

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
République Algérienne démocratique et populaire

وزارة التعليم العالي و البحث العلمي
Ministère de l'enseignement supérieur et de la recherche scientifique

جامعة سعد دحلب البليدة
Université SAAD DAHLAB de BLIDA

كلية التكنولوجيا
Faculté de Technologie

قسم الإلكترونيك
Département d'Électronique



Mémoire de Projet de Fin d'Études

présenté par

DJEMLI Loubna

pour l'obtention du diplôme de Master en Électronique spécialité Traitement de l'information
et de signal

Thème

Etude et Simulation de FS-AMTuC pour le système de transmission OFDM

Promoteur : Dr. ANOU Abderrahmane, Co-promotrice : Mlle. HAMIDANE Assia

Année Universitaire 2014-2015

Remerciements

J'aimerais tout d'abord remercier les rapporteurs de ce label, Dr. ANOU Abderrahmane, et Mlle. HAMIDANE Assia de m'avoir supervisé durant cette période d'étude. Je leurs en suis extrêmement reconnaissant pour leurs précieux conseils, pour nos discussions constructives, pour l'attention et la disponibilité qu'ils m'ont accordée et finalement, pour leurs générosité. Ils ont contribué à faire de ma maîtrise une période fort occupée, mais combien agréable.

Merci à tous ceux qui nous ont assistés mais aussi supportés. Tous, vous avez participé à ma vie d'études à des niveaux différents, et à tous je dois un petit quelque chose...

Je tiens à remercier les membres de jury d'avoir acceptés d'examiner mon travail.

Il serait impossible d'oublier de mentionner la contribution de mes parents pour la réussite de ces études. Leur support aura été exceptionnel. Au-delà des mots et des phrases, aucune parole ne saurait exprimer mes éternels attachements, mon profond amour, mes perpétuelles affectations et infinies gratitudee que je vous dois. Car votre place dans mon cœur est particulière, nul ne dédicace et nulle parole ne peut exprimer mon profond amour à votre égard.

En ce moment qui constitue un tournant particulièrement important de ma jeunesse, mes sentiments, mes premières pensées et ma gratitude vont vers mes très chers parents sans qui je n'aurai jamais pu parvenir au stade actuel de mon instruction.

C'est grâce à leur amour, sacrifices, encouragements et leurs prières que j'ai pu réussir dans mes études.

A mes frères, ma sœur et mes belles sœurs.

A ma petite souris et cher nièce Lydia.

A tous mes amies dont la sympathie et le soutien moral m'ont été précieuse.

Enfin, je remercie ma chère amie Assia El Batoul, pour son support et sa compréhension qui m'ont été tout-à-fait remarquables, tout spécialement dans les moments les plus difficiles.

Maintes et maintes fois a-t-elle su m'inspirer et m'encourager. Un grand merci

ملخص: يهدف هذا المشروع إلى دراسة تقنية تعديل جديدة المتمثلة في تعديل التكيف و التيربو ترميز (AMTuC), في سياق الاتصالات اللاسلكية , وذلك باستخدام نظام تقسيم التردد المتعامد (OFDM) خلال قناة بتلاشي رايلي. تعتمد هذه الإستراتيجية على تخصيص ثابت من القنوات الفرعية (FS) التي تعمل على عرض تماسك النطاق الترددي خلال قناة لاسلكية. في الواقع، يستخدم أسلوب AMTuC مخططات متعددة للتكيف التوربو مرمزة ، من أجل الضبط فوري للكفاءة الطيفية لتغيرات نسبة المؤشر-إلى-الضوضاء (SNR) للقناة. تقدير هذا الأخير يوفر، مقارنة مع مجموعة من العتبات التي تم الحصول عليها، يضمن نسبة خطأ ثنائية (BER) دون عتبة محددة مسبقاً. التكيف الخاص بكل عتبة، يرسل مجدداً إلى جهاز الإرسال، لكي تتم عملية التكيف.

كلمات جوهرية: AMTuC; BER; الكفاءة الطيفية; FS; OFDM; SNR.

Résumé: Ce travail se rapporte à l'étude d'une nouvelle technique adaptative, Modulation Adaptative et Turbo-Codage (AMTuC) sous le contexte de communication sans fil, en utilisant le système de multiplexage par répartition orthogonale de fréquence (OFDM) à travers un canal à évanouissement de Rayleigh. Cette stratégie est basée sur l'allocation fixe de sous-canaux ou Fixed sub-channelling (FS), qui exploite la bande de cohérence du canal sans fil. En effet, la méthode AMTuC utilise des schémas de modulation turbo codé multiples, afin d'adapter instantanément l'efficacité spectrale aux variations du rapport signal sur bruit (SNR) du canal. L'estimation de ce dernier, pour chaque trame, comparé à un ensemble de seuil obtenus, assure un taux d'erreur binaire (TEB) au-dessous d'un seuil prédéfini. La modulation associée à chaque seuil est renvoyé à l'émetteur, pour que l'adaptation puisse être accomplie.

Mots clés : AMTuC ; BER ; Efficacité spectrale ; FS ; OFDM ; SNR.

Abstract: This work relates to the study of a new adaptive technique, Adaptive modulation and Turbo-coding (AMTuC) under the context of wireless communication, by using the system of Orthogonal Frequency-Division Multiplexing (OFDM) over a Rayleigh channel. This strategy is based on the Fixed sub-channeling (FS), which exploits the wireless channel coherence band. Indeed, the method AMTuC uses multiples schemes of turbo-coded modulation, in order to adapt immediately the spectral efficiency to the variations of signal-to-noise ratio (SNR) of the channel. The estimation of this last, for each frame, compared to a set of obtained threshold, insures a binary error rate (BER) below a predefined threshold. The associated modulation to every threshold is sent back to the transmitter, so that the adaptation can be achieved.

Keywords: AMTuC ; BER ; Spectral Efficiency; FS ; OFDM ; SNR.

Listes des acronymes et abréviations

AWGN	Additive White Gaussien Noise
BER	Bit Error Rate
CC	Codeur Convolutif
CSI	Channel State Information
DFT	Discrete Fourier Transform
FFT	Fast Fourier transform.
FS-AMTuC	Fixed Sub-channelling Adaptive Modulation and Turbo-Coding
GI	Gard Interval
IES	Interférence Enter Symboles
IFFT	Inverse Fast Fourier transform
LMMSE	Least Mean Squares Modified
LMMSEM	Least Mean Squares
LMS	Least Mean Squares
LS	Least Squares
ML	Maximum likelihood
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing
PSAM	Pilot Symbol Assisted Modulation
PSK	Phase Shift Keing
QAM	Quadrature Amplitude Modulation
SNR	Signal to Noise Ratio

Notion mathématiques

T_s	Temps d'un symbole
c_k	Donné numérique
f_k	Fréquence de Fourier
$s(t)$	Signal OFDM
$S(t)$	Réponse réelle Signal OFDM
Δ	Duré d'intervalle de garde
$x(t)$	Signal reçu par les différents chemins du canal
α_n	Atténuation
τ_n	Retard
$c(t,T)$	Fonction de transfert en bande de base
$p(n)$	Densité spectrale du bruit additif blanc Gaussien
r_k	Sorti bruitée du canal
x_k	Variable du signal modulé
n_b	Bruit blanc Gaussien
A_k	Facteur d'évanouissement de Rayleigh
B	Largeur de bande utilisée
B_c	Bande de cohérence
E_b/N_0	Rapport entre énergie par bit et densité spectrale du bruit
F	Matrice de la DFT
g	Réponse impulsionnelle du canal
H_c	Matrice circulante du canal
H	Réponse fréquentielle du canal
P	Rang d'approximation
$\bar{\gamma}$	Rapport SNR moyen
ρ	rang de la matrice exigé par l'estimateur
β	constante qui dépend de la constellation du signal
σ_n^2	Variance du bruit additif
$P[k]$	Série des symboles pilotes transmis
d_{ps}	Facteur représentant le symbole pilote
P	Série des symboles pilotes
r	Trame OFDM
K	Sous-vecteur
η	Efficacité spectrale moyenne
$w_{avg} [K]$	Bruit complexe Gaussien
$E\{ \}$	Espérance mathématique

$\text{Re}\{ \}$	Partie réelle
x	Scalaire
\mathbf{x}	Vecteur
\mathbf{X}	Matrice
$(\cdot)^*$	Conjugué
$(\cdot)^T$	Transposé
$(\cdot)^H$	Transposé conjugué
$\hat{(\cdot)}$	Valeur estimée
$(\cdot)_{\text{avg}}$	moyenne

Table des matières

INTRODUCTION GENERALE.....	1
Chapitre 1 Système de communication OFDM.....	3
1.1 Introduction	3
1.2 Notion d'orthogonalité	3
1.3 Chaîne de transmission OFDM.....	4
1.4 Emetteur OFDM.....	5
1.4.1 La source	7
1.4.2 Codage.....	7
1.4.3. Modulation	10
1.4.4. insertion des pilotes	14
1.5. Canal de transmission.....	15
1.5.3. Canal AWGN	17
1.5.4. Canal Rayleigh	18
1.6. Récepteur OFDM	19
1.6.3. Démodulateur OFDM.....	20
1.6.4. Désassemblage	31
1.6.5. Décodage	31
1.7. Conclusion.....	33
Chapitre 2 Modulation adaptative	34
2.1. Introduction	23
2.2. Application de la modulation adaptative	23
2.3. Technique d'estimation du canal	24
2.3.1. Estimateur LS	26
2.3.2. Estimateur LMS.....	26
2.3.3. Estimateur LMMSE.....	27
2.3.4. Estimateur LMMSEM	28
2.3.5. Estimateur ML.....	30
2.3.6. Estimateur FPTA	31
2.4. Principe de modulation adaptative de Goldsmith	33
2.5. Conclusion.....	34
Chapitre 3 Simulation et résultats.....	35
3.1. Introduction	35

3.2.	Résultats de simulation.....	39
3.2.1.	Effet du turbo codage sur un système OFDM.....	39
3.2.2.	Effet de l'adaptation de la modulation.....	40
3.2.3.	Effet du nombre de pilotes.....	41
3.2.4.	Performance du système FS-AMTuC-OFDM.....	42
3.3.	Conclusion.....	43
	Conclusion générale.....	44
	Annexe A Programme du FS-AMTuC-OFDM.....	46
	Annexe C Détails des équations.....	49
	Bibliographies.....	50

Liste des figures

<i>Figure 1.1</i> : Notion d'orthogonalité.....	4
<i>Figure 1.2</i> : Représentation spectrale d'un signal OFDM.....	4
<i>Figure 1.3</i> : Schéma synoptique d'un système OFDM.	5
<i>Figure 1.4</i> : Emetteur de système OFDM.	6
<i>Figure 1.5</i> : Exemple d'un codage canal.	7
<i>Figure 1.6</i> : Exemple de codeur convolutif.	8
<i>Figure 1.7</i> : Schéma générique d'un turbo codeur.	9
<i>Figure 1.8</i> : Constellation des modulations B-PSK, Q-PSK, A6-QAM et 64-QAM.....	11
<i>Figure 1.9</i> : Schéma de principe d'un modulateur OFDM.	12
<i>Figure 1.10</i> : Insertion d'intervalle de garde.	13
<i>Figure 1.11</i> : Les Arrangement des pilotes pour l'estimation du canal.	14
<i>Figure 1.12</i> : Canal multi-trajet.....	15
<i>Figure 1.13</i> : Modèle du canal AWGN.....	18
<i>Figure 1.14</i> :Modèle du canal Rayleigh.	18
<i>Figure 1.15</i> : Récepteur de système OFDM.....	19
<i>Figure 1.16</i> : Schéma fonctionnel du processus de décodage itératif.	21
<i>Figure 2.1</i> : Schéma synoptique de la technique AMTuC.....	24
<i>Figure 2.2</i> : Estimation et égalisation d'un canal.	25
<i>Figure 2.3</i> : Schéma d'un estimateur de canal modifié de rang ρ	29
<i>Figure 2.4</i> : Insertion de pilotes dans une trame.....	32
<i>Figure 3.1</i> : organigramme du système étudié.	38
<i>Figure 3.2</i> : Effet du turbo codage.	39
<i>Figure 3.3</i> : BER vs. SNR pour FS-AM-OFDM.....	40
<i>Figure 3.4</i> : Performance du système AM-OFDM.....	41
<i>Figure 3.5</i> : Effet du changement de nombre de pilotes.	42
<i>Figure 3.6</i> : Comparaison entre le FS-AMTuC et le FS-AM.	32

Liste des tableaux

<i>Tableau 1. 1</i> : Efficacité des modulations BPSK, QPSK, 16-QAM, 64-QAM.	10
<i>Tableau 1. 2</i> : Alphabet de symbole A_s	10
<i>Tableau 3. 1</i> : Paramètres de simulations.	36
<i>Tableau 3. 2</i> :FS-AM en fonction de la gamme du SNR.....	40

INTRODUCTION GENERALE

Que ce soit à l'aide des signaux visuelle ou de signaux sonores, l'homme a toujours tenté de vaincre les distances et de mettre en place une transmission rapide de l'information. Ce qui a donné naissance à une nouvelle science des télécommunications.

Lorsque peu de domaines ont vu une légère évolution, de leurs cotés, les technologies de communication ont subi des bouleversements profonds durant ces dernières décennies. Cette évolution a changé la vie quotidienne des hommes.

Dans un monde qui ne semble jamais craintif, le désir de la liberté est toujours croissant. Nulle part ailleurs n'est cette demande plus évidente qu'en téléphonie, un des plus grands accomplissements de technologie du dernier siècle où le service de la téléphonie mobiles est considéré comme une percée pour les téléphones fixes. Ceci a permis aux gens de découvrir les avantages de pouvoir communiquer en mouvement, n'importe où et n'importe quand.

Cependant, en ce nouveau monde des utilisateurs de téléphones mobiles, on s'attend à ce que les équipements répondent aux exigences rigoureuses des consommateurs. La technologie demande et demandera d'acquérir de nouvelles aptitudes, un nouveau « savoir-utiliser » pour rester à la page mais aussi pour avoir accès aux différents services.

Dans l'étude des systèmes de communication numérique deux grands types de problèmes se posent généralement :

- Le premier se pose lorsque la quantité d'information à transmettre est fixe et que l'on souhaite réduire la durée de la transmission. Pour augmenter le débit de l'information transmise il est nécessaire d'utiliser au mieux la capacité du canal, avec des modulations et des codages adaptés. Le débit final sera variable et dépendra des conditions de la communication.
- La seconde configuration correspond à un débit d'information fixe et imposé par l'application (parole sur téléphonie mobile, radio numérique, etc.). Dans ce cas c'est la quantité de la transmission que l'on souhaite améliorer en réduisant autant que possible le Taux d'Erreur Binaire (TEB).

Depuis quelques années les transmissions numériques sans fil sont en pleine expansion avec les satellites, la radio et la télévision numériques, la domotique et bien sur les téléphones mobiles. Les ressources en canaux de transmission sont de plus saturées, en particulier dans la bande de la téléphonie mobile. Ce phénomène est accru par l'arrivée de nouveaux services tels que l'accès à internet et la transmission d'image via les téléphones mobiles. Ces services demandent des débits de plus en plus importants, et comme le nombre d'utilisateurs continue d'augmenter, la quantité d'information transmise croît très rapidement.

Une solution pour pallier à cette saturation est d'utiliser des techniques pour améliorer l'efficacité spectrale des communications, l'une de ces techniques est la Modulation Adaptative et Turbo-Codage (FS-AMTuC) pour un système de multiplexage par répartition orthogonale de fréquence (OFDM) [1-2].

L'objectif visé dans ce travail, est l'étude de la technique FS-AMTuC dans un canal à évanouissement de Rayleigh, dont le but d'évaluer ces performances en vue de capacité du canal.

Hormis l'introduction générale et la conclusion générale, ce travail s'articulera autour de trois chapitres suivants :

Le premier chapitre traite les généralités sur la chaîne de communication OFDM, permet de comprendre sa fonctionnalité et expose ces propriétés; Elle introduit ensuite ces étapes passant par l'émetteur, le canal de transmission et le récepteur.

Le deuxième chapitre débute par la présentation des hypothèses sur lesquelles est basée l'adaptation de la modulation pour des communications sans fil à large bande, utilisée dans un système OFDM.

Le troisième chapitre sera consacré à l'étude et la simulation de la technique « FS-AMTuC » dans un système OFDM pour un canal à évanouissement de Rayleigh par l'exploration de l'effet de la modulation adaptative et du turbo codage sur la performance de la transmission.

Le traitement obtenu montre l'évolution de la performance en termes de probabilité d'erreur par bit (BER) en fonction du SNR (Signal to Noise Ratio).

Chapitre 1 Système de communication OFDM

1.1 Introduction

Les environnements propices au multi-trajet proposent de nombreux échos, provoquant un phénomène d'IES (Interférence Entre Symboles), pour éviter ce dernier, la période symbole doit donc être largement supérieure au plus long des échos, ce qui réduit le spectre utilisable. Il existe plusieurs technique pour élargir la bande spectrale d'un signal, parmi lesquelles l'étalement de spectre, qu'il soit par séquence directe ou par sauts de fréquence, et les modulations multi-porteuses. On s'intéresse à une technique multi-porteuses particulière, le multiplexage par répartition orthogonale de fréquence (OFDM) [1-2]

Nous nous intéressons, dans ce chapitre, au fonctionnement général du système OFDM utilisé dans le cadre des communications numériques.

