSTÈME SÉRIE ÉGALISEUR-CRL VERS UNE ARCHITECTURE CONJOINTE.....	92
FIGURE 46 : ÉTAPE 1 AVEC ÉGALISATION LTE-CMA ET MESURE DU MSE POUR PASSER À L'ÉTAPE 2.....	95
FIGURE 47 : MSE EN 16-QAM AVEC ERREUR DE FRÉQUENCE INITIALE $\Delta f = [0.1 / T_s]$ ET $N_{mse} = 512$	95
FIGURE 48 : ARCHITECTURE CONJOINTE À L'ÉTAPE 2 (LTE-CMA + CRL-PFD).....	97
FIGURE 49 : ARCHITECTURE CONJOINTE À L'ÉTAPE 3 (DFE-LMS + CRL-PD).....	98
FIGURE 50 : MODÈLE DE SIMULATION DE L'ARCHITECTURE CONJOINTE AVEC CANAL DE <i>RUMMLER</i>	99
FIGURE 51 : ÉVOLUTION DES SIGNAUX DE LA CRL POUR RÉCUPÉRER LA PORTEUSE ($\Delta f = [0.03 / T_s]$, $b = 0.5$, $\tau_d = 1 \cdot T_s$, $f_0 = 0$, $SNR = 33dB$ ET $\omega_n = 15kHz$).....	101
FIGURE 52 : MSE DES FONCTIONS D'ADAPTATION DES COEFFICIENTS DE L'ÉGALISEUR (CMA PUIS LMS).....	102
FIGURE 53 : CONSTELLATIONS DES SYMBOLES 7000 À 10 000 DE LA SIMULATION FIGURE 51	102
FIGURE 54 : PERFORMANCES DE L'ARCHITECTURE CONJOINTE EN 64-QAM POUR $b = 0.5$, $\tau_d = 1 \cdot T_s$, $SNR = 33dB$ AVEC $\omega_n = 15kHz$ ET $\omega_n = 30kHz$. MOYENNE DE 20 SIMULATIONS PAR POINT.	103

FIGURE 55 : ÉVOLUTION DES SIGNAUX DE LA CRL POUR RÉCUPÉRER LA PORTEUSE ($\Delta f = [0.03/T_s]$, $b = 0.25$, $\tau_d = 1 \cdot T_s$, $f_0 = 0$, $SNR = 33dB$ ET $\omega_n = 15kHz$)	105
FIGURE 56 : MSE DES FONCTIONS D'ADAPTATION DES COEFFICIENTS DE L'ÉGALISEUR (CMA PUIS LMS)	105
FIGURE 57 : CONSTELLATIONS DES SYMBOLES 14000 À 20 000 DE LA SIMULATION FIGURE 55	106
FIGURE 58 : PERFORMANCE DE L'ARCHITECTURE CONJOINTE EN 256-QAM POUR $b = 0.25$, $\tau_d = 1 \cdot T_s$, $SNR = 33dB$ AVEC $\omega_n = 15kHz$. MOYENNE DE 20 SIMULATIONS PAR POINT.....	107
FIGURE 59 : BASCULEMENT DU PFD AU PD PAR LE DÉTECTEUR DE VERROUILLAGE (LD) DE LA CRL.....	110

LISTE DES TABLEAUX

TABLEAU 1 : ILLUSTRATION DU GAIN APPORTÉ PAR LA MODULATION QAM HAUT NIVEAU[5].....	19
TABLEAU 2 : RÉCAPITULATIF DES PARAMÈTRES DE SIMULATION DE LA CRL.....	57
TABLEAU 3 : VALEURS DU PAS ET DE LA CONSTANTE DU CMA EN FONCTION DE L'INDICE DE MODULATION.....	80
TABLEAU 4 : VALEURS DES SEUILS DE MSE POUR AUTORISER LE PASSAGE À L'ÉTAPE 2 DE LA PROCÉDURE DE DÉMARRAGE.	96