

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'Enseignement Supérieure et de la Recherche Scientifique
Université Abderrahmane Mira de Béjaïa
Faculté de Technologie



Département d'Automatique, Télécommunication et d'Electronique

Projet de Fin d'Etudes

Pour l'obtention du diplôme de Master

Filière : Télécommunications

Spécialité : Réseaux et Télécommunications

Thème

Méthodes d'égalisation pour les réseaux mobiles 5G et générations futures

Préparé par :

BOUKLADA Houda
DALI Selma

Examiné par :

M. KHIREDDINE Abdelkrim
M. TOUNSI Mouhamed

Dirigé par :

M. BELLAHSENE Hocine
M. LATRECHE Soufiane

Soutenu le : 01/07/2024

Année universitaire : 2023/2024

Remerciements

En préambule à ce mémoire, nous exprimons notre profonde gratitude à Allah, qui nous a accordé la patience et le courage nécessaires tout au long de ces années d'étude.

Nous tenons à remercier chaleureusement notre encadrant, Monsieur Hocine Bellahsene, ainsi que notre co-encadrant, Monsieur Sofiane Latreche. Nous leur sommes infiniment reconnaissants pour leur disponibilité, leur patience, leurs précieux conseils, et pour la pertinence de leurs remarques tout au long de notre travail.

Nous adressons également nos plus sincères remerciements aux membres du jury, pour l'intérêt qu'ils ont porté à notre recherche. Leur acceptation d'examiner notre travail et de l'enrichir par leurs remarques nous est précieuse.

Les mots nous manquent pour exprimer pleinement notre gratitude envers nos familles aimantes, dont l'amour, la patience, les sacrifices, et les encouragements ont été gravés dans chaque page de ce document.

Enfin, nous exprimons notre sincère gratitude à tous nos amis et à toutes les personnes qui nous ont soutenus et encouragés durant la préparation de ce mémoire.

Dédicaces

À mes chers parents.

À ma famille et mes amis.

Je dédie ce travail.

Selma & Houda

TABLE DES MATIÈRES

Remerciements	1
Dédicaces	2
Table des matières	I
Table des figures	IV
Liste des tableaux	VI
Listes des abréviations	VII
Notation	IX
Introduction	1
1 Généralités sur les réseaux mobiles 5G	3
1.1 Introduction	3
1.2 Réseau radio mobile 5G	3
1.3 Objectifs de la 5G	4
1.4 Les différents services et catégories d'usage de la 5G	5
1.5 Architecture du réseau 5G	6
1.6 Allocation des fréquences	8
1.6.1 Égalisation dans le spectre de fréquence 5G	9
1.7 Conclusion	10
2 Introduction à l'égalisation et ses différentes techniques	11
2.1 Introduction	11
2.2 Chaîne de transmission numérique	11
2.3 Modèles de canaux de transmission	12
2.3.1 Canal AWGN (Additive White Gaussian Noise Channel)	13
2.3.2 Canal linéaire gaussien	13

