

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

Ecole Nationale Polytechnique



Département d'Electronique

Laboratoire Signal et Communications

Thèse de doctorat en Electronique

Modulation et codage adaptatifs à haute efficacité spectrale

Assia HAMIDANE

Sous la direction de M. Daoud BERKANI Professeur

Présentée et soutenue publiquement le (27/02/2022)

Composition du Jury:

Président	M. Cherif LARBES,	Professeur	Ecole Nationale Polytechnique
Rapporteur/ Promoteur	M. Daoud BERKANI,	Professeur	Ecole Nationale Polytechnique
Examineur	Mme. M'hania GUERTI,	Professeur	Ecole Nationale Polytechnique
	M. Salim CHITROUB,	Professeur	Université d'USTHB
	M. Mohamed DJENDI	Professeur	Université de Blida 1

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

Ecole Nationale Polytechnique



Département d'Electronique

Laboratoire Signal et Communications

Thèse de doctorat en Electronique

Modulation et codage adaptatifs à haute efficacité spectrale

Assia HAMIDANE

Sous la direction de M. Daoud BERKANI Professeur

Présentée et soutenue publiquement le (27/02/2022)

Composition du Jury:

Président	M. Cherif LARBES,	Professeur	Ecole Nationale Polytechnique
Rapporteur/ Promoteur	M. Daoud BERKANI,	Professeur	Ecole Nationale Polytechnique
Examineur	Mme. M'hania GUERTI,	Professeur	Ecole Nationale Polytechnique
	M. Salim CHITROUB,	Professeur	Université d'USTHB
	M. Mohamed DJENDI	Professeur	Université de Blida 1

DEDICACE

En ce moment qui constitue un tournant particulièrement important dans ma vie, mes sentiments et mes premières pensées vont vers Les plus belles créatures que Dieu a créées sur terre,

À ces sources de tendresse, de patience et de générosité,

À mes très chers parents sans qui je n'aurai jamais pu parvenir au stade actuel de mon instruction.

À mes frères, mes sœurs, mes belles-sœurs et beaux-frères dont la présence et le soutien ont été indéfectible pendant les moments difficiles

À mes anges,

À mes nièces Marinette, Batoula, Ramoussa, Meryouma, Yass, Dididja, Fadido & Djahouna.

À mes Neveux Chouchoufa, Anessou, Maninou, Awato, Hamoudi & Papichko.

À la mémoire de mon Très Cher défunt Grand-père « BIDOUCHE ».

À Djimi qui maintes et maintes fois a-t-il su m'inspirer et m'encourager.

A tous ceux qui, par un mot, m'ont donné la force de continuer...

Assia Batoul

REMERCIEMENTS

Je remercie très vivement Monsieur Cherif Larbes, professeur à l'Ecole Nationale Polytechnique d'Alger (ENP), pour l'intérêt qu'il a porté à mon travail de thèse. Il me fait l'honneur de présider ce jury malgré ses nombreux engagements.

J'exprime ma gratitude à Madame M'hania Guerti, professeur à l'Ecole Nationale Polytechnique d'Alger (ENP), pour avoir accepté d'être examinatrice de ma thèse, ses conseils et ses critiques pertinentes, m'ont été très bénéfiques.

Je remercie vivement Monsieur Salim Chitroub, Professeur à l'université de Sciences Technique Houari Boumediene (USTHB), pour avoir accepté d'être membre de mon jury thèse et contribuer par sa remarquable compétence dans le domaine des communications numériques à la discussion des résultats de mes travaux de recherche.

Ce travail a été suivi par Monsieur Daoud Berkani, Professeur à l'Ecole Nationale Polytechnique d'Alger (ENP). Je lui exprime ma gratitude pour son encadrement de qualité, ses directives, ses conseils précieux et les discussions fructueuses qui m'ont permis de s'affranchir des multiples complexités du sujet de recherche

Je remercie vivement Monsieur Mohamed Djendi, Professeur à l'université de BLIDA 1, d'avoir accepté d'examiner cette thèse.

Enfin et surtout un immense merci à Djimy pour tout ce qu'il m'a apporté. Merci pour les bons moments qu'on a passé ensemble, son aide et ses conseils mes sont très précieux.

ملخص: تخضع الاتصالات الرقمية اللاسلكية لاضطرابات، بما في ذلك قوة الضوضاء والتلاشي... الخ. أول حل مقترح لمواجهة هذا المشكل، هو تصميم نظام لأسوأ حالة إرسال. هذا الأخير أدى إلى فقدان الفعالية (التدفق، نوعية الخدمة) في حال تحسن ظروف الإرسال. لهذا الغرض تم اقتراح حل آخر المتمثل في استخدام عديد من مخططات الإرسال في سبيل تحقيق تكيف إعدادات النظام وفق تغيرات حالة القناة. تتناول هذه الأطروحة دراسة تقنيات الإرسال المتكيف، بحيث تم اقتراح خلالها خمس تقنيات تكيفية مختلفة ذات كفاءة طيفية عالية في سياق الاتصالات اللاسلكية عريضة النطاق OFDM. تأخذ هذه النماذج المقترحة، بعين الاعتبار، ثلاث طرق مختلفة لتقدير القناة. إن تأثير هذه التقنيات مُستدل من الأداءات المُتحصل عليها من خلال عمليات المحاكاة المختلفة لهذه الأنظمة.

الكلمات الدالة: الاتصالات الرقمية، الكفاءة الطيفية، تقدير القنوات، التحوير والترميز التكميلي (AMC)، OFDM، SNR.

ABSTRACT: Digital wireless communications are subject to disturbance conditions, including noise power, fading ... etc. The first suggested solution for this problem is to design a system for the worst case, which leads to a loss of efficiency (throughput, quality of service) when transmission conditions improve. For this reason, a second solution has been proposed by using several transmission schemes in order to establish the adaptation of the system parameters to variations in the state of the channel. This thesis deals with adaptive transmissions, which aim to propose five different adaptive techniques, with high spectral efficiency, in the context of broadband wireless communications using the OFDM system. These models take into account three distinct methods of channel estimation. The impact of these last is studied from the obtained performances of the proposed systems by the different performed simulations.

Key Words: Digital communication, Spectral Efficiency, COFDM, OFDM, SNR, AMC, BER, channel estimation algorithm.

Résumé : Les communications numériques sans fil sont soumises à des conditions de perturbation, notamment la puissance de bruit, affaiblissements...etc. La première solution suggérée, face à ce problème, est de concevoir un système pour le pire cas, ce qui entraîne une perte d'efficacité (débit, qualité de service) lorsque les conditions de transmission s'améliorent. Pour cette raison une seconde solution a été proposée qui consiste à utiliser plusieurs schémas de transmission afin d'établir l'adaptation des paramètres du système aux variations de l'état du canal. Cette thèse traite les transmissions adaptatives dont l'objectif est de proposer cinq différentes techniques adaptatives, à hautes efficacité spectrale, dans le contexte de communications sans fil à large bande en utilisant le système OFDM. Ces modèles tiennent compte de trois méthodes distinctes d'estimation du canal. L'impact de ces dernières est étudié à partir des performances obtenues par les différentes simulations de ces systèmes.

Mots clés : Communication numérique, Efficacité spectrale, COFDM, OFDM, SNR, AMC, BER, algorithme d'estimation du canal.

TABLE DES MATIERES

LISTE DES TABLEAUX

LISTE DES FIGURES

LISTE DES ABREVIATIONS

INTRODUCTION 13

Chapitre 1 Les systèmes de transmission OFDM & COFDM

1.1	Introduction.....	16
1.2	Modulation multi-porteuses.....	16
1.3	Système OFDM.....	17
1.3.1	Historique.....	17
1.3.2	Notion d'Orthogonalité	20
1.3.3	Modulateur OFDM	21
1.3.4	Démodulateur OFDM.....	23
1.3.5	Application OFDM.....	24
1.3.6	Avantages et Inconvénients.....	25
1.4	Le système COFDM.....	25
1.4.1	Modulateur COFDM.....	25
1.4.2	Démodulateur COFDM.....	26
1.4.3	Applications	27
1.5	Conclusion.....	27

Chapitre 2 Les Technique de modulation et codage adaptatives

2.1	Introduction.....	29
2.2	La théorie des techniques adaptatives.....	29
2.2.1	Le principe de base de la technique AMC.....	30
2.2.2	Estimation du canal.....	31
2.2.3	Calcul du SNR.....	35
2.2.4	Adaptation des paramètres.....	36
2.2.5	Principe du mécanisme de rétroaction.....	36
2.3	Les Techniques adaptatives proposées.....	38
2.3.1	Etude de la technique AMC.....	39
2.3.2	Etude des techniques ATuCM et AMTuC.....	43
2.3.3	Etude de la technique ASeCCCM.....	48
2.3.4	Etude de la technique AMC utilisant NLMS	51
2.3.5	Etude de la technique AMC utilisant RNQ	53
2.4	Conclusion.....	53

Chapitre 3 Résultats obtenus et interprétations

3.1	Introduction.....	55
3.2	Evaluation de la technique AMC.....	55
3.2.1	Résultats de simulation du système AC-OFDM.....	55
3.2.2	Résultats de simulation du système AM-OFDM.....	57
3.2.3	Résultats de simulation du système AMC-OFDM.....	58
3.2.4	Comparaison des résultats.....	59
3.2.5	Interprétations.....	60
3.3	Evaluation des technique ATuCM et AMTuC.....	62
3.3.1	Résultats de simulation du système ATuCM-OFDM.....	62

3.3.2 Résultats de simulation du système AMTuC-OFDM.....	64
3.3.3 Interprétations.....	66
3.4 Evaluation des technique ASeCCCM.....	66
3.4.1 Résultats de simulation du système ASeCCCM-OFDM.....	67
3.4.2 Interprétations.....	68
3.5 Evaluation des technique NLMS-AMC.....	69
3.5.1 Résultats de simulation du système NLMS-AMC-OFDM.....	69
3.5.2 Interprétations.....	70
3.6 Evaluation des technique RNQ-AMC.....	71
3.6.1 Résultats de simulation du système RNQ-AMC-OFDM.....	71
3.6.2 Interprétations.....	73
3.7 Conclusion.....	74
CONCLUSION GENERALE	75
BIBLIOGRAPHIE	77
ANNEXES	83

LISTE DES TABLEAUX

2.1	Les schémas de codage et modulation pour la technique AMC.....	40
2.2	Les schémas de codage pour la technique AC.....	42
2.3	Les schémas de Modulation pour la technique AM.....	42
2.4	Les paramètres de simulation du système OFDM.....	42
2.5	Les paramètres de simulation du système ATuCM-OFDM.....	45
2.6	Les schémas de Turbo-codage et modulation pour la technique AMTuC.....	48
2.7	Les paramètres de simulation pour le système ASeCCCM-OFDM.....	50
2.8	Les paramètres de simulation pour le système NLMS-AMC-COFDM.....	52
3.1	Les gains spectraux apportés par la technique AC.....	60
3.2	Les gains spectraux apportés par la technique AM.....	61
3.3	Les gains spectraux apportés par la technique AMC.....	61
3.4	Les gains spectraux apportés par la technique AMTuC.....	66
3.5	Les gains spectraux apportés par la technique RNQ-AMC par rapport à NLMS-AMC.....	73

LISTE DES FIGURES

1.1	Spectre de fréquence, (a) mono-porteuse, (b) multi-porteuses.....	17
1.2	L'enveloppe Spectrale, (a) Cas d'une porteuse, (b) Cas d'un signal OFDM à $M=5$	21
1.3	Diagramme bloc d'un modulateur OFDM.....	21
1.4	Principe d'insertion de l'intervalle de garde.....	23
1.5	Diagramme bloc d'un démodulateur OFDM.....	24
1.6	Schéma bloc de l'émetteur COFDM.....	26
1.7	Bloc du codage canal.....	26
1.8	Schéma bloc du récepteur COFDM.....	26
2.1	Synoptique du système générique d'une transmission adaptative.....	30
2.2	Le principe du scenario A de la rétroaction.....	37
2.3	Le principe du scenario B de la rétroaction.....	37
2.4	Organigramme de la technique AMC.....	38
2.5	Diagramme en bloc du système AMC-OFDM.....	40
2.6	(a), (b) Constellation des différents types de modulation proposés.....	41
2.7	Schéma Synoptique du système ATuCM-OFDM.....	43
2.8	(a), (b) Constellation des différents types de modulation turbo-codées proposés.....	44
2.9	Schéma Synoptique du système AMTuC-OFDM.....	46
2.10	Diagramme fonctionnel du système ASeCCCM-OFDM.....	50
2.11	Diagramme en bloc du système NLMS-AMC-COFDM.....	52
3.1	Taux d'erreur binaire des différents CS employés pour la technique AC.....	56
3.2	Taux d'erreur binaire du système AC-OFDM.....	56
3.3	Taux d'erreur binaire des différents MS employés pour la technique AM.....	57
3.4	Taux d'erreur binaire du système AM-OFDM.....	57
3.5	Taux d'erreur binaire du système AMC-OFDM.....	58
3.6	Taux d'erreur binaire du système AMC-OFDM.....	58

3.7	Comparaison des performances de BER (entre AC, AM et AMC).....	59
3.8	Comparaison de performances d'Efficacité spectrale (entre AC, AM et AMC).....	59
3.9	Taux d'erreur binaire des différents TuCMS employés pour la technique ATuCM.....	62
3.10	Taux d'erreur binaire du système ATuCM-OFDM (avec $R=1/2$ et $1/3$).....	63
3.11	L'efficacité spectrale du système ATuCM-OFDM (avec $R=1/2$ et $1/3$).....	63
3.12	Taux d'erreur binaire des différents MTuCS employés pour la technique AMTuC.....	64
3.13	Taux d'erreur binaire du système AMTuC-OFDM.....	65
3.14	L'efficacité spectrale du système ATuCM-OFDM.....	65
3.15	Taux d'erreur binaire des différents SeCCCMS employés pour la technique ASeCCCM ($R=1/2$).....	67
3.16	Taux d'erreur binaire du système ASeCCCM-OFDM.....	67
3.17	L'efficacité spectrale du système ASeCCCM-OFDM.....	68
3.18	Débit de transmission des différents MCS employés pour le système NLMS-AMC-COFDM.....	69
3.19	L'efficacité spectrale du système NLMS-COFDM (en mode adaptatif et non-adaptatif).....	69
3.20	Taux d'erreur binaire du système NLMS-COFDM (en mode adaptatif et non-adaptatif).....	70
3.21	Débit de transmission des différents MCS employés pour le système RNQ-AMC-COFDM.....	71
3.22	Comparaison en efficacité spectrale entre les systèmes RNQ-AMC-COFDM et NLMS-AMC-COFDM.....	72
3.23	Comparaison en taux d'erreur binaire entre les systèmes RNQ-AMC-COFDM et NLMS-AMC-COFDM.....	72

LISTE DES ABBREVIATIONS

AC	Adaptive Coding.
ACS	Add Compare Select.
AM	Adaptive Modulation.
AMC	Adaptive Modulation and Coding.
AMTuC	Adaptive Modulation and Turbo-Coding.
ASeCCCM	Adaptive Self-Concatenated Convolutional Coded Modulation.
ATuCM	Adaptive Turbo-Coded Modulation.
AWGN	Additive White Gaussian Noise.
BER	Bit Error Rate.
BPSK	Binary Phase Shift Keying.
CC	Convolutional Code.
COFDM	Coded Orthogonal Frequency Division Multiplexing.
CP	Cyclic Prefix.
CS	Concaténation Série.
DAB	Digital Audio Broadcasting.
DSP	Digital Signal Processor.
DVB	Digital Video Broadcasting.
ES	Efficacité Spectrale.
FBMC	Filter Banc Multi-Carrier.
FEC	Forward Error Correction.
FFT	Fast Fourier Transform.
FPTA	Frequency Pilot Time Average.
FSK	Frequency Shift Keying.
GFDM	Generalized Frequency Division Multiplexing.
ICI	Inter Carrier Interference.
IFFT	Inverse Fast Fourier Transform.
ISI	Inter Symbol Interference.

LLR	Logarithm Likelihood Ratio.
LMS	Least Mean Square.
LOS	Line Of Sight.
LRV	Logarithm des Rapports de vraisemblance.
MAP	Maximum A Posteriori.
MC-CDMA	Multi-Carrier Code Division Multiple Acces.
MCM	Multi-Carrier Modulation.
MCS	Modulation and Coding Scheme.
MSE	Mean Square Error.
NLMS	Normalized Least Mean Square.
NLOS	Non Line Of Sight.
NSC	Non Systematic Convolutional Code.
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing.
PDP	Power Delay Profile.
PSK	Phase Shift Keying.
QAM	Quadrature Amplitude Modulation.
QPSK	Quadrature Phase Shift Keying.
RNQ	Recursive Non-Quadratic.
RS	Reed-Solomon.
RSC	Recursive systematic Code.
SeCCC	Self-Concatenated Convolutional Code.
SISO-MAP	Soft Input Soft Output-Maximum A Posteriori.
SNR	Signal to Noise Ratio.
TEB	Taux d'Erreur Binaire.
TuC	Turbo-Code.

INTRODUCTION

Le vingt et unième siècle se révèle comme l'époque où les technologies sans fil règnent sur le monde des communications. Les réseaux de communications de données ont connu une évolution vélocité durant la décennie précédente. La demande actuelle et future pour des applications sans fil requérant un haut débit de transmission semble indéniablement en forte croissance. L'engouement pour les réseaux sans fil obéissant aux standards de la 5^{ème} et la future 6^{ème} génération est un exemple de cette forte demande actuelle. L'explosion à l'échelle mondiale des systèmes personnels de communications sans fil et la transformation de ces types de systèmes vers des réseaux orientés sur la transmission de données constituent quant à eux des exemples de la forte demande future.

Le spectre électromagnétique étant régulé (UIT) de façon stricte et fortement engorgé, il est absolument nécessaire que son exploitation soit faite de la manière la plus optimale possible. Le phénomène d'évanouissements rend cependant cette optimisation plus ardue par le fait que la puissance du signal reçu subit de nombreuses variations dans un court espace de temps, voir même sur la durée d'un symbole. Ainsi, l'utilisation de paramètres dits "fixes" de transmission tel : le type de modulation et de codage choisis résulte en une utilisation de la largeur de bande allouée qui n'est pas optimale à tous les instants.

Face à ces perturbations variables rencontrées notamment durant les communications sans fil, une solution liminaire est fournie qui consiste à concevoir un système pour le pire scénario de transmission. Par conséquent, la solution en question entraîne une perte d'efficacité en termes de débit et qualité de service (QOS) lorsque les conditions de transmission s'améliorent. Pour cette raison les standards actuels proposent des schémas de transmission à plusieurs rendements de codage, plusieurs formats de modulation, afin de s'adapter à la qualité du canal de transmission. Cependant, cette multiplication de combinaisons possibles transforme les standards en véritables catalogues, et ceci d'autant plus que l'on souhaite une quantification fine de la plage des efficacités spectrales visée.

De nombreuses techniques peuvent être envisagées afin d'augmenter le nombre moyen de

bits par symbole transmis pour une largeur de bande donnée. Une de ces dernières qui pourrait intuitivement venir à l'idée, consiste à adapter les paramètres de transmission en fonction des conditions changeantes du canal. Les paramètres d'un tel lien de communication pourraient donc être qualifiés "d'adaptatifs". Ce concept a effectivement été étudié par plusieurs auteurs et est connu en communications numériques sous des patronymes : "transmission variable" et "adaptation de lien".

Le concept de base d'une transmission adaptative consiste à faire varier de manière dynamique certains paramètres d'un lien de communications sans fil afin d'atteindre un débit de transmission maximal, tout en assurant une certaine performance de base. Ainsi, des paramètres permettant une efficacité spectrale plus élevée sont choisis selon les conditions du canal.

Ce travail de thèse de doctorat se focalise sur les transmissions adaptatives à hautes efficacités spectrales, dont l'objectif est de proposer de nouveaux schémas de communication adaptatifs permettant une transmission sur une plage quasi-continue d'efficacité spectrale pour les systèmes futuristes.

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

On entame le premier chapitre par une présentation du système OFDM. Où, ses différentes caractéristiques et son principe de fonctionnement sont, respectivement, étalés. Les avantages et inconvénients du système en question sont également cités. La clôture de ce chapitre sera consacrée à la description, en détails, du système OFDM codé.

Le second chapitre aborde la théorie de la technique de modulation et codage adaptatifs (AMC). Où, son principe de base, la méthode d'adaptation et le mécanisme de rétroaction sont respectivement détaillés. On propose également dans ce chapitre les différentes solutions adaptatives, dans lesquelles on exploitera les différents schémas adaptatifs développés dans un contexte des transmissions OFDM et COFDM en présence d'un environnement de Rayleigh.

Le troisième chapitre est dédié aux simulations des différentes solutions étudiées et développées. Les différents résultats obtenus et interprétations de ces derniers, sont également, présentés et cela dans le but de valider chacune des techniques adaptatives proposées. Les systèmes adaptatifs établis sont examinés en termes d'efficacité spectrale, débit de transmission et taux d'erreur binaire.

Chapitre 1

Les systèmes de transmission OFDM & COFDM

Les systèmes de transmission OFDM & COFDM

1.1. Introduction

Parmi les difficultés majeures en télécommunications est d'adapter l'information à transmettre au canal de transmission. En raison des propriétés qui font face à la sélectivité des canaux à trajets multiples, un système utilisant une modulation multi-porteuses, dans laquelle un bloc d'information est modulé par une transformée de Fourier, est considéré comme solution prometteuse. Ce système est connu sous le Patronyme d'OFDM « Orthogonal Frequency Division Multiplexing ». Il a connu un vif succès ces dernières années et est dans tous les futurs standards, il a le grand mérite de transformer un canal sélectif en fréquence en un ensemble de sous-canaux très simple à égaliser. En outre, l'usage ingénieux de l'extension cyclique et l'algorithme de la FFT a permis de réduire la complexité d'implémentation des terminaux.

Dans le cadre de ce chapitre, les principes généraux des modulations multi-porteuses sont évoqués. Une description détaillée du système OFDM est ébauchée. En outre, ses différents avantages et inconvénients sont cités. L'ultime section du chapitre est consacrée à l'étude du système OFDM codé.

1.2. Modulation multi-porteuses

Contrairement aux systèmes mono-porteuses qui modulent sur une porteuse unique, les systèmes qu'on appelle multi-porteuses transmettent les données numériques en les modulant simultanément sur un grand nombre de porteuses. L'étude de ces techniques de multiplexage fréquentielle datent depuis la fin des années 1950 [1]. La réalisation de son implémentation est basée sur la transformée de Fourier rapide (TFR) « Fast Fourier Transform (FFT) ». Dans le but d'exposer la principale différence entre les deux systèmes cités précédemment, la [Figure 1.1](#) illustre l'allure du spectre de fréquence correspondant chacun d'eux.

Comme le montre la figure en question, durant une transmission mono-porteuse, les symboles sont transmis successivement permettant ainsi au spectre de chaque donnée à occuper toute la bande passante allouée contrairement au principe de la transmission multi-porteuses.

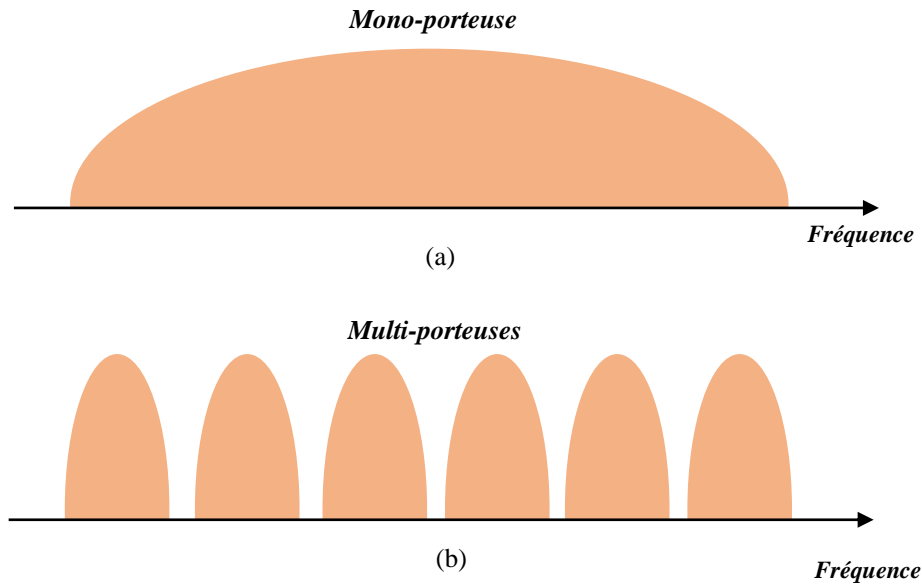


Figure 1. 1. Spectre de fréquence, (a) mono-porteuse, (b) multi-porteuses.

1.3. Le système OFDM

Si les premières études sur les systèmes multi-porteuses datent des années 50 [2], le multiplex à division de fréquences orthogonales, plus connu sous le nom anglophone OFDM a fait son apparition une dizaine d'années plus tard, et depuis, il est resté un système prépondérant, puisqu'il s'adapte parfaitement aux communications mobiles, et semble incontournable pour les standards des générations actuelles et futures.

1.3.1. Historique

A la fin des années 50, les modulations multi-porteuses ont commencé à intéresser les chercheurs aux Etats Unis. L'objectif était de construire un système robuste pouvant lutter contre les effets liés aux multi-trajets. Dans un tel contexte, les schémas de modulations mono-porteuses ne s'avèrent plus en vigueur. Une solution consistait à accroître la durée des symboles émis. Il en résulte des chutes brutales des débits. Il fallait alors assurer non seulement une robustesse du signal aux problèmes liés aux trajets multiples mais aussi un débit approuvable.

En 1957, une première version d'un modem HF a été proposée. Son concept de base consiste à émettre, des modulations à faible débits sur multiples fréquences porteuses, simultanément en utilisant des modulations BFSK sur 20 ou 40 voies en parallèle. En conséquence, chacune de ces porteuses devenait peu sensibles aux effets indésirables du canal, cependant l'émission de différentes porteuses concurrentement permettait d'atteindre un débit binaire de 3 Kbits/s dans

une bande de fréquence $[0 - 3K]$ Hz. Une version améliorée du modem multi-porteuse a été réalisée et lancée sous le patronyme de KINEPLEX.

Malgré la garantie qui présente le principe (bon débit) sans même avoir un impact négatif sur la probabilité d'erreur, les différentes sous-porteuses émises en parallèle provoquaient de plus en plus une congestion spectrale du signal transmis. Ainsi, l'idée du recouvrement partiel des sous-porteuses apparaît, mais elle reste juste une solution théorique. Les chercheurs ignoraient encore comment réaliser le chevauchement sans dégrader les performances du système.

Les modulations multi-porteuses deviennent de plus en plus le centre d'intérêt des chercheurs. Des années plus tard, précisément en 1966, la notion d'orthogonalité apparaît et facilite ainsi le recouvrement spectral des respectives sous-porteuses. Cela a permis l'optimisation de la bande occupée par le signal émis. Dans la même recherche, multiples lemmes et théorèmes relatifs aux paramètres de la modulation ont été démontrés permettant d'assurer l'orthogonalité. Depuis, l'OFDM commençait à être considérée comme un type de modulation avec des propriétés spécifiques (orthogonalité). Quelques années plus tard, une étude des performances d'un système OFDM est établie qui porte l'intérêt sur l'optimisation des instants d'échantillonnage au niveau de la réception.

Le développement dans le domaine des modulations OFDM aux Etats Unis se poursuivait. Et cela a porté ses fruits en 1968, où deux nouveaux modems OFDM ont été réalisés. Le premier utilise des modulations BPSK sur 64 sous-porteuses distantes de 40 Hz, fonctionnant dans la bande de fréquence $[400 - 3 K]$ Hz. Un tel modem a permis d'atteindre un débit de 4800 bits/s. Le second modem emploie les mêmes modulations sur 43 sous-porteuses, fonctionnant dans la bande de fréquence de 3 KHz. Un tel modem a permis d'atteindre un débit de 2500 bits/s.

Après leurs réalisations, on discerna que la synchronisation temporelle et fréquentielle représentait un problème crucial pour ces modulations. Malgré cette difficulté, le système OFDM a surmonté cette épreuve avec succès. En effet, le premier brevet de modem OFDM fut enfin déposé en 1970 aux Etats Unis. La complexité de sa réalisation et sa mise en œuvre ne permettait seulement son utilisation que dans le domaine militaire.

Neuf ans plus tard, les « Digital Signal Processor (DSP) » firent leur apparition, permettant de faciliter l'implémentation de la FFT sur des circuits numériques. Cela a rendu la réalisation des systèmes OFDM plus simple et plus souple. D'autres approches du système OFDM ont été établies. En effet, en 1997, il a été démontré que la transformée d'Hadamard pouvait remplacer le banc de modulations.

Lors du lancement de la norme de diffusion de son numérique (DAB) en 1980, les chercheurs ne s'intéressèrent pas autant aux systèmes OFDM qu'aux systèmes mono-porteurs où ils essayèrent de trouver une solution, non seulement, qui lutte contre les effets des trajets multiples mais aussi qui assure un débit binaire élevé avec une faible probabilité d'erreur. Malgré les nombreuses propositions, aucune ne permettait d'aboutir aux performances souhaitées, tandis que les systèmes OFDM pouvaient, par la suite, garantir ces performances convoitées avec l'assistance d'un codage convolutif. Cela a permis de mettre au point une nouvelle modulation baptisée « *Coded-OFDM (COFDM)* ». Dès lors, plusieurs types de codage, notamment le codage de Reed-Solomon, ont été associés à l'OFDM. A l'heure actuelle on parle du « *Turbo-Coded OFDM* ». Subséquemment en 1991, « *European Telecommunications Standard Institute* » ou l'ETSI retient l'OFDM comme modulation standard de la norme de diffusion du son numérique.

En outre, d'autres recherches relatives à la diffusion de la télévision numérique s'effectuaient en parallèles. En effet, en 1997, la modulation OFDM s'imposa et se fit retenir dans un rapport préliminaire comme une modulation pour le système « *DVB* ».

Une nouvelle proposition fut effectuée en 1996 par la société TELIA, consiste à établir une interface fondée sur le principe de l'OFDM pour le standard « *Universal Mobile Telecommunications System (UMTS)* ». De nombreuses perspectives furent ouvertes dans le domaine du « *Multi-Carrier Code Division Multiple Acces (MC-CDMA)* ».

Durant les années 1999 à 2001, les standards destinés aux réseaux locaux WLAN's « *Wireless Local Area Network's* » firent leur apparition, notamment la norme IEEE 802.11 a/g désignée « *Wireless-Fidelity (Wi-Fi)* » et l'ETSI HiperLAN II, où ils adoptèrent dans leurs couches physiques sur la modulation OFDM. A la fin de 1993, une nouvelle application devint le centre d'intérêt des chercheurs, où l'association du système OFDM avec la technique d'accès multiple CDMA nommée « *MC-CDMA* » présenta d'intéressants avantages.

Le développement de la technologie Wi-Fi a donné ses fruits en 2005, où un nouveau standard, appartenant encore à la famille Wi-Fi, nommé WiMax « *Worldwide Interoperability for Microwave Access* », s'est présenté sur le marché aux Etats Unis. Ce système garantit un débit théorique élevé pouvant arriver jusqu'à 80 Mbits/s sous une portée de 50 Km. Après un an, un autre standard de la même famille Wi-Fi fut son apparition. Il s'agit de la norme 802.11n. Ce dernier a permis d'atteindre des débits théoriques d'ordre de 100 à 540 Mbits/s grâce à la technique MIMO « *Multiple Input Multiple Output* » qu'il adopta. En 2006, le procédé de la modulation OFDM a été sollicité par *WiMedia* pour les communications à courte portée 10 m avec très haut débit (d'ordre 480 Mbits/s) et fondées sur la technologie UWB « *Ultra Wide*

Band ».

A travers cet historique, on constate que le système OFDM s'impose de plus en plus dans le domaine des télécommunications. Cela est dû à la robustesse des signaux OFDM et les débits élevés assurés.