1.2 Notion d'orthogonalité

La différence fondamentale entre les différentes techniques classiques de modulation multi-porteuses et l'OFDM est que cette dernière autorise un fort recouvrement spectral entre les porteuses, ce qui permet d'augmenter sensiblement leur nombre ou d'amoinrir l'encombrement spectral. Cependant, pour que ce recouvrement n'ait pas d'effet néfaste, les porteuses doivent respecter une contrainte d'orthogonalité, à la fois dans les domaines temporel et fréquentiel.

Nous allons déterminer le spectre du signal OFDM. Chaque porteuse modulant une donnée pendant une fenêtre de durée T_s , son spectre est la transformée de Fourier de la fenêtre et le spectre total est la somme des spectres individuels.

La figure 1.1 montre que l'espace entre chaque sous-porteuse $1/T_s$ permet, lorsque le spectre d'une sous-porteuse est maximal, d'annuler le spectre de toutes les autres : c'est la condition d'orthogonalité. (Orthogonal d'OFDM). Cette condition permet d'avoir un recouvrement entre les spectres des différentes sous-porteuses, et malgré ceci d'éviter les interférences entres sous-porteuse si l'échantillonnage est fait précisément à la fréquence d'une sous-porteuse [3].

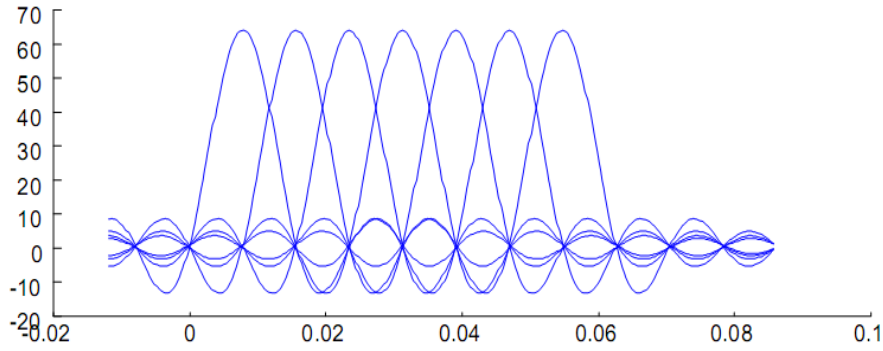


Figure 1.1 : Notion d'orthogonalité [3].

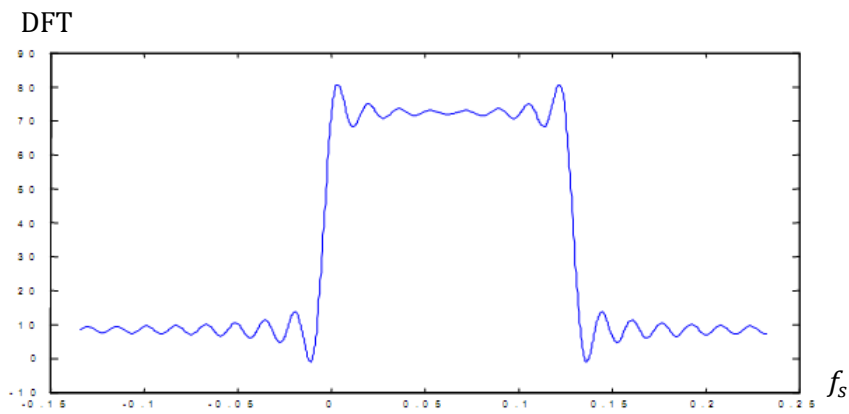


Figure 1.2 : Représentation spectrale d'un signal OFDM [3].

1.3 Chaîne de transmission OFDM

Le principe de la technique OFDM est de grouper des données numériques par paquets de N , qu'on appellera symbole OFDM et de moduler chaque paquets par une porteuse différente en même temps à base de transformée de Fourier rapide inverse (IFFT) [4].

Pour que les fréquences des sous-porteuses soient les plus proches possibles et ainsi transmettre le maximum d'information sur une portion de fréquences donnée, l'OFDM utilise des sous-porteuses orthogonales entre elles. Les signaux des différentes sous-porteuses se chevauchent mais grâce à l'orthogonalité n'interfèrent pas entre eux [1-2].

Le schéma synoptique de la technique d'OFDM est illustré sur la figure suivante :

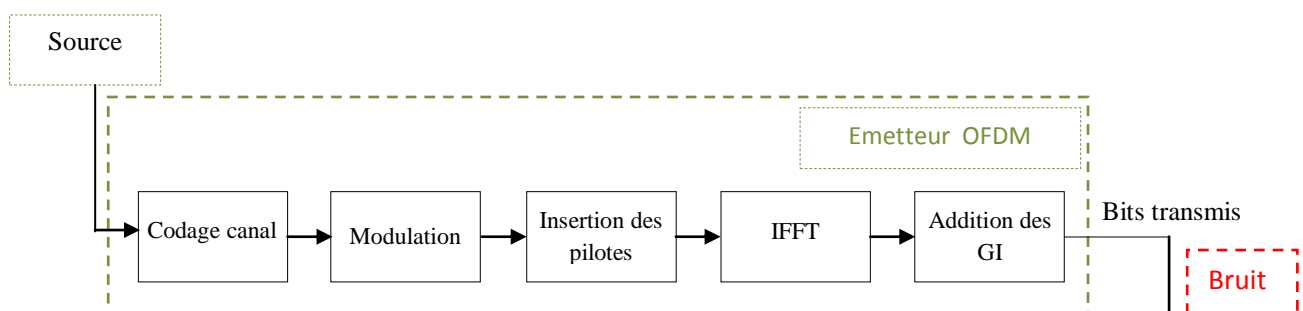


Figure 1.3 : Schéma synoptique d'un système OFDM.

1.4 Emetteur OFDM

Cette partie décrit les différentes opérations qui vont être exécutées par l'émetteur avant la transmission des données. Les différents blocs fonctionnels le constituant sont représentés sur la figure 1.4.

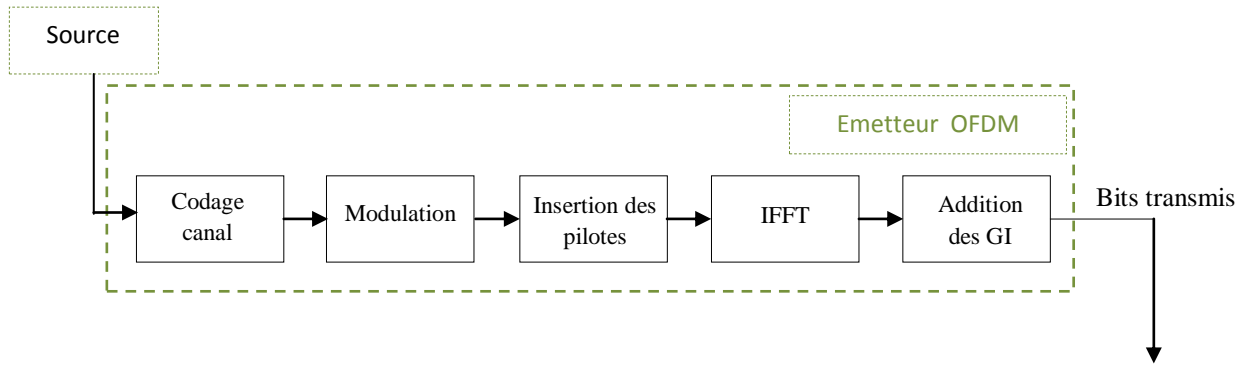


Figure 1.4 : Emetteur de système OFDM.

Les données de la source, sont d'abord randomisées pour être codées et mappées en symboles PSK ou QAM (Quadrature Amplitude Modulation). Les simulations mises en application dans ce mémoire, ont été développées pour la couche physique sans fil MANOFDM de FS-AMTuC en utilisant le multiplexage par division de fréquence orthogonale (OFDM) avec des sous porteuses. L'OFDM est une technique de modulation pour des liaisons numériques qui, distribue les données à transmettre sur un nombre important de fréquences porteuses [5-67-8-9]. Chaque sous-porteuse peut être modulée suivant un schéma qui lui est propre (BPSK, QPSK, 16-QAM...). Les principaux avantages de l'OFDM; sont sa haute efficacité spectrale, sa faible sensibilité aux distorsions causées par les trajets multiples ainsi que sa robustesse aux interférences. Dans un système mono porteur, un évanouissement profond, peut causer la perte totale du signal. En OFDM, les sous porteuses étant modulées individuellement à bas débit, se comportent comme des signaux indépendants à bande étroite. Chaque sous porteuse se propage donc, dans un canal non sélectif en fréquence. Dans un canal à évanouissement de Rayleigh, il est possible qu'une partie de l'information soit perdue (évanouissements profonds localisés). Le fait de répartir l'information sur un nombre important de porteuses, assure qu'une partie au moins de l'information sera transmise correctement. Le codage canal, qui introduit de la redondance dans le signal, permet alors, de retrouver les informations perdues à partir des données correctement reçues. Les erreurs de transmission sont ainsi corrigées.

Chaque symbole OFDM se compose de sous porteuses de données; de sous porteuses pilotes et de sous porteuses de garde, pour constituer grâce à un processus d'assemblage de l'ensemble, la construction des symboles. Des préambules de séquences d'apprentissage sont ajoutés au début de chaque salve pour rendre aisée, l'estimation des coefficients du canal à la réception qui se voit. Le signal résultant, est alors modulé par l'IFFT en un signal OFDM. Un intervalle de garde(GI), est ajouté dans le but d'empêcher l'interférence inter-symboles.

1.4.1 La source

La source délivre des symboles puisant leurs valeurs, dans un alphabet fini généralement binaire ne contenant que deux éléments notés, par convention 0 et 1. Si cet alphabet comporte M éléments, on parlera de source M -aire.

La source est caractérisée, par un débit alphabétique exprimé en symboles par seconde (ou Bauds) et un débit d'information en Shannon par seconde (ou bit/s) [10]. Si une source délivre des symboles indépendants, dont les valeurs sont équiprobables, on dira que la source est idéale dans le sens où elle maximise le débit d'information. Aussi, une source binaire idéale, est caractérisée par un débit d'information égal au débit alphabétique [11]. Dans la suite, on traitera le cas de la source binaire.

1.4.2 Codage

Le codage canal est composé de 2 étapes : le codage et l'entrelacement (interleaving).

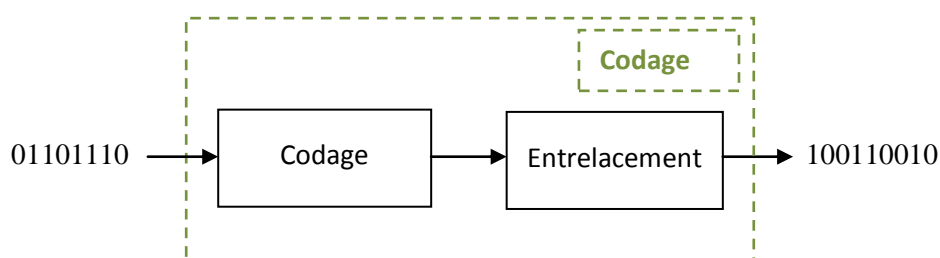


Figure 1.5 : Exemple d'un codage canal.

A. Codage correcteur d'erreur

Le principe de codage est d'introduire une redondance dans le message afin de le rendre moins sensible aux bruits et perturbations subies lors de la transmission. En effet, cette redondance pourra être utilisée en réception, pour faire face aux différentes sources de bruit et d'interférence afin de, détecter, voire corriger les erreurs commises. Afin de quantifier cette redondance, on définit le rendement du code, c'est à dire le rapport entre le nombre d'éléments binaires en entrée et, le nombre d'éléments binaires en sortie. Cette valeur est donc toujours inférieure ou égale à 1 (le cas particulier d'une valeur égale à 1, signifie qu'il n'y a pas de codage, c'est à dire aucune redondance).

Il existe deux grandes familles de codes correcteurs d'erreurs; les codes en bloc et les codes convolutifs [12]. Les codes en bloc, étudiés pour la première fois par Hamming [13], où les

blocs de sortie sont indépendants les uns des autres (pas d'effet de mémoire), sont plus efficaces dans le cas d'erreurs par paquets. A l'inverse, les codes convolutifs, étudiés pour la première fois par Elias [14], engendrent un effet de mémoire qui les rend au contraire plus efficaces contre des erreurs indépendantes. Pour certains types de canaux dits à mémoire, les erreurs de transmission sont corrélées et arrivent par paquets. Afin d'améliorer le pouvoir correctif des codes, il est possible de modifier les statistiques d'apparition par des techniques d'entrelacement/désentrelacement en blocs ou convolutives. On peut aussi envisager la concaténation, en série, en parallèle, ou hybride de différents codes.

B. Codage en bloc

Le codage en bloc consiste à associer à un bloc de données d de k symboles issus de la source d'information un bloc c , appelé mot de code, de n symboles avec $n \geq k$. La différence $(n-k)$ représente la quantité de redondance introduite par le code. La connaissance de la règle de codage en réception permet de détecter et de corriger, sous certaines conditions, des erreurs. Le rapport k/n est appelé rendement ou taux de codage du code.

C. Codage convolutif

Le principe des codes convolutifs (CC), inventés par Peter Elias [14], consiste à découper le message en blocs finis et les considérer comme une séquence semi-infinie a_0, a_1, a_2, \dots de symboles qui passe à travers une succession de registres à décalage, dont le nombre est appelé mémoire du code. Ainsi, ils permettent de lutter contre les erreurs introduites par les évanouissements profonds. Pour simplifier, et également parce que c'est ainsi pour la quasi-totalité des codes convolutifs utilisés, nous considérerons le cas où le message est constitué de bits. La figure 1.6 nous illustre le principe du codeur convolutif.

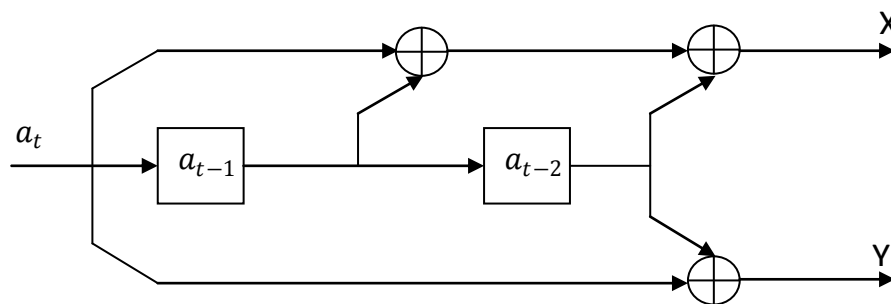


Figure 1.6 : Exemple de codeur convolutif.

D. turbo code

Le premier turbo code, basé sur le codage convolutif a été présenté par Berrou et Glavieux [15]. Depuis lors, plusieurs schéma ont été proposés et le terme « turbo code » a été généralisé pour couvrir les codes en blocs aussi bien que les codes convolutifs. En bref, la structure basique d'un schéma de turbo codage est en effet d'utiliser une concaténation en parallèle d'au moins deux encodeurs avec un entrelaceur entre les encodeurs. La conception générique d'un turbo code est illustré sur la figure 1.7. Le concept général tient compte du choix libre des encodeurs et des entrelaceurs, la plupart des conceptions suivent les idées présentées dans [15] :

- Les deux codeurs utilisés sont normalement identique.
- Le code est en forme systématique, c'est-à-dire les bits d'entrée arrivent aussi à la sortie.
- L'entrelaceur lit les bits dans un ordre pseudo-aléatoire.

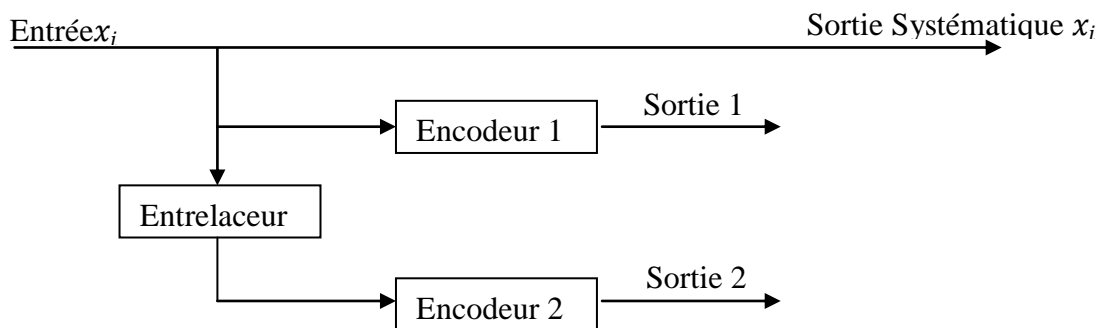


Figure 1.7 : Schéma générique d'un turbo codeur [15].

E. Entrelacement

L'entrelacement de données est généralement utilisé, pour disperser les salves d'erreur et ainsi, réduire la concentration d'erreur à corriger, en vue d'augmenter l'efficacité du codeur correcteur d'erreur par l'étalement des salves d'erreurs introduites, par le canal de transmission pour une longue période. Nous répartissons alors, à l'émission, les bits adjacents d'une manière convenable. La taille d'un entrelacement, est égale au nombre des bits codés que les sous porteuses d'un symbole OFDM peuvent supporter. L'entrelacement est mis en œuvre, par l'utilisation d'une matrice tampon bidimensionnelle, telle que les données sont écrites sur les lignes de cette matrice. Nous effectuons par la suite, une lecture sur les colonnes, qui spécifie le nombre de niveaux d'entrelacement. Il en résulte, qu'une salve d'erreurs dans le canal après l'entrelacement, devient à peine espacée d'erreurs facilement corrigibles [11].