2.3.3	Canal gaussien à variation temporelle	14
2.4	Effets du canal	14
2.5	Principe d'égalisation	16
2.5.1	Rappels sur les filtres numériques	16
2.5.2	Modèles du signal et d'égaliseur	17
2.5.3	Structure des égaliseurs	18
2.6	Estimation des paramètres de l'égaliseur	19
2.6.1	Égalisation classique	20
2.6.2	Égalisation Semi-Aveugle	20
2.6.3	Égalisation Aveugle	21
2.7	Conclusion	22
3	Méthodes d'égalisation dans les réseaux mobiles	23
3.1	Introduction	23
3.2	Rappels sur les modulations numériques	23
3.3	Les différentes méthodes et algorithmes d'égalisation associés aux réseaux mobiles 5G	25
3.3.1	Égaliseur ZF (Zero Forcing)	25
3.3.2	Égaliseur MMSE (Minimum Mean Square Error)	27
3.3.3	L'algorithme LMS (Least Mean Square)	28
3.3.4	L'algorithme RLS (Recursive least-squares)	29
3.3.5	Égaliseur DFE (Decision Feedback Equalizer)	29
3.3.6	Égaliseur MLSE (Maximum-Likelihood Sequence Estimation)	30
3.3.7	Algorithme CMA (Constant Modulus Algorithm)	31
3.3.8	Algorithme MMA (Multi-Modulus Algorithm)	33
3.4	Étude comparative entre les différents égaliseurs	33
3.5	Conclusion	35
4	Simulation et discussion des résultats	36
4.1	Introduction	36
4.2	Présentation du logiciel utilisé	36
4.3	Les métriques de performances	37
4.3.1	Rapport signal sur bruit (E_b/N_0)	37
4.3.2	Probabilité d'erreur binaire (BER)	37
4.4	Condition de simulation	37
4.5	Évaluation des performances d'égaliseurs avec la modulation BPSK	37
4.5.1	Comparaison des performances d'égaliseurs ZF et MMSE	38
4.5.2	Comparaison des performances d'égaliseurs RLS et LMS	39
4.5.3	Comparaison des performances en terme du BER d'égaliseur linéaire, DFE et MLSE	40
4.5.4	Comparaison des performances en terme du BER d'égaliseurs CMA et MMA	41
4.5.5	Comparaison et Synthèse des différents égaliseurs avec BPSK	42
4.6	Évaluation des performances d'égaliseurs avec la modulation M-QAM	42

4.6.1	Performances de l'égaliseur MMSE avec M-QAM	43
4.6.2	Performances de l'égaliseur RLS avec M-QAM	44
4.6.3	Performances de l'égaliseur MLSE avec M-QAM	45
4.6.4	Performances de l'égaliseur MMA avec M-QAM	46
4.7	Comparaison et synthèse des différents égaliseurs avec M-QAM	47
4.8	Conclusion	52
Conclusion générale		53
A		54
A.1	Technologies émergentes pour la 5G	54
A.1.1	Les ondes millimétriques	54
A.1.2	Les micro-cellules	54
A.1.3	Massive MIMO	55
A.1.4	Beamforming	55
A.1.5	Multiplixage NOMA	55
A.1.6	Full duplex	56
Résumé		
Abstract		

TABLE DES FIGURES

1.1	Clés de performances du 5G[3].	4
1.2	Les différents familles d’usages 5G[6].	5
1.3	NSA vs SA[9].	7
1.4	L’architecture du réseau 5G.	8
1.5	Les trois groupes de fréquences utiliser par la 5G[12].	9
2.1	Schéma d’une chaîne de transmission numérique.	12
2.2	Canal AWGN.	13
2.3	Canal linéaire gaussien.	13
2.4	Le phénomène des multi-trajets.	15
2.5	Interférence entre symbole.	15
2.6	Schéma de base d’un système d’égalisation.	17
2.7	Le schéma d’un égaliseur linéaire.	18
3.1	Schéma de principe d’un modulateur BPSK [18].	24
3.2	Schéma du modulateur QAM [18].	25
3.3	Schéma d’un égaliseur ZF.	26
3.4	Schéma d’un égaliseur MMSE.	28
3.5	Schéma bloc d’un égaliseur LMS [42].	29
3.6	Schéma d’un égaliseur à retour de décision.	30
3.7	Schéma d’un égaliseur MLSE.	31
3.8	Schéma bloc d’un égaliseur CMA.	32
4.1	Comparaison du BER obtenu avec l’égaliseur ZF et MMSE.	38
4.2	Comparaison du BER obtenu avec l’égaliseur RLS et LMS.	39
4.3	Comparaison du BER obtenu avec l’égaliseur linéaire, DEF et MLSE.	40
4.4	Comparaison du BER obtenu avec l’égaliseur CMA et MMA.	41
4.5	Comparaison du BER obtenu avec les différents égaliseurs.	42
4.6	Comparaison du BER obtenu avec M-QAM en utilisant l’égaliseur MMSE.	43
4.7	Comparaison du BER obtenu avec M-QAM en utilisant l’égaliseur RLS.	44