1.3.2. Notion d'orthogonalité

L'orthogonalité représente la propriété fondamentale luttant contre les interférences (causées par le canal de transmission) qui permet une transmission de multiples informations via le même canal [3].

a. Rappel mathématique

Deux fonctions sont dites orthogonales dans un intervalle donné si elles sont disjointes sur ce dernier. On dit qu'elles réalisent une base orthogonale à deux dimensions. La réalisation d'une base orthogonale à N dimensions nécessite N fonctions orthogonales deux à deux. La définition mathématique est fournie par l'équation suivante :

$$\int_a^b g(t) \cdot f(t) dt = 0 \quad (1.1)$$

b. Orthogonalité temporelle et orthogonalité fréquentielle

En présence d'un signal OFDM constitué à partir d'une somme de M signaux sinusoïdales, ayant chacun une fréquence $f_k = k/T_u$ (avec $k \in [1, M]$) transmises durant la période T_u , chaque sous porteuse $s_k(t)$, avant sa modulation, s'écrit sous la forme suivante :

$$s_k(t) = \begin{cases} \sin\left(\frac{2\pi k t}{T_u}\right) & , 0 \leq t \leq T_u \\ 0 & , \text{ailleurs} \end{cases} \quad (1.2)$$

Ainsi, l'orthogonalité temporelle entre les différentes sous porteuses respectives, est vérifiée sur l'intervalle $[0, T_u]$. Également la notion d'orthogonalité du signal OFDM peut être discernée dans le domaine fréquentiel. La transmission de chacune des sous porteuses $s_k(t)$ durant T_u signifie l'application d'une porte de durée T_u à ces dernières, ayant une enveloppe spectrale de forme « *Sinus Cardinal* ». L'enveloppe en question s'annule aux fréquences voisines $f_{k-1} = f_k - 1/T_u$ et $f_{k+1} = f_k + 1/T_u$ [4]. La figure ultérieure expose l'enveloppe spectrale correspondante à une seule sous porteuse et à un signal OFDM contenant un nombre de sous

porteuses $M = 5$.

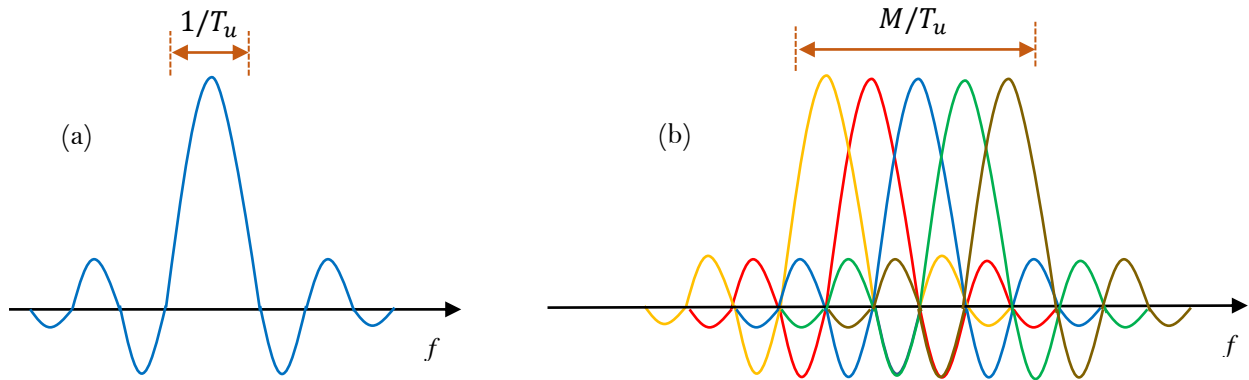


Figure 1. 2. L'enveloppe Spectrale, (a) Cas d'une sous-porteuse, (b) Cas d'un signal OFDM à $M=5$.

Le sommet (ou le maximum) de chacune des sous-porteuses correspond à l'annulation des $M-1$ sous porteuses restantes permettant l'optimisation spectrale tout en prohibant les interférences entre les sous-porteuses.

1.3.3. Modulateur OFDM

Le multiplex par répartition orthogonale de fréquences est un processus de modulation multi-porteuses fondé sur la transformée de Fourier rapide (FFT). Son concept consiste à répartir le flot de données à transmettre de débit R sur un grand nombre de flots parallèles M , ayant chacun un débit de R/M . À partir de la figure suivante, le principe du modulateur OFDM se résume comme suit :

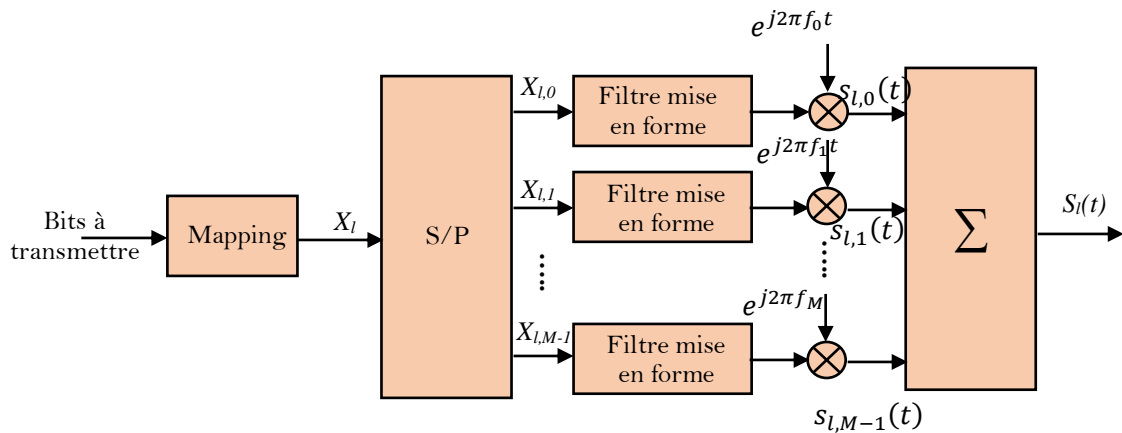


Figure 1. 3. Diagramme bloc d'un modulateur OFDM.

Après une opération de « Mapping » permettant la conversion des bits à transmettre en symboles complexes $\{X_l\}$ (où $l = 1, 2, \dots$), un regroupement de ces derniers en bloc de M éléments (conversion série/parallèle) est effectué. Chacun des M éléments subit une mise en forme sur une période de T_u (forme d'onde $g(t)$) avant qu'il soit envoyé sur les M sous-porteuses $\{f_k\}$ (où $k = 0, 1, \dots, M - 1$). Chaque signal résultant peut s'écrire individuellement sous sa forme complexe suivante :

$$s_{l,k}(t) = X_{l,k}g(t - lT_u). e^{j2\pi f_k t} \quad (1.3)$$

Où, $f_k = f_0 + \frac{k}{T_u}$. Le signal $S_l(t)$ correspondant au $l^{\text{ème}}$ symbole OFDM représente la somme des M signaux individuels est donné par la formule suivante :

$$S_l(t) = \sum_{k=0}^{M-1} s_{l,k}(t) = \sum_{k=0}^{M-1} X_{l,k}g(t - lT_u). e^{j2\pi(f_0 + \frac{k}{T_u})t} \quad (1.4)$$

L'un des principaux facteurs permettant la robustesse du système OFDM face aux effets multi-trajets, est l'intervalle de garde [5]. Ce dernier a pour rôle de lutter contre les interférences entre symboles (ISI) et les interférences entre porteuses (ICI).

A la sortie de l'opération de l'IFFT (transformée de Fourier inverse), la durée du symbole OFDM est T_u . A ce niveau, une redondance temporelle est ajoutée à cette dernière où une copie de la dernière partie du symbole en question, de durée T_g (temps de garde), est insérée au début du symbole. Cette redondance est baptisée « *Préfixe Cyclique (CP)* ». En conséquence, la durée totale du symbole transmis est $T = T_u + T_g$. Le principe d'insertion du CP est exposé dans la [Figure 1.4](#).

Dans un scénario où un symbole transmis précédemment subit un retard, il peut entrer en collision avec le présent symbole, provoquant ainsi l'affectation de ce dernier. Pour éviter ce problème, il suffit que la taille du CP soit assez supérieure à ce retard.

Un critère primordial doit être pris en considération lors du choix du CP, où ce dernier doit être plus long que la dispersion du canal (supérieur au plus grand des retards apparaissant dans le canal). Néanmoins, la contrainte d'énergie requise par ce CP exige que le rapport entre le temps de garde et le temps utile du symbole ($G = \frac{T_g}{T_u}$) soit habituellement inférieur à 1/4 (1/8, 1/16, 1/32).

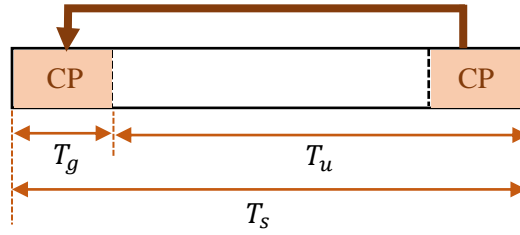


Figure 1. 4. Principe d'insertion de l'intervalle de garde.

Un CP relativement grand peut engendrer une baisse du rapport signal sur bruit (SNR). En effet, l'énergie requise lors de la transmission accroît proportionnellement avec T , tant dis qu'à la réception l'énergie sera proportionnelle seulement à T_b (l'extension cyclique sera enlevée). Dans ce cas, les pertes en énergie (E_b/N_0) seront calculées de la manière suivante :

$$\text{Perte (dB)} = 10 \cdot \log \left(1 - \frac{T_g}{T} \right) \quad (1.5)$$

Une deuxième conséquence d'un CP assez grand se traduit par un faible débit utile, et cela est due au nombre faible des symboles OFDM dans une seconde [6]. Ce dernier est déterminé à l'aide de la formule suivante :

$$\frac{1}{T} = \frac{1}{T_g + T_u} \quad (1.6)$$

Lors du choix du CP, il faut faire en sorte qu'il soit suffisamment long pour couvrir le plus grand délai apparu au canal, tout en assurant une bonne utilisation des ressources.

1.3.4. Démodulateur OFDM

Du Côté du récepteur, les opérations inverses à celles effectuées par l'émetteur sont effectuées. Après l'abrogation de l'intervalle de garde, l'opération de démodulation sera exécutée de la manière suivante.

Le $l^{\text{ème}}$ signal reçu à ce niveau s'exprime sous la forme :

$$y_l(t) = S_l(t) * h_l(t) + b_l(t) \quad (1.7)$$

Où, $h_l(t)$ et $b_l(t)$ définissent la réponse impulsionnelle du canal et le bruit blanc additif du $l^{\text{ème}}$ sous canal [7], respectivement.

Comme il a été observé précédemment, le modulateur OFDM peut être mis en œuvre à l'aide du calcul de l'IFFT donné par l'Eq (1.4). Le démodulateur, qui récupère les symboles d'information $\{X_l\}$ à partir des signaux échantillons, est mis en œuvre à l'aide de l'implémentation de la FFT. Par conséquent, les symboles récupérés à la sortie du démodulateur s'écrivent sous la forme suivante :

$$\hat{X}_l = \sum_{k=0}^{M-1} y_{l,k}(t) \cdot e^{-j2\pi(f_0 + \frac{k}{T_u})t} \quad (1.8)$$

Où, $\hat{X}_{l,k} = X_{l,k} \cdot H_{l,k} + b_{l,k}$. Le diagramme en bloc résumant le principe d'un démodulateur OFDM est présenté dans la Figure 1.5.

Le détecteur à la sortie du démodulateur OFDM, doit éliminer les effets du canal (le déphasage) en divisant chacun des symboles reçus $\hat{X}_{l,k}$ sur $H_{l,k}$.

Sur l'aspect pratique, ceci est accompli en mesurant les caractéristiques de chaque sous canal, utilisant ces mesures (estimation de $H_{l,k}$) afin d'évincer les effets des sous canaux [8]. Comme ultime étape, le détecteur observe chaque symbole compensé reçus $\hat{X}'_{l,k} = X'_{l,k} + b'_{l,k}$ et le compare avec chacun des constellations transmises possibles, et réalise une sélection des symboles ayant la constellation la plus proche $\hat{X}'_{l,k}$.

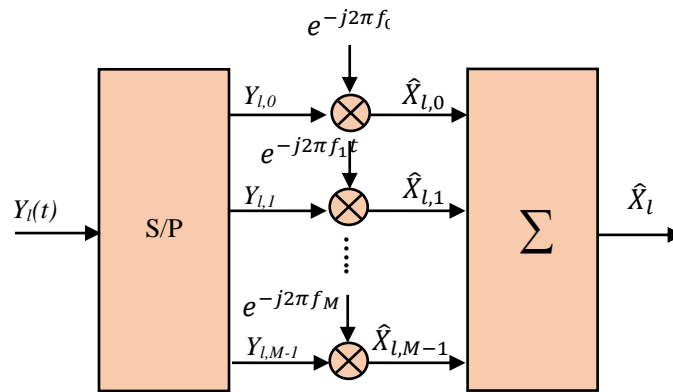


Figure 1. 5. Diagramme bloc d'un démodulateur OFDM.

1.3.5. Applications

Grâce à ces multiples privilèges, le système OFDM a connu un large usage par les différents standards de communications, notamment, les normes de Diffusion de son numérique et de télévision numérique terrestre (DAB et DVB-T), la norme ADSL, les réseaux locaux sans fil à haut débit HiperLAN2.

En outre, on observe d'autres utilisations du système OFDM par la technologie de la quatrième génération : IEEE802.16 « *Worldwide Interoperability for Microwave Access* » (WiMAX) et « *Long Term Evolution* » (LTE).

1.3.6. Avantages et Inconvénients

Une des principales prérogatives des systèmes de transmission OFDM consiste dans la simplicité de la technique d'égalisation. Également, un usage efficace des ressources fréquentielles grâce au principe d'orthogonalité utilisé entre les différentes sous-porteuses. L'OFDM est aussi connu par sa robustesse aux problèmes d'interférences et la facilité de son estimation des canaux [9, 10].

Comme tout système de communication, le système OFDM possède quelques failles [11, 12], notamment :

- Vulnérabilité aux problèmes de synchronisation et les décalages en fréquence,
- Une consommation importante d'énergie en cas des contraintes sur les amplificateurs, et cela est dû aux symboles OFDM à forte amplitude,
- Manque de diversité.

Cette dernière a été sacrifiée au profit d'une égalisation simplifiée [13]. Par conséquent, lorsqu'une sous-porteuse subit une atténuation, l'information émise sur cette dernière est définitivement perdue. Pour pallier à cette incommodité, un schéma d'OFDM codé connu sous le patronyme de « *Coded OFDM* » (COFDM) est mis en œuvre [14]. Le principe de fonctionnement du système COFDM sera détaillé dans la section ci-dessous.

1.4. Le système COFDM

Le système COFDM comporte trois substances principales : Intervalle de garde/Préfixe cyclique, codage canal/entrelacement et l'IFFT. Ces aspects techniques rendent le système tolérant aux effets des trajets multiples ainsi qu'aux interférences (ISI) [14].

1.4.1. Modulateur COFDM

Les différentes opérations exécutées au niveau de l'émission sont illustrées dans le schéma synoptique suivant :

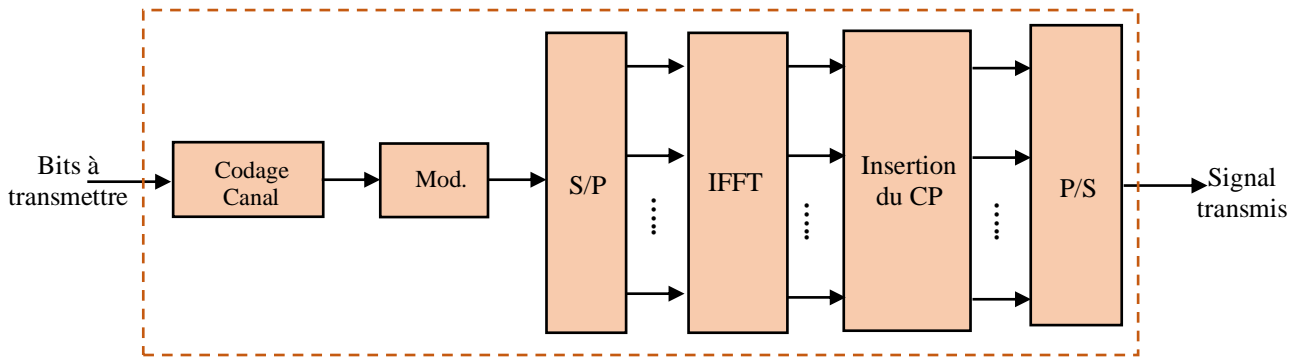


Figure 1. 6. Schéma bloc de l'émetteur COFDM.

Dans un tel système, les bits d'informations doivent être initialement codés à l'aide d'un codage canal. Ce dernier s'exécute en trois étapes : randomisation (ou brassage), codage correcteur d'erreurs et une étape d'entrelacement (voir la figure ci-dessous).

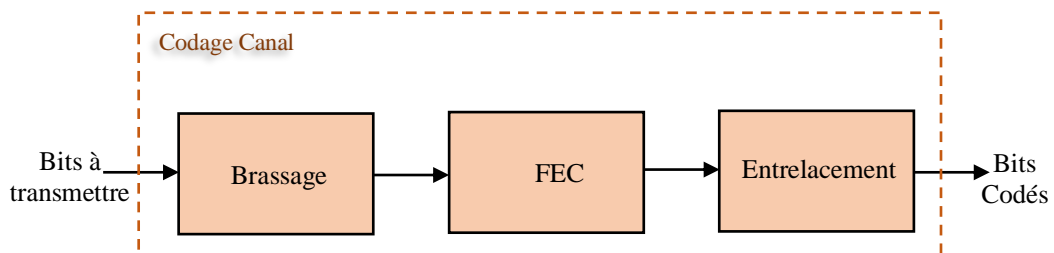


Figure 1. 7. Bloc du Codage Canal.

1.4.2. Démodulateur COFDM

Du côté de la réception, les opérations réciproques à celles de l'émetteur sont exécutées suivant l'ordre exposé dans la figure qui suit :

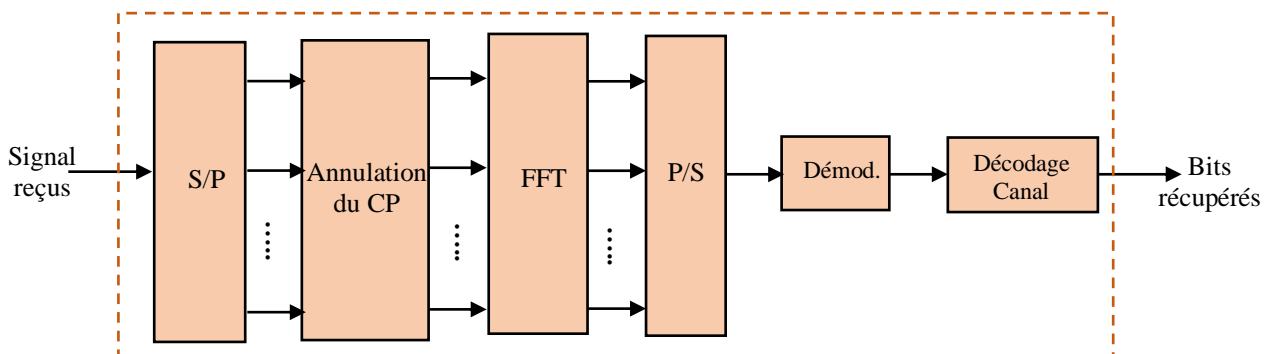


Figure 1. 8. Schéma bloc du récepteur COFDM.

En effet, le signal reçu est démodulé (abolition du CP, FFT et l'opération de Demapping), désentrelacé et décodé par la suite à l'aide d'un décodage Viterbi (décodage de maximum de vraisemblance) afin de corriger les erreurs. Il est à noter qu'aucune égalisation n'est effectuée [15]. A la sortie du décodeur, les trames d'information sont débrassées.

1.4.3. Applications

Parmi les différents standards adoptant le système de transmission COFDM, on peut énumérer [14] :

- IEEE802.11a pour les réseaux locaux sans fil,
- La norme de diffusion radio numérique,
- DVB qui est adapté à la télévision numérique.

1.5. Conclusion

On a décrit, dans ce chapitre, les systèmes de transmission l'OFDM et COFDM en présentant leur modèle et leur principe de fonctionnement. L'utilisation de la notion d'orthogonalité ainsi que la redondance cyclique font partie des propriétés intéressantes du système décrit, elles prennent un rôle fondamental dans l'annulation des interférences. Cependant, en présence des évanouissements vigoureux, la puissance du signal reçu subit de nombreuses variations dans un court espace de temps, voire même sur la durée d'un symbole. Ainsi, l'utilisation de paramètres dits "fixes" de transmission tel le type de modulation et du codage correcteur d'erreurs choisis résulte en une utilisation de la largeur de bande allouée qui n'est pas optimale à tous les instants. Une approche qui pourrait intuitivement remédier à ce problème, consiste à adapter les paramètres de transmission en fonction des conditions changeantes du canal. Les paramètres d'un tel lien de communication pourraient donc être qualifiés "d'adaptatifs". Ce concept a effectivement été étudié par plusieurs auteurs et est connu en communication numérique sous des patronymes "transmission variable" ou "adaptation de lien". Cette approche fait l'objet du chapitre qui suit.

Chapitre 2

Les techniques de modulation et codage adaptatives

Les techniques de modulation et codage adaptatives

2.1. Introduction

Les communications numériques sans fil sont soumises à des conditions de perturbation (notamment la puissance du bruit et affaiblissement). Les systèmes de communication traditionnels proposent un schéma de transmission pour les pires conditions du canal, et cela dans le but de fournir un taux d'erreurs inférieur à un seuil spécifique (BER0). Cependant, cette solution engendre une perte d'efficacité en termes de débit et de qualité de service lorsque les conditions de transmission s'améliorent. Pour faire face à ce problème, des schémas de transmission adaptatifs ont été élaborés. Le concept de base consiste à rechercher une bonne qualité du canal afin de tirer profit sur sa variabilité dans le temps en ajustant : le niveau de puissance émise, la méthode du codage, la taille de la constellation ou n'importe quelle combinaison de ces paramètres. Et cela dans le but d'optimiser l'efficacité spectrale de transmission.

Ce chapitre dévoile la théorie de la technique de codage et modulation adaptatifs (AMC), où le principe de base, la méthode d'adaptation et le mécanisme de rétroaction sont étalés respectivement. Également, l'étude des différentes techniques adaptatives proposées a fait l'objet de l'ultime section du présent chapitre.

2.2. La théorie des techniques Adaptatives

Comme l'indique son nom, « la transmission adaptative » consiste de modifier de manière dynamique les paramètres d'un lien de communication selon le changement d'état du canal de transmission, et cela dans le but de maximiser le débit de transmission voire l'efficacité spectrale, tout en assurant un minimum d'erreurs transmis (un faible taux erreur). Il est évident que l'efficacité spectrale (ES) est relative aux conditions du canal (une grande ES en présence de bonnes conditions du canal et vice versa).

Les paramètres du système de communication, seuls ou en combinaison de plusieurs, peuvent être variés dynamiquement. Notamment, le type du codage FEC ainsi que ces différents paramètres, le type et le niveau de modulation, la puissance de transmission et la durée des symboles [16]. Cette dernière est considérée comme un concept ardu lors de sa réalisation pour des raisons pratiques de synchronisation [17]. Le codage, la modulation et la puissance de

transmission demeurent les techniques adaptatives qui sont typiquement étudiées. Un synoptique d'un système générique de communication adaptative est illustré dans la figure [Figure. 2.1](#).

Au niveau de la réception, une opération d'estimation du canal est indispensable permettant d'avoir l'information sur l'état du canal. Cette dernière sera transmise à l'émetteur via un canal de rétroaction « Feedback » afin de faire varier, selon les conditions du canal, les différents paramètres de transmission. Le bloc « Délai » définit le retard entre l'estimation du canal effectuée par le récepteur et son utilisation au niveau de l'émission. En raison des différentes composantes du canal de rétroaction, ce retard peut exister (non-nul) [18].

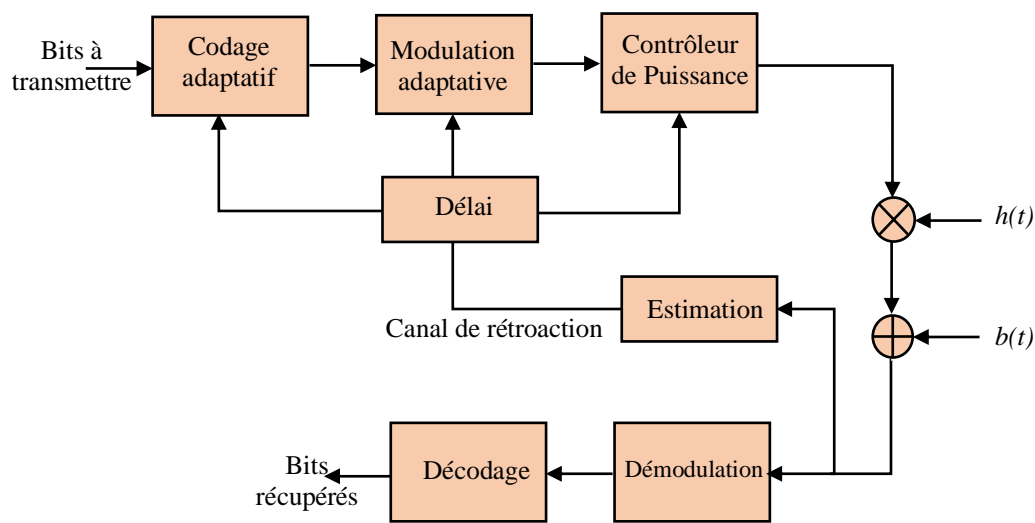


Figure 2.1. Synoptique du système générique d'une transmission adaptative.

2.2.1. Principe de base de la technique AMC

La modulation et codage représentent une solution permettant d'accroître l'efficacité spectrale de transmission tout en garantissant un taux d'erreurs binaires prévisible. Dans une technique AMC, le taux de codage et le format de modulation sont ajustés selon les variations de l'état du canal de transmission. Autrement dit, en présence d'une importante atténuation (un faible rapport signal sur bruit), la taille de la constellation est réduite, permettant une transmission plus robuste. Cependant, en cas d'une faible atténuation (un SNR élevé), la taille de la constellation est augmentée, afin de fournir un débit important avec un minimum d'erreurs. Ainsi, une bonne performance de la technique AMC exige une estimation précise de l'information correspondante à l'état du canal et un lien fiable de rétroaction.

2.2.2. Estimation du canal

Il existe une multitude d'estimateurs pour l'OFDM qui ont été étudiés dans la littérature [19, 20]. Dans nos travaux de recherche, trois techniques d'estimation, particulières, sont adoptées. Ces procédés se discriminent selon la stratégie d'insertion des symboles pilotes et le type de traitement établis par le récepteur. En effet, plusieurs configurations d'insertion de symboles pilotes, voire de trames pilotes (des symboles OFDM contenant exclusivement des symboles pilotes) ont été élaborés [21]. En outre, multiples modèles de traitements à la réception ont été paradés. Notamment, l'interpolation LS (Least Square) [22], des procédés plus complexes comme LMMSE [23]. Ces méthodes ont présenté leurs avantages autant que leurs inconvénients en termes de performances, conditions d'utilisations ainsi que leur complexité d'implémentation [24].

a. Technique d'estimation FPTA

La première méthode d'estimation du canal, utilisée dans nos travaux de recherche, est baptisée « *Frequency Pilot Time Average* » (FPTA), son principe de base consiste à effectuer des opérations sur les symboles reçus dans le domaine temporel [25].

En effet, chaque symbole OFDM est constituée à partir des symboles pilotes et des symboles utiles (symboles de données) de manière à insérer, avant l'ajout du CP, un symbole pilote chaque K sous-porteuses. Ainsi, le nombre de pilotes dans une trame OFDM, contenant N symboles OFDM, est N/K . Par conséquent la formule, dans le domaine fréquentiel, de la série émise des symboles pilotes est donnée par l'Eq. (2.1) :

$$P[k] = \begin{cases} (-1)^m d_p, & k = Km \\ 0, & k = Km + i \end{cases} \text{ où } \begin{matrix} 0 \leq m \leq M-1 \\ 1 \leq i \leq K-1 \end{matrix} \quad (2.1)$$

Où, m définit l'ordre du pilote dans la trame OFDM, i définit l'ordre de la sous-porteuse dans le symbole OFDM et d_p représente le symbole pilote.

Après l'exécution de l'IFFT, la séquence précédente est réécrite, dans le domaine temporel, sous forme de trame OFDM composée de plusieurs sous-vecteurs (symboles OFDM) :

$$\mathbf{p} = [\mathbf{p}_0 \ \mathbf{p}_1 \ \dots \ \mathbf{p}_{K-1}] \quad (2.2)$$

Avec $\mathbf{p}_i = [p[0 + Mi] \ p[1 + Mi] \ \dots \ p[(M-1) + Mi]]$. Après le passage via le canal de transmission et l'abolition de l'extension cyclique, le récepteur récupère la trame \mathbf{r} contenant les différents sous-vecteurs symboles $\mathbf{r}_i = [r[0 + Mi] \ r[1 + Mi] \ \dots \ r[(M-1) + Mi]]$

A ce niveau, la technique d'estimation se résume dans les étapes postérieures :

- ✓ Calcul du vecteur moyenne \mathbf{r}_{moy} de la trame \mathbf{r} à l'aide la formule suivante :

$$\mathbf{r}_{moy} = \frac{\sum_{i=0}^{K-1} \mathbf{r}_i}{K} \quad (2.3)$$

- ✓ L'exécution de l'algorithme de FFT sur le vecteur \mathbf{r}_{moy} , le résultat obtenu est donné par l'expression suivante :

$$\mathbf{R}_{moy}[k] = FFT\{\mathbf{r}_{moy}\} = \mathbf{H}[k] \cdot \mathbf{P}_{moy}[k] + \mathbf{B}_{moy}[k] \quad (2.4)$$

Où, $\mathbf{P}_{moy}[k] = FFT\{\mathbf{p}_{moy}\}$.

- ✓ Calcul de l'estimé du canal $\hat{\mathbf{H}}[k] = \mathbf{R}_{moy}[k]/\mathbf{P}_{moy}[k]$, à partir de l'Eq. (2.4) on obtient :

$$\hat{\mathbf{H}}[k] = \mathbf{H}[k] + \frac{\mathbf{B}_{moy}[k]}{\mathbf{P}_{moy}[k]} \quad (2.5)$$

Un facteur essentiel permet de déterminer les performances de l'estimation du canal, est $1/K$. Ce dernier définit le taux d'insertion des pilotes en indiquant la fréquence d'interpolation de la fonction du transfert. En effet, un taux d'insertion de pilotes élevé assure de bonnes performances tout en engendrant une perte en termes de bande passante (causée par le grand nombre de porteuses destinées aux symboles pilotes) [26]. La meilleure solution consiste à établir un compromis entre « bonne performance d'estimation - perte de bande passante tolérable ». Pour des raisons pratiques, le taux d'insertion de pilotes doit être également choisi pour obtenir un nombre de sous-vecteurs entier [26].

b. Technique d'estimation NLMS

L'algorithme adaptatif des moindres carrés (LMS) a été largement utilisé pour le filtrage adaptatif, l'égalisation, l'identification des systèmes et l'estimation des canaux de transmission, en raison de sa robustesse et sa simplicité d'implémentation [27]. Cependant, le LMS normalisé (NLMS) est connu par meilleure convergence comparée à celle de LMS, et cela est dû à son utilisation d'un pas d'adaptation variable. Ce dernier est obtenu par la division du pas fixe par la puissance du vecteur d'entrée à chaque itération.

On considère un filtre adaptatif, son vecteur d'entrée et son vecteur de poids, de la $n^{\text{ème}}$ itération sont, respectivement, définis comme suit :

$$\begin{aligned} \mathbf{x}_i &= [x_i, x_{i-1}, \dots, x_{i-L+1}]^T \\ \mathbf{h}_n &= [h_{0,n}, h_{1,n}, \dots, h_{L-1,n}]^T \end{aligned} \quad (2.6)$$

Où,

- ✓ n est le nombre d'itération et $1 \leq i \leq n$,
- ✓ L est la taille du filtre.