1.4.3. Modulation

Après l'étape de codage, les bits de données entrent en série dans le modulateur numérique. Tous les systèmes de transmission sans fil, utilisent une méthode de modulation pour représenter les bits codés sous une certaine forme qui peut être, effectivement transmise sur un canal de transmission. Ainsi, les bits des sous porteuses, sont représentés par une amplitude et une phase, données par un vecteur complexe en phase et en quadrature de phase (Q.I.). La représentation graphique de Q.I, montre le vecteur transmis pour toutes les combinaisons de mots contenant les données de la modulation. Le codage de Gray, est une méthode pertinente pour cette allocation, puisque les points adjacents dans la constellation, diffèrent seulement par un simple bit. Ce codage aide à réduire au minimum, le taux global d'erreur des bits comme il réduit les erreurs multiples concurrentes, d'une erreur simple des symboles [11].

Le nombre de bits par symbole pour chaque type de modulation, est donné par le tableau 1.1 :

Tableau 1. 1 : Efficacité des modulations BPSK, QPSK, 16-QAM, 64-QAM.

Type de modulation	Valence d'amplitude	Valence de phase	Nombre total des valences	Efficacité (bit/symbole)
BPSK	1	2	2	1
QPSK	1	4	4	2
16-QAM	2	8	16	4
64-QAM	4	16	64	6

Les données sont alors prêtes pour attaquer le modulateur OFDM.

La représentation de la modulation est établie, dans la simulation. L'alphabet des symboles A_s , représente les points du même rang dans la carte de constellation et est défini, dans le tableau 1.2 :

Tableau 1. 2 : Alphabet de symbole A_s

Type de modulation	L'alphabet de symbole A_s
BPSK	$A_s = (1, -1)$
QPSK	$A_s = (1+j, 1-j, -1+j, -1-j)$
16-QAM	$A = (j, 3j, -j, -3j)$ $A_s = (A +j, A+3, A -1, A -3)$
64-QAM	$A = (j, 3j, 5j, 7j, -j, -3j, -5j, -7j)$ $A_s = (A +1, A+3, A+5, A+7, A -1, A -3, A-5, A-7)$

Nous allons maintenant présenter les types de modulation utilisées dans notre système, illustrés sur la figure 1.8.

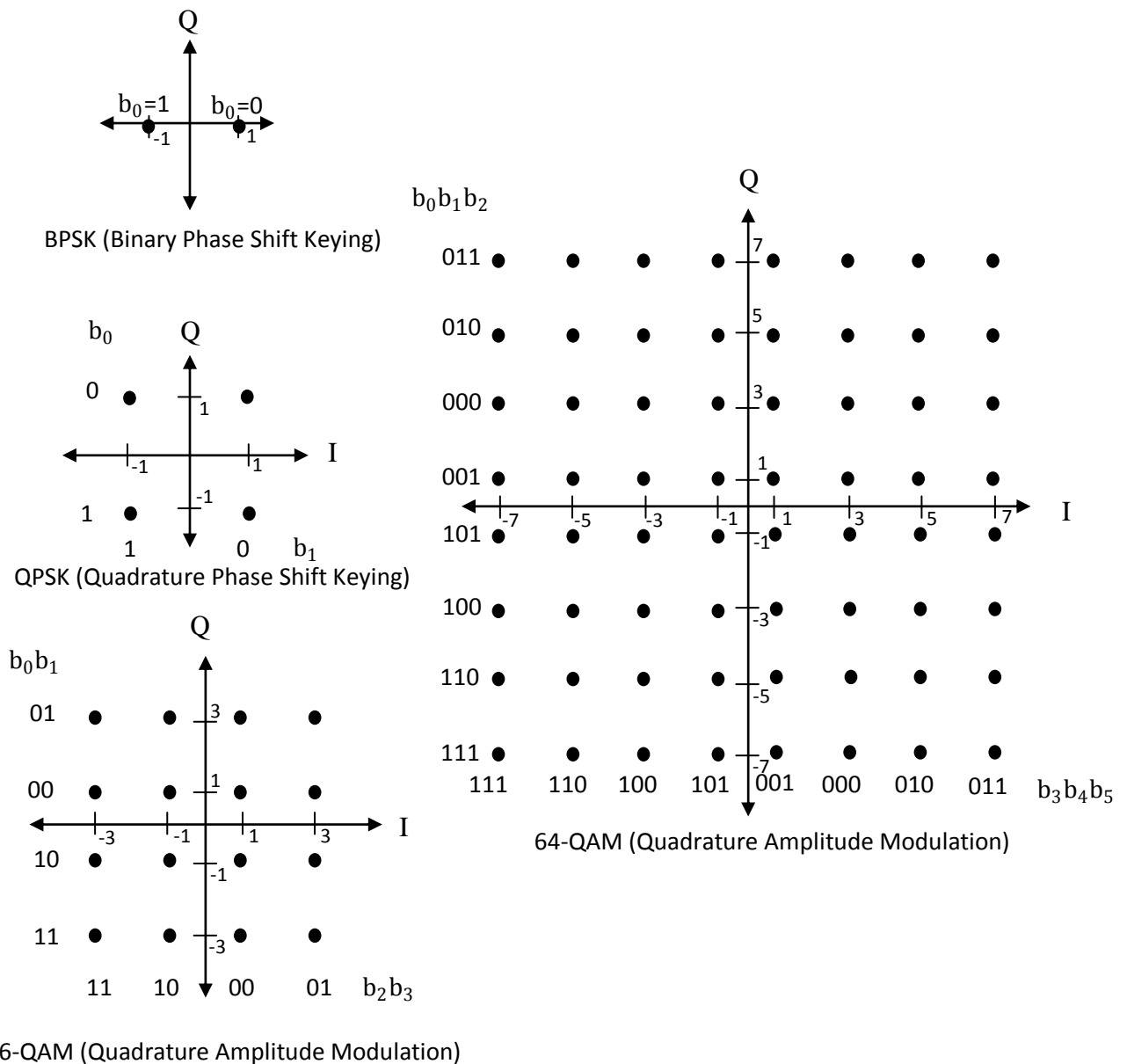


Figure 1.8 : Constellation des modulations B-PSK, Q-PSK, A6-QAM et 64-QAM.

A. Modulateur OFDM

Considérons une séquence de N données c_0, c_1, \dots, c_{N-1} , avec T_s la durée symbole c'est-à-dire le temps qui sépare 2 séquences. Chaque donnée c_k module un signal à la fréquence f_k . Le signal individuel s'écrit sous forme complexe suivante :

$$c_k e^{2j\pi f_k t} \quad (1.1)$$

Le signal $s(t)$ total correspondant à toutes les données d'un symbole OFDM est la somme des signaux individuels :

$$s(t) = \sum_{k=0}^{N-1} c_k e^{2j\pi f_k t} \quad (1.2)$$

Le multiplexage est orthogonal si l'espace entre les fréquences est $1/T_s$.

Alors :

$$f_k = f_0 + \frac{k}{T_s}$$

et $s(t) = e^{2j\pi f_0 t} \sum_{k=0}^{N-1} c_k e^{2j\pi \frac{kt}{T_s}}$ (1.3)

Le schéma de principe de la modulation est illustré dans la figure suivante :

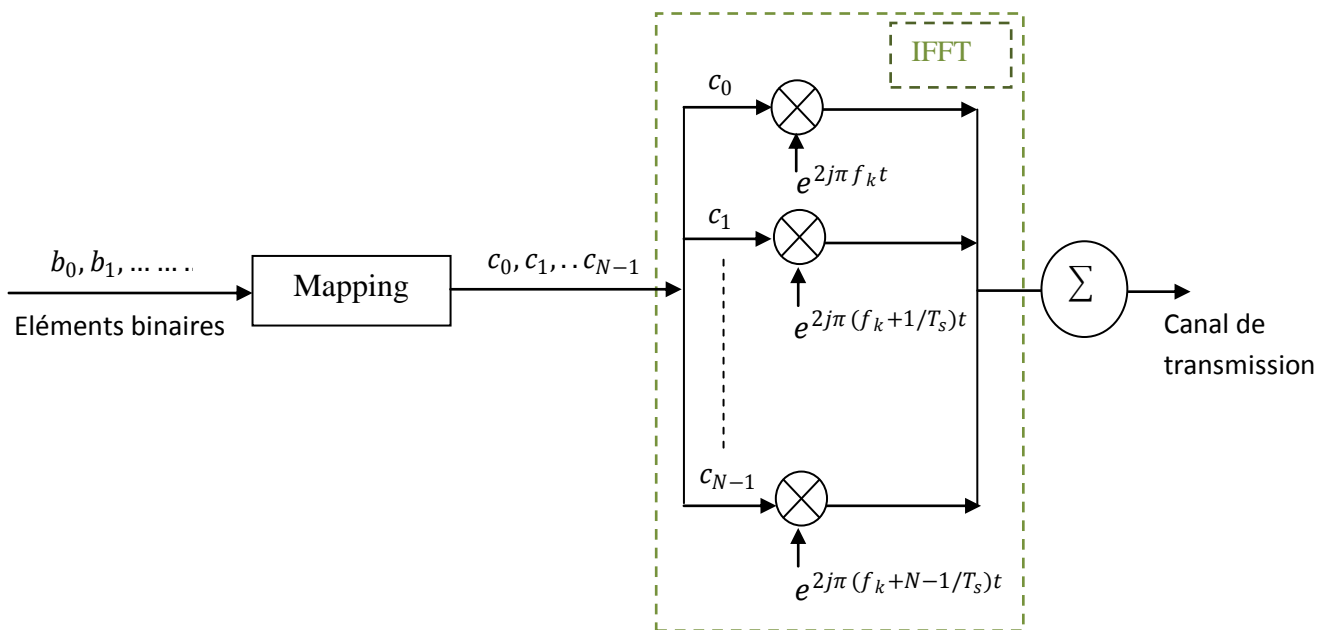


Figure 1.9 : Schéma de principe d'un modulateur OFDM.

Plus précisément les données numériques c_k sont des nombres complexes définis à partir d'éléments binaires par une constellation (mapping) de modulation (M-QAM, PSK).

De (1.1), on peut déduire l'expression réelle du signal:

$$\begin{aligned}
 & \text{si } c_k = a_k + jb_k \\
 S(t) &= \text{Re}[s(t) = \sum_{k=0}^{N-1} (a_k + jb_k) e^{2j\pi(f_0 + \frac{k}{T_s})t}] \\
 S(t) &= \sum_{k=0}^{N-1} a_k \cos\left(2\pi\left(f_0 + \frac{k}{T_s}\right)t\right) - b_k \sin\left(2\pi\left(f_0 + \frac{k}{T_s}\right)t\right) \quad (1.4)
 \end{aligned}$$

B. Intervalle de garde (GI)

Lors de la transmission dans un canal à trajet multiples, les symboles subissent des échos et un symbole émis parvient au récepteur sous forme de plusieurs symboles atténués et retardés. Un symbole émis lors d'une période $i T_s$ peut se superposer à un écho provenant du symbole émis à la période $(i-1)T_s$. Il se produit alors des interférences. Pour éviter ces interférences, on ajoute un intervalle de garde d'une durée Δ . Chaque symbole est précédé par une extension périodique du signal lui-même. La durée du symbole totale transmis est alors $T = T_s + \Delta$. Pour que les interférences soient éliminées, il faut que l'intervalle de garde soit plus grand que le plus grand des retards T_m qui apparaissent dans le canal, son principe est illustré sur la figure suivante :

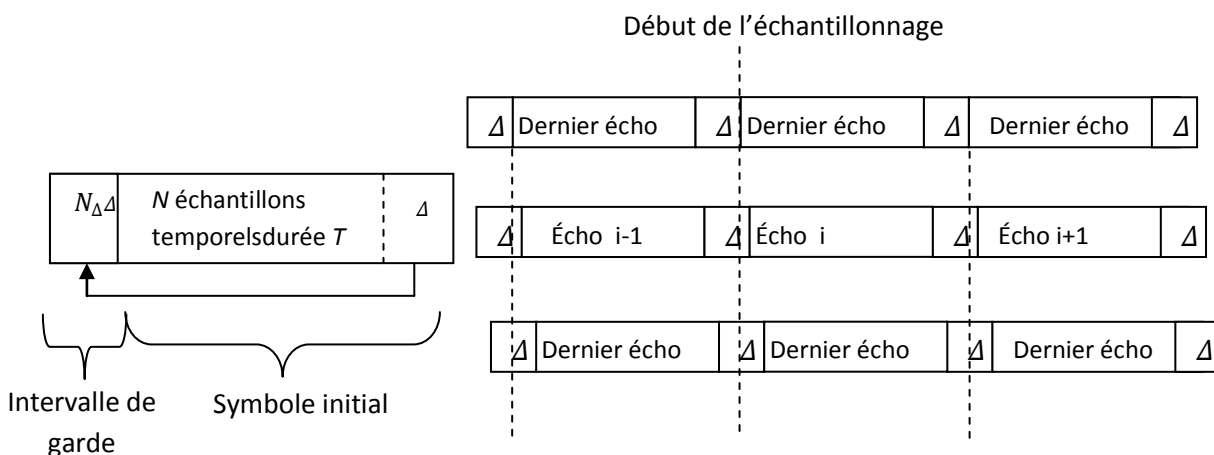


Figure 1.10 : Insertion d'intervalle de garde.

1.4.4. insertion des pilotes

Les sous porteuses pilotes, sont insérées entre les porteuses de données dans chaque symbole, du fait qu'elles permettent la synchronisation et l'estimation du canal [16]. Pour chaque symbole OFDM transmis, Ces méthodes, dites PSAM, se divisent en trois grandes classes suivant le type d'insertion effectué : pilotes en blocs, pilotes en peigne ou pilotes en treillis, leurs principes de base étant illustré sur la figure 1.13.

Dans le premier modèle, on utilise périodiquement des symboles pilotes en forme de blocs. Cette insertion est développée sous la supposition d'un canal à évanouissement lent. Chaque symbole de ce bloc (trame) étant envoyé sur chaque sous-porteuse, les caractéristiques du canal seront connues pour toutes les fréquences, mais à des intervalles de temps K_t . Tandis que, dans le deuxième modèle, quelques symboles pilotes sont envoyés de façon continue sur certaines sous-porteuses, baptisées donc porteuses pilotes. Dans ce cas, l'état du canal est toujours connu, mais uniquement pour quelques fréquences porteuses, avec un intervalle de fréquence K_f , ce qui impose donc une interpolation fréquentielle. Le troisième modèle est une combinaison entre les deux configurations précédentes, où les symboles pilotes sont placés à des intervalles de temps K_t et des intervalles de fréquence K_f . Edfors et al. [17-18] et Li et al. [19] focalisent leurs travaux sur le premier modèle de pilote de la figure 1.13. Les atténuations de canal entre ces symboles OFDM sont alors interpolées en utilisant la corrélation temporelle du canal. Le deuxième modèle est appliqué sur des symboles OFDM consécutifs, tels qu'étudié par Wilson et al. [20] et Mignone et Morello [21].

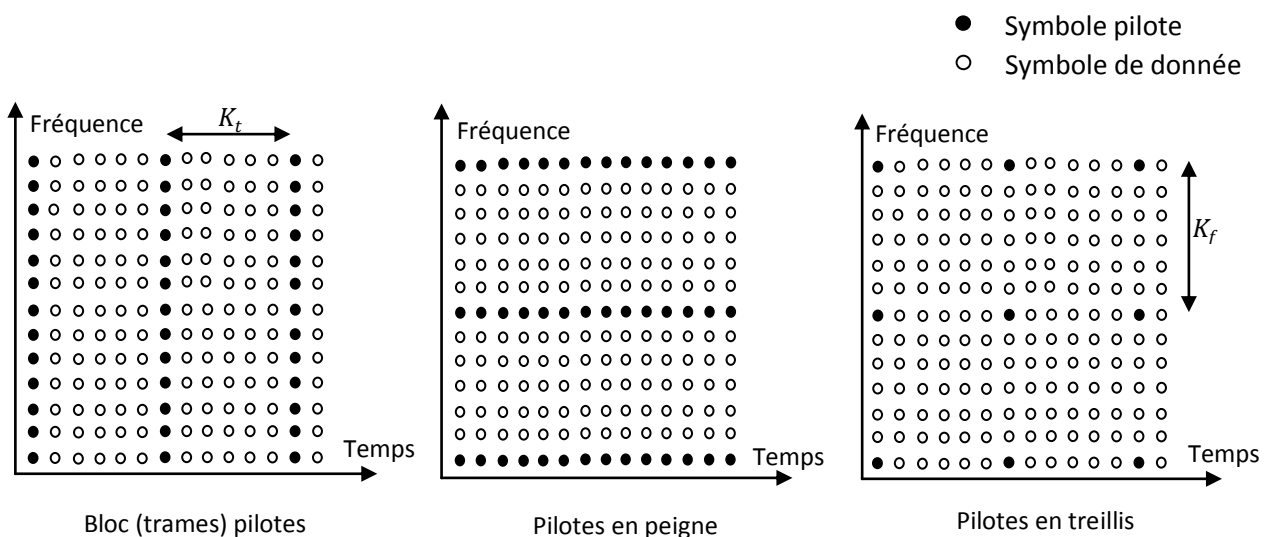


Figure 1.11 : Les Arrangement des pilotes pour l'estimation du canal.