4.8	Comparaison du BER obtenu avec M-QAM en utilisant l'égaliseur MLSE.	45
4.9	Comparaison du BER obtenu avec M-QAM en utilisant l'égaliseur MMA.	46
4.10	Comparaison entre les égaliseurs dans 16-QAM.	47
4.11	Comparaison entre les égaliseurs dans 32-QAM.	48
4.12	Comparaison entre les égaliseurs dans 64-QAM.	49
4.13	Comparaison entre les égaliseurs dans 128-QAM.	50
4.14	Comparaison entre les égaliseurs dans 256-QAM.	51
A.1	Technologie Massive MIMO [53].	55
A.2	Représentation du beamforming [54].	56
A.3	Un simple système NOMA [55].	56

LISTE DES TABLEAUX

1.2	Techniques d'égalisation en 5G par bande de fréquence.	9
3.2	Avantages, inconvénients et les applications des différents égaliseurs. .	35

Listes des abréviations

3GPP	3rd Generation Partnership Project
5GC	Fifth Generation Core
5G NR	5 Generation New Radio
AF	Application Function
AMF	Access and Mobility
AUSF	Authentication Server Function
BG	Burst Guard
BPSK	Binary Phase Shift Keying
CDMA	Code Division Multiple Access
CMA	Constant Modulus Algorithm
CNA	Carrier Network Architecture
DDA	Decision Directed Algorithm
DFE	Decision Feedback Equalizer
eMBB	enhanced Mobile Broadband
FM	Frequency Modulation
5G	Fifth Generation
gNB	gNode B
IMT	International Mobile Telecommunication
IoT	Internet of Things
ISI	InterSymbol Interference
ITU	International Telecommunication Union
IP	Internet Protocol
LMS	Least Mean Square
LTE	Long Term Evolution
MAI	Multiple Access Interference
MAP	Maximum A Posteriori
MBRLLC	Mobile Broadband Reliable Low Latency Communications
MIMO	Multiple Input, Multiple Output
MMA	Multi Modulus Algorithm
MLSE	Maximum Likelihood Sequence Estimation
MR	Mixed Reality
MMSE	Minimum Mean Square Error
MTC	Massive Type Communication
NCMA	Novel Constant Modulus Algorithm

NG-RAN	Next Generation Radio Access Network
NSA	Non-Standalone
OFDMA	Orthogonal Frequency-Division Multiple Access
PAM	Pulse Amplitude Modulation
PDU	Packet Data Unit
QAM	Quadrature Amplitude Modulation
RLS	Recursive Least Square
SMS	Short Message Service
SQD	Stochastic Quadratic Distance
TDMA	Time Division Multiple Access
UDM	User Data Management
UE	User Equipment
umMTC	ultra-massive Machine Type Communications
URLLC	Ultra-Reliable Low-Latency Communications
UPF	User Plane Function
ZF	Zero Forcing

Notation

Re/Im	Partie réelle, Partie imaginaire.
$ \cdot $	Module.
$*$	Produit de convolution.
$sign(\cdot)$	Fonction signe.
$csign(\cdot)$	Fonction signe dans le plan complexe.
$E\{\}$	Espérance mathématique.
$(\cdot)^*$	Conjugué.
$(\cdot)^T$	Conjugué transposé.
$\hat{(\cdot)}$	Estimateur d'un paramètre.
∇	Le gradient.
\mathbb{C}	Ensemble des nombres complexes.
\mathbb{R}	Ensemble des nombres réels.

Introduction générale

Après plusieurs décennies d'évolution, l'usage des technologies de communication mobile s'est considérablement étendu, confrontant les réseaux de télécommunications à une grande diversité. Jusqu'à présent, chaque génération de réseaux mobiles, de la première à la quatrième, a été déployée pour satisfaire des exigences spécifiques liées aux applications.

Avec l'avènement de la cinquième génération (5G), de nouvelles opportunités et des applications innovantes se présentent pour pouvoir résoudre plusieurs problèmes de notre vie quotidienne moderne. La 5G est conçue pour répondre non seulement aux besoins actuels, mais aussi pour anticiper les futures exigences en matière de connectivité, intégrant des technologies avancées pour offrir des vitesses de transmission de données de l'ordre de plusieurs gigabits par seconde, une latence extrêmement faible et une capacité de connexion massive. Elle favorise la coexistence de multiples applications et usages diversifiés au sein d'une même technologie, facilitant ainsi l'émergence d'une société pleinement connectée.