La sortie du filtre est exprimée par la relation suivante :

$$y_i = \mathbf{h}_n^T \cdot \mathbf{x}_i \quad (2.7)$$

On définit le signal d'erreur par la différence entre le signal désiré $d(n)$ et la sortie $y(n)$

$$e_i = d_i - y_i \quad (2.8)$$

Ainsi, la mise à jour du filtre par l'algorithme LMS est donnée par l'équation suivante [27] :

$$\mathbf{h}_{n-1} = \mathbf{h}_n + \mu \cdot \mathbf{x}_n \cdot e(n) \quad (2.9)$$

Où μ est une constante positive qui définit le pas d'adaptation de l'algorithme LMS. En répétant la mise à jour, l'erreur quadratique moyenne (MSE) est minimisée. Pour assurer la convergence de cette dernière et la stabilité du processus adaptatif, μ doit satisfaire la condition suivante :

$$0 < \mu < \frac{2}{\text{tr}[R_{xx}]} \quad (2.10)$$

Sachant que $\text{tr}[R_{xx}] = E[\mathbf{x}_n^T \cdot \mathbf{x}_n]$ définit la trace de la matrice d'autocorrélation R_{xx} du vecteur d'entrée.

Le pas d'adaptation dans un tel algorithme est donné par la formule suivante [28] :

$$\mu_{NLMS} = \frac{\alpha}{\beta + \mathbf{x}_n^T \cdot \mathbf{x}_n} \quad (2.11)$$

La puissance du vecteur d'entrée est supposée $\mathbf{x}_n^T \cdot \mathbf{x}_n \approx \text{tr}[R_{xx}]$, β est une constante $\beta \ll 1$ pour éviter la division sur 0, et $0 < \alpha < 2$.

c. Technique d'estimation RNQ

L'algorithme adaptatif « Recursive Non Quadratic » a été proposé et développé par **Da Silva et al.** en 2011 [29] et utilisé, par la suite, dans plusieurs travaux [30] dans les différents domaines.

Sa structure est fondée essentiellement sur un filtre adaptatif contenant : un signal désiré

$d(n)$, un vecteur d'entrée $\mathbf{x}_i = [x_i, x_{i-1}, \dots, x_{i-L+1}]^T$ et la fonction d'erreur $e(i)$, cette dernière est employée dans la mise à jour des coefficients du filtre. Où, le vecteur des coefficients est défini comme suit : $\mathbf{h}_n = [h_{0,n}, h_{1,n}, \dots, h_{L-1,n}]^T$

L'objectif consiste à récupérer $d(n)$ en estimant le signal de sortie :

$$y_i = \mathbf{h}_n^T \cdot \mathbf{x}_i \quad (2.12)$$

Avec :

- ✓ n est le nombre d'itération et $1 \leq i \leq n$,
- ✓ L est la taille du filtre.

Les auteurs de cet algorithme [29] ont proposé d'utiliser toutes les puissances de l'erreur, conduisant à la fonction du coût suivante :

Après avoir calculer l'erreur $e_i = d_i - y_i$ Cet algorithme vise à minimiser le critère suivant [29] :

$$J_n = \sum_{i=1}^n [\lambda^{n-i} (e_i)^{2j}] \quad (2.13)$$

Où : λ est le facteur de pondération exponentielle (est une constante proche et inférieure à 1 ($0 < \lambda < 1$)).

Pour une estimation optimale, on calcule le vecteur gradient de J_n en appliquant l'approximation suivante :

$$\nabla J_n \approx -2j \left[\sum_{i=1}^n [\lambda^{n-i} \cdot d_i^{2j-1} \cdot \mathbf{x}_i] - (2j-1) \cdot \sum_{i=1}^n [\lambda^{n-i} \cdot d_i^{2j-2} \cdot \mathbf{x}_i \cdot \mathbf{x}_i^T] \cdot \mathbf{h}_n \right] \quad (2.14)$$

On suppose que $e_i \approx 0$ lorsque les coefficients du filtre adaptatif atteignent ses valeurs minimales, et on définit :

$$\begin{cases} \mathbf{z}_n = \sum_{i=1}^n [\lambda^{n-i} \cdot d_i^{2j-1} \cdot \mathbf{x}_i] \\ \Phi_n = (2j-1) \cdot \sum_{i=1}^n [\lambda^{n-i} \cdot d_i^{2j-2} \cdot \mathbf{x}_i \cdot \mathbf{x}_i^T] \end{cases} \quad (2.15)$$

Ainsi, l'Eq. (2.14) est réécrite sous la forme suivante :

$$\nabla J(n) = -2j[\mathbf{z}_n - \Phi_n \cdot \mathbf{h}_n] \quad (2.16)$$

Lorsque $\nabla J(n) = 0$, les coefficients peuvent être écrits comme suit :

$$\hat{\mathbf{h}}_n = \frac{\mathbf{z}_n}{\boldsymbol{\Phi}_n} \quad (2.17)$$

On isole maintenant, de $\boldsymbol{\Phi}_n$, l'expression qui correspond à ($i=n$). Ainsi, $\boldsymbol{\Phi}_n$ peut être réécrite sous la forme suivante :

$$\boldsymbol{\Phi}_n = \lambda \cdot \boldsymbol{\Phi}_{n-1} + [(2j-1) \cdot d_n^{2j-2}] \cdot \mathbf{x}_n \cdot \mathbf{x}_n^T \quad (2.18)$$

En appliquant le lemme d'inversion de matrice, on obtient le vecteur du gain \mathbf{G}_n qui peut être exprimé par la formule suivante :

$$\mathbf{G}_n = \frac{\lambda^{-1} \cdot \mathbf{P}_{n-1} \cdot \mathbf{x}_n}{[(2j-1) \cdot d_n^{2j-2}]^{-1} + \lambda^{-1} \cdot \mathbf{P}_{n-1} \cdot \mathbf{x}_n \cdot \mathbf{x}_n^T} \quad (2.19)$$

Où :

$$\left\{ \begin{array}{l} \mathbf{P}_n = \boldsymbol{\Phi}_n^{-1} \\ \mathbf{P}_n = \lambda^{-1} \cdot \mathbf{P}_{n-1} - \lambda^{-1} \cdot \mathbf{G}_n \cdot \mathbf{P}_{n-1} \cdot \mathbf{x}_n^T \end{array} \right. \text{ et} \quad (2.20)$$

Pour simplifier les futures manipulations mathématiques, on réorganise l'Eq. (2.19) comme suit :

$$\begin{aligned} \mathbf{G}_n \cdot [(2j-1) \cdot d_n^{2j-2}]^{-1} + \mathbf{G}_n \cdot \lambda^{-1} \cdot \mathbf{P}_{n-1} \cdot \mathbf{x}_n \cdot \mathbf{x}_n^T &= \lambda^{-1} \cdot \mathbf{P}_{n-1} \cdot \mathbf{x}_n \\ \mathbf{G}_n \cdot [(2j-1) \cdot d_n^{2j-2}]^{-1} &= [\lambda^{-1} \cdot \mathbf{P}_{n-1} - \lambda^{-1} \cdot \mathbf{G}_n \cdot \mathbf{P}_{n-1} \cdot \mathbf{x}_n^T] \cdot \mathbf{x}_n \end{aligned}$$

On obtient :

$$\mathbf{P}_n \cdot \mathbf{x}_n = \frac{\mathbf{G}_n}{[(2j-1) \cdot d_n^{2j-2}]} \quad (2.21)$$

Après quelques manipulations mathématiques, on obtient la mise à jour du filtre FIR par l'algorithme RNQ qui est donnée par la formule suivante [29] :

$$\mathbf{h}_n = \mathbf{h}_{n-1} + \mathbf{G}_n \cdot \varepsilon_n \quad (2.22)$$

Où ε_n représente l'estimation a priori de l'erreur [i. e. $\varepsilon_n = [d_n/(2j-1)] - \mathbf{x}_n^T \cdot \mathbf{h}_{n-1}$].

2.2.3. Calcul du SNR

C'est au niveau de l'estimateur que le calcul de la valeur du SNR s'effectue, ou cette dernière définit le rapport de puissance du signal sur celle du bruit. Ainsi, les valeurs instantanées du SNR sont données par la relation suivante :

$$SNR_{inst} = S/N \quad (2.23)$$

Où, S et N représentent l'espérance des puissances du signal et du bruit de la trame, respectivement (S est obtenue à partir des coefficients du canal estimé et N s'évalue à partir de

la variance du bruit).

2.2.4. Adaptation des paramètres

Après avoir retransmis à l'émetteur l'estimé du canal, le choix du mode de transmission (format de modulation et la méthode du codage) est exécuté par ce dernier en s'appuyant sur la prévision effectuée.

Un seuil de SNR, qui assure un taux d'erreurs binaires plus faible que BER_0 , est déterminé pour chaque mode de transmission. A partir du BER de chaque schéma « codage/modulation » en mode fixe, les différents seuils du SNR sont obtenus. En effet, cette méthode consiste à partager la gamme des SNR en N régions avec $N+1$ seuils. Chacun des N schémas est exécuté dans une région particulière du SNR. Lorsque la valeur du rapport signal sur bruit estimée appartient à une région, l'information correspondante à l'état du canal est envoyée à l'émetteur en lui permettant d'adapter les paramètres de transmission qui garantissent un taux d'erreurs binaires au-dessous du BER_0 . Ceci permet une transmission de données avec une efficacité spectrale et un débit, élevés.

2.2.5. Principe du mécanisme de rétroaction

Une fois que le SNR du canal est estimé au niveau du récepteur, ce dernier renvoie le mode approprié à l'émetteur pour que l'adaptation puisse être effectuée. Deux scénarios de rétroaction, schématisés dans la [Figure. 2.2](#) et [Figure. 2.3](#), sont envisageables.

a. Scénario A

Dans le présent cas, les opérations d'estimation et la sélection des différents modes de transmission sont effectuées au niveau du récepteur. Ce choix est, par la suite, codé et envoyé via le canal de rétroaction. A titre d'exemple, en présence de quatre modes différents de modulation, le type de modulation sélectionné est envoyé à l'émetteur à l'aide d'un symbole 4-QAM. De ce fait, chacune des sous-porteuses de données dans la trame de rétroaction OFDM désignerait la modulation à utiliser pour chacune des sous-porteuses de transmission, respectivement [31]. Ce scénario devient intéressant en présence d'un nombre de modes de transmission disponibles, relativement limité.

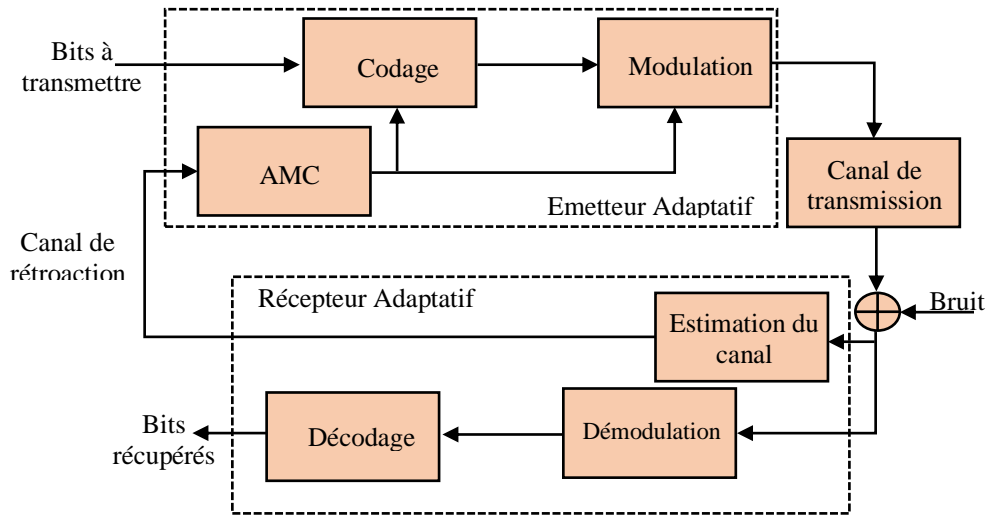


Figure 2. 2. Le principe du Scénario A de la rétroaction.

b. Scénario B

Le second scénario se caractérise par la transmission directe, via le canal de rétroaction, de l'information correspondant à l'état du canal à l'émetteur lui permettant d'établir, de son côté, la sélection du mode approprié et l'exécuter par la suite. Cette stratégie rend le système encore plus flexible [32], en raison du nombre illimité des modes possibles directement par l'information de feedback.

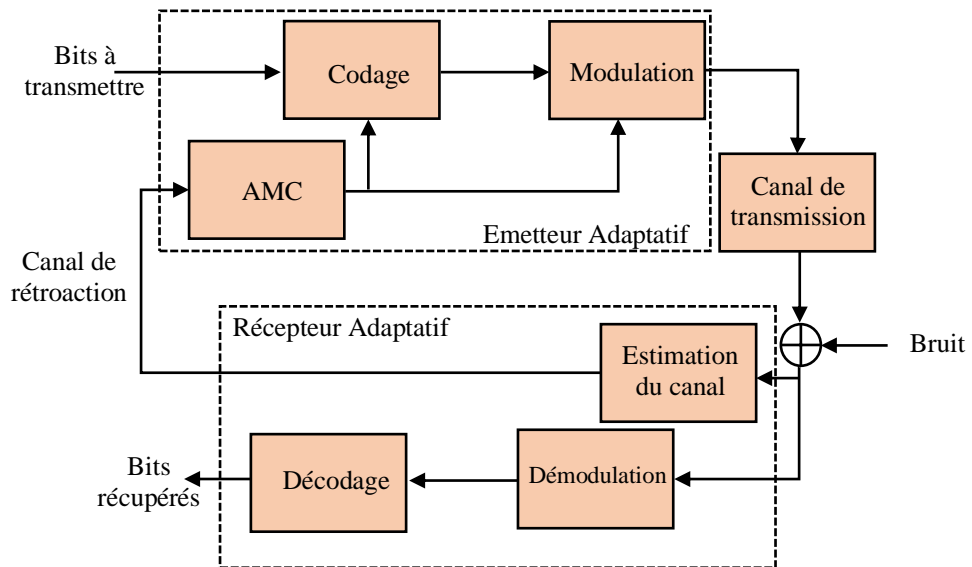


Figure 2. 3. Le principe du Scénario B de la rétroaction.

Dans le but d'expliquer les différentes étapes exécutées par la technique AMC, on présente

l'organigramme suivant :

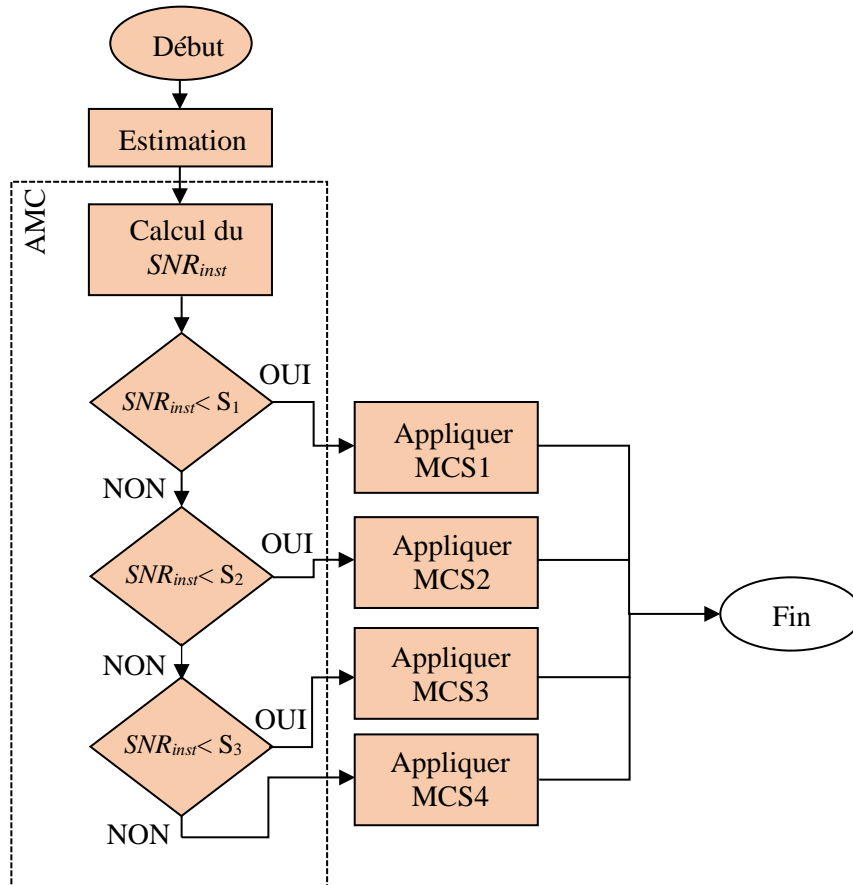


Figure 2.4. Organigramme de la technique AMC.

La section ultérieure est dédiée à la description des différentes techniques adaptatives proposés et étudiés au cours de notre recherche.

2.3. Les techniques adaptatives proposées

La présente section est consacrée à la description des différents schémas de communications adaptatives proposés et étudiés pendant nos recherches. Ces derniers sont présentés dans leurs l'ordre chronologique suivant :

- L'étude et l'analyse de la technique AMC, dans le contexte de multiplexage par répartition orthogonale de fréquence, à travers un canal à évanouissement de Rayleigh. Afin de prouver l'efficacité et la robustesse de la technique en question, une comparaison de cette dernière (dans ses différents schémas) est accomplie avec d'autres techniques d'adaptation : la modulation adaptative (AM) et le codage adaptatif (AC).

- Le second objectif consistait à introduire la méthode du Turbo-codage, dans son schéma fixe, à la technique de modulation adaptative. Ce concept est baptisé, la *Modulation Adaptative Turbo-Codée* « *Adaptive Turbo-Coded Modulation* » (ATuCM). La version adaptative du turbo-codage est, subséquemment, abordée dans un nouveau schéma dénommé la *Modulation et Turbo-Codage Adaptatifs* « *Adaptive Modulation and Turbo-Coding* » (AMTuC).
- Dans le même contexte des turbo codes, une nouvelle structure est proposée et développée pendant cette troisième phase de recherche, nommée « *Self-Concatenated convolutional code* ». Cette dernière est basée sur l'auto-concaténation, en série, d'un codeur convolutif. Dans le but de réaliser une nouvelle technique adaptative, ce codage est associé à une modulation adaptative. Cette technique est connue sous le patronyme « *Adaptive Self-Concatenated convolutional coded Modulation* » (ASeCCCM).
- On s'est focalisé Le premier consiste à appliquer la technique AMC sur le système COFDM, en utilisant une estimation NLMS. Cependant, le second garde le même concept mais avec une autre méthode d'estimation (RNQ).

2.3.1. Etude de la technique AMC

Comme il a été déjà mentionné, cette première partie de notre projet étudie la technique AMC dans le contexte des transmissions OFDM. Le système proposé est réalisé pour un canal à trajets multiples. Afin d'approuver l'efficacité de notre technique proposée, une comparaison avec deux autres techniques adaptatives : AM et AC.

La figure ultérieure illustre le diagramme en bloc du système AMC-OFDM proposé. Ce dernier est partagé en deux parties principe, à savoir l'émetteur et le récepteur :

Le flux de données est généré à l'aide d'une source numérique, codé ensuite par un codeur correcteur d'erreur. La composition du codage employé est représentée par une concaténation en série d'un codeur RS (externe) et un codeur convolutif (interne), dont ils sont séparés par un bloc d'entrelaceur. Le codeur externe effectue un codage par paquets de 239 bits afin d'obtenir des mots de code d'une longueur de 255 bits. Cependant, le codeur interne se caractérise par son polynôme générateur $[171, 133]_8$ et une longueur de contrainte égale à 3. Une étape de poinçonnage, est requise, permettant de fabriquer des codes flexibles (ou des codes avec des rendements divers à partir du code de base) [33].

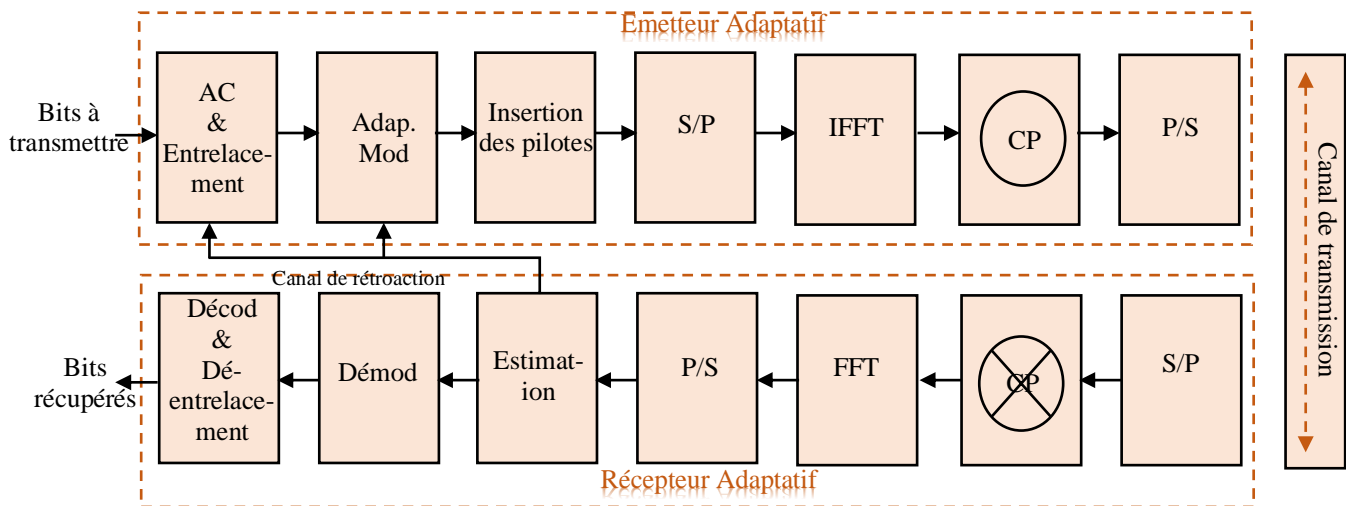


Figure 2.5. Diagramme en bloc du système AMC-OFDM.

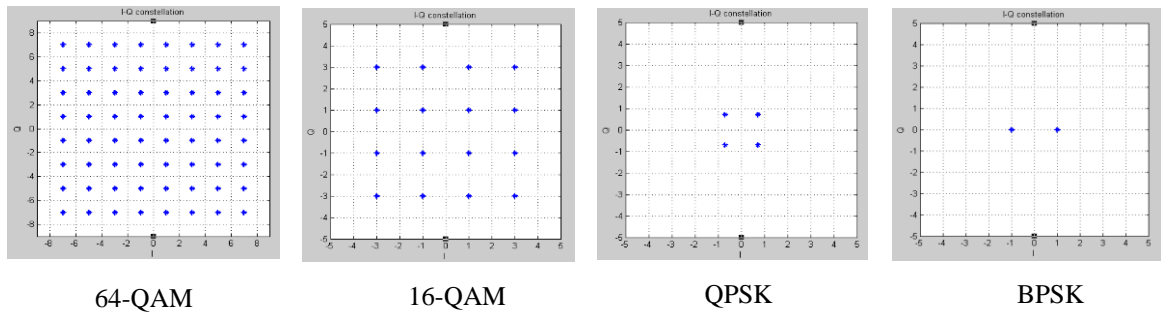
Le résultat du codage passe, par la suite, par un modulateur. Quatre schémas de modulation différents sont pris en considération : BPSK, QPSK, 16-QAM et 64-QAM (avec un codage gray). La constellation de chacun de ces schémas est illustré, avant et après le passage à travers le canal de transmission, dans la figure Figure. 2.6.

La formation des différents symboles OFDM à transmettre est, après, établie. Cette étape s'exécute en trois phases : Conversion série-parallèle, l'application de l'algorithme d'IFFT et l'ajout de l'extension cyclique. A ce niveau, le signal est prêt pour être transmis. Le modèle du canal utilisé dans ce système suit une distribution de Rayleigh. Le récepteur, à son coté, effectue les opérations réciproques à celles effectuées en émission.

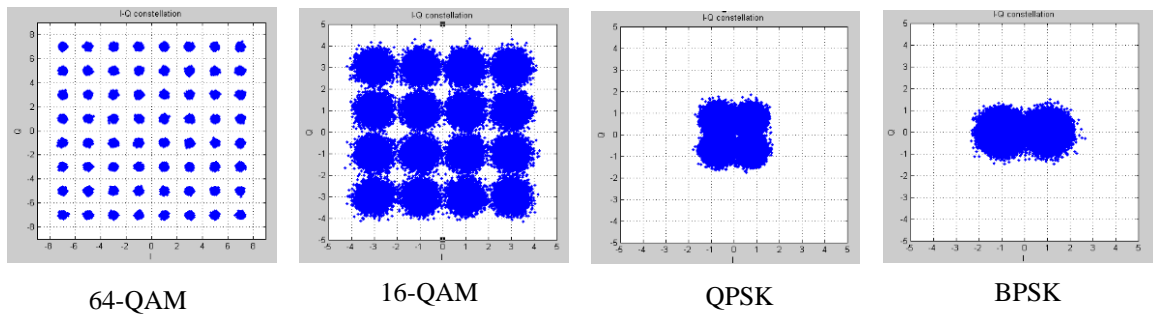
Le cœur de la technique Adaptative est évidemment l'estimation du canal. En effet, la méthode d'estimation employée dans la présente étude est la technique FPTA (détaillée précédemment) et l'estimé du canal est donc calculé par l'Eq. (2.5). Subséquemment, la détermination des différentes régions du SNR est faite de sorte que chacune de ces dernières correspond à un mode « codage-Modulation » (MCS) distinct. Ces schémas sont résumés dans le Tableau. 2.1. Cette information est retransmise à l'émetteur suivant le scénario A de rétroaction.

Tableau 2.1. Les schémas de codage et modulation pour la technique AMC.

MCS	Modulation	Taux de CC	Taux de RS	Taux de Cod _{tot} « R »
1	BPSK	1/2	(12,12,0)	1/2
2	QPSK	5/6	(40,36,2)	3/4
3	16-QAM	5/6	(80,72,4)	3/4
4	64-QAM	5/6	(120,108,6)	2/3



(a) Avant le passage au canal.



(b) Après le passage au canal.

Figure 2.6. (a), (b) Constellation des différents types de modulation proposés.

La politique utilisée, lors de la sélection des modes de transmission, est présentée comme suit :

- $SNR < 6.4$, aucune transmission n'est valide.
- $6.4 \leq SNR < 11.2$, utiliser BPSK avec $R = 1/2$.
- $11.2 \leq SNR < 16.4$, utiliser QPSK avec $R = 3/4$.
- $16.4 \leq SNR < 18.2$, utiliser 16-QAM avec $R = 3/4$.
- $SNR \geq 18.2$, utiliser 64-QAM avec $R = 2/3$.

Afin de mettre en évidence le privilège de la technique AMC, la comparaison de cette dernière avec les techniques adaptatives AC et AM [34, 35], est établie. La technique AC exploite trois modes de codage différents d'une manière adaptative avec une modulation fixe (16-QAM). Les schémas de codage étudiés [34] sont résumés dans le tableau suivant.

Tableau 2.2. Les schémas de codage pour la technique AC.

CS	Modulation	Taux de CC	Taux de RS	Taux de Cod _{tot} « R »
1	16-QAM	-	(64,48,4)	3/4
2	16-QAM	1/2	-	1/2
3	16-QAM	2/3	(64,48,4)	1/2

Tandis que la technique AM exploite quatre modes de modulation différents d'une façon adaptative. Les schémas de modulation étudiés [35] sont cités dans le tableau ci-dessous.

Tableau 2.3. Les schémas de Modulation pour la technique AM.

MS	Modulation
1	BPSK
2	QPSK
3	16-QAM
4	64-QAM

Les paramètres de simulation employés dans ce système sont donnés dans le tableau suivant :

Tableau 2.4. Les paramètres de simulation du système OFDM.

Paramètre	Valeur
Nombre de sous-porteuses de données	720
Nombre de sous-porteuses pilotes	120
Nombre de sous-porteuses de garde	184
La taille de la FFT	1024
GI	1/8
Bande-passante (MHz)	20

2.3.2. Etude des techniques ATuCM et AMTuC

La seconde partie de notre projet traite deux nouveaux modèles adaptatifs permettant d'introduire un schéma de turbo codage dans ses deux mode (adaptatif et non-adaptatif). La réalisation de ces derniers est établie dans un environnement de Rayleigh.

a. Description du système ATuCM-OFDM

Le schéma synoptique illustré dans la [Figure. 2.7](#) résumera les opérations effectuées dans le système AMTuC-OFDM.

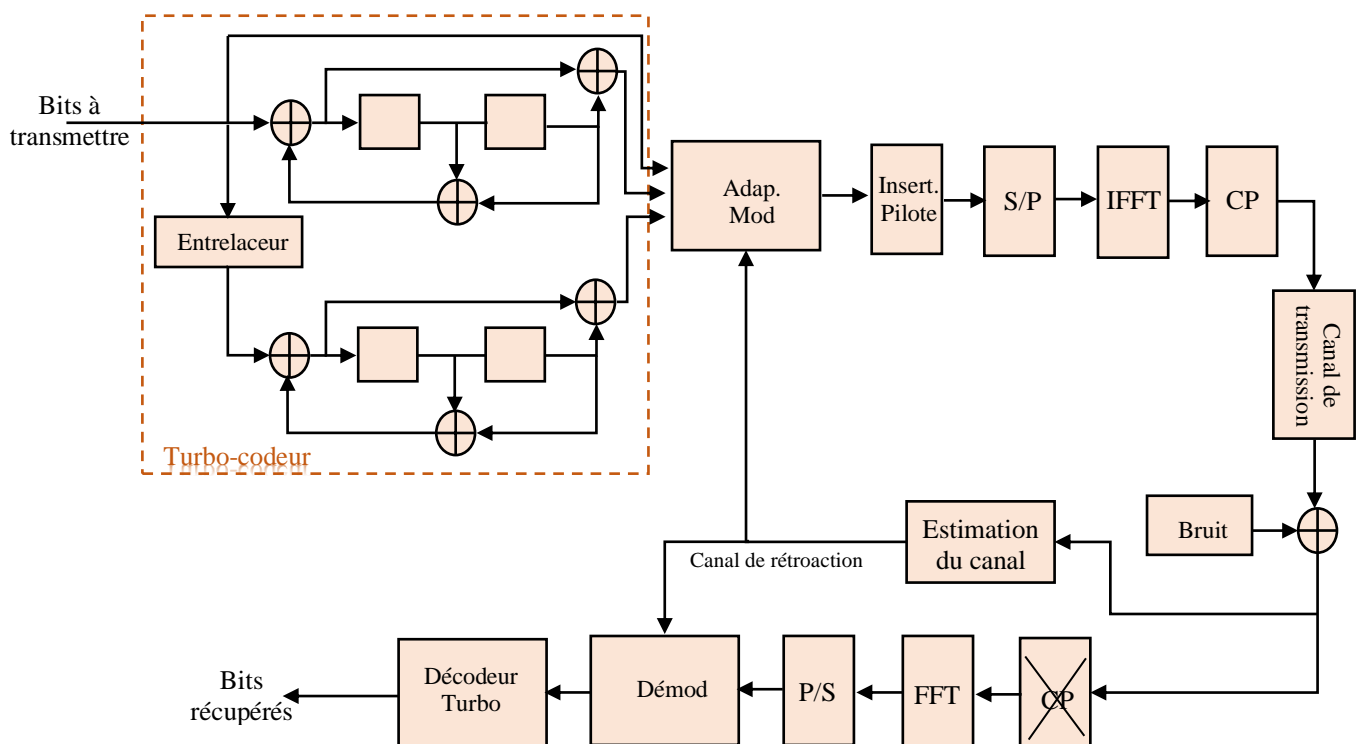
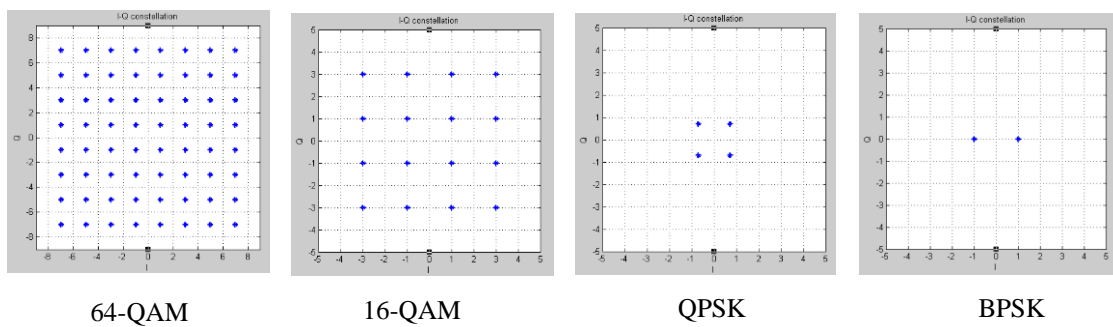


Figure 2.7. Schéma Synoptique du système ATuCM-OFDM.