Pour pouvoir suivre l'évolution dans le temps de la fonction de transfert du canal, il faut que l'écart fréquentiel entre les porteuses pilotes K_f soit inférieur à la bande de cohérence du canal B_c et que l'intervalle de temps entre deux symboles pilotes K_t soit bien inférieur au temps de cohérence du canal T_c .

1.5. Canal de transmission

Une onde se propage dans tout l'espace ou, suivant le type d'environnement, elle va être réfléchiée, réfractée, diffractée, diffusée ou absorbée par les obstacles rencontrés, tels que les arbres, les immeubles, la végétation et les véhicules. Les réflexions et les diffractions d'un signal lors d'une transmission numérique provoquent donc, plusieurs trajets entre l'émetteur et le récepteur d'où l'appellation canal multi-trajet.

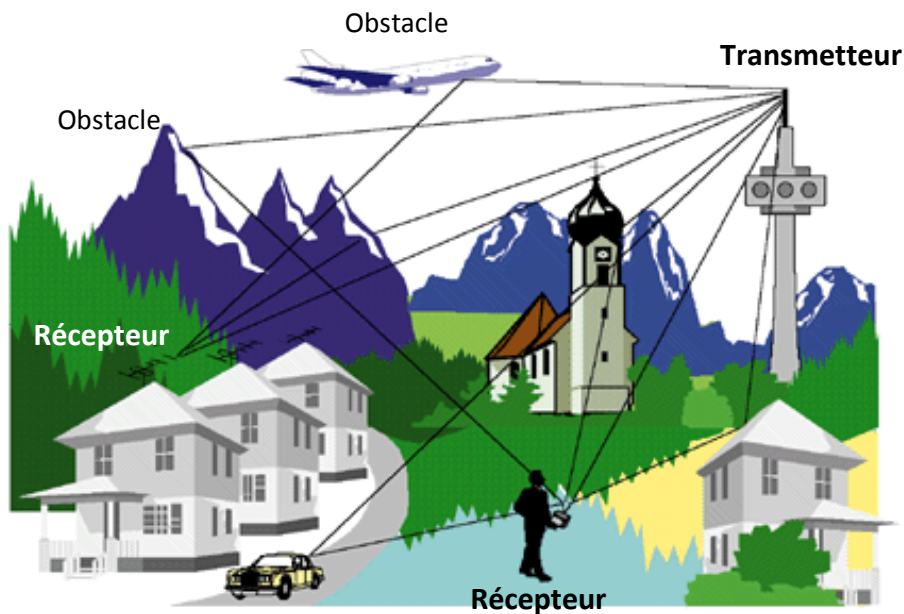


Figure 1.12 : Canal multi-trajet.

Sachant que le signal émis s'écrit :

$$S(t) = \text{Re} \left[\sum s(t) \cdot e^{2j\pi f_k t} \right] \quad (1.5)$$

Le signal reçu est la somme des signaux issus des différents chemins représenté par la relation suivante :

$$x(t) = \sum \alpha_n(t) \cdot S(t - T_n(t)) \quad (1.6)$$

Chaque chemin provoque une atténuation α_n et un retard T_n qui varient en fonction du temps. Le signal $x(t)$ peut aussi s'écrire :

$$x(t) = \text{Re} \left\{ \sum [\alpha_n(t) \cdot e^{-2j\pi f_k T_n(t)} \cdot s(T - T_n(t))] \cdot e^{2j\pi f_k t} \right\} \quad (1.7)$$

L'expression entre crochets montre que le signal en bande de base subit des atténuations α_n , des retards T_n et des déphasages $-2j\pi T_n f_k$ qui dépendent tous du temps.

A partir de cette formule on peut définir la fonction de transfert en bande de base :

$$c(t, T) = \sum \alpha_n(t) \cdot e^{-2j\pi f_c T_n(t)} \cdot \delta(T - T_n(t)) \quad (1.8)$$

Le canal à trajet multiple a pour conséquences plusieurs problèmes, dont les trois principaux sont : la dispersion des retards, l'interférence entre les trajets issu de l'émetteur qui crée des fluctuations rapides de la puissance de signal (Rayleigh fading) et la modulation aléatoire des fréquences due aux décalages Doppler sur les différents trajets.

A. Effet des retards

Le signal $x(t)$ est :

$$x(t) = \sum \alpha_n \cdot S(T - T_n) \quad (1.9)$$

et la fonction de transfert en bande de base c ne dépend plus du temps :

$$c(T) = \sum \alpha_n \cdot e^{-2j\pi f_k T_n} \cdot \delta(T - T_n) \quad (1.10)$$

Notons que le signal reçu est convolué par une fonction dépendante des retards : ici la convolution est discrète, mais on peut modéliser le canal par une distribution continue de retards.

Soit T_m le plus grand des retards appelé étalement des retards. La fonction de corrélation de c représente la puissance moyenne d'un signal impulsionnel dans le canal. Sa variation $\varphi_c(\tau)$ en fonction de τ donne le profil des intensités créées par les retards dus aux multi-trajets et le retard maximum T_m .

- Si la durée des symboles est grande devant T_m , les symboles sont reçus sans interférences.
- Si la durée des symboles est petite devant T_m , les symboles interfèrent entre eux.

B. Effets positif du canal multi-trajet

Le principal avantage des trajets est de permettre aux communications d'avoir lieu dans les cas où l'émetteur et le récepteur ne sont pas en visibilité directe. Dans ce cas les trajets multiples permettent aux ondes radio de "franchir " les obstacles et donc d'assurer une certaine continuité de la couverture radio.

Le canal représente une source de bruit de toutes sortes. Il existe des modèles pour identifier ce bruit, nous allons décrire quelques-uns.

1.5.3. Canal AWGN

Ce modèle est le plus utilisé en théorie, à cause de sa simplicité. Il s'agit du bruit additif blanc gaussien AWGN (Additive White Gaussian Noise). Il fournit un modèle presque parfait pour certains systèmes de communication et ce prête à des calculs relativement faciles. Ce modèle implique que le bruit du canal est une variable aléatoire n qui s'additionne au signal modulé. Dans ce cas, la variable n est gaussien, de moyenne nulle et de variance σ^2 .

Mathématiquement, nous pouvons décrire la densité du bruit additif gaussien par la formule suivante :

$$p(n_b) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2} e^{-\frac{n_b^2}{2\sigma^2}}} \quad (1.11)$$

La densité spectrale unilatérale de ce type de bruit est constante de N_{b0} .

Conséquemment, si nous considérons la variable du signal modulé x_k , il est possible de présenter la sortie du canal par :

$$r_k = x_k + n_b \quad (1.12)$$

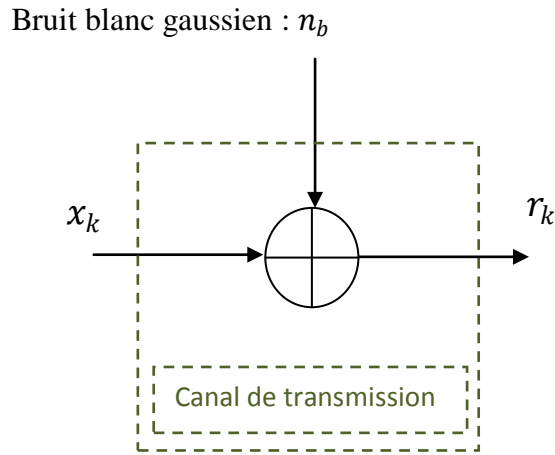


Figure 1.13 : Modèle du canal AWGN.

1.5.4. Canal Rayleigh

Dans les canaux à trajet multiples, les signaux sont soumis à une forte atténuation. Cette dernière est plus souvent reliée à l'effet Doppler. On ne peut pas la modéliser par un canal AWGN. Toutefois, il existe un modèle qui prend en compte cette atténuation, il s'agit du modèle de canal Rayleigh.

Le modèle de ce canal est caractérisé par deux paramètres illustrés sur la figure 1.14.

L'un de ces deux paramètres est une variable aléatoire n_b de distribution gaussienne. L'autre variable est l'enveloppe du signal A_k .

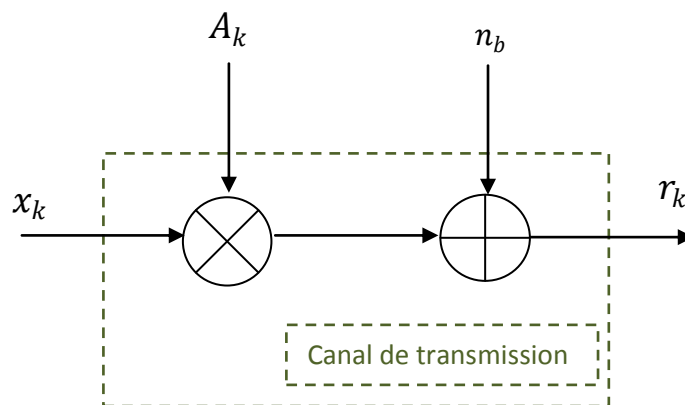


Figure 1.14 : Modèle du canal Rayleigh.

La sortie du canal est donnée par :

$$r_k = A_k x_k + n \quad (1.13)$$

La densité de probabilité de a_k est définie par la relation suivante :

$$f(A_k) = A_k e^{-\frac{A_k^2}{2}}, \text{ avec } A_k \geq 0 \quad (1.14)$$

Le modèle d'un canal de Rayleigh est schématisé à la figure 1.15, où r_k est la version bruité du signal x_k à l'entrée du canal. La méthode la plus simple pour obtenir l'enveloppe dont la puissance moyenne est unitaire est de générer deux variables gaussiennes B_k et C_k de variance $\frac{1}{2}$ et de moyenne nulle. En considérant que le processus d'évanouissement est décorrélés, l'enveloppe du signal sera alors donnée par :

$$A_k = \sqrt{B_k^2 + C_k^2} \quad (1.15)$$

1.6. Récepteur OFDM

Comme illustré sur la figure 1.15, les opérations effectuées lors de la réception, sont les duales des opérations effectuées à l'émission. Cette section, explique les différentes étapes exécutées par le récepteur pour reconstruire les bits transmis.

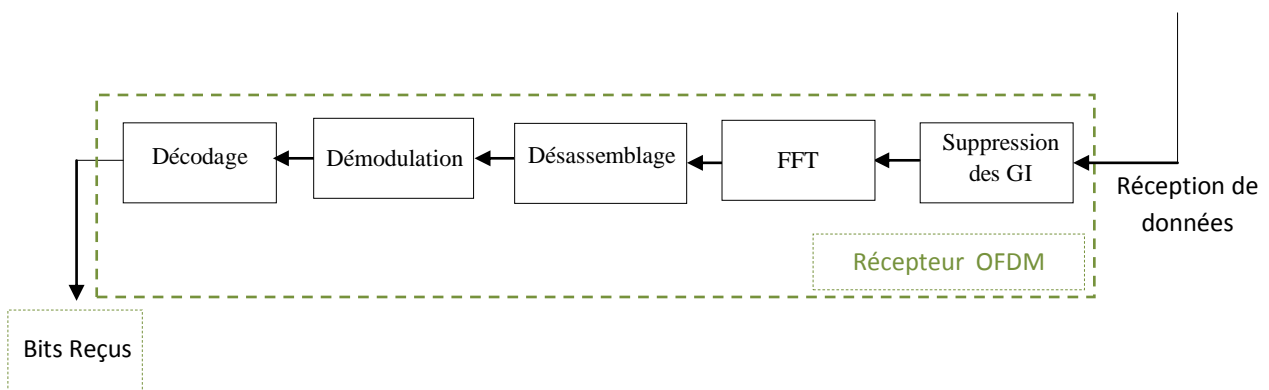


Figure 1.15 : Récepteur du système OFDM.

Premièrement, le GI est enlevé et le signal reçu est converti au domaine fréquentiel en utilisant, dans ce cas-ci, l'algorithme de FFT. Un symbole d'OFDM se compose par des données pilotes et des sous-porteuses d'information. Ainsi, un processus de séparation de toutes ces sous-porteuses, est nécessaire. D'abord, un désassemblage est effectué pour obtenir les pilotes et les données. Une fois que les données ont été demappée, elles sont introduites dans le bloc décodeur.

1.6.3. Démodulateur OFDM

L'algorithme IFFT représente une manière rapide pour moduler un groupe de sous-porteuse en parallèle. La FFT ou l'IFFT est une paire linéaire du processus. L'algorithme FFT, est nécessaire pour convertir le signal au domaine fréquentiel (Se rappeler que les symboles de données, à l'origine dans le domaine fréquentiel, ont été convertis au domaine temporel dans l'émetteur en utilisant l'IFFT). Le nombre de points employés pour exécuter l'opération FFT, est décrit dans le paragraphe 1.4.3.A.

1.6.4. Désassemblage

Le désassembleur a pour tâche, de séparer le signal dans le domaine temporel ou dans le domaine fréquentiel, d'obtenir les données, la séquence d'apprentissage et les pilotes. Ces trois flux différents de symbole, forment la sortie du désassembleur [10].

1.6.5. Décodage

Nous décrivons dans ce paragraphe deux algorithmes de décodage applicable aux codes convolutifs et aux turbo-codes.

A. Décodeur de Viterbi

L'algorithme de Viterbi, réduit le volume des calculs, en tirant profit de la structure spéciale du code de treillis. Un autre avantage est sa complexité, qui n'est pas une fonction du nombre de symboles qui composent la séquence de mots du code. L'algorithme de Viterbi, exécute un décodage par vraisemblance maximum approximative. Il mesure la distance entre le signal reçu au temps t_i , et tous les chemins de treillis, écrivant chaque état en même temps. L'algorithme commence en premier, par enlever des chemins de treillis les candidats qui ne pourraient probablement pas appartenir au choix maximum de vraisemblance. Quand deux chemins écrivent le même état, celui qui a le meilleur métrique est choisi comme le chemin de "survie". Le choix des différents chemins de "survie", est effectué pour tous les états. Le décodeur continue ainsi, dans le treillis jusqu'à prendre des décisions et éliminer les chemins moins probables. Le rejet tôt des chemins peu probables, est le fait qui permette la réduction de la complexité. Le but de choisir le chemin optimum, peut être exprimé d'une manière équivalente, comme choisissant le mot du code avec la vraisemblance de métrique maximum, ou choisissant le mot du code, avec la distance métrique minimum [11].

B. Décodage Itératif

Le décodage itératif est le fruit de la collaboration des décodeurs. Ceux-ci vont s'échanger de l'information de manière itérative afin d'améliorer la fiabilité (valeur calculée probabiliste, ou valeur *soft*) de la décision qui sera prise pour chaque symbole. La trame arrive, entre dans le premier décodeur, et donne des valeurs *soft*. Ce qui provient de la trame d'arrivée est supprimé, pour ne garder que les informations extrinsèques apportées par le décodeur (sinon il y a un effet d'avalanche). Puis les données d'arrivée et les données extrinsèques sont entrelacées et fournies à l'entrée du second décodeur. Une itération consiste en l'activation de chaque décodeur une fois. Ainsi, plus il y a d'itérations, plus le décodeur convergera vers la bonne solution.

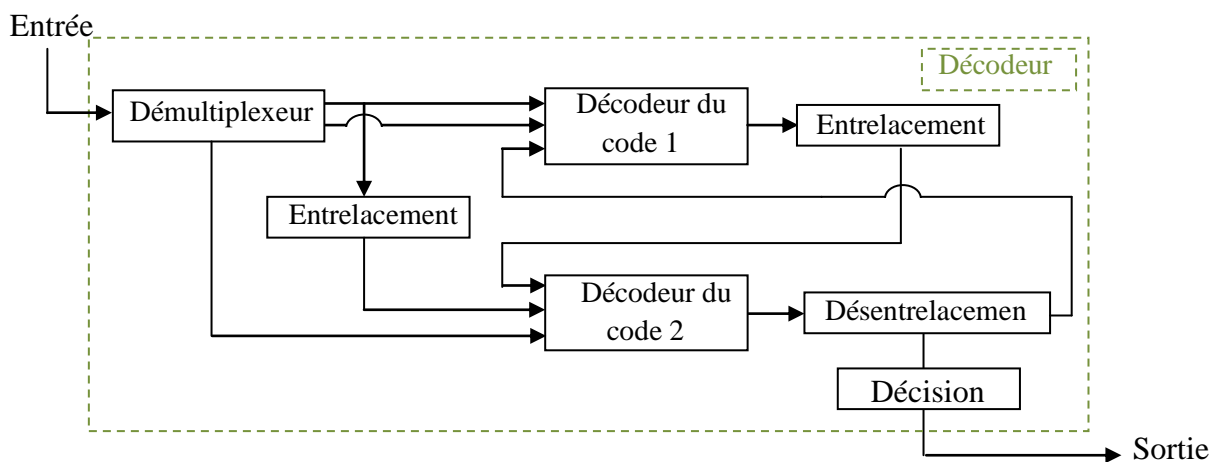


Figure 1.16 : Schéma fonctionnel du processus de décodage itératif.

C. Désentrelacement

Le désentrelacement réarrange les bits de chaque salve, d'une manière correcte par ordonnancement consécutif, comme avant le procédé d'entrelacement. Il se compose de deux blocs; un bloc général de désentrelacement et d'un bloc, de désentrelacement de matrice. Ces blocs fonctionnent identiquement comme l'entrelaceur utilisé dans l'émission.