Cependant, exploiter pleinement ces avancées ne se fait pas sans défis. L'utilisation de bandes de fréquences plus élevées sensibles aux atténuations et réflexions causées par les obstacles physiques, complique la récupération précise des informations au niveau du récepteur. De plus, la densification des réseaux avec un nombre croissant de dispositifs connectés, entraîne des distorsions et des interférences inter-symboles (ISI) aux signaux émis par chaque dispositif. Toutes ces perturbations rendent la récupération des données difficile voire impossible sans techniques de traitement de signal avancées au niveau du récepteur. Nous retenons donc les diverses techniques et algorithmes d'égalisation comme solution. L'objectif de l'égalisation est de déterminer les coefficients du filtre qui optimisent la récupération des signaux. Parmi les critères possibles, on trouve les critères supervisés, qui utilisent une séquence d'apprentissage connue au niveau du récepteur, les critères aveugles, qui exploitent les caractéristiques statistiques du signal émis connues du récepteur, ainsi que les critères semi-aveugle qui combine entre les deux approches.

Dans ce travail, nous nous intéressons plus particulièrement à une étude comparative des performances des différentes techniques d'égalisation qui permettent de réduire les ISI introduite par le canal de transmission dans les réseaux 5G. Les résultats de nos investigations ont été synthétisés dans ce présent mémoire, structuré en quatre chapitres :

— Le premier chapitre offre une vue d'ensemble sur les générations futures de

réseau mobile, mettant en évidence les réseaux 5G, Leurs caractéristiques, architecture et son spectre en fréquence.

- Le deuxième chapitre est réservé aux bases fondamentales sur l'égalisation, en présentant les critères d'égalisation classique, semi-aveugle et aveugle qui sont employés dans les systèmes de communication numérique.
- Le troisième chapitre est consacré à l'étude de divers techniques et algorithmes d'égalisations avancées appliqués aux réseaux mobiles 5G notamment le ZF (Zero Forcing), le MMSE (Minimum Mean Square Error), le RLS (Recursive Least Squares), le LMS (Least Mean Squares), le DFE (Decision Feedback Equalization), le MLSE (Maximum Likelihood Sequence Estimation), le CMA (Constant Modulus Algorithm), et le MMA (Multi-Modulus Algorithm).
- Le quatrième chapitre présente les résultats des simulations effectuées, visant à évaluer les performances de chaque égaliseur étudié.
- Enfin, une conclusion générale clôture ce travail en dressant un bilan de ce mémoire et en proposant quelques perspectives de recherche.

CHAPITRE 1

GÉNÉRALITÉS SUR LES RÉSEAUX MOBILES 5G

1.1 Introduction

Toutes les générations précédentes ont été conçues pour être utilisées par un public toujours plus large, la 5G va plus loin, prête à être utilisée par tous les secteurs industriels et pour des applications critiques, avec des débits de données élevés, une faible latence et probablement un coût moindre. Cependant, pour assurer cette performance accrue, la gestion des interférences devient essentielle. L'ISI du signal doit être supprimée et le signal doit être ramené à sa forme originale telle qu'il a été envoyé ou aussi proche que possible. Par conséquent, le processus d'égalisation est utilisé dans ce but. Dans ce premier chapitre, nous allons décrire une présentation théorique sur la 5^{ème} génération, ses objectifs ainsi que ses familles d'usage. Nous procéderons également à la présentation de l'architecture 5G et ses fréquences en soulignant l'importance des techniques d'égalisation dans ce contexte.

1.2 Réseau radio mobile 5G

La cinquième génération (5G) des communications mobiles, lancée en 2020, est l'une des technologies les plus récentes dans le domaine des communications sans fil. Elle permet un réseau diversifié avec une couverture sans faille, une latence ultra faible, des débits de données jusqu'à 10 fois supérieurs à ceux de la 4G (>1 Gbit/s), elle propose également de nouvelles technologies tel que l'utilisation de Massive MIMO ainsi que le processus multi-cellules (voir ANNEXE A.1) pour assurer une connectivité massive et une fiabilité supérieure à celle de toute génération précédente de communication mobile. Plusieurs services d'application 5G ont été identifiés selon les normes de l'Union internationale des télécommunications ITU (International Telecommunication Union) et le 3GPP (3rd Generation Partnership Project), à

savoir large bande mobile améliorée eMBB (enhanced Mobile Broad-Band), communications massives de type machine MTC (massive machine type communication) et communications ultra-fiables et à faible latence URLLC (Ultra-Reliable Low Latency Communication) [1].