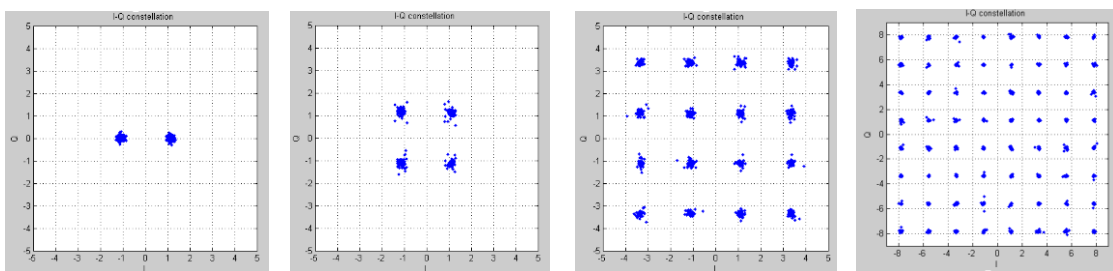
Dans le présent système, un schéma de turbo-codage dit fixe est employé. Ce dernier est obtenu à partir d'une concaténation parallèle de deux codes convolutif séparés par un entrelaceur pseudo-aléatoire. Le principe du codage en question est décrit dans [36]. La séquence codée est modulée, en fonction de l'état du canal, par l'un des quatre formats de modulation suivants : BPSK, QPSK, 16-QAM et 64-QAM. La constellation de chacun de ces schémas est illustré, avant et après le passage à travers le canal de transmission, dans la figure [Figure. 2.8](#). La procédure de la production des symboles OFDM est, subséquentment,

effectuée. Où, la conversion série/parallèle suivis par l'insertion des pilotes sont exécutées. La transformée de Fourier est ensuite implémentée et l'extension cyclique est ajoutée. A ce stade, l'information est prête d'être envoyée au récepteur via un canal. Au niveau de la réception, le processus inverse est exécuté. La technique d'estimation employée dans ce système est de type FPTA, son résultat est retransmis à l'émetteur via le canal de rétroaction suivant le scénario A. En outre, le décodage itératif, correspondant au turbo-codage utilisé, est fondé sur l'algorithme MAP, le principe de ce dernier est détaillé dans [37].

L'idée de base du système ATuCM-OFDM est d'associer la technique de modulation adaptative avec un schéma fixe de turbo codage. En raison de vérification des résultats deux turbo codeurs avec deux taux de codage différents sont employés ($R=1/2$ et $R=1/3$). La subdivision des différentes plages de SNR est réalisée sous la contrainte du BER cible de 10^{-3} . Les différents paramètres de simulation sont listés dans le tableau suivant.



(a) Avant le passage au canal.



(b) Après le passage au canal.

Figure 2.8. (a), (b) Constellation des différents types de modulation turbo-codées proposés.

La politique employée lors de la sélection des différents schémas de modulation est présentée ci-dessous :

$SNR < 8.2$, utiliser BPSK .
$8.2 \leq SNR < 14.1$, utiliser QPSK.
$14.1 \leq SNR < 16.4$, utiliser 16-QAM.
$SNR \geq 16.4$, utiliser 64-QAM .

Tableau 2.5. Les paramètres de simulation du système ATuCM-OFDM.

Paramètre	Valeur
Nombre de sous-porteuses de données	720
Nombre de sous-porteuses pilotes	120
Nombre de sous-porteuses de garde	184
La taille de la FFT	1024
GI	1/8
Bande-passante (MHz)	20
Taux de turbo-codage	1/2 – 1/3
Schémas de modulation	BPSK, QPSK, 16-QAM et 64-QAM
L'algorithme de décodage	Log-MAP
Nombre d'itérations	2 ⁴

a. Description du système AMTuC-OFDM

Le principe de ce système est fondé sur la méthode de sous-bandes adaptatives [38-39]. Suivant la Figure. 2.9 ultérieure, les bits d'information subissent un codage turbo à l'aide d'un turbo code parallèle et une opération de modulation par la suite. Un taux de turbo codage et type de modulation différents sont associés, en fonction l'estimé du canal, à chacune des sous-bandes. Le reste des opérations à effectuer sont identiques aux celles effectuées dans la version précédente.

La trame OFDM comporte plusieurs sous-bandes, ayant chacune une méthode de modulation et un turbo code différents. Quatre schémas de modulation sont proposés pour être utilisés dans l'approche adaptative. De manière similaire, et afin de produire quatre combinaisons de « modulation-turbo codage », quatre différents turbo-codes sont requis. L'idée est de concevoir ces derniers à partir de la même structure du codeur en variant sa longueur et son taux de codage. Or Cela est réalisé en modifiant la longueur de l'entrelaceur.

Dans ce travail, un algorithme d'entrelacement simplifié de l'algorithme baptisé « *FSR-interleaver* » (Flexible S-Random), décrit dans [40], est proposé permettant de fournir un entrelaceur souple et aléatoire avec le même paramètre S (sachant que S définit la longueur minimale de l'entrelaceur).

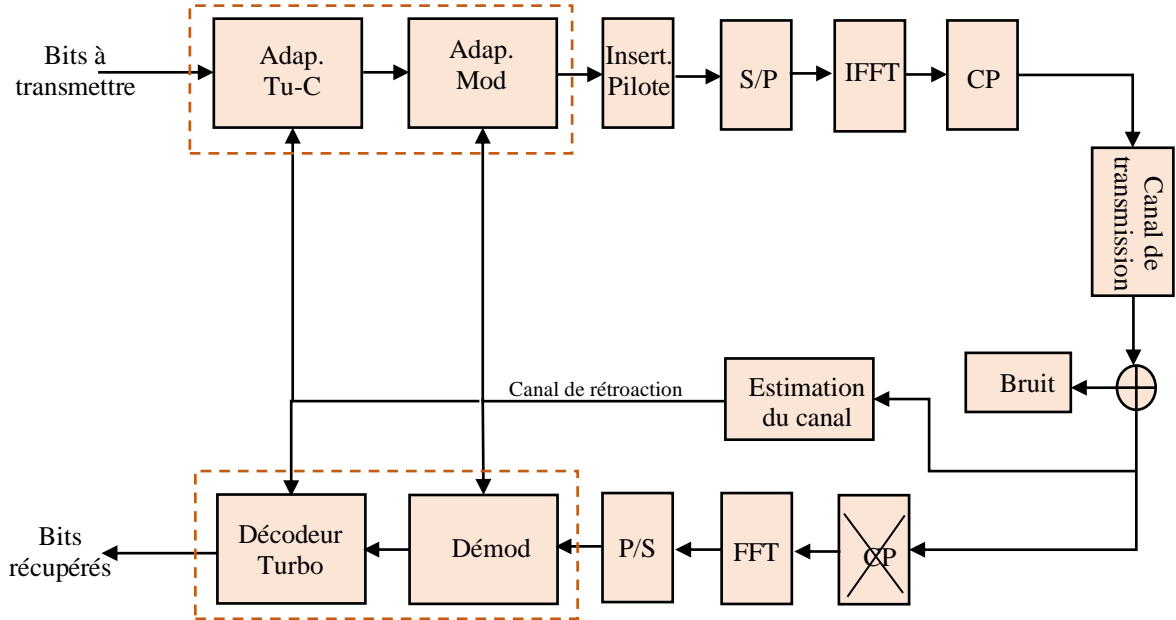


Figure 2.9. Schéma Synoptique du système AMTuC-OFDM.

Considérant un entrelaceur π_K aléatoire à paramètre- S de longueur K et accepte une longueur maximale L . commençant par $K=N$, chaque permutation π_{N+1} de longueur $N+1$ (avec : $K < N + 1 \leq L$) est obtenue à partir de la permutation π_N par l'insertion N à la position j_N comme le montre la formule suivante :

$$\pi_{N+1}(i) = \begin{cases} \pi_N(i), & 0 \leq i < j_N \\ N, & i = j_N \\ \pi_N(i-1), & j_N < i \leq N \end{cases} \quad (2.24)$$

La longueur $N+1$ d'entrelaceur S -aléatoire est sélectionnée en suivant les étapes subséquentes Pour une longueur N donnée d'entrelaceur à S -paramètre.

- On a pour chaque $j_N \in \{0, 1, 2, \dots, N\}$, une permutation est procrée en utilisant l'équation précédente.
- Pour chacune de ces dernières, un paramètre D est calculé à l'aide de la formule suivante :

$$D = |\pi_{N+1}(q) + \pi_{N+1}(j_N)| \quad (2.24)$$

Où $S = \sqrt{N/2}$ et :

$$q = \begin{cases} 0 \rightarrow j_N + S & , j_N < S \\ j_N - S \rightarrow j_N + S & , S \leq j_N < N - S \\ j_N - S \rightarrow N & , j_N \leq N - S \end{cases} \quad (2.25)$$

- La prise de décision obéit aux cas suivants :
 - ✓ Si, pour toutes les valeurs de q , $D > S$; alors la permutation π_{N+1} est de longueur $N+1$.
 - ✓ Sinon, le calcul de D s'effectue pour la prochaine permutation π_{N+1} .

Grace à cet algorithme toutes les longueurs $K < L$ de l'entrelaceur aléatoire à S-paramètre peuvent, aisément, être obtenues.

Après avoir déterminé toutes les positions j pour toutes les longueurs désirées, l'entrelaceur peut enfin être déterminé en ajoutant ces positions à l'entrelaceur initial. Dans ce but, il suffit que le système mémorise la longueur initiale π_K et les valeurs $j_K, j_{K+1}, \dots, j_{L-1}$.

Du côté du récepteur, le processus inverse à celui exécuté par l'émetteur est effectué. La technique d'estimation employée dans ce système est, également, de type FPTA, la retransmission du résultat de cette dernière à l'émetteur se fait suivant le scénario A. La pire sous-porteuse estimée dans chaque sous-bande est utilisée pour sélectionner la combinaison appropriée.

Les quatre schémas « *modulation-turbo codage* » proposés à être utilisés de manière adaptative sont cités dans le tableau ci-après. La politique adaptative adoptée est définie comme suit :

$SNR < 8.2$, utiliser BPSK non codée .
$8.2 \leq SNR < 14.1$, utiliser QPSK avec $R = 1/3$.
$14.1 \leq SNR < 16.4$, utiliser 16-QAM avec $R = 1/2$.
$SNR \geq 16.4$, utiliser 64-QAM avec $R = 2/3$.

Tableau 2.6. Les schémas de Turbo-codage et modulation pour la technique AMTuC.

MTuCS	Modulation	Taux de TuC « R »
1	BPSK	-
2	QPSK	1/3
3	16-QAM	1/2
4	64-QAM	2/3

2.3.3. Etude de la technique ASeCCCM

La contribution clé de ce travail est d'exploiter un nouveau schéma de modulation adaptative turbo-codée. La procédure d'adaptation revendique une technique d'estimation permettant une bonne utilisation des schémas de transmission proposés. La figure ci-dessous illustre le diagramme fonctionnel représentant le modèle du système qui adopte le schéma proposé.

Les bits d'information sont générés par une source binaire aléatoire composée d'une suite de « 1 » et de « 0 », cette dernière est récupérée à l'entrée du codeur convolutif auto-concaténé. Ce code est un cas particulier des codes concaténés hybrides de rendement $1/p$ [41] (où p représente le nombre de branches parallèle), il présente une faible complexité car il n'invoque qu'un seul codeur élémentaire tel qu'il est représenté sur la Figure. 2.10. La séquence de bits générée $\{b_1\}$ se présente simultanément avec sa version entrelacée $\{b_2\}$ à l'entrée du codeur après une étape de conversion parallèle-série. Le codeur convolutif de type RSC est utilisé avec un taux de codage de $R_1=1/3$, la séquence codée résultante est entrelacée une seconde fois puis poinçonner de sorte à obtenir un rendement final du codage de $R=1/2$. L'information codée est modulée, subséquemment, de manière adaptative, en utilisant les schémas de modulation d'amplitude en quadrature (MQAM) et la modulation par déplacement de phase (MPSK). L'exécution de l'algorithme d'IFFT, l'addition de l'extension cyclique ainsi qu'une étape de conversion « parallèle-série » sont effectuées dans la construction des symboles OFDM. Un environnement de Rayleigh est considéré dans les simulations de ce système avec une présence d'un bruit additif gaussien. Au niveau de la réception, une étape d'estimation de l'état du canal est effectuée permettant de traquer les variations de ce dernier. D'une manière similaire aux systèmes réalisés précédemment, l'estimation FPTA est également employée dans ce système. Son résultat est retransmis via le canal de rétroaction en adoptant le Scénario A permettant la sélection appropriée des différentes méthodes de transmission.

Le block de démodulation permet non seulement d'établir la démodulation du signal récupéré mais aussi, de calculer la fonction de densité de probabilité conditionnelle (PDF) du signal reçu $y_{(n)}$ lorsque le signal $x_{(n)}$ est transmis à l'aide de la formule suivante :

$$P(y_{(n)}/x_{(n)}) = \frac{1}{\pi N_0} \exp\left(-\frac{|y_{(n)} - H_{(n)}x_{(n)}|^2}{N_0}\right) \quad (2.26)$$

Où, N_0 représente la variance du bruit. Le résultat de ce calcul est, ensuite, récupéré par le block de « Dé-perforation », où ce dernier le convertit en bits basés sur les rapports de log-vraisemblance « *Log-Likelihood Ratios* » LLRs en utilisant la formule l'Eq. (2.27) et insère les LLRs zéros aux positions des bits performés. Ces LLRs sont, après, désentrelacés et présentés au décodeur « *Soft-Input Soft-Output Maximum A Posteriori Probability* » (SISO-MAP). Le décodeur est auto-concaténé, il calcule d'abord le LLR extrinsèque des bits d'information $L^e(b1)$ et $L^e(b2)$. Ces derniers sont par la suite entrelacés de manière appropriée pour produire les LLRs a priori des bits d'information $L^a(b1)$ et $L^a(b2)$ comme le montre la Figure. 2.9 précédente. La procédure du décodage auto-concaténé se poursuit jusqu'à un nombre fixe d'itérations.

$$LLR(b_i) = \ln\left(\frac{\sum_{x_{(n)}/b_i=1} P(y_{(n)}/x_{(n)})}{\sum_{x_{(n)}/b_i=0} P(y_{(n)}/x_{(n)})}\right) \quad (2.27)$$

Où, $b_i = \{b_1, b_2\}$. La procédure d'adaptation s'effectue principalement à l'aide de l'estimateur, où ce dernier établit le calcul des SNR instantanés pour chacune des trames (ou sous-bandes) et définit les différents schémas de transmission adéquats après avoir situé les SNR calculés dans les plages SNR correspondantes.

La politique adaptative adoptée est définie comme suit :

$SNR < 10$, utiliser BPSK .
$10 \leq SNR < 14.3$, utiliser QPSK.
$18.1 \leq SNR < 21.4$, utiliser .16-QAM.
$SNR \geq 21.4$, utiliser 64-QAM .

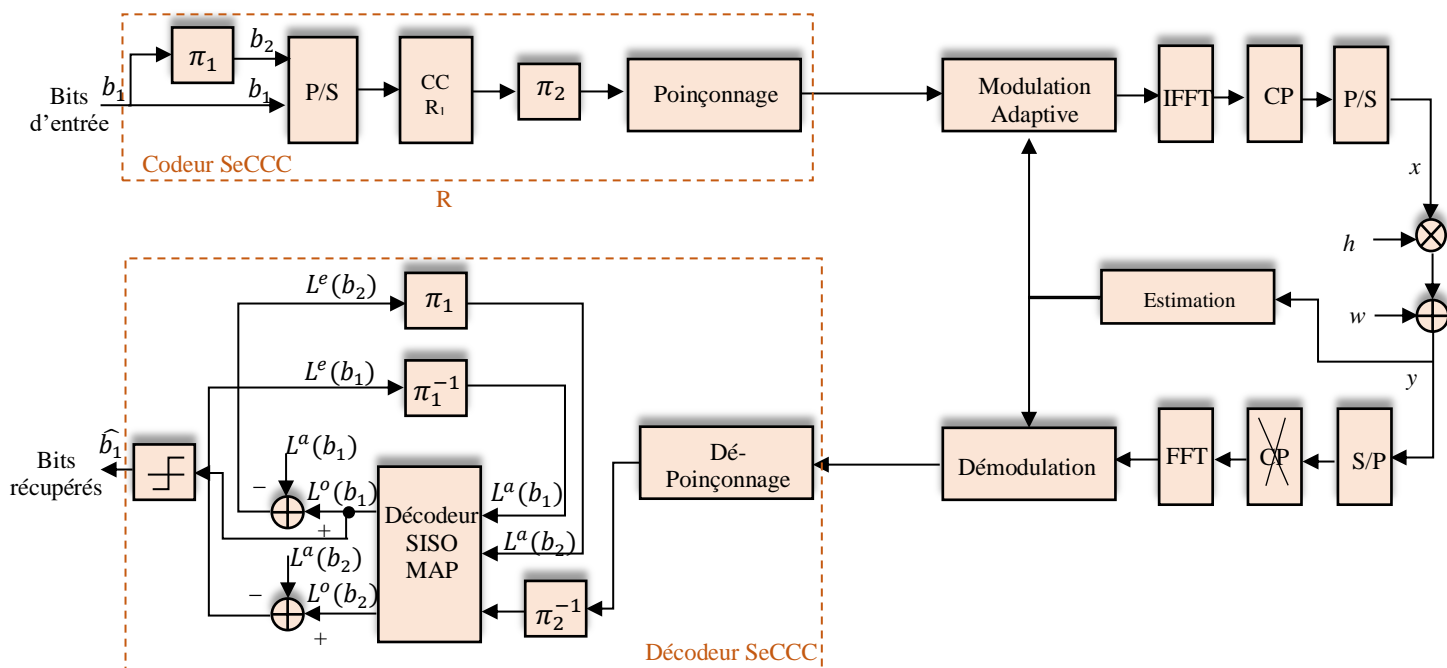


Figure 2.10. Diagramme fonctionnel du système ASeCCCM-OFDM.

Les différents paramètres de simulation sont listés dans le tableau qui suit :

Tableau 2.7. Les paramètres de simulation pour le système ASeCCCM-OFDM.

Paramètre	Valeur
Nombre de sous-porteuses de données	720
Nombre de sous-porteuses pilotes	120
Nombre de sous-porteuses de garde	184
La taille de la FFT	1024
GI	1/8
Bande-passante (MHz)	20
Taux de SeCCC	1/2
L'algorithme de décodage	SISO-MAP
Nombre d'itérations	2^4

2.3.4. Etude de la technique AMC utilisant NLMS

La présente étude a fait l'objet d'une publication scientifique [42]. Elle se focalise principalement sur l'implémentation du système COFDM tout en adoptant une technique de codage et modulation adaptatives. Le principe de fonctionnement est similaire à celui appliqué dans le système initial, où on propose quatre combinaisons de « codage-modulation » différentes, sélectionnées de manière adaptative en fonction des variations du canal, où ce dernier suit une distribution de Rayleigh. Afin de réaliser cette adaptation, il est primordial qu'une étape d'estimation soit effectuée. Dans ce but, l'utilisation de l'algorithme d'estimation du canal NLMS, décrit au début de ce chapitre, a été incorporée dans le modèle proposé.

Le système comporte principalement trois compartiments distincts, à savoir l'émetteur, le récepteur, et le milieu de transmission (ou le canal de transmission). Le premier compartiment est caractérisé essentiellement par le codage / l'entrelacement, l'exécution de l'algorithme d'IFFT et l'insertion de l'intervalle de garde / le préfixe cyclique. Cependant, le second se caractérise par les opérations réciproques à celle de l'émetteur (abrogation du CP, l'étape de FFT et le décodage). Le canal de transmission est un canal à trajets multiples, où sa réponse impulsionnelle suit une distribution de Rayleigh. Le synoptique descriptif du système étudié est illustré dans la [Figure. 2.11](#).

Les bits sont générés puis codés en utilisant un codeur convolutif à plusieurs taux de codage (selon le schéma sélectionné, $R= 1/2, 2/3$ ou $3/4$). La séquence codée est ensuite entrelacée afin protéger l'information contre l'effet d'évanouissement sélectif. L'entrelacement est effectué en deux étapes, les bits subissent un entrelacement par bloc en remplissant une matrice de symboles ligne par ligne, puis établir une lecture de son contenu colonne par colonne. Avant d'effectuer une étape de modulation suivant quatre schémas (BPSK, QPSK, 16-QAM et 64-QAM), une conversion série/parallèle est accomplie. Subséquemment, l'étape d'IFFT est exécutée, le préfixe cyclique est inséré et une seconde conversion parallèle/série est établie pour former les symboles OFDM.

Après le passage par le canal de transmission, le récepteur récupère les données transmises et effectue les opérations réciproques (la conversion série/parallèle, le retrait de l'extension cyclique et l'exécution de la FFT). Également, une étape d'estimation de l'état du canal est effectuée par le récepteur, en utilisant l'algorithme NLMS décrit au début de ce chapitre, permettant la sélection du mode de transmission approprié. La politique d'adaptation utilisée,

sous la contrainte de taux d'erreur cible de 10^{-3} , est résumée comme suit :

- $SNR < 11.2$, utiliser BPSK avec $R = 1/2$.
- $11.2 \leq SNR < 16.4$, utiliser QPSK avec $R = 3/4$.
- $16.4 \leq SNR < 18.2$, utiliser 16-QAM avec $R = 3/4$.
- $SNR \geq 18.2$, utiliser 64-QAM avec $R = 2/3$.

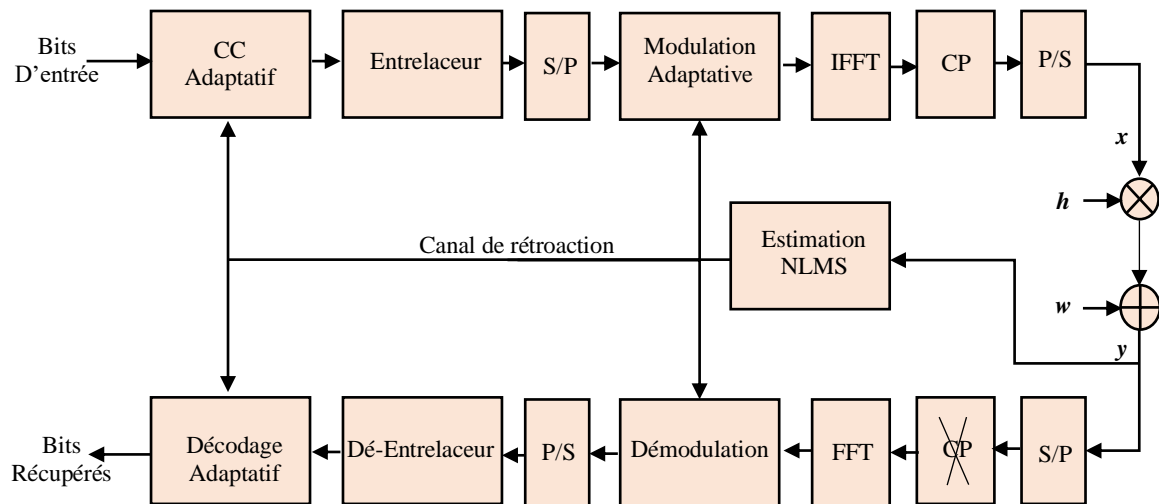


Figure 2.11. Diagramme en bloc du système NLMS-AMC-COFDM.

Les différents paramètres de simulations du système en question sont résumés dans le tableau suivant :

Tableau 2.8. Les paramètres de simulation pour le système NLMS-AMC-COFDM.

Paramètre	Valeur
Nombre de sous-porteuses de données	1024
Nombre de sous-porteuses pilotes	128
Nombre de sous-porteuses de garde	256
La taille de la FFT	1024
GI	1/4
Bande-passante (MHz)	30
Taux CC	1/2, 2/3, 3/4
Nombre de trajets	16
Type de Modulation	BPSK, QPSK, 16-QAM et 64-QAM

2.3.5. Etude de la technique AMC utilisant RNQ

Le dernier travail qu'on a proposé a fait l'objet d'une seconde publication scientifique [43]. Le but de ce dernier est d'établir une technique AMC pour le système COFDM en utilisant une technique d'estimation basée sur une fonction d'erreur non-quadratique. Le système RNQ-AMC-COFDM étudié est examiné et comparé à celui étudié antérieurement.

D'une manière similaire au système antécédent (NLMS-AMC-COFDM), l'information à transmettre traverse les trois compartiments constituant la chaîne de transmission. En effet, les données de transmission subissent principalement à un codage adaptatif, un entrelacement, une modulation adaptative, IFFT et un ajout d'un intervalle de garde, respectivement. Après le passage à travers le canal de transmission (un canal de Rayleigh), une étape d'estimation de ce dernier est effectuée. Où, l'algorithme RNQ (détaillé précédemment dans ce chapitre) est utilisé. En outre, les opérations réciproques à celle effectuées en émission sont exécutées. Sous la même contrainte de BER_0 du système NLMS-AMC-COFDM, la sélection du mode de transmission approprié (BPSK 1/2, QPSK 3/4, 16-QAM 3/4 ou 64-QAM 2/3) est établie. Le système RNQ-AMC-COFDM est mis en œuvre avec des paramètres identiques à ceux du système préalable (NLMS-AMC-COFDM).

2.4. Conclusion

Dans le cadre de ce chapitre, la théorie des techniques adaptatives est étalée. Où, le principe de base de cette dernière, Les différents estimation du canal employées, la méthode du calcul du SNR, les paramètres d'adaptation ainsi que le principe du mécanisme de rétroaction sont expliqués. Également, le principe des différentes techniques adaptative proposées au cours de notre recherche sont exposées. Notre objectif consiste à proposer de nouvelles méthodes de codage et modulation adaptatives permettant d'optimiser les performances des systèmes de transmission OFDM et COFDM.

Chapitre 3

Résultats obtenus et interprétations

Résultats obtenus et interprétations

3.1. Introduction

Les travaux pratiques, réalisés avec du matériel 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 de transmission. En effet, elle permet d'une part de valider les études théoriques et d'autre part d'optimiser les systèmes d'informations du point de vue taux d'erreur binaire ou efficacité spectrale par l'analyse de l'influence des paramètres sur les performances.

Ces simulations ont été réalisées sous l'environnement « MATLAB » version 8.2.0 (R2013b), sur une machine dotée d'un processeur Intel I7 4 GHz.

Ce chapitre est scindé en cinq sections. La simulation de chacune des techniques adaptatives proposées est exposée dans leur ordre chronologique. On dévoilera également l'avantage de chacune de ces dernières ainsi que leur impact sur un système OFDM et COFDM. Pour cela on doit montrer les performances en mettant en évidence l'efficacité spectrale, le débit de transmission et le taux d'erreur binaire.

3.2. Evaluation de la technique AMC

Les performances du système OFDM, en adoptant les trois techniques adaptatives, sont présentées en termes de BER et d'efficacité spectrale.

3.2.1. Résultat de simulation du système AC-OFDM

Les figures [Figure. 3.1](#) et [Figure. 3.2](#) illustrent, respectivement, le taux d'erreur binaire des différentes méthodes de codage utilisées dans un mode non-adaptatif et la méthode du AC pour le système OFDM.

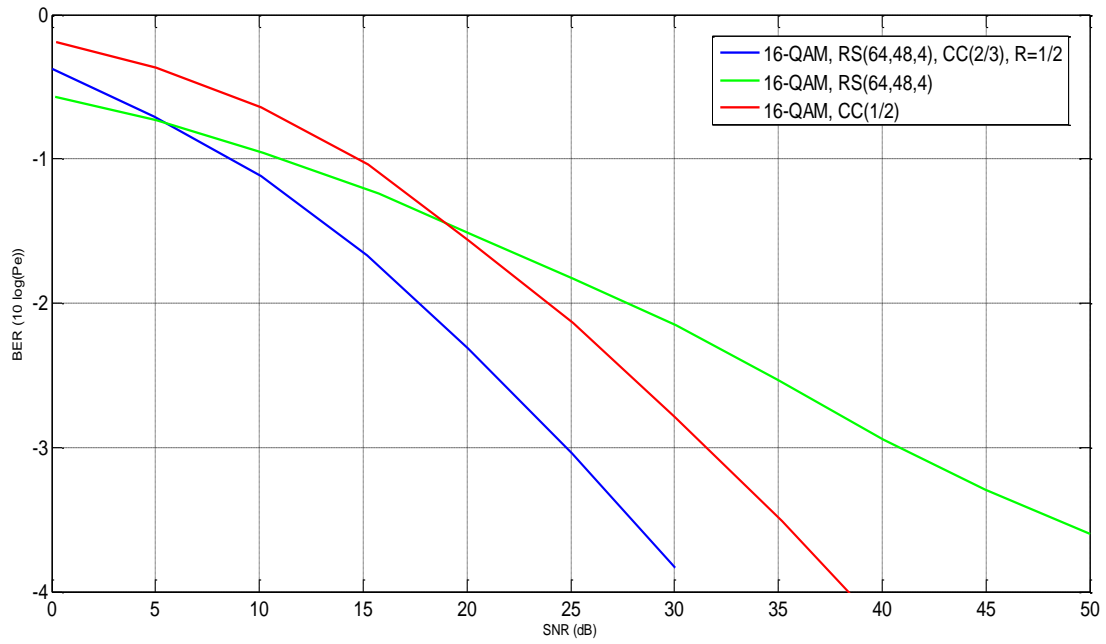


Figure 3. 1. Taux d'erreur binaire des différents CS employés pour la technique AC.

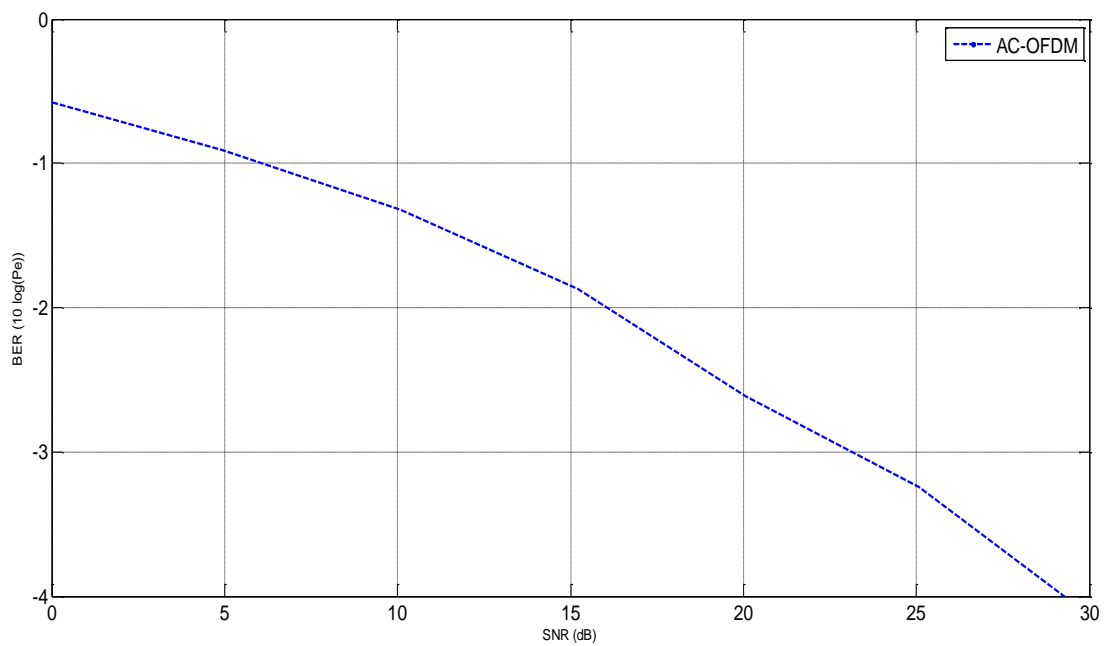


Figure 3. 2. Taux d'erreur binaire du système AC-OFDM.

3.2.2. Résultat de simulation du système AM-OFDM

D'une manière similaire, le taux d'erreur binaire est analysé pour les différents schémas de modulation, utilisés par la AM, en mode non-adaptatif. Les résultats obtenus sont exposés dans la [Figure 3.3](#). Également, le système AM-OFDM est analysé et sa performance de BER correspondante s'agrège à la [Figure 3.4](#).