Le désentrelacement général du bloc, réarrange les éléments de son entrée selon un vecteur d'index. Le désentrelaceur matriciel, remplit la matrice de symboles d'entrées, colonne par colonne et renvoie son contenu vers la sortie, ligne par ligne. Les paramètres utilisés dans les deux blocs, sont identiques à ceux utilisés dans le procédé d'entrelacement (voir section 1.4.2.D).

1.7. Conclusion

En conclusion, dans ce chapitre, le principe de base du multiplexage par répartition orthogonale de fréquences a été expliqué. Nous avons vu qu'une réalisation en terme de la transformée de Fourier permet de surpasser les difficultés liées à la mise en œuvre des systèmes à porteuses multiples. Plusieurs mécanismes sont donc présents dans une transmission OFDM. L'intervalle de garde réduit les interférences entre symboles dues aux trajets multiples. L'égalisation du canal que Ton réalise avec une simple multiplication réduit les interférences à l'intérieur d'un symbole OFDM. Dues principalement au bruit multiplicatif de densité de Rayleigh. Ainsi, on a présenté le principe des turbo-codes et leurs valeurs ajouté sur le système de transmission étudié.

Chapitre 2 Modulation adaptative

2.1. Introduction

La demande actuelle pour des applications sans fil requérant un haut débit de transmission semble indéniablement être en forte croissance.

Plusieurs techniques peuvent être envisagées afin d'augmenter le débit pour une largeur de bande donnée. L'une de ces techniques consiste à accroître l'efficacité spectrale du canal de transmission sans fils en adaptant la modulation aux conditions changeantes du canal de transmission. Ce chapitre se concentre sur la modulation adaptative pour les systèmes OFDM.

Ce chapitre se veut une étude de la modulation adaptative. Ainsi, les techniques d'estimation du canal associées à cette dernière.

2.2. Application de la modulation adaptative

En modulation adaptative, l'optimisation de l'efficacité spectrale de transmission se fait en calculant, au récepteur, un estimé $H[k]$ de la réponse en fréquence du canal. Cet estimé ou une autre information connexe est fournie à l'émetteur adaptatif par le biais d'un canal de feedback. Pour chacune des sous-porteuses ou pour un groupe de quelques.

Un schéma générique d'un lien de communication adaptatif est présenté à la figure 2.1.

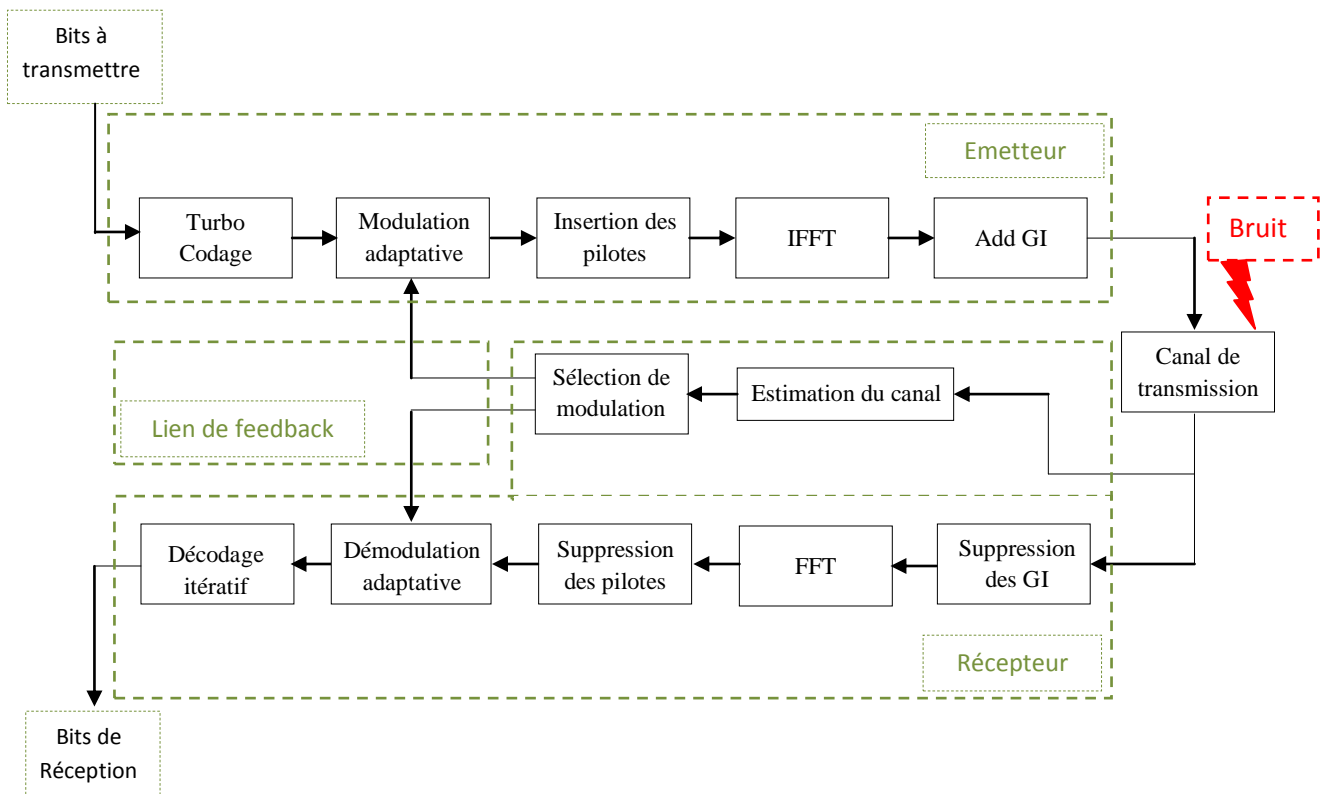


Figure 2.1 :Schéma synoptique de la technique AMTuC.

Une opération d'estimation de canal est effectuée au récepteur. Ce dernier fournit à l'émetteur de l'information sur l'état du canal via un lien de feedback. Ceci permet alors de modifier la modulation de transmission en fonction des conditions du canal.

Comme dans tous les récepteurs pour modulation cohérente, l'estimé de canal sert aussi à l'égalisation.

2.3. Technique d'estimation du canal

L'utilisation de la modulation différentielle dans les systèmes OFDM évite le besoin de suivre les variations temporelles du canal. Cependant, cette modulation engendre une perte en SNR de 3 dB [22-23]. Par contre la modulation cohérente permet d'utiliser des constellations arbitraires, mais des stratégies efficaces d'estimation de canal sont exigées. La figure 2.2 montre la structure globale d'un récepteur OFDM cohérent. Pour l'estimation du canal de transmission on utilise des symboles pilotes (un signal de référence connu par l'émetteur et le récepteur) [24-25-26-27-28-29-30-31-32]. Cette méthode consiste à utiliser des symboles connus au récepteur pour effectuer l'estimation. L'atténuation des symboles pilotes est mesurée et les atténuations des symboles de données entre ces symboles pilotes sont

interpolées. En revanche, un tel système présente le désavantage de consommer une partie du débit disponible.

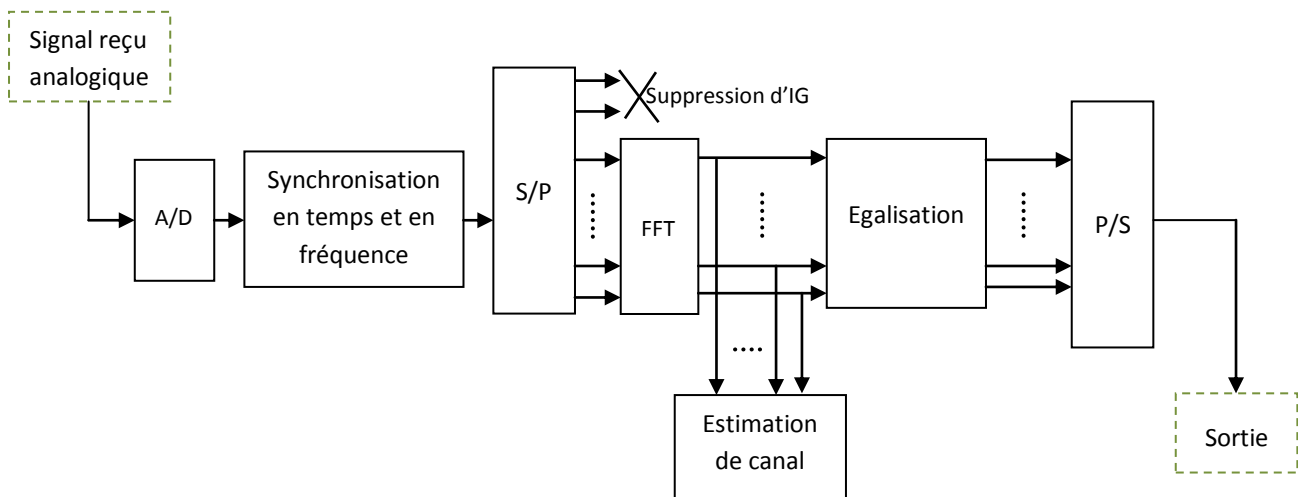


Figure 2.2 : Estimation et égalisation d'un canal [40].

Dans ce travail on s'intéresse aux techniques d'estimation à l'aide de symboles pilotes. Pour cela, il y a deux problèmes principaux à prendre en considération pour mieux comprendre le but de ce travail. Le premier problème est le positionnement des pilotes dans la grille temps-fréquence. Le second est la conception d'un estimateur avec une basse complexité et une grande capacité de suivre les variations du canal. L'estimation de canal dans le cadre des systèmes OFDM a été largement étudiée [17-18-19-22-23-26-27-28-29-30-31-32-33-34-35-36-37-38-39]. On retrouve dans la littérature d'une part les estimateurs utilisant des blocs (trames) pilotes qui peuvent être basées sur l'algorithme à moindres carrés (LS) et l'algorithme linéaire à erreur quadratique moyenne minimale (LMMSE), et d'autre part les estimateurs utilisant des pilotes en forme de peigne incluent les algorithmes précédents avec interpolation, et aussi l'algorithme à vraisemblance maximale (ML). On peut aussi retrouver un troisième type d'arrangement des pilotes qui est une combinaison entre les deux méthodes d'arrangements cités précédemment, et qui utilise les trois algorithmes d'estimation LS, LMMSE et ML combinés avec différentes techniques d'interpolation.

2.3.1. Estimateur LS

L'estimateur de canal à moindres carré LS est le modèle le plus simple puisqu'il consiste en une division du signal reçu sur le signal d'entrée, qui devrait être des symboles pilotes connus. On rappelle qu'au récepteur, les symboles observés à la sortie de la DFT sont :

$$Y = XH + N \quad (2.1)$$

où la matrice diagonale X contient les symboles transmis sur sa diagonale, et le vecteur H contient la réponse fréquentielle du canal. L'estimateur LS minimise le paramètre $(Y - XH)^H(Y - XH)$. Les coefficients de l'estimateur LS sont donnés par la formule suivante [16] :

$$\hat{H}_{LS} = X^{-1}Y = \left[\frac{X_0}{Y_0}, \frac{X_1}{Y_1}, \dots, \frac{X_{N-1}}{Y_{N-1}} \right]^T \quad (2.2)$$

L'avantage principal de cet estimateur est sa simplicité. Il exige seulement une simple division par sous-porteuse. L'inconvénient principal est qu'il a une grande erreur quadratique moyenne. Ceci est dû à l'utilisation d'un modèle de canal trop simplifié et que cet algorithme ne se sert pas des corrélations fréquentielle et temporelle du canal.

2.3.2. Estimateur LMS

Nous étudions, dans cette section, une méthode pour améliorer la précision de l'estimateur à moindres carrés (LS). L'estimateur de canal LS a une structure très simple. Cependant, il souffre d'une grande dégradation dans la précision de l'estimation comparée à l'estimateur LMMSE. Cette méthode transfère la réponse impulsionnelle du canal à partir du domaine fréquentiel au domaine temporel et approxime les trajets multiples de faible énergie par des zéros. La méthode utilisée aide à supprimer l'influence de bruit et à améliorer la précision de l'estimation [18, 22, 39]. La méthode proposée dans cette section est basée sur le fait que la plupart des composants significatifs des trajets dans la réponse impulsionnelle discrète du canal sont concentrés sur un intervalle de temps qui est beaucoup plus petit que la longueur de la trame OFDM. Puisque le bruit AWGN est identiquement distribué sur toute la bande, les composants qui ont une grande énergie sont plus fiables que ceux avec une faible énergie. Par conséquent, exclure les trajets non-fiables aidera à améliorer la précision de l'estimation. Nous récapitulons cette méthode dans les étapes suivantes :

1. Estimer initialement le canal grâce à l'information pilote, comme mentionné dans le chapitre précédent.

2. Obtenir la réponse impulsionnelle discrète du canal dans le domaine temporel $h(n)$, par la transformée de Fourier inverse (IFFT).
3. Ignorer les trajets dont les retards excèdent le plus grand retard de canal, ce qui peut être exprimé comme :

$$\tilde{h}(n) = \begin{cases} \hat{h}(n) & n \leq \tau_{max} \\ 0, & n \geq \tau_{max} \end{cases} \quad (2.3)$$

4. Estimer le canal au domaine fréquentiel par l'application de la transformée de Fourier FFT sur le signal $\tilde{h}(n)$.

2.3.3. Estimateur LMMSE

L'estimateur linéaire à erreur quadratique moyenne minimale (LMMSE) minimise l'erreur quadratique moyenne entre le canal réel et estimé en utilisant la corrélation fréquentielle du canal. Ceci est réalisé par une transformation linéaire optimale l'appliquée à l'estimateur LS décrit dans la section précédente. On dénote par R_{gg} , R_{hh} , et R_{yy} les matrices d'autocovariance de g , h et y , respectivement, et par R_{gy} la matrice de covariance croisée entre g et y . On dénote en outre par $\sigma_n^2 = E\{|n|^2\}$ la variance de bruit. On suppose que le vecteur de la réponse impulsionnelle du canal g et le bruit gaussien n sont non-corrélés. On a alors :

$$a. R_{hh} = E\{hh^H\} = E\{(F_g)(F_g)^H\} = FE\{gg^H\}F^H = FR_{gg}F^H, \quad (2.4)$$

$$b. R_{gy} = E\{gy^H\} = E\{g(XF_g + n)^H\} = R_{gg}F^HX^H, \quad (2.5)$$

$$c. R_{yy} = E\{yy^H\} = XFER_{gg}F^HX^H + \sigma_n^2I_N, \quad (2.6)$$

R_{gg} ainsi que R_{hh} et σ_n^2 sont supposés connus au niveau du récepteur. Basant sur la théorie des filtres adaptatifs, la solution optimale en termes d'erreur quadratique moyenne est [17, 22, 32, 40] :

$$\hat{g}_{LMMSE} = R_{gy}R_{yy}^{-1}Y \quad (2.7)$$

$$\text{Enfin, on a : } \hat{H}_{LMMSE} = R_{hh}(R_{hh} + \sigma_n^2(XX^H)^{-1})^{-1}\hat{H}_{LS} \quad (2.8)$$

L'estimateur LMMSE donne de meilleure performance par rapport à l'estimateur LS, particulièrement dans le cas de faibles SNR [40]. Néanmoins, L'inconvénient principal de cet estimateur demeure à sa complexité très élevée. L'évaluation de l'inverse de R_{hh} de XX^H ;

implique l'inversion de matrices de dimension $(N \times N)$ permettant une complexité de calcul à chaque variation des données dans X .

2.3.4. Estimateur LMMSEM

La complexité de l'estimateur LMMSE peut être encore réduite en utilisant la décomposition en valeur singulière de la matrice d'autocorrélation R_{hh} . Par conséquent nous pouvons appliquer une réduction de rang et utiliser seulement les éléments les plus significatifs de R_{hh} . Cette simplification aura lieu aux dépens d'une petite réduction de performance. Les estimateurs LMMSE modifiés sont largement étudiés [17, 22, 40] pour réduire la complexité qui caractérise les modèles LMMSE. Parmi eux, on s'intéresse à l'estimateur LMMSE, en utilisant la décomposition en valeur singulière, qui combine les trois techniques de simplification suivantes :

1. La première simplification consiste à remplacer $(XX^H)^{-1}$ dans l'équation (2.5) par son espérance $E\{(XX^H)^{-1}\}$. Assumant la même constellation de signal sur toutes les sous-porteuses et tous les points de la constellation équiprobables, on a :

$$E\{(XX^H)^{-1}\} = E\left\{\left|\frac{1}{X_K}\right|^2\right\} I_N \quad (2.9)$$

Définissant le rapport SNR moyen par :

$$\bar{\gamma} = \frac{E\{|X_K|^2\}}{\sigma_n^2} \quad (2.10)$$

Alors, dans l'équation (2.5) on peut faire l'approximation suivante :

$$\sigma_n^2 (XX^H)^{-1} \approx \frac{\beta}{\bar{\gamma}} I_N \quad (2.11)$$

où β est une constante qui dépend de la constellation du signal. Elle est donnée par :

$$\beta \approx \frac{E\{|X_K|^2\}}{E\{|1/X_K|^2\}} \quad (2.12)$$

2. La deuxième simplification est basée sur l'approximation à bas rang. Comme indiqué dans le troisième chapitre, on sait que la majeure partie de l'énergie dans le vecteur g est contenue

clans les premiers L trajets. Par conséquent, nous pouvons considérer seulement les trajets à énergie significative, c'est-à-dire, le coin gauche supérieur de la matrice d'auto-covariance R_{gg} . Ainsi la taille effective de la matrice est réduite après l'utilisation de l'approximation à bas rang.

3. La troisième simplification consiste en l'utilisation de la décomposition en valeur singulière (SVD²) de la matrice R_{hh} :

$$R_{hh} = UDU^H \quad (2.13)$$

Où U est une matrice unitaire contenant les vecteurs singuliers et D est une matrice diagonale contenant les valeurs singulières, $d_0 \geq d_1 \geq \dots d_{N-1} \geq 0$, sur sa diagonale.

Combinant les techniques de simplification précédentes, l'estimateur LMMSE modifié est expliqué comme suit. Le système détermine d'abord le rang de la matrice exigé par l'estimateur, dénoté par ρ , qui ne devrait pas être plus petit que L . Puis, on doit connaître la constellation du signal, la variance de bruit et la matrice d'auto-covariance de canal R_{hh} .

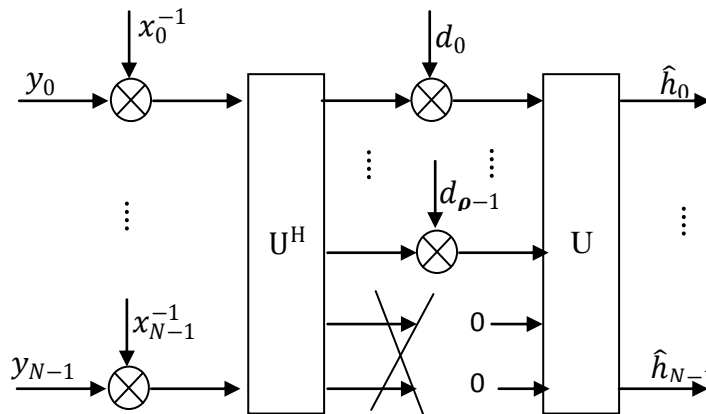


Figure 2.3 : Schéma d'un estimateur de canal modifié de rang ρ [40].

Au récepteur, on calcule $\beta, \bar{\gamma}$, la matrice unitaire U , et les valeurs singulières d_k .

On obtient ainsi une matrice diagonale D de taille $N \times N$, ses éléments sont donnés par :

$$\delta_k = \begin{cases} \frac{\delta_k}{\delta_k + \left(\frac{\beta}{\gamma}\right)}, & k = 0, 1, \dots, \rho - 1 \\ 0, & k = \rho, \dots, N - 1 \end{cases} \quad (2.14)$$

Par la prise en compte des ρ premières valeurs singulières correspondant aux valeurs les plus significatives de R_{hh} , la meilleure approximation de rang ρ de l'estimateur est :

$$\hat{H}_{LMMSEM} = UD_{\rho}\hat{U}\hat{H}_{LS} \quad (2.15)$$

Où D_{ρ} est une matrice de dimension $\rho \times \rho$ donnée par le coin gauche supérieur de la matrice D .

L'estimateur LMMSEM peut être interprété comme suit : d'abord projetant l'estimateur LS sur un sous-espace de petite dimension (aussi petit que L). La complexité de l'estimateur LMMSEM est inférieure à celle de l'estimateur LMMSE. Cependant, cet estimateur présente des erreurs dues à la partie du canal ignorée par le sous-espace choisi, comme indiqué sur la figure 2.3.

2.3.5. Estimateur ML

Comme mentionné précédemment, la majeure partie de l'énergie dans g est contenue dans les L premiers trajets. De même que la définition de la matrice DFT, nous définissons la matrice DFT non-carrée, de dimension $A \times B$, par

$$F_{A,B} = [F_N^{a,b}]_{A \times B} \quad (0 \leq a \leq A, 0 \leq b \leq B) \quad (2.16)$$

Où

$$F_N^{a,b} = \frac{1}{\sqrt{N}} e^{-j\frac{2\pi ab}{N}}$$

En outre, nous définissons la matrice DFT uniformément espacée, avec l'espace s , comme suit :

$$\hat{F}_{A,B} = [F_N^{as,b}]_{A \times B} = [F_N^{a,bs}]_{A \times B} \quad (2.17)$$

Il est evident que :

$$\hat{h}^{(p)} = \bar{F}_{N_p, L} g$$

Où N_p est le nombre de porteuses pilotes utilisées. Ainsi, l'estimateur à vraisemblance maximale (ML) de g est obtenu par [22,35] :

$$\hat{g}_{ML} = \left(\bar{F}_{N_p, L}^H, \bar{F}_{N_p, L} \right) \bar{F}_{N_p, L}^H \hat{H}_{LS}^{(p)} \quad (2.18)$$

Finalement, l'estimation complète de toutes les sous-porteuses est calculée par :

$$\hat{H}_{ML} = F_{N, L} \hat{g}_{ML} \quad (2.19)$$

2.3.6. Estimateur FPTA

Minn et Bhargava [42] ont proposé une méthode d'estimation de canal OFDM qui est basée sur certaines opérations effectuées sur le symbole reçu dans le domaine temporel. Cette méthode est dénommée Frequency Pilot Time Average (FPTA) et est la méthode d'estimation de canal OFDM. Pour chaque symbole OFDM transmis, des symboles pilotes sont multiplexés avec des symboles de données à un taux de 1 symbole pilote par K sous-porteuses. Une trame OFDM compte alors $M = \frac{N}{K}$ symboles pilotes. Dans le domaine des fréquences, l'expression de la série de symboles pilotes transmise (avant ajout de l'extension cyclique) est :

$$P[k] = \begin{cases} (-1)^m d_{ps}, & k = Km \\ 0, & k = Km + i \end{cases} \quad (2.20)$$

Où m et i sont des entiers tels que $1 < i < K - 1$, $0 < m < M - 1$ et d_{ps} représente le symbole pilote. La composition résultante d'une trame OFDM respectant une telle politique d'insertion de symboles pilotes est représentée graphiquement à la figure 2.4.

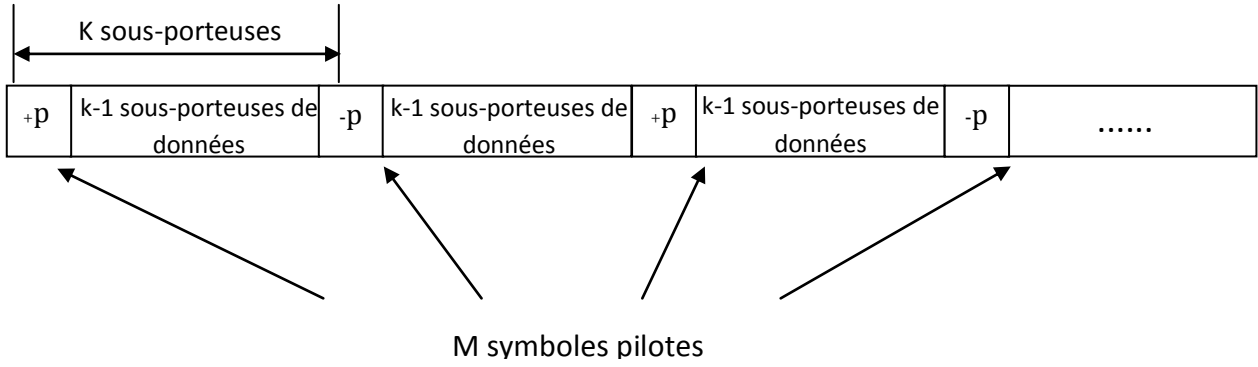


Figure 2.4 : Insertion de pilotes dans une trame OFDM.

La sortie au domaine temporel de la séquence décrite par l'équation 2.4 est alors :

$$p = IFFT \{P [k]\} = [p_0 p_1 \dots p_{k-1}]. \quad (2.21)$$

Les sous-vecteurs p_i sont définis comme étant de taille $M = \frac{N}{K}$ et sont exprimés comme suit:

$$p_i = [p[0 + Mi] p[1 + Mi] \dots p[M - 1 + Mi]]. \quad (2.22)$$

Au récepteur, la suite de symboles $r[n]$ formant une trame OFDM reçue au domaine temporel (après rejet de l'extension cyclique) peut s'exprimer avec la notation suivante :

$$r = [r_0 r_1 \dots r_{k-1}], \quad (2.23)$$

Où r_i est exprimé comme :

$$r_i = [r[0 + Mi] r[1 + Mi] \dots r[M - 1 + Mi]]. \quad (2.24)$$

Le processus d'estimation du canal débute en effectuant une moyenne entre les K sous-vecteurs r_i de taille $M = N/K$ qui forment le vecteur r du signal reçu au domaine temporel :

$$r_{avg} = \frac{1}{K} \sum_{i=0}^{K-1} r_i \quad (2.25)$$

Le vecteur r_{avg} obtenu est également de taille M . On procède ensuite au calcul d'une transformée de Fourier rapide sur N points de ce vecteur, ce qui permet d'obtenir la quantité $R_{avg} [k]$:

$$R_{avg} [k] = FFT_N \{ r_{avg} \} = H[k] P_0 [k] + w_{avg} [k], \quad (2.26)$$

Où $w_{avg}[K]$ est un terme représentant le bruit complexe gaussien. La quantité $P_0[k]$ peut se calculer comme suit :

$$P_0[k] = FFT_N\{P_0\}. \quad (2.27)$$

On est alors en mesure d'obtenir l'estimé $H[k]$ de la réponse en fréquence du canal. Cette quantité se calcule comme suit :

$$\hat{H}[k] = \frac{R_{avg}[k]}{P_0[k]} = H[k] + \frac{W_{avg}[k]}{P_0[k]} \quad (2.28)$$

Le taux d'insertion de symboles pilote K est un facteur qui détermine les performances de l'estimation de canal. Ce paramètre indique en quelque sorte la fréquence d'interpolation de la réponse $H[k]$ du canal. Un taux élevé d'insertion de pilotes procurera de très bonnes performances, au détriment d'une perte de bande passante due au grand nombre de sous-porteuses réservées aux symboles pilotes. Il est alors nécessaire de faire un juste compromis entre une estimation qui donne des performances satisfaisantes et une perte de bande-passante acceptable.

2.4. Principe de modulation adaptative de Goldsmith

Chung et Goldsmith [43] ont présenté une étude exhaustive de la conception et des performances pour les méthodes de modulation adaptative non-codée avec divers degrés de liberté. Plusieurs scénarios sont traités, incluant les cas où les constellations disponibles sont à efficacité spectrale continue ou discrète, ainsi que les cas où la puissance de transmission est variable ou constante. Pour des raisons pratiques, la méthode de Goldsmith à efficacité spectrale discrète et puissance de transmission constante a été étudiée. À titre d'exemple, la conception d'une méthode de modulation adaptative est étudiée dans le cas où les constellations suivantes sont utilisables : BPSK, QPSK, 16QAM et 64 QAM et dans le cas où l'enveloppe des évanouissements suit une distribution de Rayleigh et où le taux d'erreur cible \overline{BER} est de 10^{-3} . L'étape de conception consiste donc à déterminer les seuils $\{\gamma_i\}_{i=0,1,2}$, qui délimiteront les régions $-\infty, \gamma_0[$, $[\gamma_0, \gamma_1 [$, $[\gamma_1, \gamma_2 [$ et $[\gamma_2, \infty [$. Ces régions correspondront respectivement aux modulations BPSK, QPSK, 16QAM et 64QAM. Des efficacités spectrales de transmission k_i de 1, 2, 4 et 6 bits/s sont donc allouées par le système. Le calcul des seuils $\{\gamma_i\}$ se fait sous la contrainte de taux d'erreur binaire suivante :

$$BER(\gamma) < \overline{BER}, \forall \gamma. \quad (2.29)$$

Puisque la puissance de transmission est constante et que les constellations décrites plus haut sont utilisées, on peut affirmer que :

$$\text{BER}(\gamma) \leq \text{BER}(\gamma_i), \quad \text{pour } \gamma_i < \gamma < \gamma_{i+1}. \quad (2.30)$$

Les seuils $\{\gamma_i\}$ sont alors déterminés par :

$$0.2 \exp \left[\frac{-1.6\gamma_i}{2^{k_i} - 1} \right] \leq \overline{\text{BER}} \quad (2.31)$$

Pour $\{\gamma_i\}_{i=0,1,2}$.

L'efficacité spectrale moyenne peut ensuite être calculée et est donnée par :

$$\eta = \sum_{i=0}^2 k_i p(\gamma_i \leq \gamma \leq \gamma_{i-1}). \quad (2.32)$$

Les régions calculées vont être comparé par la suite avec l'estimé de qualité du canal afin de pouvoir choisir la modulation appropriée à ce dernier, d'où le principe de la modulation adaptative.

2.5. Conclusion

Les différentes techniques d'estimation du canal ayant fait l'objet de ce chapitre, spécifiquement FPTA. Dont cette dernière, la précision d'estimation s'améliore par rapport aux autres. Le principe de modulation adaptative de Goldsmith a été étalé par la suite, en respectant certains critères de décision.

Chapitre 3 Simulation et résultats

3.1. Introduction

Les travaux pratiques, réalisés avec du matériels électronique, sont habituellement onéreux, surtout s'il s'agit de mettre en œuvre de nouvelles techniques de transmission numérique. Avec le développement des logiciels de simulation. Cette dernière devient une étape très importante dans l'étude et la mise en œuvre des systèmes réalistes de transmission. En effet, elle permet d'une part de valider les études théoriques et d'autre part d'optimiser les systèmes d'informations utiles du point de vue capacité spectrale par l'analyse de l'influence des divers paramètres sur les performances.

Ces simulations ont été réalisées sous l'environnement « Matlab » version R2013b (8.2.0.701), sur une machine doté d'un processeur Intel i5 4GHz.

Ce chapitre est scindé en deux grandes sections. La simulation consacrée dans la première section, dévoilera l'utilité de turbo codage dans un système OFDM à travers un canal à évanouissement de Rayleigh. Pour cela on doit illustrer les performances en mettant en évidence la probabilité d'erreur binaire (BER) du système étudié.

La deuxième section dans ce chapitre permet d'évaluer, également, les performances de la technique FS-AM pour le même système.

Le principal objectif dans notre travail est de valider la technique « FS-AMTuC » par simulations. Ensuite, l'étude des performances de cette technique est réalisée en changeant plusieurs paramètres.

Les Différents paramètres de simulations sont résumés dans le tableau ci-dessous:

Tableau 3. 1 : Paramètres de simulations.

paramètres	Valeurs numériques
Nombre de bits à transmettre (N_b)	$N_b=196$
Ordre de modulation (M)	M=2, 4, 16, 64
Nombre de porteuses pilotes (N_p)	$N_p=8$
Nombre totale des porteuses (N_{tot})	$N_{tot}=204$
Taille du ifft/fft (N_{fft})	$N_{fft}=196$
Taille d'intervalle de garde (N_{IG})	$N_{IG}=49$
Taille de la trame (N_t)	$N_t=253$

Le diagramme associé a notre programme est représenté comme suit :

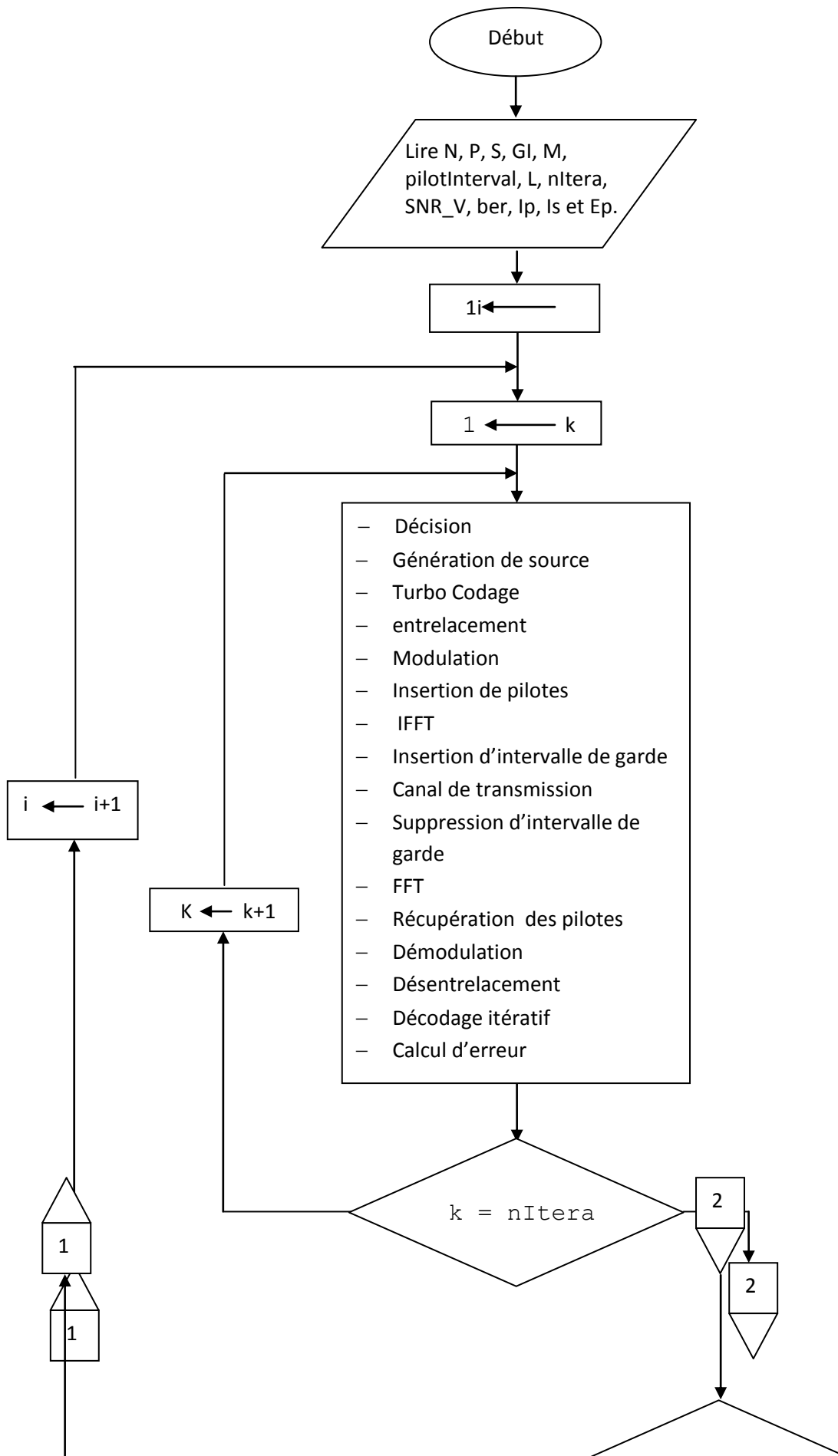


Figure 3. 1 : Schéma d'organigramme du programme principal

- **Les conditions de simulation**

N	Taille de séquence d'entrée
GI	Taille d'intervalle de garde
PilotInterval	Nombre de pilotes
L	Nombre de trajet
nItera	Taille de la boucle de calcul
SNR_V	Vecteur SNR
ber	Initialisation du vecteur de BER
Ip	Position des pilotes
Is	Taille des bits transmis
Ep	2
i	Constante
K	Constante

3.2. Résultats de simulation

On s'intéresse pendant cette étude, aux techniques FS-AMTuC pour un système OFDM, commençant par l'effet du turbo codage et finissant par la performance de la FS-AMTuC.