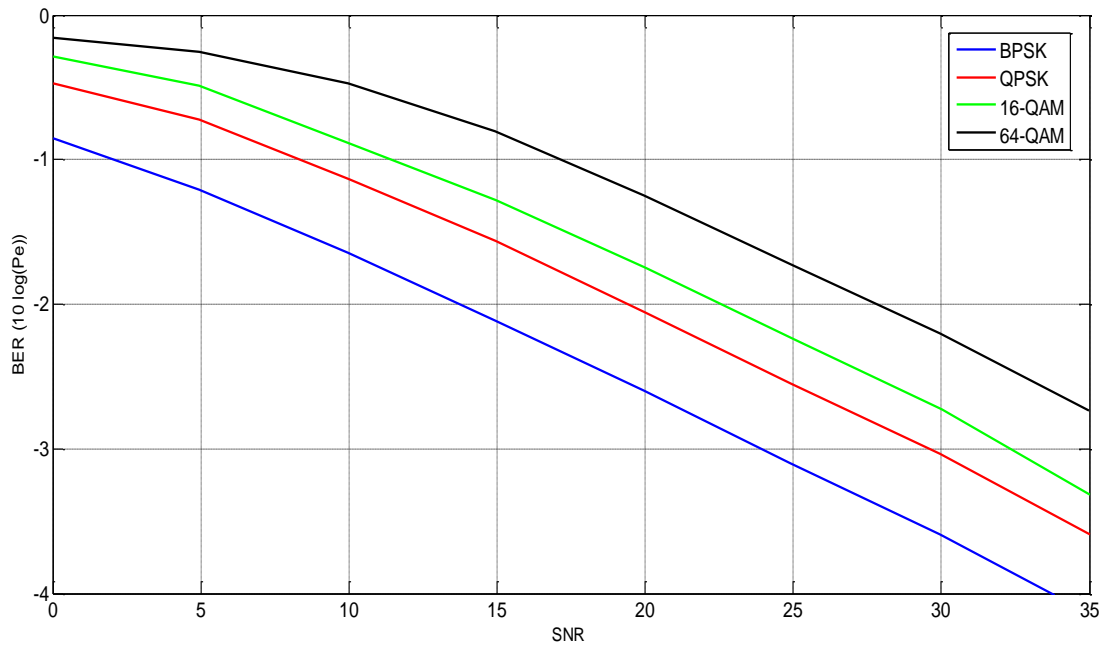


Figure 3.3. Taux d'erreur binaire des différents MS employés pour la technique AM.

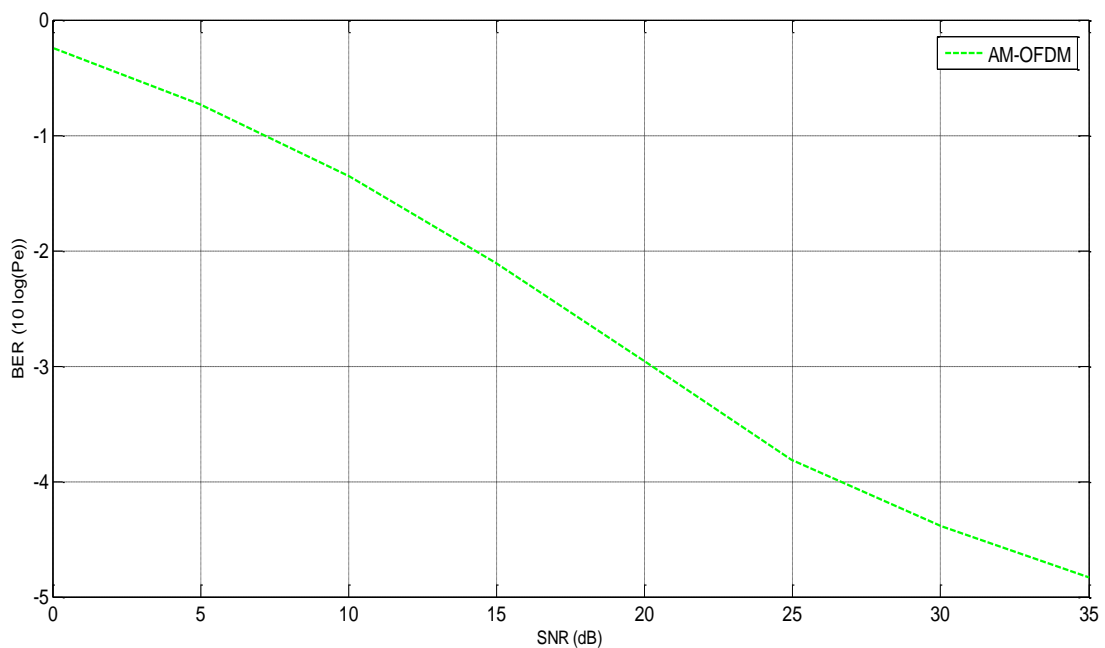


Figure 3.4. Taux d'erreur binaire du système AM-OFDM.

3.2.3. Résultat de simulation du système AMC-OFDM

La [Figure 3.5](#) illustre les différentes courbes de BER des différents schémas de « codage-modulation », proposés pour la technique AMC, en mode non-adaptatif. Également, le taux d'erreur binaire du système AMC-OFDM est calculé, le résultat obtenu est tracé dans la [Figure 3.6](#).

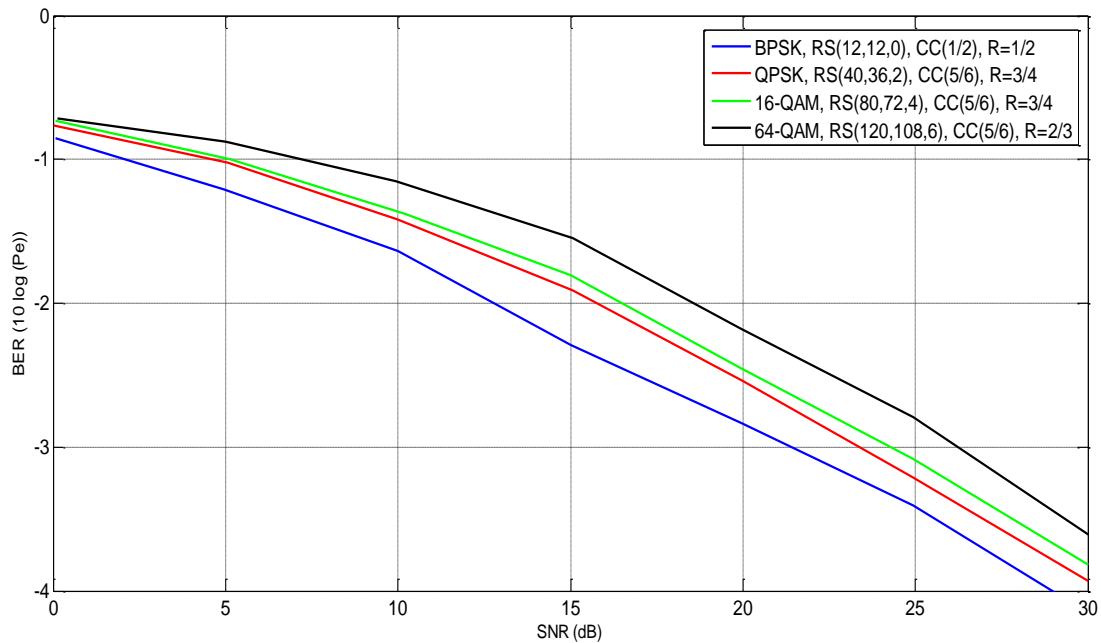


Figure 3.5. Taux d'erreur binaire des différents MCS employés pour la technique AMC.

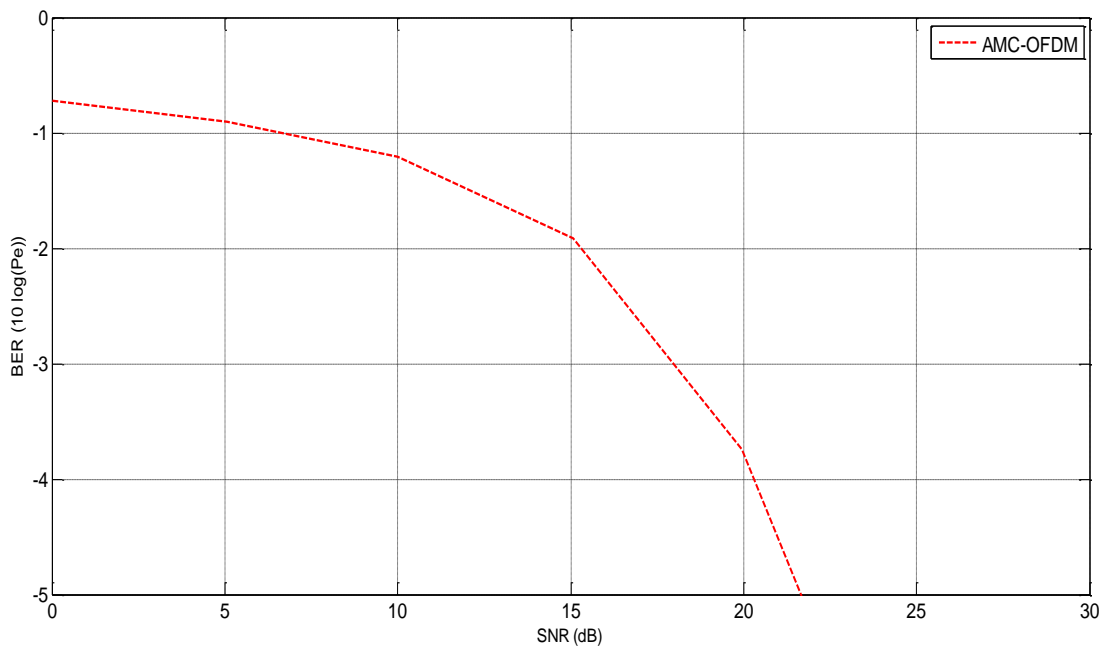


Figure 3.6. Taux d'erreur binaire du système AMC-OFDM.

3.2.4. Comparaison des résultats

Pour confirmer la robustesse du schéma d'adaptation proposé, une comparaison des performances est présentée dans la figure ci-dessous. Où les courbes de taux d'erreur binaire des trois systèmes AC-OFDM, AM-OFDM et AMC-OFDM sont respectivement tracées.

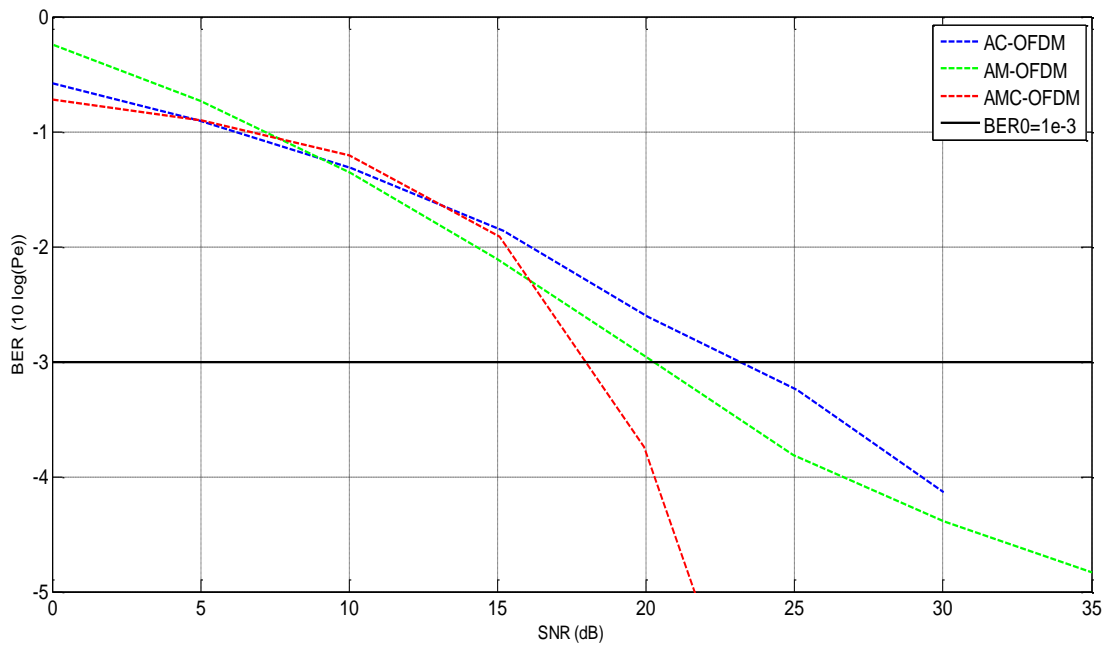


Figure 3. 7. Comparaison des performances de BER (entre AC, AM et AMC).

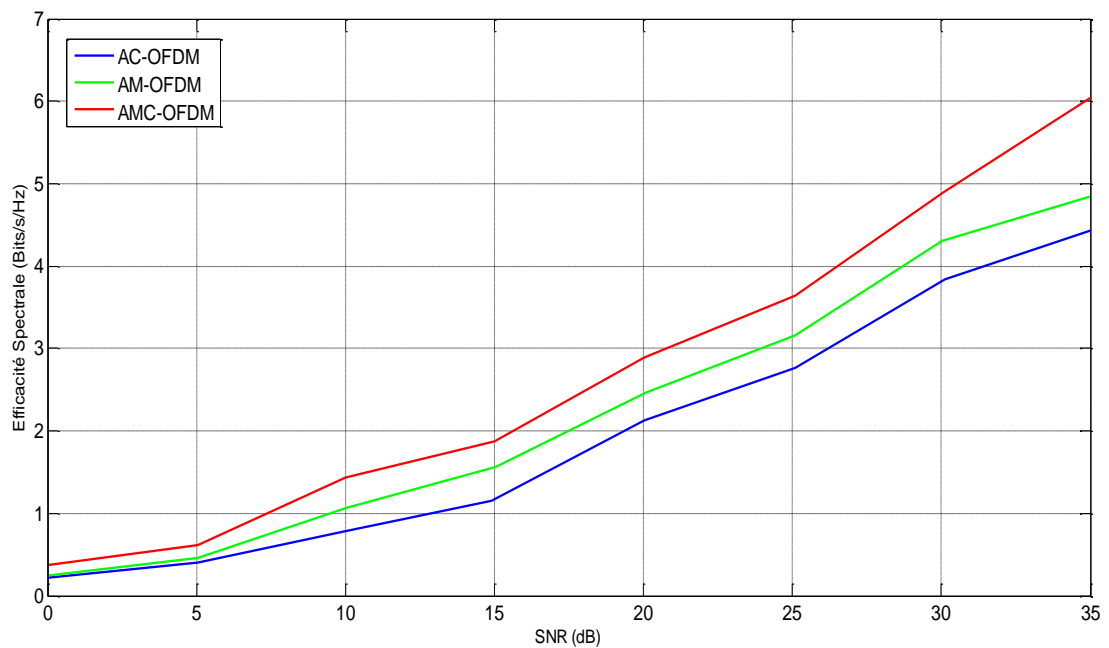


Figure 3. 8. Comparaison de performances d'Efficacité spectrale (entre AC, AM et AMC).

Pour témoigner ces résultats, une autre analyse des performances des trois systèmes est effectuée en termes d'efficacité spectrale. Les résultats obtenus sont tracés dans la [Figure. 3.8](#).

3.2.5. Interprétations

Les performances en termes de taux d'erreur binaire et d'efficacité spectrale sont présentées pour une BER cible de $BER_0=10^{-3}$. Les courbes tracées dans [Figure. 3.1](#) et [Figure. 3.2](#) montre clairement la supériorité de la technique FEC adaptative par rapport aux schémas de codage fixes. Notamment, pour atteindre BER_0 avec des schémas fixes de codage (avec une modulation de 16-QAM), le système exige un SNR de 40 dB, 32 dB et 25 dB pour un codage Reed-Solomon RS (64,48,4), codage convolutif ayant un rendement de 1/2 et concaténation en série de RS (64,48,4) avec CC (2/3) avec un taux global $R=1/2$, respectivement. Cependant, en adoptant un codage adaptatif, le système exige un SNR de 23 dB pour atteindre BER_0 . Ainsi un tableau récapitulatif des différents gains spectraux est présenté ci-dessous.

Tableau 3.1. Les gains spectraux apportés par la technique AC.

Par rapport	Code Concaténé	Taux de CC	Taux de RS
Gain (dB)	2	9	17

Afin de confirmer ce résultat, l'approche adaptative est appliquée sur le modulateur en utilisant les quatre schémas cités antérieurement. Les courbes représentées dans [Figure. 3.3](#) et [Figure. 3.4](#) permettent de constater le gain spectral obtenu par le système AM-OFDM par rapport au système OFDM utilisant des modulations fixes. En effet, le SNR requis par le système à modulation fixe pour atteindre le BER_0 est 24 dB, 29.5 dB, 32.5 dB et plus de 35 dB pour les modulations BPSK, QPSK, 16-QAM et 64-QAM respectivement. Par contre, le système AM-OFDM réclame un SNR de 20 dB afin d'atteindre la même cible de BER. Les gains spectraux apportés par la technique de modulation adaptative sont résumés dans le tableau suivant.

Tableau 3.2. Les gains spectraux apportés par la technique AM.

Par rapport	BPSK	QPSK	16-QAM	64-QAM
Gain (dB)	4	9.5	12.5	+15

Arrivant au premier objectif fixé qui consiste à démontrer la robustesse du système AMC-OFDM proposé face à un système non-adaptatif et aux systèmes adaptatifs étudiés précédemment. L'évaluation des performances du système AMC-OFDM en termes de taux d'erreur binaire et d'efficacité spectrale est effectuée. D'abord la supériorité de la technique AMC par rapport aux transmissions fixes est facilement constatable dans [Figure. 3.5](#) et [Figure. 3.6](#). Où, le système, afin d'atteindre un même BER cible, sollicite un SNR de 22 dB, 23.5 dB, 24.2 dB et 26.5 dB pour des schémas « codage-modulation » : MCS 1, MCS 2, MCS 3 et MCS 4, respectivement. Tandis qu'avec la technique AMC, le système n'a besoin qu'à 17 dB pour assurer un BER de 10^{-3} . De ce fait, les gains spectraux obtenus sont étalés sur le tableau ultérieur.

Tableau 3.3. Les gains spectraux apportés par la technique AMC.

Par rapport	MCS 1	MCS 2	MCS 3	MCS 4
Gain (dB)	5	6.5	7.2	9.5

Les [Figure. 3.7](#) et [Figure. 3.8](#) présentent deux comparaisons de performances entre les trois méthodes adaptatives AMC, AM et AC pour un même taux d'erreur binaire cible de 10^{-3} et les mêmes paramètres du système OFDM. La [Figure. 3.7](#) permet alors de constater les gains spectraux apportés par l'utilisation de la modulation et codage adaptatifs définis par 3 dB et 6 dB par rapport à la modulation adaptative et le codage adaptatif, respectivement. En effet la combinaison adaptative de « codage-modulation » a renforcé les performances du système contre les erreurs de transmission ce qui rend le système plus robuste face aux perturbations du canal. Un second témoignage de cette conclusion est représenté par la comparaison entre l'efficacité spectrale de la méthode AMC proposée et les efficacités spectrales des techniques AM et AC, dont son résultat est exposé dans la [Figure. 3.8](#). Cette figure montre le gain en

efficacité spectrale apporté l'usage de l'AMC. En effet, pour la quasi-totalité de la gamme des rapport signal à bruit possibles, le système avec AMC fournie une efficacité spectrale de transmission supérieur à système avec uniquement AM ou AC.

3.3. Evaluation des techniques ATuCM et AMTuC

La seconde partie de notre projet traite deux nouvelles techniques adaptatives en introduisant un schéma de turbo codage dans ses deux mode (adaptatif et non-adaptatif). La réalisation de ces dernières est établie dans un environnement de Rayleigh. Cette partie contiendra l'évaluation de chacune des techniques en question est présentée en termes de BER et d'efficacité spectrale.

3.3.1. Résultat de simulation du système ATuCM-OFDM

Les performances du système ATuCM-OFDM proposé, en termes de BER et d'efficacité spectrale, sont illustrés dans [Figure. 3.9](#), [Figure. 3.10](#) et [Figure. 3.11](#), respectivement.

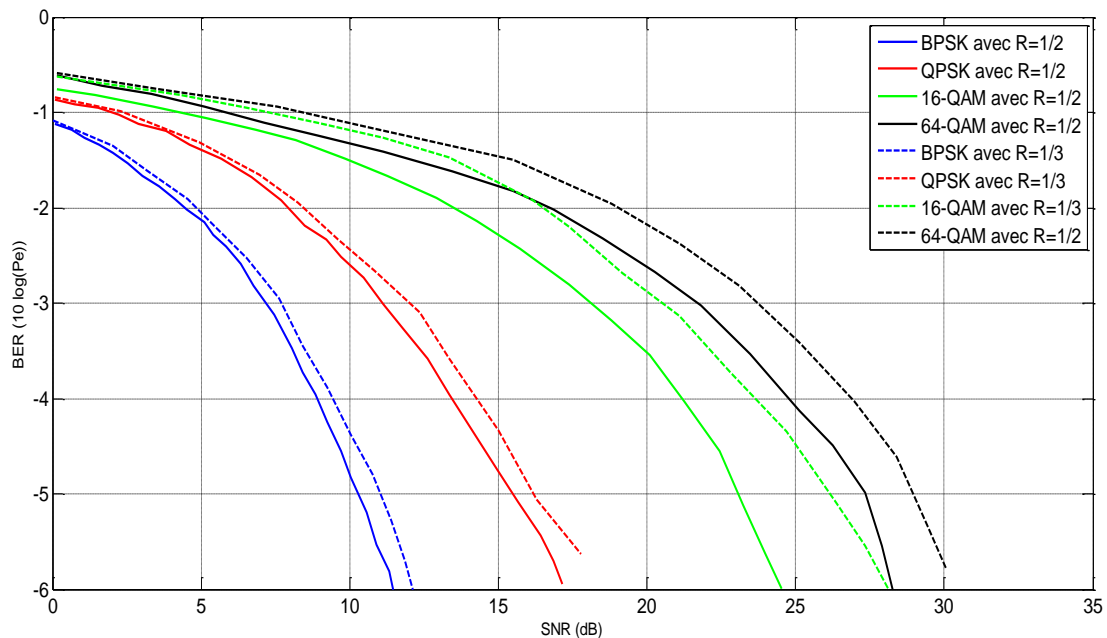


Figure 3. 9. Taux d'erreur binaire des différents TuCMS employés pour la technique ATuCM.

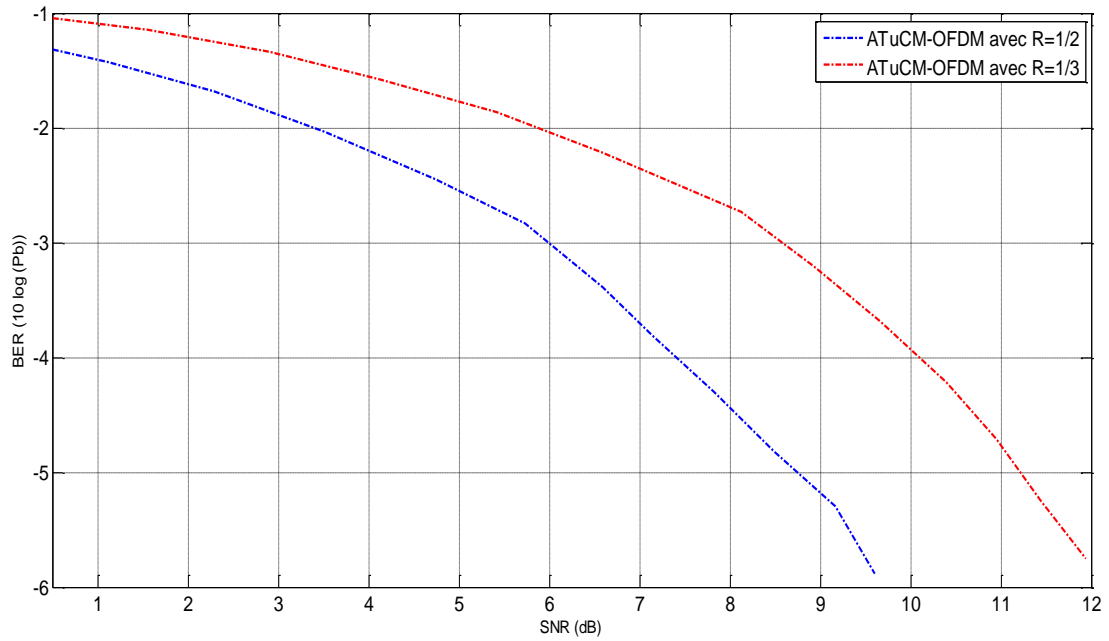


Figure 3. 10. Taux d'erreur binaire du système ATuCM-OFDM (avec R=1/2 et 1/3).

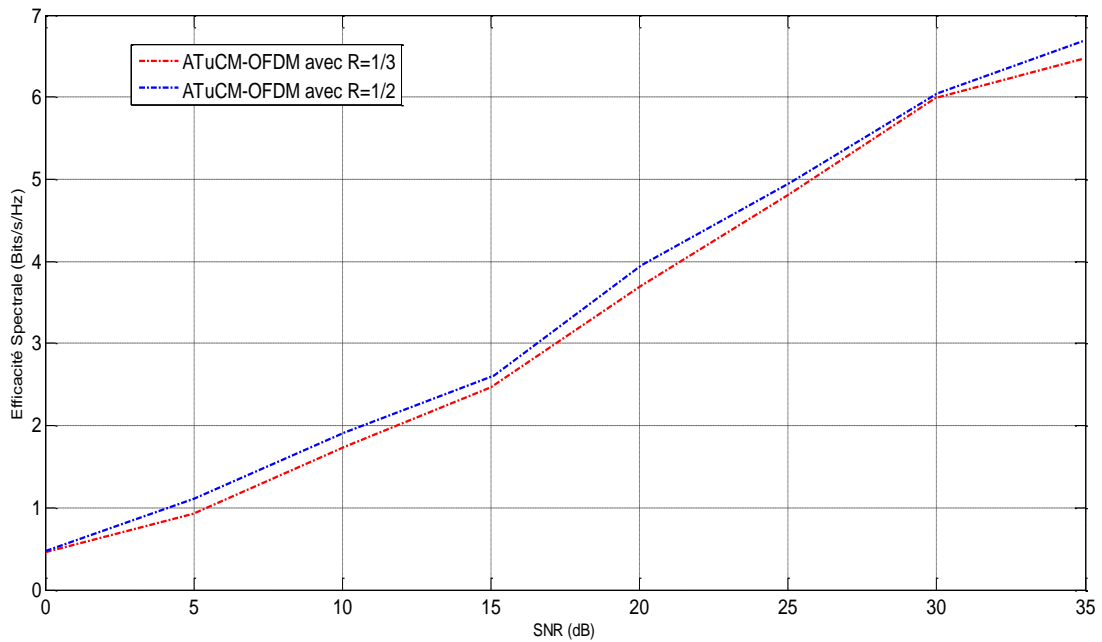


Figure 3. 11. L'efficacité spectrale du système ATuCM-OFDM (avec R=1/2 et 1/3).

Les performances de BER et l'efficacité spectrale obtenus affirme le résultat précédent. En effet, l'utilisation du codage turbo a apporté au système un gain spectral de 9.5 dB (pour R=1/3) et 12 dB (pour R=1/2) par rapport aux performances du système AMC-OFDM. En outre, le système proposé a permis d'atteindre un taux d'erreur d'ordre 10^{-6} . L'efficacité spectrale, de

son côté, a connu une amélioration considérable en utilisant la technique de modulation adaptative turbo codée (comme il est montré dans la [Figure. 3.11](#)).

Ces résultats prometteurs nous ont poussé à proposer une version améliorée de ce système, baptisée AMTuC-OFDM « *Modulation et Turbo-Codage Adaptatifs OFDM* ». Il consiste à appliquer l'approche adaptative non seulement sur la technique de modulation mais aussi le schéma du turbo codage. Ainsi, la détermination des différentes régions du SNR est faite de sorte que chacune de ces dernières concordent à un mode « turbo codage-Modulation » distinct. Le principe de cette version du système est présenté dans la section subséquente.

3.3.2. Résultat de simulation du système AMTuC-OFDM

L'évaluation du système avec la présente configuration est établie en termes de BER et d'efficacité spectrale. Aussi, une comparaison de performances, avec la version précédente, est effectuée afin de tirer profit sur l'avantage de la configuration proposée. Les résultats obtenus sont exposés dans les figures postérieures.

Les figures [Figure. 3.12](#) et [Figure. 3.13](#) illustrent le taux d'erreur binaire du système OFDM en utilisant les différents schémas MTuCS proposés pour la technique AMTuC, respectivement. Ces derniers sont choisis sous la contrainte de BER_0 de 10^{-3} .

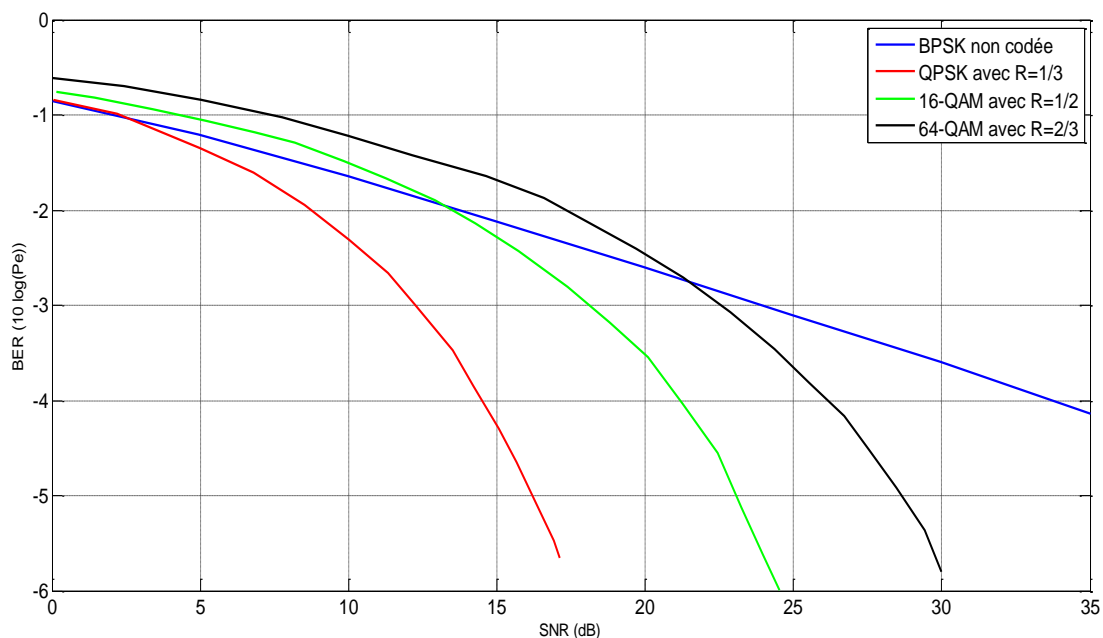


Figure 3. 12. Taux d'erreur binaire des différents MTuCS employés pour la technique AMTuC.

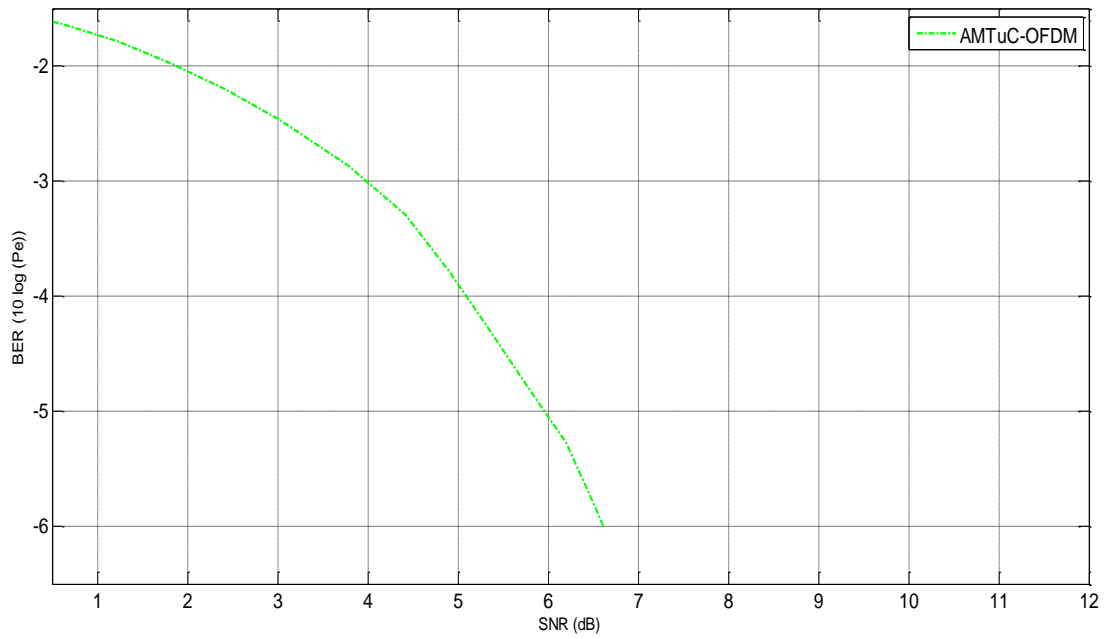


Figure 3. 13. Taux d'erreur binaire du système AMTuC-OFDM.