3.2.1. Effet du turbo codage sur un système OFDM

On présentera dans un premier temps l'avantage des turbo-codes sur le système OFDM. Pour cela, une analyse comparative est présentée, dans la figure 3.1, du système en question sans codage et avec codage en utilisant un code convolutif ($R=2/3$) et turbo code ($R=1/3$) proposé pour différents nombres d'itérations en terme de BER.

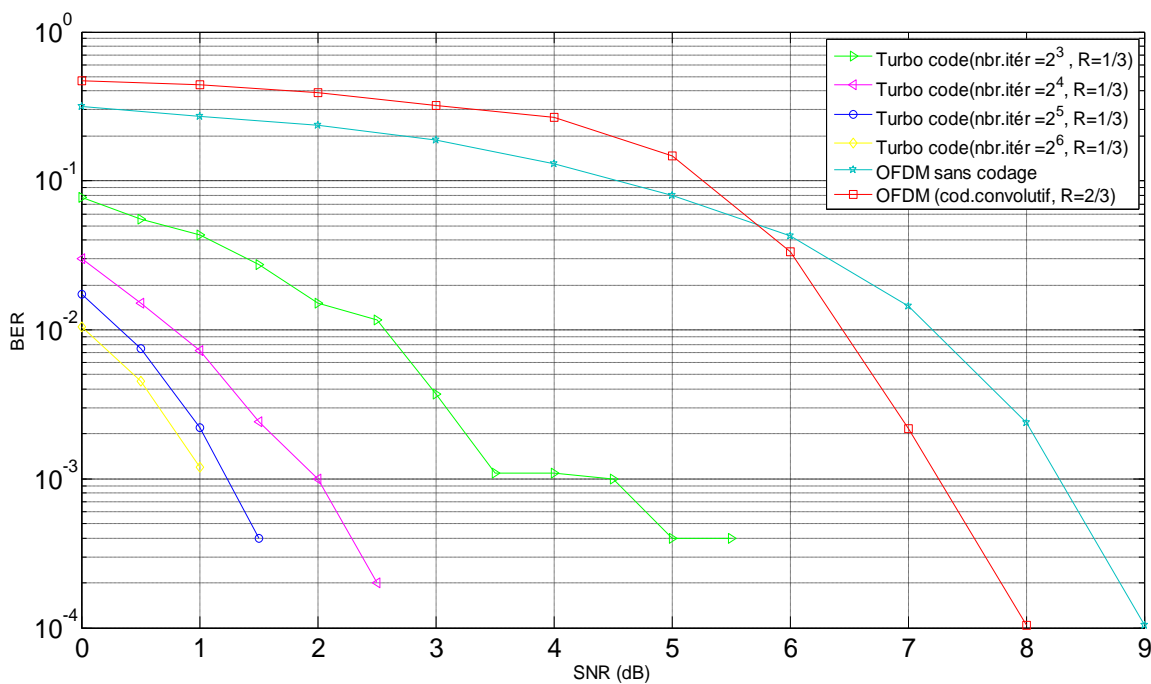


Figure 3.2 : Effet du turbo codage.

A partir des résultats illustrés dans la figure ci-dessus, on remarque que pour des valeurs de SNR < 6.5dB on obtient un gain spectral, en utilisant un turbo code, de 2.5dB, 5.5dB, 6.5dB et 7dB pour 8, 16, 32 et 64 itérations respectivement par rapport au codage convolutif. Ainsi, le turbo codage permet une amélioration considérable de la performance du système étudié, en agissant sur le nombre d'itérations.

3.2.2. Effet de l'adaptation de la modulation

La simulation de la modulation adaptative pour le système OFDM est présentée. La technique en question suggère de changer en fonction des variations du SNR estimé, l'ordre et/ou type de modulation. Le choix du mode FS-AM se fait de telle manière qu'il garantisse un BER seuil. Pour une valeur de seuil de 10^{-3} , les gammes obtenues sont indiquées dans le Tableau 3.2 correspondant à chaque méthode FS-AM.

Tableau 3. 2 : FS-AM en fonction de la gamme du SNR.

Mode	$BER_0 = 10^{-3}$
BPSK	$SNR \leq 5$
QPSK	$5 < SNR \leq 8$
16-QAM	$8 < SNR \leq 10$
64-QAM	$10 \leq SNR$

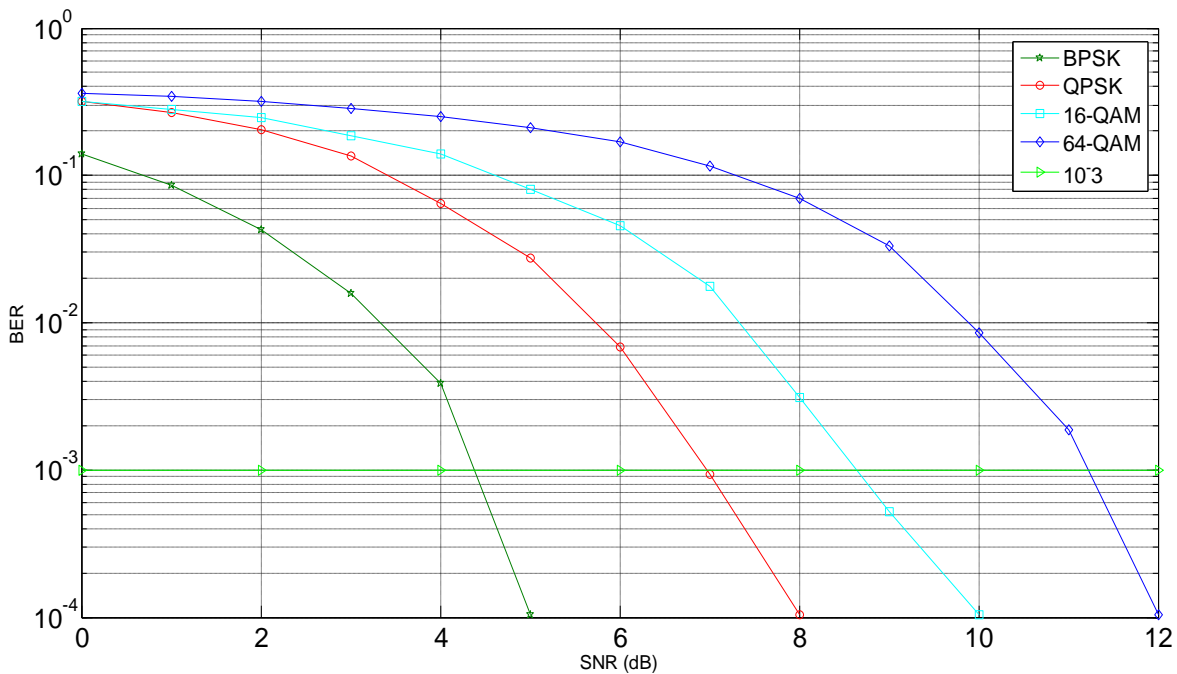


Figure 3.3: BER vs. SNR pour FS-AM-OFDM.

On remarque à travers les résultats obtenus, pour les différents modes proposées, que nous dépassons le BER_0 à 4.5dB, 7dB, 8.7dB et 11.2dB pour BPSK, QPSK, 16-QAM et 64-QAM respectivement. En effet, l'utilisation de la modulation adaptative a permis d'améliorer le Taux d'erreur binaire comparé au système OFDM à modulation fixe, ce phénomène a également été observé dans [44]. Dans un tel système, la commutation du modulateur d'un

ordre inférieur vers un ordre supérieur crée une discontinuité dans les gammes du SNR, et cela se traduit en perte de l'efficacité spectrale.

Pour remédier à ce problème, le même système précédent est proposé, dans la figure 3.3, avec une commutation automatique sur une plage quasi continue des SNR en utilisant 8 pilotes.

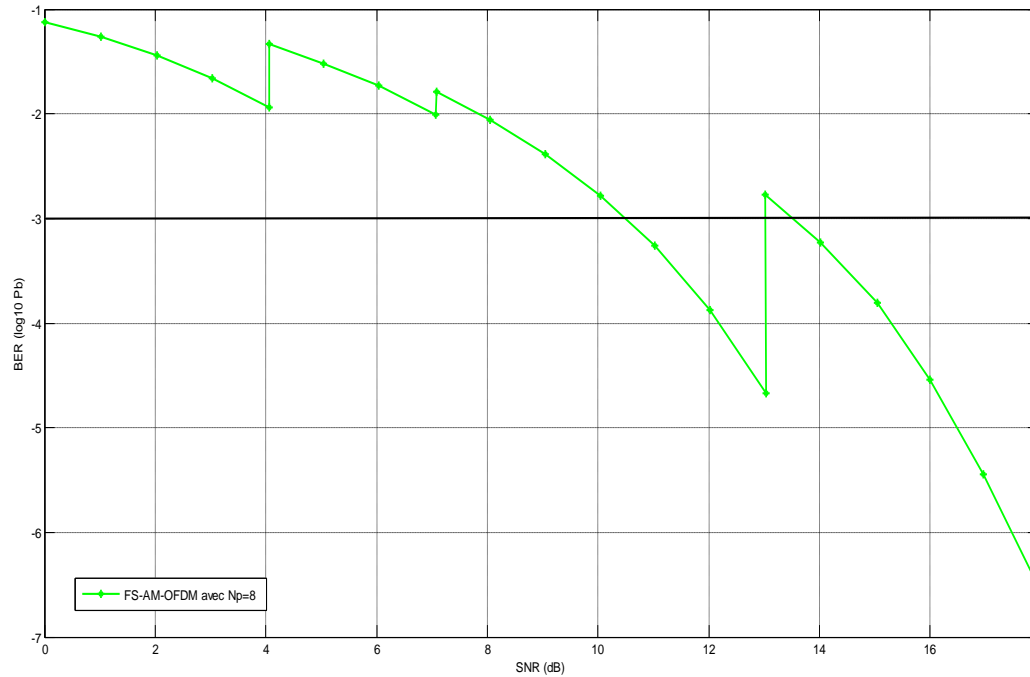


Figure 3.4 : Performance du système FS-AM-OFDM.

Il est facile d'apercevoir que le système proposé donne de meilleurs résultats en terme de probabilité d'erreur binaire (nous avons pu atteindre un BER de 10^{-6}).

3.2.3. Effet du nombre de pilotes

Dans cette étape on présente l'influence du nombre de symbole pilotes sur l'amélioration de la performance du système. Pour une meilleure observation, on s'appuie sur le résultat illustré dans la figure 3.4 qui définit le taux d'erreur binaire du Système AM-OFDM pour plusieurs valeurs de Nbr. Pilotes (4, 8 et 12).

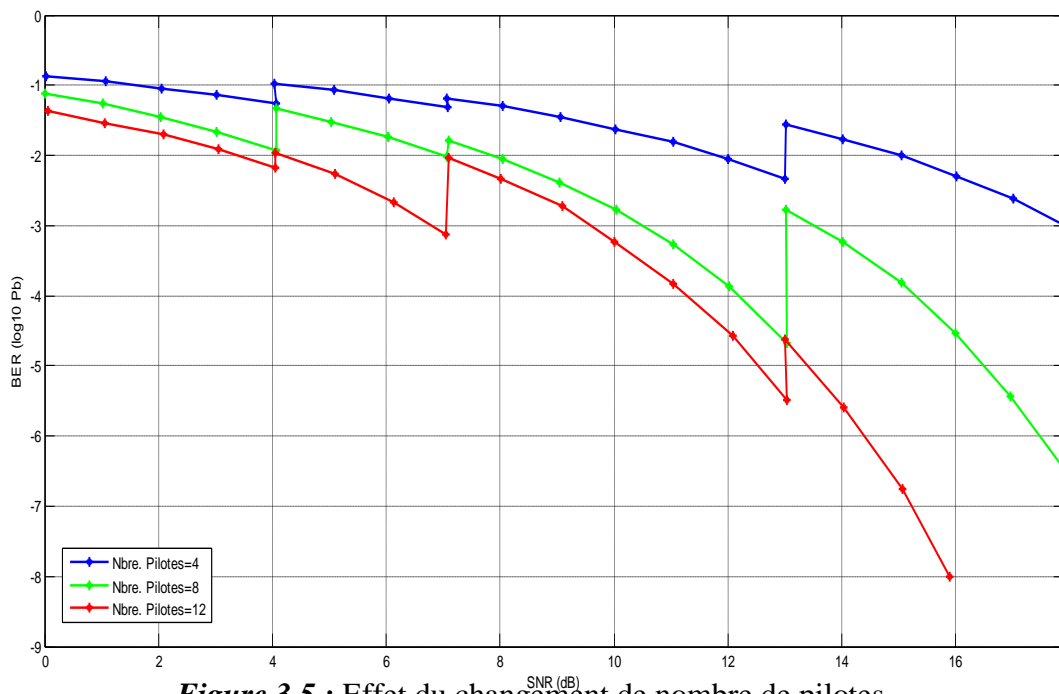


Figure 3.5 : Effet du changement de nombre de pilotes.

On perçoit à partir du résultat obtenu, une amélioration continue du BER. Autrement dit, plus le nombre de pilotes insérés devient important plus le BER s'affaiblit. Cela peut témoigner le fait que les symboles pilotes sont utilisés dans l'estimation et la prédiction du canal de transmission et l'augmentation du nombre de ces derniers fournit une bonne connaissance du canal, donc une bonne performance du système.

3.2.4. Performance du système FS-AMTuC-OFDM

Une comparaison est faite entre les systèmes de transmissions adaptatives FS-AM-OFDM sans codage (scénario A) et avec un turbo-codage de taux = 1/3 (scénario B).

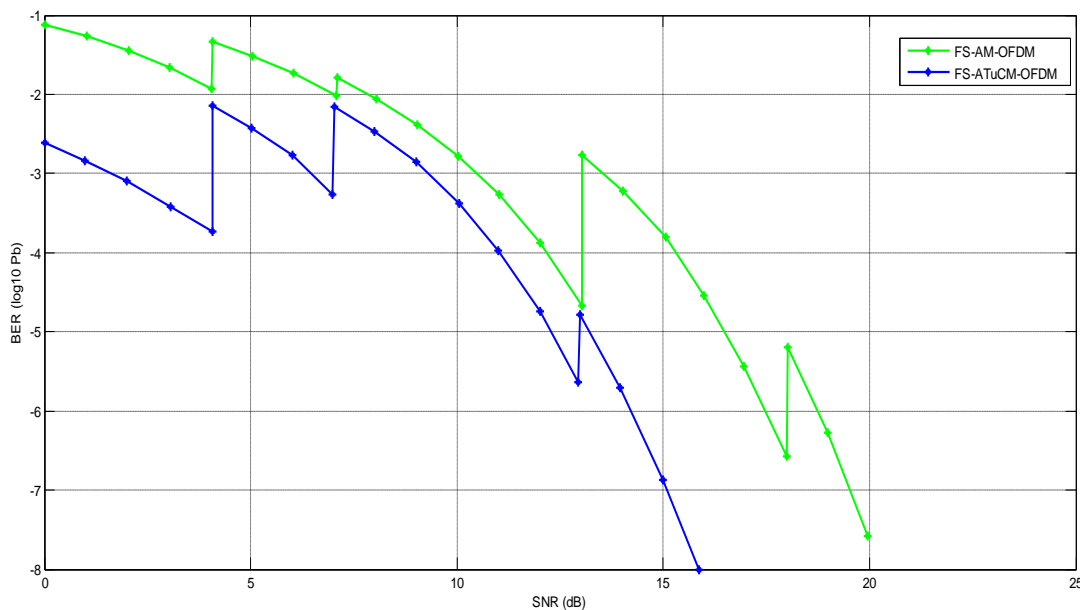


Figure 3.6 : Comparaison entre le FS-AMTuC et le FS-AM.