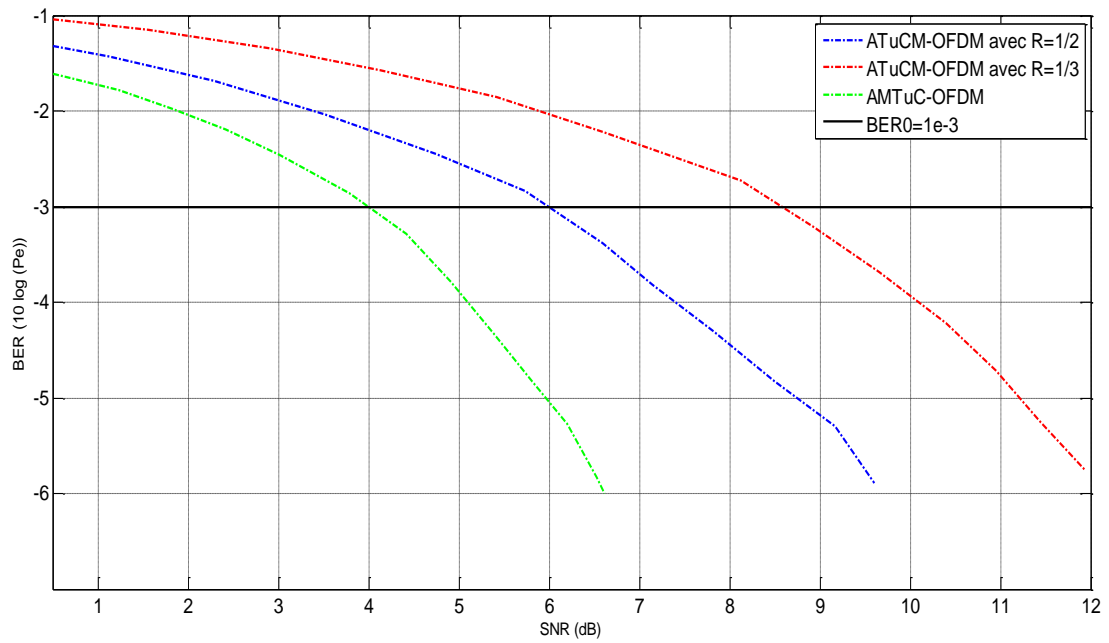


Figure 3. 14. L'efficacité spectrale du système ATuCM-OFDM

3.3.3. Interprétations

On constate à travers les résultats obtenus que le turbo-codage a apporté au système un gain spectral considérable par rapport aux schémas de codage précédents, et cela est dû aux bonnes performances qu'il fournit. Le fait d'adapter, par la suite, cette méthode de codage, selon les conditions du canal, et l'associer avec une modulation adaptative, a permis une réduction supplémentaire du BER pour atteindre 10^{-6} . Également, l'efficacité spectrale du système a connu une amélioration remarquable comparé aux schémas de transmission étudiés précédemment. Les différents gains spectraux obtenus sont résumés dans le tableau ci-dessous.

Tableau 3.4. Les gains spectraux apportés par la technique AMTuC.

Par rapport	AC	AM	AMC	ATuCM (1/3)	ATuCM (1/2)
Gain (dB)	19.5	16.5	14	4.6	2

Dans le même cadre des turbo-codes, une nouvelle structure de ces derniers est proposée dans le travail postérieur et associée à la technique AM dans un contexte des transmissions OFDM. Le schéma du turbo-code proposé est obtenue à partir d'une auto-concaténation, en série, d'un seul codeur convolutif. Ce type de codage turbo est connu sous le patronyme « *Self-Concatenated Convolutional Code* » (SeCCC). Sa description détaillée, son implémentation et son évaluation sont présentées, respectivement, dans la section ultérieure.

3.4. Evaluation de la technique ASeCCCM

Les performances du système ASeCCCM-OFDM sont présentées en termes de BER et d'efficacité spectrale. Les résultats obtenus sont dépeints dans les figures [Figure. 3.15](#), [Figure. 3.16](#) et [Figure. 3.17](#) ultérieures.

3.4.1. Résultat de simulation du système ASeCCCM-OFDM

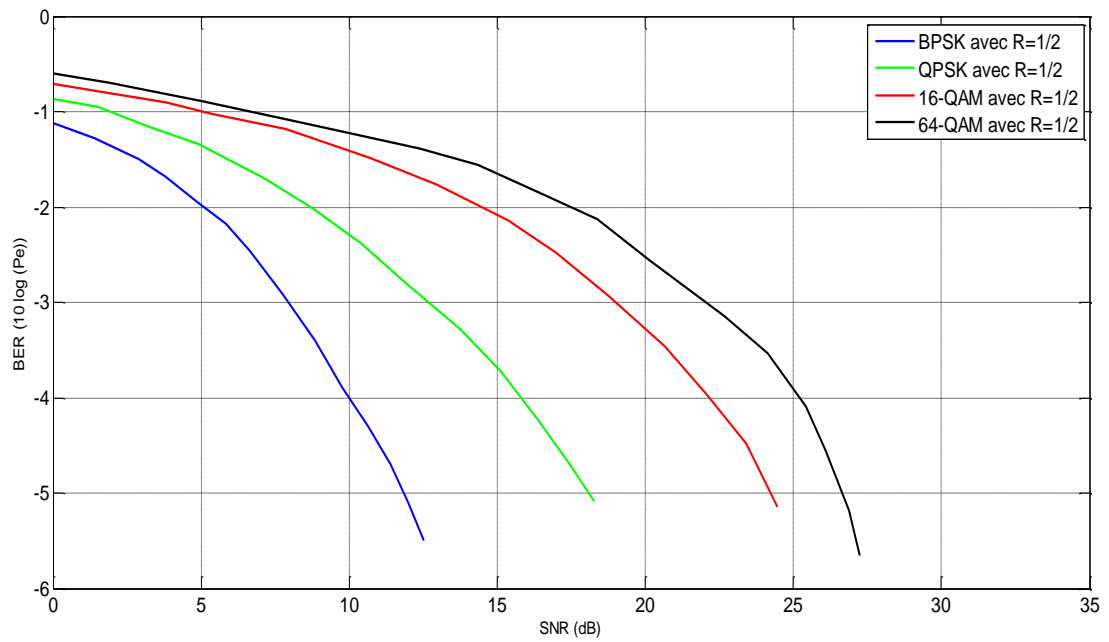


Figure 3. 15. Taux d'erreur binaire des différents SeCCCMs employés pour la technique ASeCCCM ($R=1/2$).

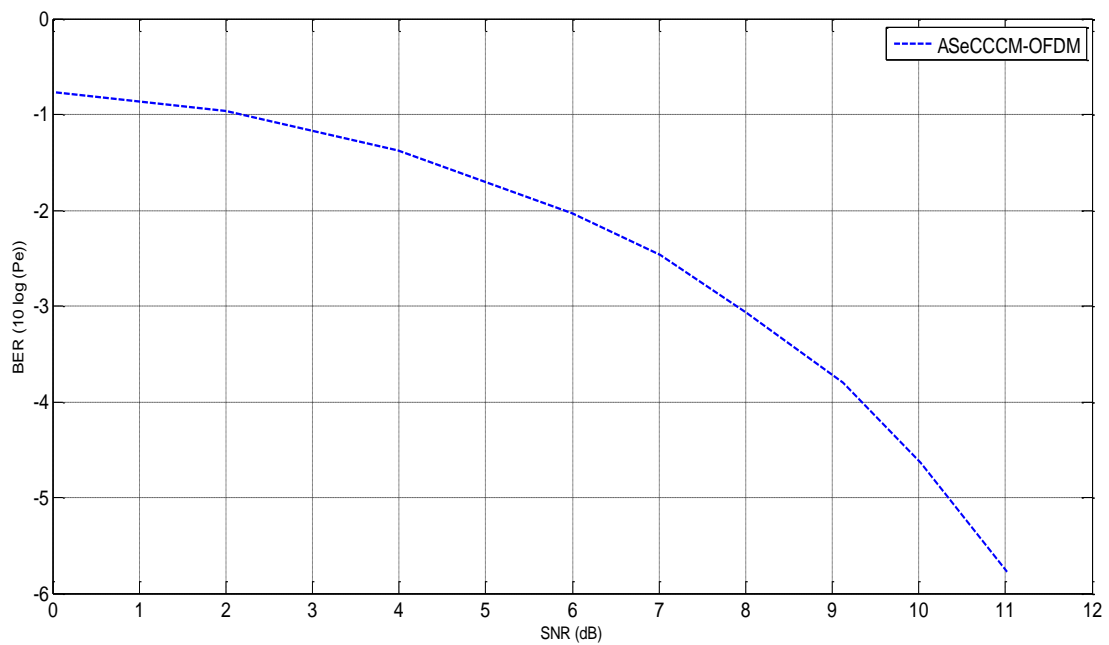


Figure 3. 16. Taux d'erreur binaire du système ASeCCCM-OFDM.

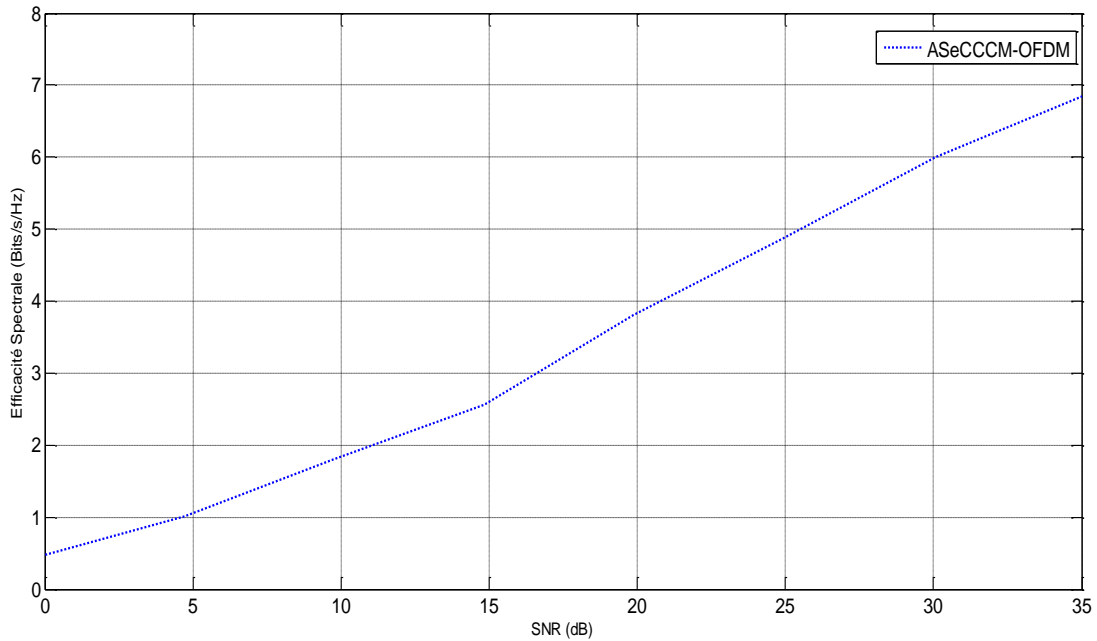


Figure 3. 17. L'efficacité spectrale du système ASeCCCM-OFDM.

3.4.2. Interprétations

Les performances obtenues du système en mode non adaptatif, se rapprochent aux celles obtenues pour les schémas TuCM précédents. Cela, est dû au comportement du codage utilisé (il fait partie des familles des turbo-codes hybrides). En effet, le BER et l'efficacité spectrale, illustrés dans les figures [Figure. 3.15](#) et [Figure. 3.16](#) respectivement, montrent une légère différence par rapport à ceux obtenues avec une modulation turbo-codée. Où, le système a permis de respecter le taux d'erreur cible à la valeur du SNR de 8 dB et d'atteindre un BER d'ordre 10^{-6} . Par conséquent, un codage convolutif auto-concaténé malgré sa simplicité d'implémentation, a fourni une haute efficacité spectrale tout en garantissant une bonne qualité de service traduite en faible taux d'erreur de transmission.

Dans le but d'établir une bonne comparaison entre les différentes techniques adaptatives qui précédent. On a utilisé les mêmes paramètres de base du système Tous paramètres de base du système sont identiques y compris la méthode d'estimation employée (FPTA). Le but visé dans les deux travaux qui suivent est de voir l'impact de la technique d'estimation employée sur l'efficacité de la technique adaptative. Pour cela, deux techniques d'estimation NLMS et RNQ sont intégrées, respectivement.

3.5. Evaluation de la technique NLMS-AMC

Dans cette section, le système NLMS-AMC-OFDM proposé est évalué en termes de trois métriques : débit de transmission, l'efficacité spectrale et le taux d'erreur binaire sous une contrainte de 10^{-3} . Les résultats obtenus sont exposés dans les figures [Figure. 3.18](#), [Figure. 3.19](#) et [Figure. 3.20](#), respectivement.

3.5.1. Résultat de simulation du système NLMS-AMC-OFDM

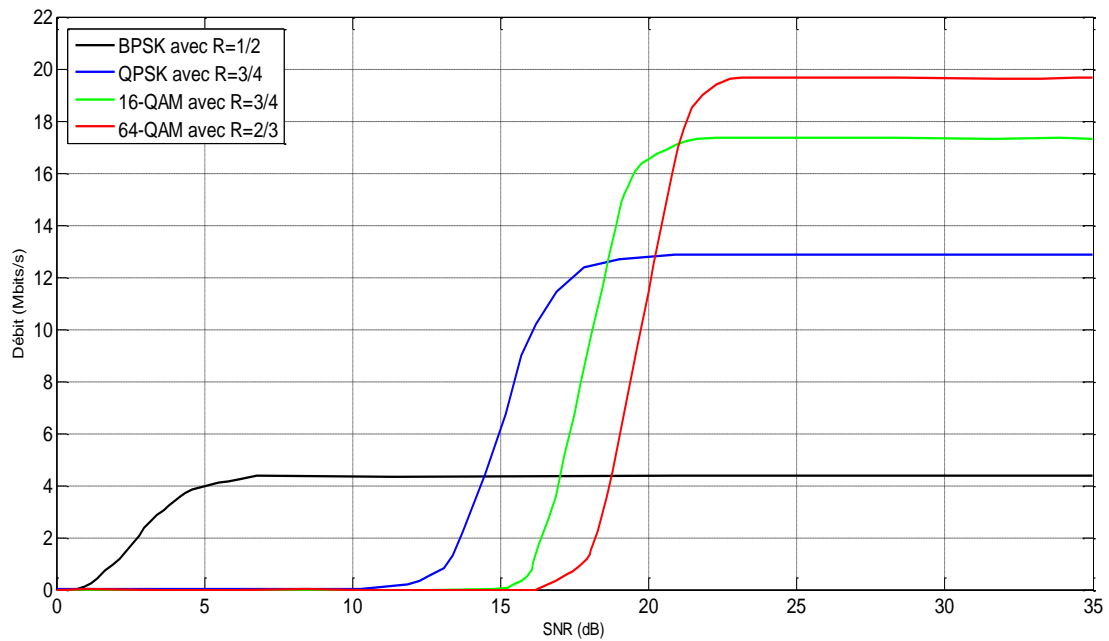


Figure 3. 18. Débit de transmission des différents MCS employés pour le système NLMS-AMC-COFDM

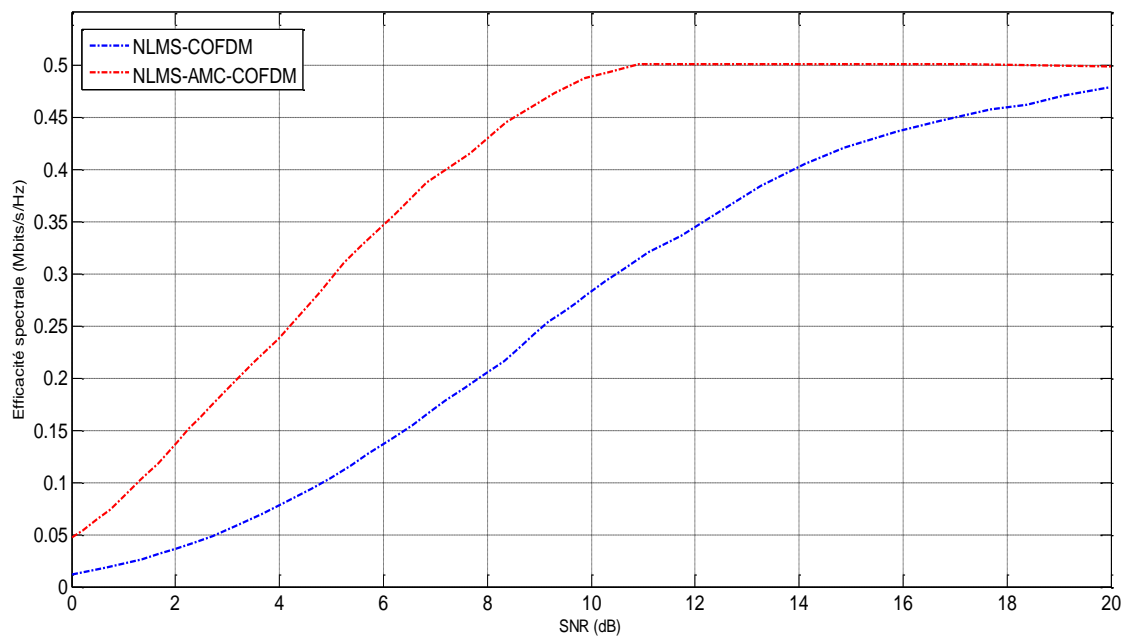


Figure 3. 19. L'efficacité spectrale du système NLMS-COFDM (en mode adaptatif et non-adaptatif).

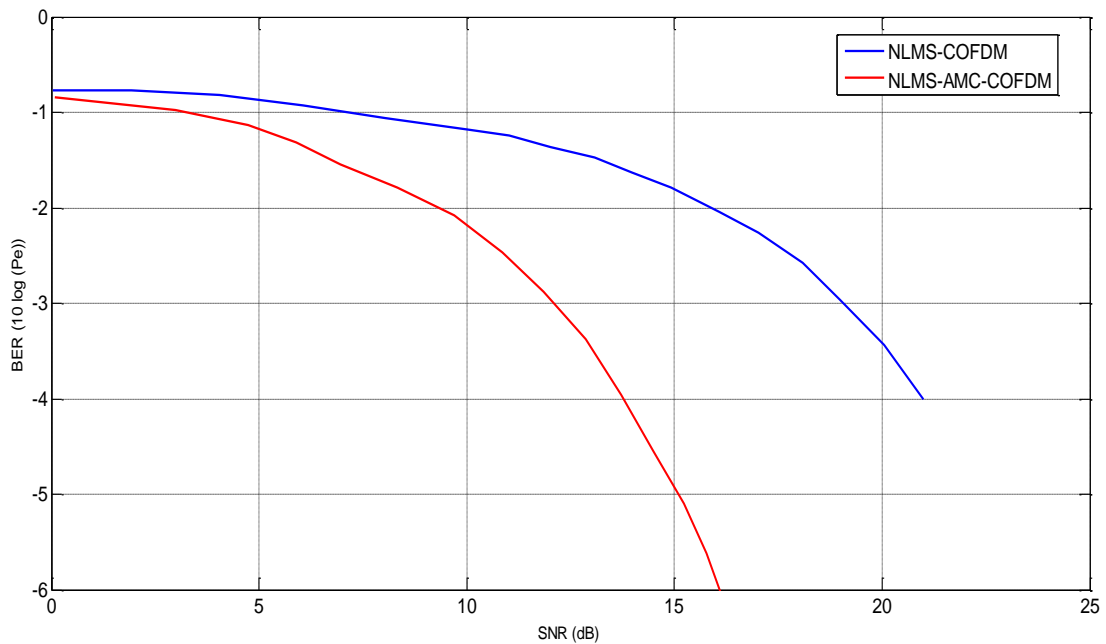


Figure 3. 20. Taux d'erreur binaire du système NLMS-COFDM (en mode adaptatif et non-adaptatif).

3.5.2. Interprétations

La [Figure. 3.18](#) expose les différentes courbes de débit de transmission qui correspondent aux différents schémas MCS employés pour la technique AMC proposée. On constate que cette dernière a permis d'améliorer le débit de transmission à chaque transition d'un schéma vers un autre, et cela est expliqué par la bonne sélection du MCS en fonction du SNR, cette dernière revient à l'estimation précise des coefficients du canal. Il est évident qu'une amélioration du débit de transmission engendre également une amélioration de l'efficacité spectrale. Pour confirmer cela, le système proposé est examiné également en termes d'efficacité spectrale, les résultats obtenus sont illustrés dans la [Figure. 3.19](#). Où, cette dernière illustre une comparaison entre l'efficacité spectrale du système NLMS-COFDM en mode non adaptatif (avec un taux de codage $R=1/2$ et modulation 16-QAM) et son efficacité spectrale en adoptant la technique AMC, pour le même taux d'erreur cible 10^{-3} . On constate un gain en efficacité spectrale apporté par l'utilisation de la modulation et le codage adaptatives. Ainsi, pour la quasi-totalité de la plage des SNR possibles, le système NLMS-AMC-COFDM présente une efficacité spectrale de transmission supérieure à celle obtenue pour le système avec codage et modulation fixes.

Comme dernière évaluation du système suggéré et afin de valider sa robustesse, une analyse du taux d'erreur binaire du système NLMS-AMC-COFDM est effectuée sous la contrainte de TEB_0 d'ordre 10^{-3} . Également, une comparaison de cette performance avec celle du système NLMS-COFDM est présentée dans la figure [Figure. 3.20](#).

Cette dernière montre que le taux d'erreur binaire du système NLMS-COFDM ne respecte

pas TEB_0 pour les valeurs $SNR < 19$ dB. Il est aussi facile de discerner que ce taux d'erreur est constamment plus élevé que le taux d'erreur atteint avec NLMS-AMC-COFDM. Où ce dernier a apporté un gain spectral de 6.5 dB (pour atteindre le TEB_0) et a permis d'atteindre un TEB d'ordre 10^{-6} .

3.6. Evaluation de la technique RNQ-AMC

L'évaluation du système RNQ-AMC-COFDM proposé est effectuée en termes de débit de transmission, efficacité spectrale et de taux d'erreur binaire. Les différents résultats obtenus sont exposés dans les figures [Figure. 3.21](#), [Figure. 3.22](#) et [Figure. 3.23](#).

3.6.1. Résultat de simulation du système RNQ-AMC-OFDM

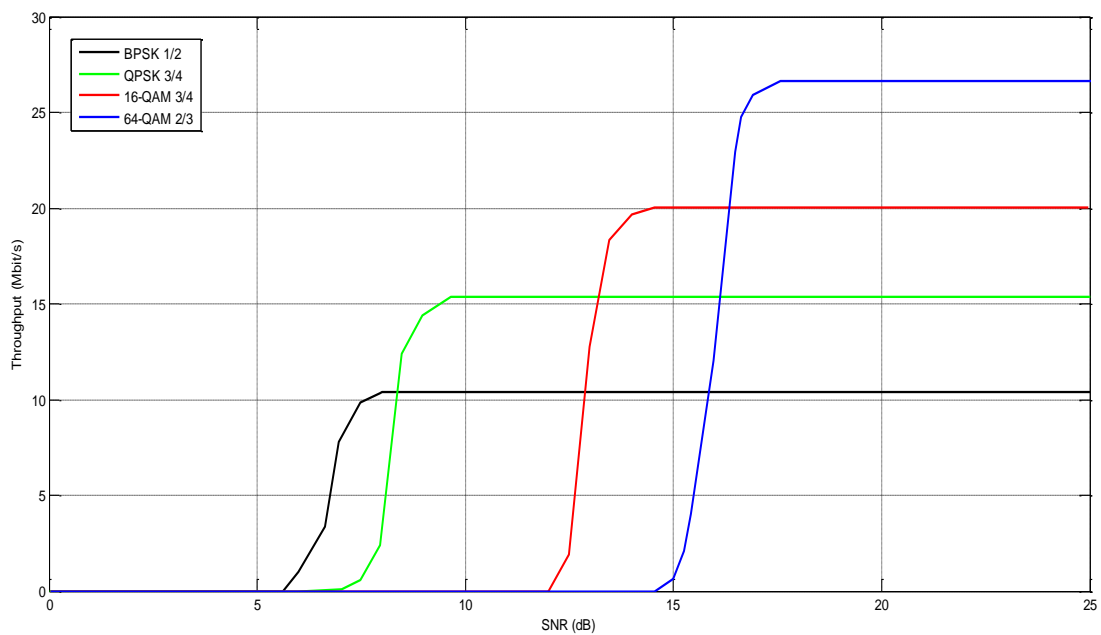


Figure 3. 21. Débit de transmission des différents MCS employés pour le système RNQ-AMC-COFDM

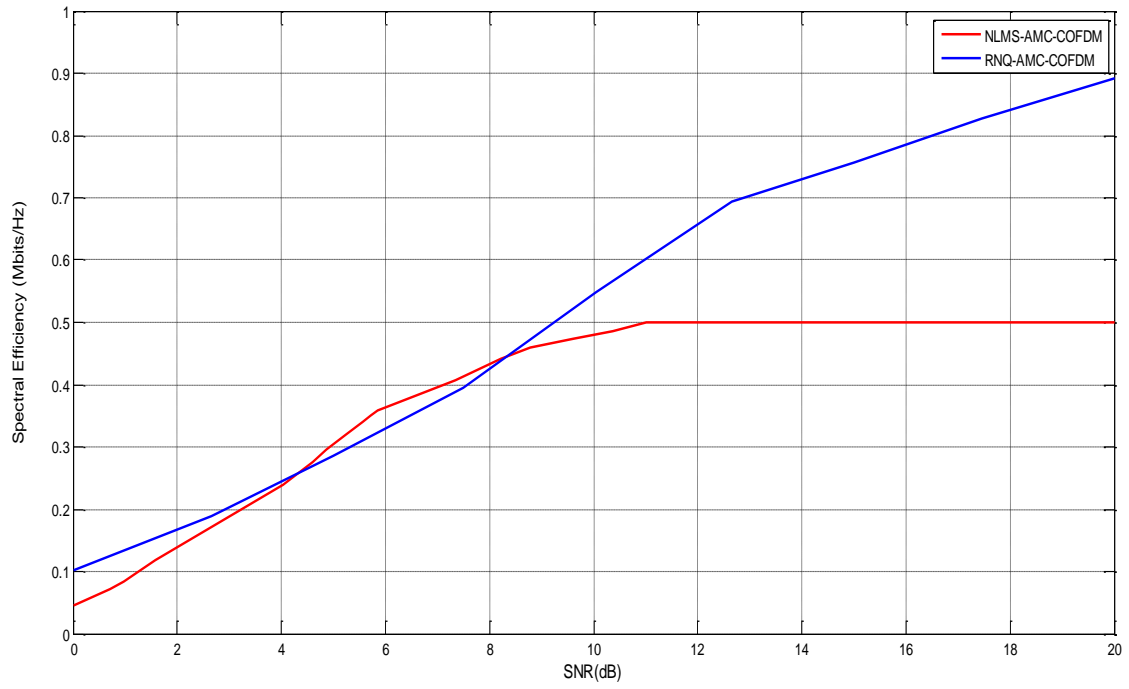


Figure 3.22. Comparaison en efficacité spectrale entre les systèmes RNQ-AMC-COFDM et NLMS-AMC-COFDM

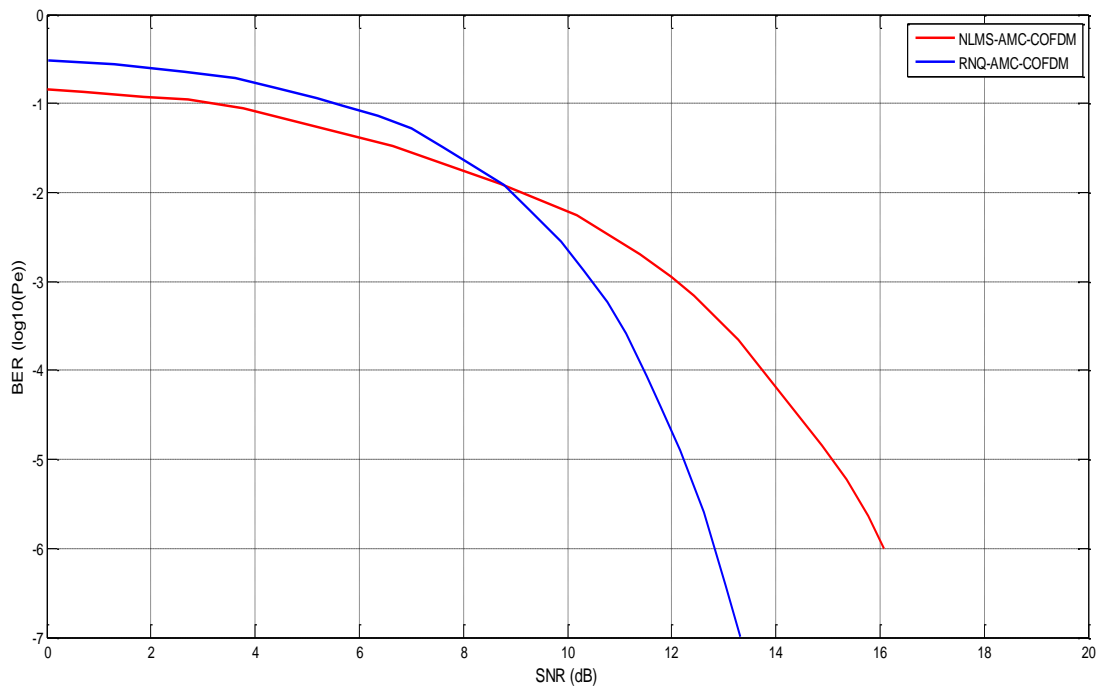


Figure 3.23. Comparaison en taux d'erreur binaire entre les systèmes RNQ-AMC-COFDM et NLMS-AMC-COFDM

3.6.2. Interprétations

Le but de ce travail est d'employer un second algorithme d'estimation pour la technique AMC. Et cela pour voir l'impact de l'estimation sur l'efficacité de la technique AMC.

On remarque à travers la [Figure. 3.21](#) que le débit accroît proportionnellement avec le renforcement du niveau de modulation et le taux de codage employés. Où, le système atteint un débit de transmission supérieur à 10, 15, 20 et 25 Mbits/s pour les différents MCS : BPSK 1/2, QPSK 3/4, 16-QAM 3/4 et 64-QAM 2/3, respectivement.

Comparé aux résultats obtenus dans la [Figure. 3.18](#), on constate que la méthode d'estimation employée dans ce présent système a prouvé son utilité en traquant, d'une manière plus efficace, les variations du canal de transmission et permettant ainsi d'obtenir une meilleure adaptation du codeur et du modulateur. Le choix de cet algorithme d'estimation a permis non seulement d'améliorer considérablement le débit de transmission mais d'amender également l'efficacité spectrale de transmission (voir [Figure. 3.22](#)). Les différents gains en débit sont présentés dans le tableau ci-dessous :

Tableau 3.5. Les gains spectraux apportés par la technique RNQ-AMC par rapport à NLMS-AMC.

Par rapport	AMC1	AMC2	AMC3	AMC4
Gain en débit (Mbits/s)	+ 5	+ 2	+ 3	+ 7

Ces résultats montrent que l'algorithme RNQ est plus efficace que le NLMS et permet une estimation plus précise des coefficients du canal.