Les résultats montrent que le scénario B a permis de fournir des performances élevées à faibles SNR par rapport au scénario A, ce qui permet de mettre en relief sa fonctionnalité.

3.3. Conclusion

Dans ce chapitre, on a exposé les résultats obtenus à travers les différentes simulations effectuées, on a évalué la performance du taux d'erreur binaire porté par la nouvelle technique FS-AMTuC sur un canal à évanouissement de Rayleigh, avec plusieurs modifications dans les paramètres (type de codage, modulation adaptative). Aussi, l'influence du nombre de symboles pilote et l'effet de cette dernière sur le système OFDM a été présenté. D'après les résultats obtenus, on peut conclure que la technique proposée représente une bonne solution pour l'optimisation du système étudié.

Conclusion générale

L'industrie des communications sans fil est en plein essor grâce à son potentiel en termes de débit et de portée. L'augmentation continue de tous les types de services sans fil (voix, données et multimédia...), satisfait aux demandes élevées de capacité et de débits dans les applications fixes et mobiles. Les systèmes de communication sans fils, éprouvent d'énormes difficultés pour s'adapter à cette augmentation. Dans ce contexte, la nouvelle technique FS-AMTuC, semble éprouver un remède à ce problème.

Ce travail a été consacré à l'étude et la simulation d'une chaîne de transmission sans fil en utilisant la FS-AMTuC dans le contexte des systèmes de modulation par répartition orthogonale de fréquence. Cette technique a pour objectif d'améliorer l'efficacité spectrale du système et d'augmenter la performance de la transmission, on utilisant un turbo codeur et une adaptation de modulation.

L'objectif de ce travail est donc, d'étudier la technique en question du point de vue optimisation du débit, grâce aux formules mathématiques qui permettent de calculer l'état du canal d'un système de transmission, ces problèmes d'optimisation peuvent naturellement être formulés par des programmes mathématiques. C'est la résolution de ces programmes mathématiques qui est en général difficile.

Dans ce contexte on a opté pour une simulation informatique permettant ainsi de mettre en évidence ces problèmes d'optimisation.

Dans ce but, on a tout d'abord utilisé un turbo codage sur un système OFDM pour un canal Rayleigh pour voir son influence sur la performance du système en termes de SNR.

On s'est intéressé par la suite à l'impact de la technique « FS-AM » sur le système en question. Ainsi, l'effet du nombre de symboles pilote sur l'amélioration de la performance du taux d'erreur binaire de ce dernier.

Pour la dernière partie, on a étudié l'influence portée par la technique « FS-AMTuC » sur le système étudié.

Les résultats obtenus nous ont permis de voir l'intérêt de cette technique en l'appliquant sur un système OFDM via un canal de Rayleigh. On a constaté une amélioration de la performance du BER pour des faibles valeurs du rapport de puissance du signal sur puissance du bruit.

La technique « FS-AMTuC » a prouvé sa robustesse pour l'optimisation du système étudié

Annexe A Programme du FS-AMTuC-OFDM

Cet appendice, permet la présentation des différents programmes réalisés le long de ce projet, sous un environnement « Matlab R2013b (8.2.0.701) ». Elle sera partagée en deux branches primordiales. Chacune de ces dernières discute les points suivants :

- ✓ La performance du turbo codage.
- ✓ l'effet de l'adaptation de modulation sur le système étudié.

A.1 Turbo codage

```
%=====Turbo codeur=====%
```

```
hBER = comm.ErrorRate('ResetInputPort',true);  
EbNo=1:25;  
ber = zeros(length(EbNo),1); numBlks = ber; numErrs = ber;  
for ebNoIdx=1:25 % vecteur du SNR  
g=awgn(c,ebNoIdx,'measured');
```

```
while (numErrs(ebNoIdx) < maxNumErrs && numBlks(ebNoIdx) <  
maxNumBlks)
```

```
%=====Turbo Décodeur=====%
```

```
hTDec = comm.TurboDecoder('TrellisStructure', poly2trellis(4,  
[13 15], 13),...  
'InterleaverIndices', intrlvrIndices, 'NumIterations',  
numIter)  
t= step(hTDec,g);  
length(t)/length(data)
```

A.2 Système FS-AM-OFDM

```
clearall
clc
%=====paramètres de déclaration=====
N = 196;
P = N/8;
S = N-P;
GI = N/4;
M = 2;
pilotInterval = 8;
L = 16;
nItera = 500;
SNR_V = [0:1:25];
ber = zeros(1,length(SNR_V));
Ip = [1:pilotInterval:N];
Is = setxor(1:N,Ip);
Ep = 2;
%=====Décision=====
F = exp(2*pi*sqrt(-1)/N .* meshgrid([0:N-1],[0:N-1])).*
repmat([0:N-1]',[1,N]);
for( i = 1 : length(SNR_V))
    SNR = SNR_V(i)
    if (SNR>=**&& SNR<=**)
        M=2;
    elseif (SNR>**&& SNR<=**)
        M=4;
    elseif (SNR>**&& SNR<=**)
        M=16;
    elseif (SNR>**&& SNR<=**)
        M=64;
    end
%=====génération de source=====
for(k = 1 : nItera)
    h(1:L,1) = random('Normal',0,1,L,1) + j *
random('Normal',0,1,L,1);
    h = h./sum(abs(h));
    TrDataBit = randint(N,1,M);
%=====modulation=====
    TrDataMod = qammod(TrDataBit,M);
%=====insertion des pilotes=====
    TrDataMod(Ip) = Ep * TrDataMod(Ip);
%=====ifft=====
    TrDataIfft = ifft(TrDataMod,N);
%=====intervalle de garde=====
    TrDataIfftGi = [TrDataIfft(N- GI + 1 : N);TrDataIfft];
%=====transmission=====
    TxDataIfftGi = filter(h,1,TrDataIfftGi);
```

```

TxDataIfftGiNoise = awgn(TxDataIfftGi, SNR
db(std(TxDataIfftGi)));
%=====
%%réception%%
%=====

%=====suppression d'intervalle de garde=====
TxDataIfft = TxDataIfftGiNoise(GI+1:N+GI);
%=====FFT=====
TxDataMod = fft(TxDataIfft,N);
%=====récupération des pilotes=====
Spilot = TrDataMod(Ip);
Ypilot = TxDataMod(Ip);
G = (Ep * length(Ip))^-1*ctranspose(sqrt(Ep)*diag(Spilot)*
ctranspose (F(1:L,Ip)));
%=====estimation du canal=====
hHat = G*Ypilot;
%=====démodulation=====
TxDataBit = qamdemod(TxDataMod./(fft(hHat,N)),M);
%=====calcul d'erreur=====
[nErr bErr(i,k)] = biterr(TxDataBit(Is),TrDataBit(Is));
end
end
%=====affichage de resultat=====
f2 = figure(5);
set(f2,'color',[1 1 1]);
semilogy(SNR_V,mean(bErr),'y-d')
xlabel('SNR');
ylabel('BER')
grid on;
hold on;

```

Annexe C Détails des équations

Les coefficients de l'estimateur LMMSE sont donnés par la formule suivante

$$\begin{aligned}\hat{H}_{LMMSE} &= F\hat{g}_{LMMSE} \\ &= FR_{gy}R_{gy}^{-1}Y \\ &= FR_{gg}F^HX^H \\ &= FR_{gg}F^H(XFR_{gg}F^H + \sigma_n^2(X^H)^{-1})^{-1}Y \\ &= FR_{gg}F^H(XFR_{gg}F^H + \sigma_n^2(X^H)^{-1}X^{-1})^{-1}X^{-1}Y \\ &= R_{hh}(R_{hh} + \sigma_n^2(XX^H)^{-1})^{-1}\hat{H}_{LS}\end{aligned}\tag{2.8}$$

Bibliographies

- [1] R. W. Chang, "Synthesis of band-limited orthogonal signals for multichannel data transmission," *Bell Syst. Tech. J.*, vol. 45, pp. 1775–1796, Dec. 1966.
- [2] L. J. Cimini, "Analysis and simulation of a digital mobile channel using orthogonal frequency division multiplexing", *IEEE Trans. Commun.*, vol. COM-33, pp. 665–675, July 1985.
- [3] Z. Tang "OFDM Transmission over Rapidly Changing Channels", Université de Shanghai, 20 novembre 2007
- [4] Y. Seok Choi, P. J. Voltz, and F. A. Cassara, "On Channel Estimation and Detection for Multicarrier Signals in Fast and Selective Rayleigh Fading Channels", *IEEE TRANSACTIONS ON COMMUNICATIONS*, VOL. 49, NO. 8, AUGUST 2001.
- [5] Collectif d'auteurs sous la direction de G. Baudoin, « Radiocommunications Numériques-Principes, Modélisation et Simulation », DUNOD, 2002.
- [6] J.F Helard, « Modulations Codées en Treillis Associées à un Multiplex de Porteuses Orthogonales en Présence de Canaux Affectés de Trajets Multiples », Thèse de Doctorat, Université de Rennes 1, Mai 1992.
- [7] J.J Van De Beek, P. Ödling, S.K. Wilson, P.O. Börjesson, "OFDM", Lulea, University of Technology, Division of Signal Processing, 2002.
- [8] J.H. Stott, "The how and why of COFDM", BBC Research and Development, 1998.
- [9] J.H. Stott, "Explaining some magic of COFDM", Proceeding of the 20th Television Symposium, June 1997.
- [10]. J.C. Bie, D. Duponteil et J.C. Imbeaux, « Elements de communications numériques- Transmission sur fréquence porteuse 1 », Dunod, 1986.
- [11] A. Anou "Evaluation des performances du système de transmission WiMAX", thèse de doctorat Faculté des Sciences de l'Ingénieur, Blida, 23 décembre 2008.
- [12]. J.G. Proakis et M. Salehi, "Communication systems engineering", Prentice Hall International, Editions, 1994.
- [13]. T.H. Liew et L. Hanzo, "Space-time codes and concatenated channel codes for wireless communications", *Proceedings of the IEEE*, Vol. 90, No 2, pp. 185-

219, February 2002.

[14] P. Elias, "Error-free coding," *Information Theory, IEEE Transactions on*, vol. 4, no. 4, pp. 29-37, Sep 1954.

[15]. C. Berrou, A. Glavieux, and P. Thitimajshima. Near Shannon limit error-correcting coding and decoding: Turbo codes. In *Proceedings of the IEEE International Conference on Communications*, Geneva, Switzerland, May 2003.

[16]. E. P. Lawrey: "Adaptive Techniques for Multiuser OFDM", Ph. D. Thesis, School of Engineering, James Cook University, December 2001.

[17] O. Edfors, M. Sandell, J. J. van de Beek, S. K. Wilson et P. O. Borjesson. "OFDM Channel Estimation by Singular Value Decomposition", *IEEE Transactions on Communications*, Vol. 46, No. 7, pp. 931-939, juillet 1998.

[18] O. Edfors, M. Sandell, J. J. van de Beek, S. K. Wilson et P. O. Borjesson, "Analysis of DFT-Based Channel Estimators for OFDM", *Wireless Personal Communications*, Vol. 12, No. 1, pp. 55-70, janvier 2000.

[19] Y. Li, L.J. Cimini et N. R. Sollenberger, "Robust Channel Estimation for OFDM Systems with Rapid Dispersive Fading Channels", *IEEE Transactions on Communications*, Vol. 46, No. 7, pp. 902-915, juillet 1998.

[20] S. K. Wilson, R. Ellen Khayata et J. M. Cioffi, "16-QAM Modulation with OFDM in a Rayleigh Fading Environment", *IEEE Vehicular Technology Conference*, Vol. 3, pp. 1660-1664, juin 1994.

[21] V. Mignone et A. Morello, "CD3-OFDM: A Novel Demodulation Scheme for Fixed and Mobile Receivers", *IEEE Transactions on Communications*, Vol. 44, No. 9, pp. 1144-1151, septembre 1996.

[22] J. J. Van de Beek, O. Edfors, M. Sandell, S. K. Wilson et P. O. Borjesson, "On Channel Estimation in OFDM Systems", *IEEE Vehicular Technology Conference*, Vol. 2, pp. 815-819, juillet 1995.

[23] Y. Shen et E. Martincz, "Channel Estimation in OFDM Systems", *Freescale Semiconductor, Inc.*, 2006.

[24] M. L. Moher et J. H. Lodge, "TCM-PSK - A Modulation and Coding Strategy for Rician-Fading Channels", *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, Vol. 7, No. 9, pp. 1347-1355, décembre 1989.

[25] J. K. Cavers, "An Analysis of Pilot Symbol Assisted Modulation for Rayleigh Fading Channels", *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, Vol. 40, No. 4, pp. 686-693, novembre 1991.

- [26] J. M. Torrance et L. Hanzo, "Comparative Study of Pilot Symbol Assisted Modem Schemes" , International Conférence on Radio Receivers and Associated Systems, pp. 36-41, septembre 1995.
- [27] J. Rinne et M. Renfors, "Pilot Spacing in OFDM Systems on Practical Channels" , IEEE Transactions on Consumer Electronics, Vol . 42, No. 4, pp. 959-962, novembre 1996.
- [28] F. Tufvesson et T. Masmong, "Pilot Assisted Channel Estimation for OFDM in Mobile Cellular Systems" , Proceedings IEEE Vehicular Technology Conference, Vol . 3, pp. 1639-1643. mai 1997.
- [29] Y. Zhao et A. Huang, "A Novel Channel Estimation Method for OFDM Mobile Communication Systems Based on Pilot Signals and Transform Domain Processing" , IEEE Vehicular Technology Conference. Vol . 3, pp. 2089-2093, mai 1997.
- [30] M. H. Hsieh et C. H. Weng , "Channel Estimation for OFDM Systems Based on Comb-Type Arrangement in Frequency Selective Fading Channels" , IEEE Transactions on Consumer Electronics, Vol. 44, No. 1, pp. 217-225, février 1998.
- [31] M. Morelli et U. Mengali "A Comparison of Pilot-Aided Channel Estimation Methods for OFDM Systems" , IEEE Transactions on Signal Processing, Vol . 49, No. 12, pp. 3065-3073, décembre 2001.
- [32] S. Coleri , M. Ergen, A. Puri et A. Bahai , "Channel Estimation Techniques Based on Pilot Arrangement in OFDM Systems" , IEEE Transactions on Broadcasting, Vol . 48, No. 3, pp. 223-229. septembre 2002.
- [33] B. Yang, K. B. Letaief, R. S. Cheng et Z. Cao. "Channel Estimation for OFDM Transmission in Multipath Fading channels Based on Parametric Channel Modeling" , IEEE Transactions on Communications, Vol . 49, No. 3, pp. 467-479, mars 2001.
- [34] Y. Li, "Simplified Channel Estimation for OFDM Systems with Multiple Transmit Antennas" , IEEE Transactions on Wireless Communications, Vol . 1. No. 1, pp. 67-75, janvier 2002.
- [35] S. Coleri , M. Ergen, A. Puri et A. Bahai . " A Study of Channel Estimation in OFDM Systems" ; IEEE Vehicular Technology Conference, Vol . 2. pp. 894-898. 2002.
- [36] L. Dencirc. P. Vandenamecck, L. V. D. Perre, B. Gyselinckx et M. Engels, " A Low Complexity ML Channel Estimator for OFDM" . IEEE Transactions on Communications, Vol . 51, No. 2. février 2003.
- [37] J. Wu et W. Wu. "A Comparative Study of Robust Channel Estimators for OFDM Systems". IEEE International Conference on Communication Technology Proceedings, Vol. 2, pp. 1932-1935. avril 2003.

- [38] F. Sanzi, J. Sven et J. Spidel , " A Comparative Study of Itérative Channel Estimators for Mobile OFDM Systems" . IEEE Transactions on Wireless Communications. Vol. 2, No. 5, pp. 849-859, septembre 2003.
- [39] X. Ma, H. Kobayashi et S. C. Schwartz, "EM-Base d Channel Estimation Algorithms fo r OFDM", EURASIP Journal on Applied Signal Processing, Vol .2004, No. 10, pp. 1460-1477, 2004.
- [40] P. Strobach. " Low-Ran k Adaptiv e Filters" . IEEE Transactions on Signal Processing, Vol . 44. No. 12. pp.2932-2947. décembre 1996.
- [41] A. AHRICHE "Étude comparative des méthodes d'estimation de canal à l'aide des pilotes dans les systèmes OFDM à travers un canal multi-trajets", Faculté des science et de genie, université Laval Québec 2008.
- [42] H. Minn et V. K. Bhargava, "An investigation into time-domain approach for OFDM channel estimation," IEEE Trans. Broadcasting, vol. 46, Décembre 2000.
- [43] S. T. Chung et A. Goldsmith, "Degrees of freedom in adaptive modulation : aunified view," IEEE Trans. Communications, vol. 49, Septembre 2001.
- [44] L.Hanzo, C.H.Wong and M.S.Yee, "Adaptive Wireless Transceivers", John Wiley & Sons, 2002.