L'utilisation précédente de la méthode d'estimation NLMS a garanti une efficacité spectrale croissante. Cependant cette dernière n'est pas assurée pour les valeurs du rapport signal sur bruit élevées. Cette augmentation limitée d'ES après une valeur donnée du SNR (11dB) peut être traduite en une estimation limitée des coefficients du canal, ce qui entraîne une sélection non optimale des schémas de transmission dans la plage des SNR citée. Ce problème est résolu en utilisant la technique d'estimation RNQ. Où on peut aisément apercevoir, à travers la [Figure. 3.22](#), la progression continue de l'efficacité spectrale sur toute la plage des SNR pour atteindre sa valeur maximale.

Pour confirmer encore plus nos résultats, la performance de taux d'erreur binaire du système RNQ-AMC-COFDM a été également exploitée et comparée à celle du système précédent (voir la [Figure. 3.23](#)).

Grace aux bonnes performances fournies par l'algorithme RNQ [29]-[44], le système AMC-COFDM offre un BER d'ordre 10^{-7} . Ce dernier est considérablement plus faible que le taux d'erreur atteint par le système utilisant l'algorithme NLMS (pour les valeurs du SNR > 9 dB), permettant ainsi d'obtenir un gain spectral qui augmente proportionnellement avec les valeurs des SNR. A titre d'exemple, pour atteindre un BER de 10^{-6} , le système proposé apporte un gain spectral de 3dB par rapport au système étudié préalablement.

3.7. Conclusion

L'objectif de notre travail de doctorat est de développer des techniques adaptatives efficaces qui assurent une bonne qualité de transmission. Huit différentes techniques ont été proposées et évaluées. Chacune de ces dernières se caractérise par un bon schéma de codage, un bon schéma de modulation, une bonne combinaison « codage-modulation » ou une bonne estimation de l'état du canal. En effet, les techniques AC, AM, AMC, ATuCM, AMTuC et ASeCCCM proposées exploitent les différents schémas de codage, turbo-codage, modulation et combinaisons de ces deux derniers. Cependant, les deux dernières techniques utilisent les schémas AMC en exploitant deux algorithmes d'estimation différents NLMS et RNQ. Et cela pour voir leur impact sur l'adaptation des paramètres de transmission.

CONCLUSION GANERALE

Le but de ce travail de thèse est de proposer, parmi les techniques actuelles, de nouvelles méthodes de transmission adaptatives permettant l'optimisation de l'efficacité spectrale de transmission pour les multiplexes par répartition orthogonale des fréquences dédiés aux standards de communications actuels et futurs. Le concept de base consiste principalement à faire varier les paramètres du système selon les changements d'état du canal. Afin de réaliser cela, une étape d'estimation de ce dernier est indispensable. En effet, trois algorithmes d'estimation ont été employés (FPTA, NLMS et RNQ). Le résultat de cette estimation permet la bonne sélection des paramètres de transmission appropriés.

Donc l'objectif de ce travail est d'exploiter les systèmes OFDM et COFDM dans leurs versions adaptatives permettant leur optimisation, point de vue efficacité spectrale de transmission et taux d'erreur binaire.

On a tout d'abord proposé la technique AMC pour le système OFDM dans un environnement de Rayleigh. Cette dernière utilise l'algorithme d'estimation FPTA. Le système proposé est examiné en termes d'efficacité spectrale et du BER en fonction du rapport signal à bruit.

On a proposé par la suite un schéma de codage plus performant (turbo-codage) que celui employé dans la technique AMC précédente. Où, on a associé ce dernier (dans son mode fixe) à la technique AM pour le système OFDM. Ce schéma est utilisé, ultérieurement, de manière adaptative et associé à la modulation adaptative dans une nouvelle technique nommée AMTuC.

L'objectif visé dans la présente l'étape est d'établir une technique de modulation adaptative turbo-codée en minimisant la complexité du turbo-codeur. Dans ce but, un codeur convolutif auto-concaténé SeCCC est proposé et associé à la technique AM. La technique ASeCCCM développée utilise l'algorithme d'estimation FPTA.

On s'est focaliser dans la dernière partie sur l'effet de la méthode d'estimation employée et son impact sur l'efficience de la technique AMC. Pour cela, deux autres méthodes d'estimation

ont été proposées et appliquées au système AMC-COFDM dans un environnement de Rayleigh. Les systèmes proposés sont évalués en termes de débit de transmission, Efficacité spectrale et taux d'erreur binaire.

Les résultats obtenus pour tous les systèmes proposés et étudiés ont permis de discerner l'intérêt et importances des différentes techniques adaptatives dans les transmissions numériques. Et cela est traduit en une amélioration progressive de l'efficacité spectrale comparée à l'efficacité spectrale correspondante aux schémas de transmission en mode fixe.

Le second témoignage de cette amélioration est fourni par la réduction continue des erreurs de transmission permettant ainsi une transmission plus robuste. Ainsi, les techniques « *Modulation et codage adaptatives* » ont prouvé leur robustesse pour les multiplexes par répartition orthogonale des fréquences.

Comme perspectives de ce travail colossal, on envisage à employer des schémas de modulations multidimensionnelles sur 3D-OFDM.

BIBLIOGRAPHIE

- [1]. Marcum, A. C. A Simplified Approach to Multi-Carrier Modulation. p.96. Master's Thesis: Engineering, Technology and Computer Science: Purdue University, Fort Wayne: 2010.
- [2]. Luo, T. et al. Multi-Carrier Modulation and cooperative Communication in Multihop Cognitive Radio Networks. IEEE Wireless Communications [en ligne]. February 2011, vol. 18, n° 1. P. 38.
- [3]. Van Nee R., Prasad, R. OFDM for Wireless Multimedia Communications. Artech House Publishers. MA, United States, 2000. 280 p. ISBN 978-0-89006-530-3.
- [4]. Van, J. J., Beek, D., Ödling, P., Wilson, S. K., Börjesson, P. O. OFDM. Lulea, University of Technology, Division of Signal Processing, 1999.
- [5]. Engels, M. Wireless OFDM Systems How to Make Them Work?. Kluwer Academic Publishers, Massachusetts, USA, 2002. ISBN 1402071167
- [6]. Muquet, B., Wang, Z., Giannakis, G. B., De Courville, M. & Duhamel, P. Cyclic Prefixing or Zero Padding for Wireless Multi-Carrier Transmission? IEEE Transaction on Communications [en ligne]. 2002, vol. 50, n°12, P. 2136.
- [7]. Hanzo, L. L., & Keller, T. OFDM and MC-CDMA: A Primer. John Wiley & Sons. England: Wiley–Blackwell, Nov. 2006. 430. ISBN: 978-0470031384.
- [8]. Wang, Xiaodang. OFDM and Its Applications on to 4G. 14th Annual Conference on Wireless and Optical Communications, 22-23 April 2005. NJ, USA. 0-7803-9000-8.
- [9]. H. Lin & P. Siohan. A New Transceiver System for the OFDM/OQAM Modulation with Cyclic Prefix: IEEE 19th International Symposium Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, 15-18 Sept. 2008, Cannes, France: IEEE, December 2008, 978-

- [10]. Cloud, M. L. Analysis and Design of Short Block OFDM Spreading Matrices for Use on Multipath Fading Channels. IEEE Transaction on Communications [en ligne]. April 2005, vol. 53, n° 4, p 656.
- [11]. H. Rohling. OFDM: Concept for Future Communications Systems. Springer. Germany: Hermann Rohling, 2011. P. 254. 978-3-642-17495-7.
- [12]. Bahai, A.R.S., Saltzberg, B.R. Multi-Carrier Digital Communications: Theory and Applications of OFDM. Springer. Boston, MA, 1999. p. 220. 978-0-306-46296-2.
- [13]. Nee, R. V, Prasad, R. OFDM for Multimedia Communications. Illustrated edition. Boston: Artech House, 2000. p. 284. 978-0890065303
- [14]. Floch, B. L., Alard, M. & Berrou, C. Coded Orthogonal Frequency Division Multiplex. Proceeding of IEEE [en ligne]. June 1995, vol. 83, n°. 6. P. 982.
- [15]. Zou, W., Wu, Y. COFDM: An Overview. IEEE Transaction Broadcast [en ligne]. Mar 1995, vol. 41, n°1. P. 1.
- [16]. Hamidane, A., Anou, A., Berkani, D. ASE Analysis of Adaptive Pilot Assisted Modulation with Imperfect CSI: IEEE International Conference on Control, engineering and Information, 25-27 May 2015, Tlemcen, Algeria, IEEE. Algeria: 03 September 2015. Control, engineering and Information. 978-1-4799-8212-7
- [17]. Minn, H., Bhargava, V. B. An Investigation into Time-Domain Approach for OFDM Channel Estimation. IEEE Transaction on Broadcasting [en ligne]. Dec. 2000, vol. 46, n° 4, P. 240.
- [18]. Potropulu, A., Zhang, R., Lin, R. Blind Channel Estimation Through Simple Linear Precoding. IEEE Transaction on Wireless Communications [en ligne]. March 2004, vol. 3, n° 2, p. 647.
- [19]. Edfors, G., Sandell, M., Brjesson, P. O. OFDM Channel Estimation by singular Value Decomposition [j]. IEEE Transaction on Communications [en ligne]. Jul 1998, vol. 46, n° 7.P. 931939.
- [20]. Auer, G., Karipidis, E. Pilot Aided Channel Estimation for OFDM: A Separated Approach for Smoothing and Interpolation [A]. IEEE International Conference on Communications (ICC), Seoul, IEEE: Korea,15 August 2005. Communications. 0-

7803-8938-7.

- [21]. Khlifi, A., Bouallegue, R. Performance Analysis of LS and LMMSE Channel Estimation Techniques for LTE Downlink Systems. International Journal of Wireless & Mobile Network [en ligne]. October 2011, vol. 3, n° 5. P. 141149.
- [22]. Sahu, A., Khare, D. A comparative Analysis of LS and MSSE Channel Estimation Techniques for MIMO-OFDM system. Journal of Engineering Research and Applications [en ligne], 2014, vol. 4, n° 6. P. 162167.
- [23]. Shen, Y., Martinez, E. Channel Estimation in OFDM Systems. Technical Report AN3059, Freescale Semiconductor, Inc., 2006. Disponible sur: www.freescale.com
- [24]. Che-Shen, Y., Lin, Y. Channel Estimation Using Pilot Tones in OFDM Systems. IEEE Transaction on Broadcasting [en ligne]. December 1999, vol. 45, n° 4. P. 400409.
- [25]. Negi, R., Cioffi, J. Pilot Tone Selection for Channel Estimation in a Mobile OFDM system. IEEE Transaction Consumer Electronics [en ligne]. Aug. 1998, vol. 44, n° 3. P. 11221128.
- [26]. Scharf, L. L. Statistical Signal Processing: Detection, Estimation and Time Series Analysis. Addison-Wesley. MA: Pearson, 1991. p. 542. 978-0201190380
- [27]. Ghauri, S. A., Sohail, M. F. System identification using LMS, NLMS and RLS. 2013 IEEE Student Conference on Research and Development, 16-17 December 2013, Putrajaya, Malaysia, IEEE. 08 January 2015. 978-1-4799-2656-5
- [28]. Rachana, N., Pradeep, K., Poonam, B. An Approach to Implement LMS and NLMS Adaptive Noise Cancellation Algorithm in Frequency Domain. IEEE Confluence, the Next Generation Information Technology Summit, 25-26 September 2014, Noida, India. IEEE: 2014, Next Generation Information Technology Summit. 978-1-4799-4236-7
- [29]. Da Silva, C., Aguiar, E., Santana, E., de Araújo, M. A. F., Barros, A. K. An adaptive recursive algorithm based on non-quadratic function of the error. Signal Processing [en ligne]. September 2011. vol. 92, n° 4. P. 853856.
- [30]. Bentahar, A., Benghanem, Y., Djendi, M. Hands-Free Communication Improvement in Airplane by a new dual RNQ Adaptive Algorithm: 2018 International Conference on Electrical Sciences and Technologies in Maghreb. 28-31 October, 2018. IEEE: January 2019. 8 International Conference on Electrical Sciences and Technologies. 978-1-5386-

4988-6.

- [31]. Hanzo, L. Wong, C. H., Yee, M. S. Adaptive wireless Transceiver: Turbo-Coded, Turbo-Equalized and space-Time Coded TDMA, CDMA and OFDM System. Wiley-IEEE Press, February 2002. P. 752, 978-0-470-84689-6.
- [32]. Veilleux, J., Fortier, P., Roy, S. On the Performance of an OFDM Adaptive Modulation System Using Feedback Channel. 2005 IEEE Pacific Rim Conference on Communications, Computers and signal Processing, 24-26 Aug. 2005, Canada, IEEE: Oct. 2005, Communications, Computers and signal Processing. 0-7803-9195-0
- [33]. Hamidane, A., Anou, A., Berkani, D. Threshold Decision Adaptive Modulation and Coding for OFDM Communication Systems: Colloque International TELECOM'2015 & 9^{ème} JFMMA, 13-15 May 2015, Meknes, Morocco, 2015.
- [34]. Dennis, L., Goeckel. D. L. Adaptive Coding for Time-Varying Channels Using Outdated Fading Estimates. IEEE Transaction on Communications [en ligne]. June 1999, vol. 47, n° 6. P. 844855.
- [35]. Faezah, J., Sabira, K. Adaptive Modulation for OFDM Systems. International Journal of Communications Networks and Information Security [en ligne]. Feb. 2009, vol. 1, n° 2. P. 17. Disponible sur: www.ijcnis.org/index.php/ijcnis/article/view/8
- [36]. Chronopoulos, S. K., Tatsis, G., Kostarakis, P. Turbo Codes – A New PCCC Design. Communications and Network [en ligne]. November 2011, vol. 3, n°. 4. P. 229234.
- [37]. Benedetto, S., Divsalar, D., Montorsi, G., Pollara, F. Soft-Output Decoding Algorithms in Iterative Decoding of Turbo Coding [en ligne]. California: The Telecommunications and Data Acquisition Progress Report, Feb. 1996. Disponible sur: www.scirp.org/journal/paperinformation.aspx?paperid=8473
- [38]. Hamidane, A., Anou, A., Berkani, D. Adaptive Modulation and Turbo Coding for OFDM System: Colloque International TELECOM'2015 & 9^{ème} JFMMA, 13-15 May 2015, Meknes, Morocco, 2015.
- [39]. Lei, Y., Burr, A. Adaptive Modulation and Code rate for Turbo Coded OFDM Transmissions: 65th Vehicular Technology Conference, 22-25 April 2007, Dublin, Ireland, IEEE. 29 May 2007. 1-4244-0266-2.
- [40]. Popovski, P., Kocarev, L., isteski, A. R. Design of Flexible-Length S-Random Interleaver for Turbo Codes. IEEE Communications Letters [en ligne]. July 2004, vol.

8, n° 7. P. 461463.

- [41]. Benedetto, S., Divsalar, D., Montorsi, G., Pollara, F. Self-Concatenated Trellis Coded Modulation with Self-Iterative Decoding: IEEE Global Telecommunications Conference, 8-12 Nov. 1998, Australia, IEEE. 06 August 2002. 0-7803-4984-9.
- [42]. Hamidane, A., Berkani, D. Performance Analysis of NLMS Channel Estimation for AMC-OFDM System. Advances in Science, Technology and Engineering System Journal [en ligne], March 2018, vol. 3, n° 2, P. 190194. Disponible sur: www.astesj.com/v03/i02/p22/
- [43]. Hamidane, A., Berkani, D. An Efficient RNQ Channel Estimation Algorithm for AMC Communication Techniques. International Journal of Electronics Letters [en ligne]. Feb 2020, vol. 9, n° 2. P. 222233. Disponible sur : www.tandfonline.com/doi/abs/10.1080/21681724.2020.1726473.
- [44]. Abdi, R., Gueraini, I. Egalisation des canaux de transmission numérique par un algorithme récursif non quadratique. p. 86. Mémoire de Master : Electronique : Université de Blida 1 : 2018.
- [45]. Malenovsky, V. Adaptive noise cancelation in speech signals. P. 128. Doctoral thesis: Telecommunication: Brno University of Technology: 2006.
- [46]. Haykin, S. Adaptive filter Theory. 3rd edition. United State: Prentice Hall Inc, 1996. P. 989. 978-0-13-322760-4
- [47]. Lee, K. A., Gan, W. S., Kuo, S. M. Subband Adaptive filtering: Theory and implementation. Har/Cdr édition: Wiley–Blackwell, August 2009. p. 344. 978-0-470-51694-2
- [48]. Bellanger, M. G. Adaptive Digital Filters. 2nd edition: Marcel Dekker, July 2001. p. 464. 9780824705633.
- [49]. Wan, H., Li, G., Wang, X., Jing, C. A new Variable-step LMS algorithm based on the convergence ratio of MSE. Advanced Intelligent Computing Theories and Applications [en ligne]. September 2008, vol 5226. P. 11181123. Disponible sur: www.link.springer.com/chapter/10.1007/978-3-540-87442-3_138
- [50]. Djendi, M. Amélioration du comportement des algorithmes des moindres carrés transversaux rapides. Application à l'identification de réponse impulsionnelles acoustiques longues. p. 108. Thèse de Doctorat : Electronique : Ecole Nationale

Polytechnique : 2006.

- [51]. Yekhlef, F. Réduction de bruit et contrôle d'écho pour les applications radio mobile et audioconférence. p. 133. Thèse de Doctorat : Electronique : Ecole Nationale Polytechnique : 2008.
- [52]. Benesty, J. Algorithme du gradient déterministe (steepest descent). Note de cours : INRS-EMT, p. 20. Disponible sur : www.studylibfr.com/doc/2066624/algorithme-du-gradient-déterministe--steepest-descent-
- [53]. Mekarzia, M. Identification des réponses impulsionnelles acoustiques. P. 97. Thèse de Doctorat : Electronique : Ecole Nationale Polytechnique : 2010.
- [54]. Ferrara, E. R., Widrow, B. The Time-sequenced adaptive Filter. IEEE Transaction on acoustic, speech and signal processing [en ligne]. Jun 1981, vol. 29, n°. 3, P. 679683.
- [55]. Murmu, G., Nath, R. Convergence Performance Comparison of Transform Domain LMS Adaptive Filters for Correlated Signal: 2011 International Conference on Devices and Communications, 24-25 Feb. 2011, Mesra, India, Devices and Communications. IEEE, 24 March 2011. 978-1-4244-9190-2
- [56]. Kamenetsky, M., Widrow, B. A variable Leaky LMS Adaptive Algorithm: Conference Record of the Thirty-Eighth Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers, 7-10 Nov. 2004, Pacific Grove, CA, USA, IEEE: 21 March 2005. 0-7803-8622-1.
- [57]. Zerguine, A., Aboulnasr, T. Convergence Analysis of the Variable Weight Mixed-Noem LMS-LMF Adaptive Algorithm.: Conference Record of the Thirty-Fourth Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers, 29 Oct.-1 Nov. 2000, Pacific Grove, CA, USA, IEEE: 06 August 2002. 0-7803-6514-3.

ANNEXE A

Filtrage adaptatif & l'estimation du canal

On décrit dans le présent annexe la théorie du processus général du filtrage adaptatif. On présentera également les différents modèles mathématiques permettant de comparer les différents algorithmes de filtrage adaptatif employés dans l'estimation du canal.

A.1. Principe du filtrage adaptatif

Le concept du traitement adaptatif du signal a connu une évolution à partir des techniques développées pour permettre la commande adaptative des systèmes variable dans le temps [45]. Un filtrage est dit « adaptatif » si ses coefficients sont modifiés, selon un critère donné, dès qu'une valeur du signal est disponible. Un critère d'exécution est basé typiquement sur un signal d'erreur. Ce dernier est défini par la différence entre le signal de sortie du filtre et le signal donné désiré. La [Figure A.1](#) illustre le principe de base du filtrage adaptatif.

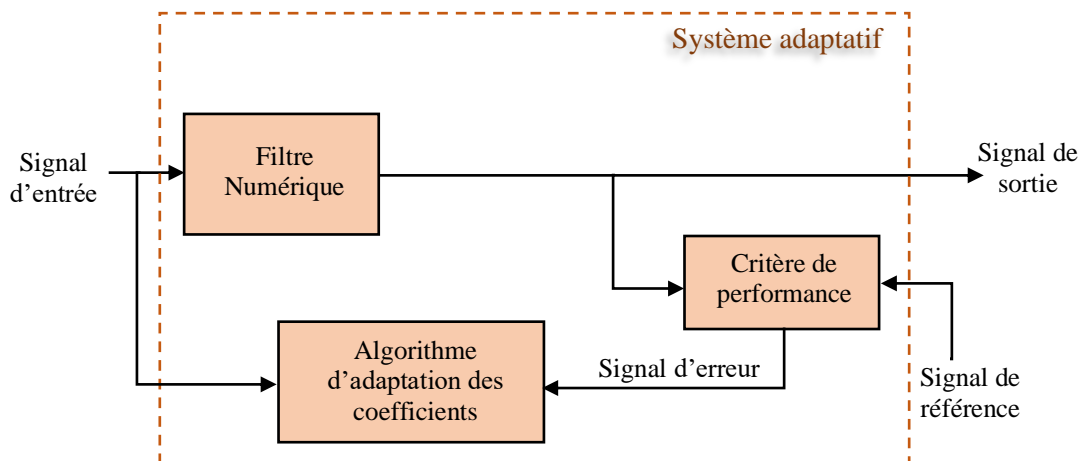


Figure A. 1. Principe du filtrage adaptatif.

Un filtre adaptatif est basé essentiellement sur un filtre numérique caractérisé par des coefficients qui peuvent être mis à jour à l'aide d'un algorithme adaptatif. Le filtre numérique peut être à réponse impulsionnelle finie (RIF) ou à réponse impulsionnelle infinie (RII). Il peut, également, utiliser la structure directe, en cascade, en treillis, ou en échelle [46]-[47]. Toutefois, le choix de la structure en question est réduit aux méthodes plus simples à cause des contraintes de complexité de calcul et limitation de mise en œuvre [48].

La structure générale d'un filtre adaptatif, selon la figure ci-dessous, est composée d'un signal d'entrée x_n , un signal estimé (signal de sortie) y_n , un signal de référence (signal désiré) d_n et un signal d'erreur e_n . Ce dernier est employé pour obtenir la fonction du coût dans le but d'effectuer la mise à jour des coefficients du filtre.

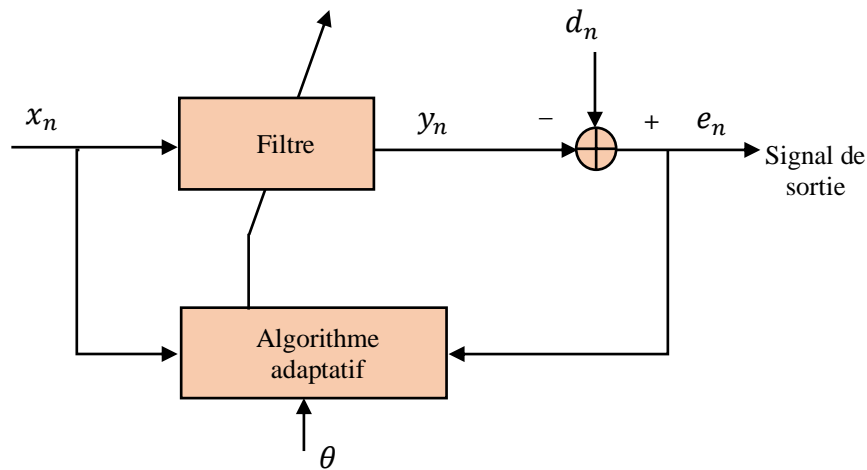


Figure A. 2. Structure générale du filtre adaptatif.

En outre, la conception du filtre adaptatif est basée essentiellement sur un filtre et un algorithme d'adaptation. La configuration adaptative compare les deux signaux de sortie du filtre et désiré afin d'observer l'erreur entre eux. Le but est de minimiser la fonction d'erreur, pour cela l'algorithme d'adaptation mis à jour les coefficients du filtre.

Pour une présentation pour simple, assumant que le filtre est transversal FIR comporte L coefficients [49].

$$y_n = \mathbf{w}_n^T \cdot \mathbf{x}_n \quad (\text{A.1})$$

$$\mathbf{w}_n = [w_{0,n}, w_{1,n}, \dots, w_{L-1,n}]^T \quad (\text{A.2})$$

\mathbf{w}_n représente le vecteur des coefficients du filtre.

$$\mathbf{x}_n = [x_n, x_{n-1}, \dots, x_{n-L+1}]^T \quad (\text{A.3})$$

x_n représente le vecteur des échantillons d'entrée. Ainsi, le signal d'erreur sera exprimé par la formule suivante :

$$e_n = d_n - y_n \quad (\text{A.4})$$

Afin de comprendre le fonctionnement du filtre adaptatif, on expose à dans la [Figure A.3](#) le schéma fonctionnel du filtre adaptatif transversal. Cette structure illustrée représente la base des plupart des algorithmes adaptatifs de type gradient.

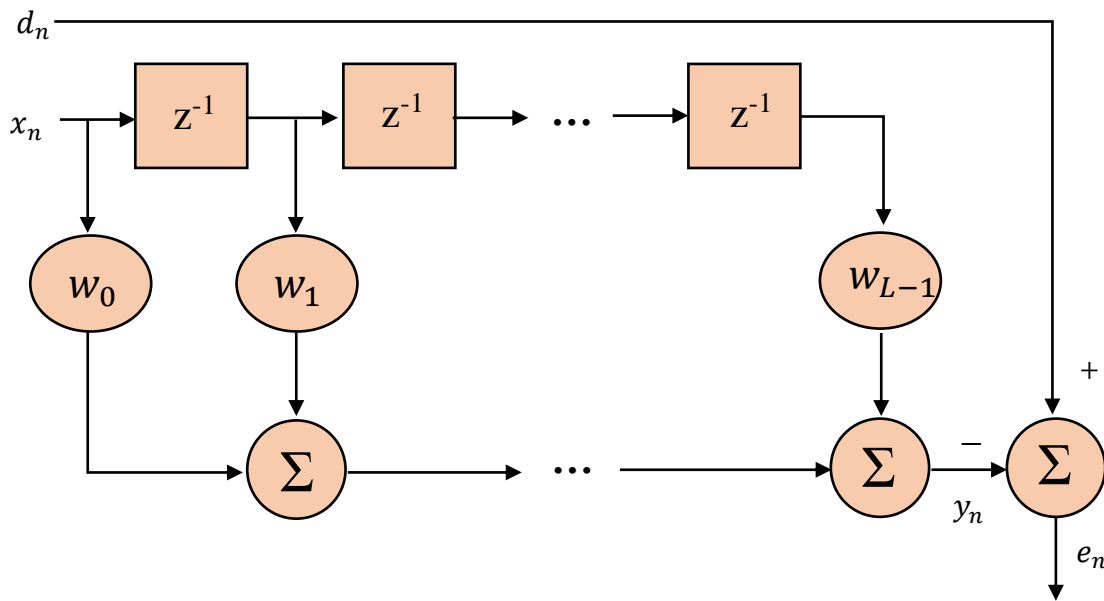


Figure A. 3. Fonctionnement d'un filtre adaptatif transversal.

Pour atteindre de bonne performance du filtre adaptatif, le choix de sa structure, lors de la conception, dépend de :

- Les caractéristiques du système.
- Complexité de calcul.
- Nombre d'itérations nécessaires.

Cependant, l'algorithme adaptatif est employé pour la mise à jour du vecteur des paramètres θ_n du filtre. La conception de l'algorithme en question exige deux étapes essentielles :

✓ **La fonction du coût**

Elle peut être définie sous plusieurs formes qui vérifient les propriétés d'optimisation. Les

fonctions du coût les plus utilisées dans les algorithmes de filtrage adaptatif sont :

- L'erreur quadratique instantanée « Least Square Error »

$$J[e_n] = |e_n|^2 \quad (\text{A.5})$$

- Les moindres carrés récursifs « Recursive Least Square »

$$J[e_n] = \frac{1}{n+1} \sum_{k=0}^n |e_{n-k}|^2 \quad (\text{A.6})$$

- Les moindres carrés récursifs pondérés « Weighted Least-Square Error »

$$J[e_n] = \sum_{k=0}^n \lambda^{n-k} |e_{n-k}|^2 \quad (\text{A.7})$$

Où, $0 < \lambda < 1$ est appelé constante de pondération exponentielle (ou facteur d'oubli).

- L'erreur quadratique moyenne « Mean Square error »

$$J[e_n] = E\{|e_n|^2\} \quad (\text{A.8})$$

Avec : $E\{. \}$ Est l'espérance mathématique.

✓ *Minimisation de la fonction du coût*

L'algorithme de minimisation a, principalement, un effet sur la complexité de calcul (du processus adaptatif) ainsi que sur la vitesse de convergence.

Un algorithme d'adaptation permet de calculer les coefficients du filtre d'une manière à ce que le signal e_n soit minimisé au sens d'un critère statistique préalablement défini [45]. L'algorithme d'adaptation appartient, essentiellement, à l'une des deux familles suivantes : les gradients (LMS) ou les moindres carrés récursifs (RLS). Sa représentation vectorielle est, généralement, donnée sous la forme suivante :

$$\begin{pmatrix} \text{vecteur des} \\ \text{nouveaux} \\ \text{coefficients} \\ \text{du filtre} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \text{vecteur des} \\ \text{anciens} \\ \text{coefficients} \\ \text{du filtre} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \text{pas} \\ \text{d'adaptation} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \text{echantillon du} \\ \text{signal d'erreur} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \text{vecteur} \\ \text{du signal} \\ \text{d'entrée} \end{pmatrix} \quad (\text{A.9})$$

De multiples critères de performances peuvent être employés pour établir une comparaison entre les algorithmes de filtrage adaptatif et les algorithmes d'identification ou pour évaluer les

performances des nouvelles versions algorithmiques. On discrimine deux sortes de critères [50] :

- **La première famille** concerne la vitesse de convergence de l'algorithme, sa capacité de poursuite (les performances intrinsèques de l'algorithme).
- **La deuxième famille** regroupe le nombre d'opérations et la mémoire nécessaire (la complexité arithmétique), la stabilité et le retard de traitement (pour les algorithmes par blocs).

Les critères en question sont listés ci-dessous [51] :

La complexité de calcul, la stabilité numérique, la vitesse de convergence en phase initiale et en régime permanent, l'erreur en régime permanent et l'effet de la taille du système sur les performances des algorithmes.

A.2. Du filtre de Wiener au filtre adaptatif

La famille des filtres linéaire se partage, principalement, en deux classes : celle qui considère x_n et d_n comme des signaux stationnaires (Filtre de Wiener) et le filtre Kalman. Ce dernier représente une généralisation du filtre de Wiener, il est également approuvable pour les signaux non stationnaires.

A.2.1. Principe du Filtrage de Wiener

Ce type de filtrage convient aux signaux stationnaires. Son principe de base est exposé dans la Figure A.4.

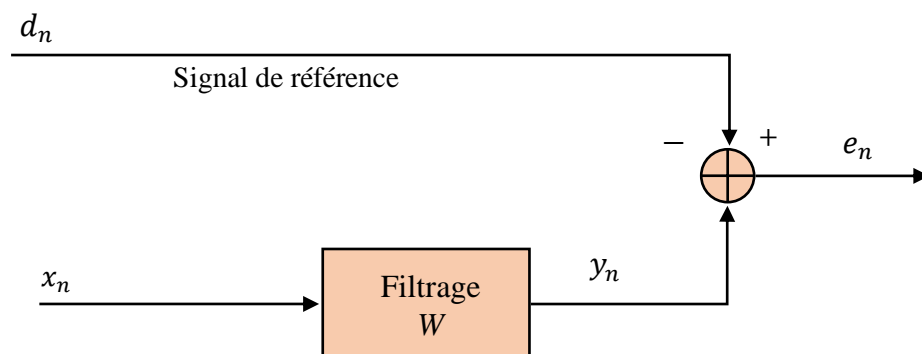


Figure A. 4. Principe d'un filtrage Wiener.

L'objectif réside à rechercher le filtre qui assure la plus faible erreur, au sens d'un critère d'optimisation [52] :

$$\mathbf{w}_{opt} = \underset{\mathbf{w}}{\operatorname{argmin}} J\{e_n\} \quad (\text{A.10})$$

$$\mathbf{w}_{opt} = [w_{opt,0} \ w_{opt,1} \ \dots \ w_{opt,L-1}] \quad (\text{A.11})$$

Où, \mathbf{w}_{opt} et J représentent le vecteur optimum et la fonction du coût, respectivement.

$$J = E\{e_n^2\} \quad (\text{A.12})$$

Comme l'erreur quadratique moyenne (MSE) permet un développement mathématique simple et complet, fournissant une solution unique en fonction des caractéristiques au second ordre des variables aléatoires [52]. C'est pour cette raison que le MSE est considérée comme la fonction du coût la plus utilisée.

Le filtrage de Wiener est basé sur l'estimation linéaire en moyenne quadratique. La sortie du filtre s'écrit comme suit :

$$y_n = \sum_{l=0}^{L-1} x_{(n-l)} \cdot w_l \quad (\text{A.13})$$

Le vecteur optimum \mathbf{w}_{opt} annule le gradient du critère :

$$J = E\{e_n^2\}$$

$$e_n = d_n - \mathbf{x}_n^T \cdot \mathbf{w}_n \quad (\text{A.14})$$

$$\frac{\partial J}{\partial \mathbf{w}} = \mathbf{0}_{L \times 1} \quad (\text{A.15})$$

On a :

$$\begin{aligned} \frac{\partial J}{\partial \mathbf{w}} &= 2E\left\{e_n \frac{\partial e_n}{\partial \mathbf{w}}\right\} \\ \frac{\partial J}{\partial \mathbf{w}} &= -2E\{e_n \cdot \mathbf{x}_n\} \end{aligned} \quad (\text{A.16})$$

Donc à l'optimum :

$$E\{e_{n_{min}} \cdot \mathbf{x}_n\} = \mathbf{0}_{L \times 1} \quad (\text{A.17})$$

Sachant que : $e_{n_{min}}$ est l'erreur pour laquelle la fonction du coût atteint sa valeur minimale et permettant ainsi un filtrage optimal.

Le critère de la fonction du coût est abouti uniquement si l'erreur est orthogonale aux échantillons du signal.

En appliquant un quelques développements mathématiques sur l'équation précédente, on obtient :

$$E\{(d_n - \mathbf{x}_n^T \cdot \mathbf{w}_{opt}) \cdot \mathbf{x}_n\} = \mathbf{0}_{L \times 1} \quad (\text{A.18})$$

$$E\{\mathbf{x}_n \cdot d_n\} - E\{\mathbf{x}_n \cdot \mathbf{x}_n^T\} \cdot \mathbf{w}_{opt} = \mathbf{0}_{L \times 1} \quad (\text{A.19})$$

$$E\{\mathbf{x}_n \cdot d_n\} = E\{\mathbf{x}_n \cdot \mathbf{x}_n^T\} \cdot \mathbf{w}_{opt} \quad (\text{A.20})$$

$$\mathbf{w}_{opt} = E\{\mathbf{x}_n \cdot d_n\} / E\{\mathbf{x}_n \cdot \mathbf{x}_n^T\} \quad (\text{A.21})$$

$$\mathbf{w}_{opt} = P_{L,xd} / R_{L,xx} \quad (\text{A.22})$$

Où, $P_{L,xd}$ et $R_{L,xx}$ représentent le vecteur d'intercorrélacion entre la sortie désirée et le signal d'entrée, et la matrice d'autocorrélacion du signal d'entrée. Cette dernière symétrique et positive.

Cette équation (A.22) est connue sous l'appellation « Equation de Wiener-Hopf ». Elle garantit l'existence et l'unicité de la solution optimale. Toutefois, les signaux dans la majorité des applications pratiques, sont non stationnaires. Ainsi les statistiques de ces deniers ne sont pas connues, elles doivent être évaluées à partir des données recueillies à l'entrée [52].

Pour faire face à ce problème, des techniques de filtrage adaptatif ont été développées. Ce type de filtres est caractérisé par des coefficients qui sont ajustés, à chaque itération, en fonction des informations reçues. L'erreur, de son côté, est employée dans la mise à jour de ces derniers. La mise à jour en question est effectuée à l'aide d'un algorithme d'adaptation. C'est une procédure itérative permettant bien définit permettant l'annulation du gradient du MSE [53].

A.3. Application du filtrage adaptatif

Le filtrage adaptatif a connu un a large usage dans les différents domaines, tel que les communications numériques, le contrôle automatique et le domaine du traitement du signal. On peut citer :

- L'estimation (ou dit la prédiction),

- L'identification des systèmes,
- L'égalisation (ou dite modélisation inverse),
- Et l'annulation d'interférences.

A.3.1. L'estimation (prédiction)

Pour établir une prédiction de la sortie y_n et suivant le schéma illustré dans la figure ci-dessous on utilise le vecteur d'entrée \mathbf{x}_n . Ce type de filtre possède deux sorties : l'erreur d'estimation e_n et la valeur estimée y_n

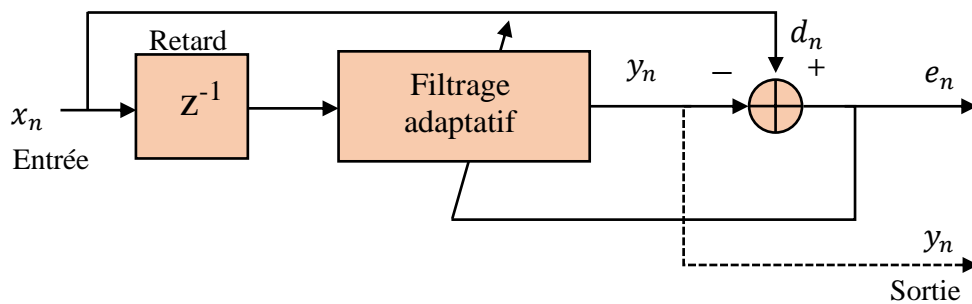


Figure A. 5. Principe d'un filtrage prédictif direct d'erreur.

A.3.2. L'identification des systèmes

La présente configuration permet de déterminer le modèle d'un système à identifier. Les paramètres du système et ceux du filtre adaptatif seront identiques lorsque $e_n = 0$. Le principe de fonctionnement d'une telle configuration est exposé dans la figure suivante.

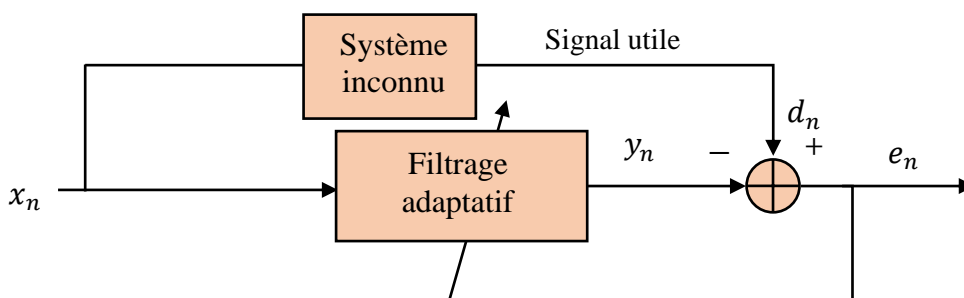


Figure A. 6. Principe d'identification du système.

A.3.3. L'Annulation d'interférences

Le principe d'une telle configuration est illustré dans la Figure A.7. Le signal primaire contient les interférences à annuler $b1_n$.

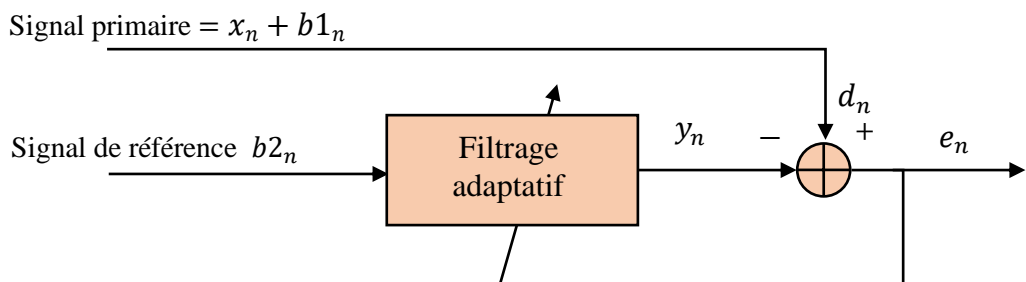


Figure A. 7. Principe d'annulation d'interférences.

Cependant, le signal de référence bruit $b2_n$ est prétendu être décorrélé avec x_n . Il est fourni par un capteur proche de celui de d_n , il est également dénué d'information. Le signal en question est filtré. Le signal qui se présente à la sortie du filtre se rapproche le plus possible au signal $b1_n$, il est soustrait du signal primaire afin de donner le signal e_n .

A.3.4. Egalisation (modélisation inverse)

La figure ultérieure étale le principe de base d'une égalisation ou dite modélisation inverse. Cette dernière aide à éliminer les interférences entre symboles (IES) dans un contexte des systèmes de communications numériques rapides (exemple : Modem).

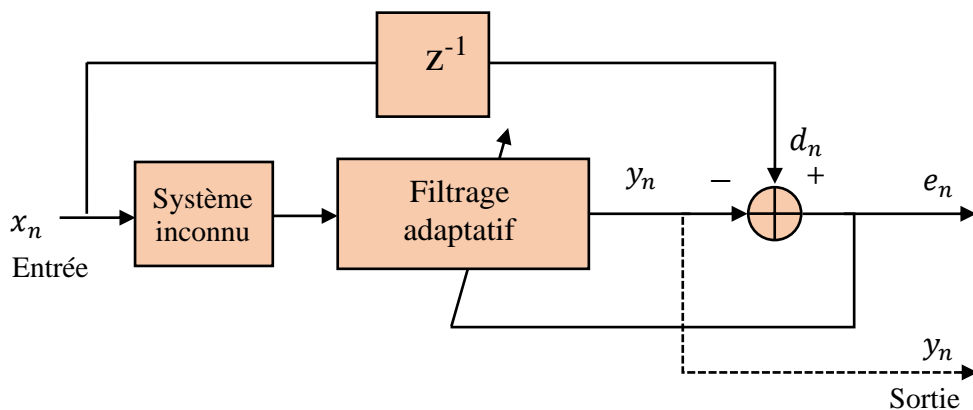


Figure A. 8. Principe d'une modélisation inverse.

A.4. L'algorithme du gradient déterministe

L'ajustement des coefficients du filtre adaptatif dans la direction de la plus grande descente de l'hyper surface d'erreur, mène à l'algorithme du gradient déterministe suivant [52] :

$$\mathbf{w}_{n+1} = \mathbf{w}_n - \frac{1}{2} \cdot \mu \cdot g_n \quad (\text{A.23})$$

Avec : g_n , n et μ représentent le gradient de la fonction du coût (où : $J[\mathbf{w}_n] = E\{e_n^2\}$), l'indice d'itération et le pas d'adaptation, respectivement. Ce dernier agit sur la vitesse de convergence et la stabilité de l'algorithme.

Prenant le gradient de la fonction du coût :

$$g_n = \nabla_{\mathbf{w}} E\{e_n^2\} \quad (\text{A.24})$$

On remplace l'éq. (A.14) dans l'équation précédente :

$$g_n = -2E\{e_n \cdot \mathbf{x}_n\} \quad (\text{A.25})$$

$$= -2E\{\mathbf{x}_n \cdot d_n\} + 2E\{\mathbf{x}_n \cdot \mathbf{x}_n^T\} \cdot \mathbf{w}_n \quad (\text{A.26})$$

$$= -2 P_{L,xy} + 2R_{L,xx} \cdot \mathbf{w}_n \quad (\text{A.27})$$

On remplace l'équation (A.25) dans (A.23). Ainsi, l'algorithme du gradient déterministe, pour le filtrage de Wiener, s'exprime (en fonction du signal d'erreur) comme suit :

$$\mathbf{w}_{n+1} = \mathbf{w}_n - \frac{1}{2} \cdot \mu \cdot [-2E\{e_n \cdot \mathbf{x}_n\}] \quad (\text{A.28})$$

$$\mathbf{w}_{n+1} = \mathbf{w}_n + \mu \cdot E\{e_n \cdot \mathbf{x}_n\} \quad (\text{A.29})$$

A.5. L'algorithme du gradient stochastique (LMS)

Le présent algorithme n'est qu'une approximation de l'algorithme du gradient déterministe [54]. L'idée de base de ce type d'algorithmes consiste à remplacer la moyenne statistique dans l'éq. (A.29) (pour l'algorithme du gradient déterministe) par sa valeur instantanée [55].

$$\mathbf{w}_{n+1} = \mathbf{w}_n + \mu \cdot \mathbf{x}_n \cdot e_n \quad (\text{A.30})$$

En raison de sa faible complexité, l'algorithme des Moindres Carrés Moyens (l'algorithme de gradient stochastique) est largement utilisé dans les applications de filtrage adaptatif.

Le pas d'adaptation dépend de l'énergie du signal d'entrée. Vu que ce pas est constant, l'algorithme LMS a du mal à fonctionner correctement pour les signaux non stationnaires.

La convergence en moyenne de l'algorithme dit gradient stochastique est liée à la condition suivante :

$$0 < \mu < \frac{2}{\lambda_{max}} \quad (\text{A.31})$$

Sachant que λ_{max} est la plus grande valeur propre de la matrice d'autocorrélation du signal d'entrée. Le choix de μ , en pratique, est lié à une condition plus restrictive qui assure la

convergence en moyenne quadratique.

$$0 < \mu < \frac{2}{\text{Trace}(R_{L,xx})} \quad \text{et} \quad \frac{2}{\text{Trace}(R_{L,xx})} = \frac{2}{L \cdot \sigma_x^2} \quad (\text{A.32})$$

Où, σ_x^2 définit la variance du signal d'entrée. La $\text{Trace}(R_{L,xx})$ est obtenue par la somme des éléments de la diagonale de la matrice $R_{L,xx}$.

A.6. Variantes de l'algorithme du gradient stochastique

Comme l'algorithme LMS est l'un des algorithmes très appréciés, de multiples chercheurs ont proposé des versions modifiées afin d'éliminer certains problèmes, à titre d'exemple : l'instabilité numérique. Aussi, pour améliorer les performances point de vue robustesse de l'algorithme et la vitesse de convergence.

Parmi les différentes variante proposées et développées par les chercheurs, on cite :

a. L'algorithme Leaky LMS

Lorsque la valeur propre minimale de la matrice d'autocorrélation du signal d'entrée est proche de zéro, l'algorithme LMS trouve une difficulté à converger [56].

La mise à jour de L'algorithme leaky LMS est donnée par la formule suivante :

$$\mathbf{w}_{n+1} = (1 - \mu \cdot \gamma) \cdot \mathbf{w}_n + \mu \cdot \mathbf{x}_n \cdot e_n \quad (\text{A.33})$$

Avec:

$$0 < \gamma < 1$$

Où, γ représente le facteur de perméabilité.

b. L'algorithme SE-LMS, SD-LMS et SS-LMS

Ce genre d'algorithmes est basé sur la fonction signe « *sgn* ». Cette dernière est utilisée remplace l'opération de multiplication. Elle peut être appliquée sur le signal d'erreur, sur le signal d'entrée ou sur les deux, dans ce cas l'algorithme portera, respectivement, le nom suivant :

- SE-LMS (Signed Error Least Mean Square), sa mise à jour est donnée par l'expression suivante :

$$\mathbf{w}_{n+1} = \mathbf{w}_n + \mu \cdot \mathbf{x}_n \cdot \text{sgn}(e_n) \quad (\text{A.34})$$

- SD-LMS (Signed Data-Least Mean Square), sa mise à jour est donnée par l'expression suivante :

$$\mathbf{w}_{n+1} = \mathbf{w}_n + \mu \cdot \text{sgn}(\mathbf{x}_n) \cdot e_n \quad (\text{A.35})$$

- SS-LME (Signed Signed-Least Mean Square), sa mise à jour est donnée par la formule ci-dessous :

$$\mathbf{w}_{n+1} = \mathbf{w}_n + \mu \cdot \text{sgn}(\mathbf{x}_n) \cdot \text{sgn}(e_n) \quad (\text{A.36})$$

c. L'algorithme LMF

Le présent algorithme est étroitement lié à l'algorithme LMS. Il vise à minimiser la puissance du quatrième ordre du signal d'erreur ($J[\mathbf{w}_n] = E\{e_n^4\}$) [57]. Ainsi, la mise à jour de l'algorithme LMF se présente comme suit :

$$\mathbf{w}_{n+1} = \mathbf{w}_n + \mu \cdot \mathbf{x}_n \cdot e_n^3 \quad (\text{A.37})$$

d. L'algorithme VSS-LMS

Dans le but d'obtenir de meilleures performances que l'algorithme LMS, de multiples variantes d'algorithmes de type LMS à pas variable (VSS-LMS) ont été proposées. L'un de ces derniers est décrit ci-dessous :

$$\mathbf{w}_{n+1} = \mathbf{w}_n + \mu_n \cdot \mathbf{x}_n \cdot e_n \quad (\text{A.38})$$

Sachant que la fonction d'adaptation μ_n est définie par l'expression suivante :

$$\mu_n = \beta \cdot \left(\frac{1}{1 + \exp(-\mu \cdot |e_n^3|)} - 0.5 \right) \quad (\text{A.39})$$

Où, β représente un paramètre de contrôle (avec : $\beta < \frac{1}{\lambda_{max}}$).

ANNEXE B

Condition de convergence de l'algorithme LMS

Deux critères sont tenus en considération lors de l'analyse de convergence de l'algorithme LMS.

- Convergence en moyenne du filtre
- Convergence de la fonction du coût en moyenne quadratique.

D'une autre manière :

$$\lim_{n \rightarrow \infty} E\{\mathbf{w}_n\} = \mathbf{w}_{opt} \quad (\text{B.1})$$

et

$$\lim_{n \rightarrow \infty} J_n = J_\infty = cst \quad (\text{B.2})$$

L'équation de l'algorithme LMS dans le premier cas est donnée par l'expression suivante :

$$\mathbf{w}_{n+1} = \mathbf{w}_n + \mu \cdot \mathbf{x}_n \cdot e_n \quad (\text{B.3})$$

$$\mathbf{w}_{n+1} = \mathbf{w}_n - \mu \cdot \mathbf{x}_n \cdot \mathbf{x}_n^T \cdot \mathbf{w}_n + \mu \cdot \mathbf{x}_n \cdot d_n \quad (\text{B.4})$$

$$\mathbf{w}_{n+1} = [I - \mu \cdot \mathbf{x}_n \cdot \mathbf{x}_n^T] \cdot \mathbf{w}_n + \mu \cdot \mathbf{x}_n \cdot d_n \quad (\text{B.5})$$

Sachant que I représente la matrice identité.

Si on suppose les coefficients du filtre ne dépendent pas des données d'entrée, l'espérance mathématique sera :

$$E\{\mathbf{w}_{n+1}\} = [I - \mu \cdot E\{\mathbf{x}_n \cdot \mathbf{x}_n^T\}] \cdot E\{\mathbf{w}_n\} + \mu \cdot E\{\mathbf{x}_n \cdot d_n\} \quad (\text{B.6})$$

$$E\{\mathbf{w}_{n+1}\} = [I - \mu \cdot R_{L,xx}] \cdot E\{\mathbf{w}_n\} + \mu \cdot P_{L,xy} \quad (\text{B.7})$$

On définit le vecteur de mis-alignement par l'expression suivante :

$$c(n) = \mathbf{w}_n - \mathbf{w}_{opt} \quad (\text{B.8})$$

Rappelant que $\mathbf{w}_{opt} = P_{L,xd}/R_{L,xx}$. Ainsi et après quelques manipulations mathématiques, l'éq. (B.7) est réécrite sous la forme suivante :

$$E\{c_{n+1}\} = [I - \mu \cdot R_{L,xx}] \cdot E\{c_n\} \quad (\text{B.9})$$

En tenant en considération que :

$$R_{L,xx} = Q \cdot \Lambda \cdot Q^T \text{ (avec : } Q \cdot Q^T = I)$$

Où, la matrice de diagonale Λ est définit sous la forme : $\Lambda = \text{diag}\{\lambda_0, \lambda_1, \dots, \lambda_{L-1}\}$.

On pose, également :

$$v_n = Q^T \cdot c_n$$

A partir de l'éq. (B.9), on obtient :

$$E\{v_{n+1}\} \cdot [Q^T]^{-1} = [I - \mu \cdot Q \cdot \Lambda \cdot Q^T] \cdot E\{c_n\}. \quad (\text{B.10})$$

$$E\{v_{n+1}\} = [I - \mu \cdot Q \cdot \Lambda \cdot Q^T] \cdot E\{c_n\} \cdot Q^T \quad (\text{B.11})$$

$$E\{v_{n+1}\} = [I - \mu \cdot \Lambda] \cdot E\{v_n\} \quad (\text{B.12})$$

Sachant que $l = 0, 1, \dots, L - 1$, l'équation précédente s'écrit sous la forme suivante :

$$E\{v_{l,n+1}\} = [I - \mu \cdot \lambda_l] \cdot E\{v_{l,n}\} \quad (\text{B.13})$$

Ou

$$E\{v_{l,n}\} = (1 - \mu \cdot \lambda_l)^n \cdot E\{v_{l,0}\} \quad (\text{B.14})$$

Si $v_{l,n} \rightarrow 0$ lorsque $n \rightarrow \infty$, on dit que l'algorithme converge, et dans un tel état $\mathbf{w}_n \rightarrow \mathbf{w}_{opt}$

Pour atteindre cette convergence il faut :

$$-1 < 1 - \mu \cdot \lambda_l < 1 \quad \forall l$$

$$0 < \mu < 2/\lambda_l \quad \forall l$$

Autrement dit :

$$0 < \mu < 2/\lambda_{max} \quad (\text{B.15})$$

Sachant que λ_{max} est la plus grande valeur propre de la matrice d'autocorrélation du signal d'entrée. L'éq. (B.15) est définit comme étant la condition nécessaire et suffisante de convergence de l'algorithme LMS.

ANNEXE C

Performances de l'algorithme RNQ

Dans le but de voir le comportement et la convergence du filtre par l'algorithme RNQ, les auteurs de [29] ont établi des simulations pour estimer les coefficients du filtre FIR en ajustant d'une manière adaptative les coefficients.

C.1. L'analyse de convergence du RNQ et le comportement des coefficients

On a le signal désiré suivant :

$$d(n) = \mathbf{h}_*^T \cdot \mathbf{x}(n) + e(n) \quad (\text{C.1})$$

Où, \mathbf{h}_*^T définit le vecteur optimal des poids. A partir de l'Eq. (2.17) (voir partie 2), l'Eq. (C.1) et avec quelques manipulations mathématiques, on obtient :

$$\hat{\mathbf{h}}(n) = \frac{1}{(2j-1)} \mathbf{h}_* + \varphi^{-1}(n) \cdot \sum_{i=1}^n [\lambda^{n-i} \cdot \mathbf{x}(i) \cdot d^{2j-2}(i) \cdot e(i)] \quad (\text{C.2})$$

On définit, maintenant, le vecteur d'erreur des poids dans le but de décrire la courbe d'apprentissage de l'algorithme RNQ.

$$\mathbf{v}(n) = \hat{\mathbf{h}}(n) - \frac{1}{(2j-1)} \quad (\text{C.3})$$

A partir de l'expression (C.2) et en supposant que $\mathbf{h}_* = 1$, l'Eq. (C.3) peut être réécrite sous la forme suivante :

$$\mathbf{v}(n) = \varphi^{-1}(n) \cdot \sum_{i=1}^n [\lambda^{n-i} \cdot \mathbf{x}(i) \cdot d^{2j-2}(i) \cdot e(i)] \quad (\text{C.4})$$

On note que $[\varphi^{-1}]^T(n) = \varphi^{-1}(n)$ et on suppose que la mesure d'erreur est tirée d'un processus de

bruit blanc (avec une variance σ^2), et on définit $\mathbf{Q}(n)$ par :

$$\begin{aligned}\mathbf{Q}(n) &= \mathbb{E}[\mathbf{v}(n)\mathbf{v}^T(n)] \\ &= \sigma^2 \cdot \mathbb{E}[\varphi^{-1}(n) \mathbf{x}(n)\mathbf{D}(n)\mathbf{D}(n)\mathbf{x}^T(n)\varphi^{-1}(n)]\end{aligned}\quad (\text{C.5})$$

Où,

$$\mathbf{D}(n) = \begin{bmatrix} d^{2j-2}(1)\lambda^{n-1} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & d^{2j-2}(2)\lambda^{n-2} & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & 0 \\ 0 & \dots & 0 & d^{2j-2}(n)\lambda^0 \end{bmatrix}$$

En notant que :

$$\varphi(n) \approx (2j-1) \cdot d^{2j-2}(n) \cdot \begin{bmatrix} (1-\lambda^n) \\ (1-\lambda) \end{bmatrix} \cdot \mathbf{U} \quad (\text{C.6})$$

et

$$\mathbf{x}(n)\mathbf{D}(n)\mathbf{D}(n)\mathbf{x}^T(n) \approx d^{2(2j-2)}(n) \cdot \begin{bmatrix} (1-\lambda^{2n}) \\ (1-\lambda^2) \end{bmatrix} \cdot \mathbf{U} \quad (\text{C.7})$$

Avec, $\mathbf{U} = \mathbb{E}[\mathbf{x}(n)\mathbf{x}^T(n)]$. De ce fait, $\mathbf{Q}(n)$ peut être ré-exprimé sous la forme suivante :

$$\mathbf{Q}(n) = \sigma^2 \cdot \left\{ \frac{1}{(2j-1)^2} \cdot \frac{(1-\lambda)}{(1-\lambda^n)} \cdot \frac{(1-\lambda^2)}{(1-\lambda^{2n})} \cdot \mathbf{U}^{-1} \right\} \quad (\text{C.8})$$

Il est pratique d'utiliser $\varepsilon(n)$, comme un indice de performance statistique de l'algorithme RNQ, pour définir la valeur d'erreur attendue $\xi(n)$ au degré $\{2j\}$. Cette dernière est définie par :

$$\xi(n) = \xi_{min} + \left\{ \sigma^2 \cdot N \cdot \frac{1}{(2j-1)^{2j}} \cdot \frac{(1-\lambda)}{(1+\lambda)} \cdot \frac{(1-\lambda^{n-1})}{(1-\lambda^{n-1})} \cdot \mathbb{E}[|e(n)|^{2j-2}] \right\} + \left\{ \sigma^{2j} \cdot N \cdot \frac{1}{(2j-1)^{4j}} \cdot \frac{(1-\lambda)^j}{(1+\lambda)^j} \cdot \frac{(1-\lambda^{n-1})^j}{(1-\lambda^{n-1})^j} \right\} \quad (\text{C.9})$$

Où, $\xi_{min} = (1/(2j-1)^{2j}) \cdot \mathbb{E}[|e(n)|^{2j}]$ et N est la longueur du filtre.

On peut constater, à partir de l'équation précédente, que la courbe d'apprentissage du RNQ comprends trois étapes durant l'apprentissage : le dernier est donné par ξ_{min} qui tends vers des valeurs inférieures à σ^2 lorsque $n \rightarrow \infty$. Les deux autres étapes sont associées aux différentes statistiques d'erreur : une associée à $|e(n)|^{2j-2}$ et l'autre à σ^{2j} [29].

C.2. Discussion des résultats

Les auteurs de [29] ont effectué les simulations pour deux sortes de systèmes : sans et avec le

signal de bruit.

Dans la première application (système sans bruit), les auteurs ont appliqué RNQ dans une structure d'identification de système. Ils ont utilisé un filtre FIR (les caractéristiques de ce dernier sont étalées dans [29]). Cependant, dans le cas du système bruité, les auteurs ont utilisé la même structure précédente en lui ajoutant un signal de bruit.

Pendant la simulation du système en question, trois distributions différentes de bruit ont été prises en considération, notamment, la distribution uniforme, la distribution Gaussienne et Laplacienne. Ayant chacune une moyenne nulle et une variance d'unité.

Parmi les différents résultats obtenus dans ce travail, on expose dans la [Figure C.1](#) le tracé de l'erreur calculé entre les coefficients du filtre et celles estimés en utilisant l'algorithme RNQ.

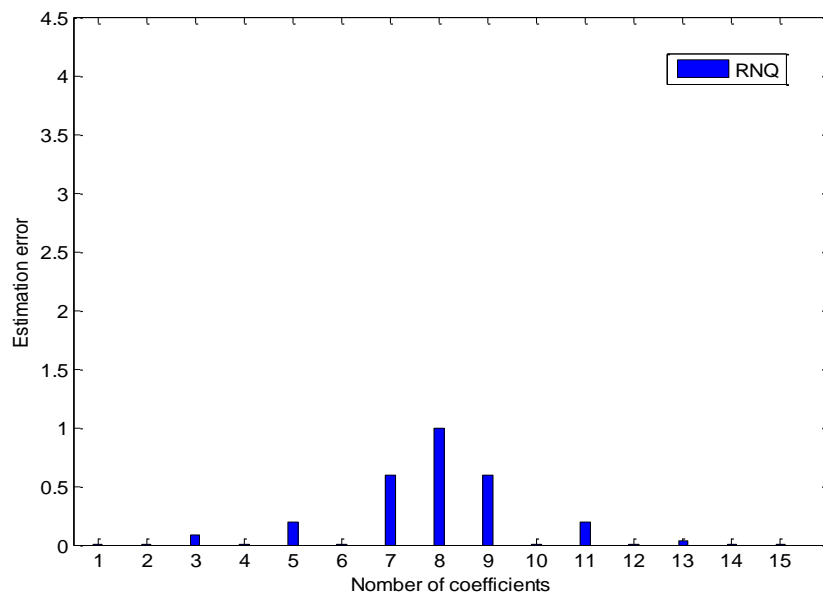
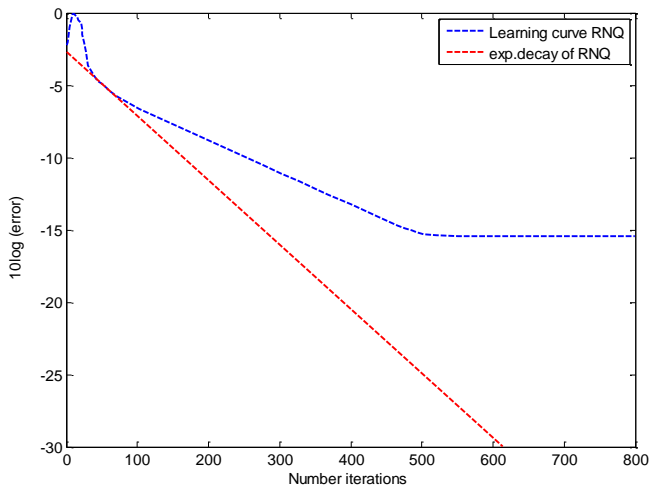
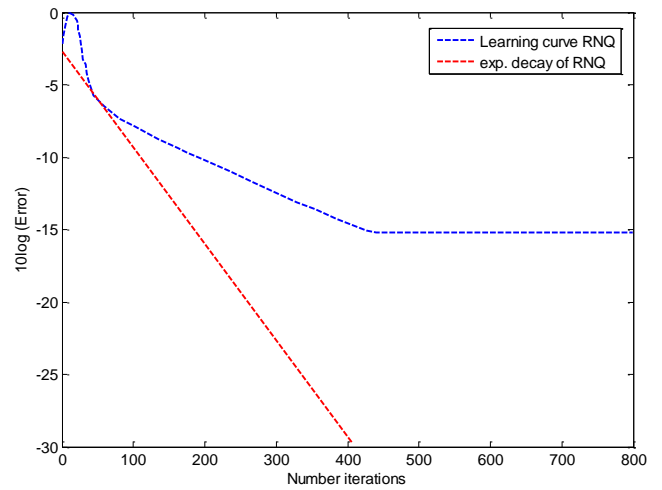


Figure C. 1. L'erreur d'estimation entre les coefficients réels et estimés en utilisant l'algorithme RNQ.

Afin de renforcer leurs résultats, les auteurs de [29] ont tracé la décroissance exponentielle pour les deux premières étapes du temps de convergence associé à l'algorithme RNQ. Les résultats sont illustrés dans la [Figure C. 2](#).



(a) $j=2$



(b) $j=3$

Figure C. 2. La décroissance exponentielle pour les deux premières étapes du temps de convergence associé à l’algorithme RNQ.

Les différents résultats ont été discutés et interprétés, en détail, dans la référence [29]. Après avoir établie une comparaison de ces derniers avec celles obtenus pour l’algorithme RLS, les auteurs ont arrivé à la conclusion suivante.

L’algorithme RNQ est considéré comme une alternative pour l’algorithme RLS, une fois qu’il a de meilleures performances en termes d’erreur moyenne minimale et de vitesse de convergence.