La 5G est amenée à jouer un rôle primordial dans le développement de l'économie et la transformation numérique : réseaux énergétiques intelligents, hyper-mobilité, transports autonomes, usines intelligentes, santé, agriculture [2].

1.3 Objectifs de la 5G

Les réseaux 5G déployés offrent un débit et des capacités accrues permettant de prendre en charge des communications massives de machine à machine et de fournir un service à faible latence très fiable à l'appui d'applications à temps critique [1]. On peut représenter les exigences de performance et les exigences d'efficacité, qui définissent la clef de capacité de 5G, par la Figure 1.1 suivante :

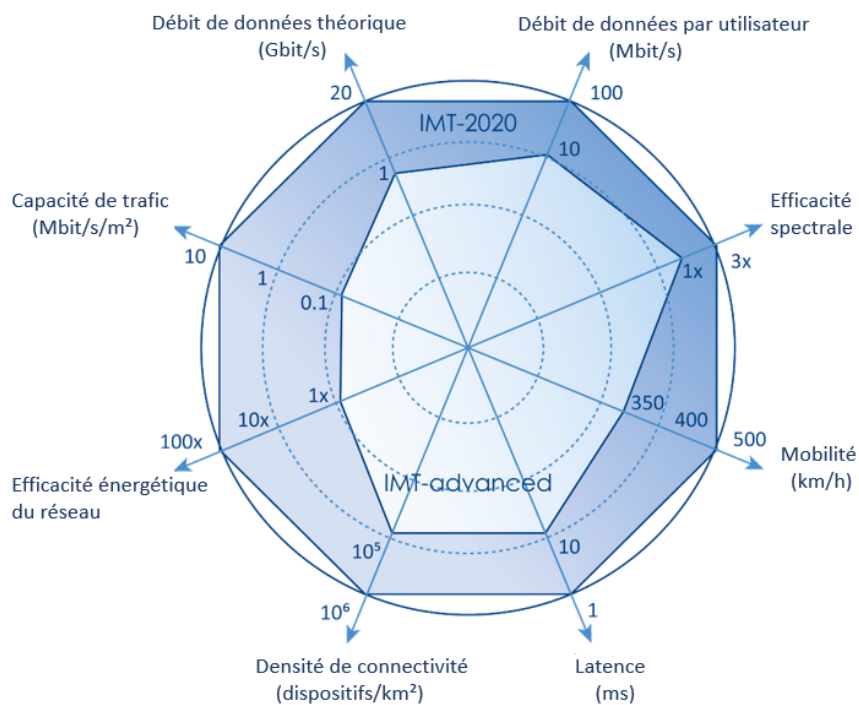


FIGURE 1.1 – Clés de performances du 5G[3].

Parmi les Principaux objectifs de la 5G [4] :

- Un débit perçu par l'utilisateur de 100 Mbit/s en liaison descendante et de 50 Mbit/s en liaison montante.
- Une latence inférieure à 1ms.
- Une bande passante d'au moins 100 MHz et de 1 GHz pour les hautes fréquences (mmWave).
- Une mobilité de 500 km/h.

- Un débit théorique de 20 Gbit/s en liaison descendante et 10 Gbit/s en liaison montante.
- Une densité de connectivité de 1 millions d'appareils /Km².
- Plus d'autonomie de batteries et moins de consommation.
- Un réseau extrêmement fiable, avec des performances plus homogènes, quelle que soit la position de l'utilisateur par rapport à la station de base.

1.4 Les différents services et catégories d'usage de la 5G

Le 3GPP (3rd Generation Partnership Project), dans le cadre de son projet SMARTER (Study on New Services and Markets Technology Enablers) [5], a développé le diagramme de la figure 1.2 pour identifier les services 5G, mettant en évidence trois cas d'utilisation principaux (coins du triangle) résumant les utilisations attendues de la 5G à l'avenir :

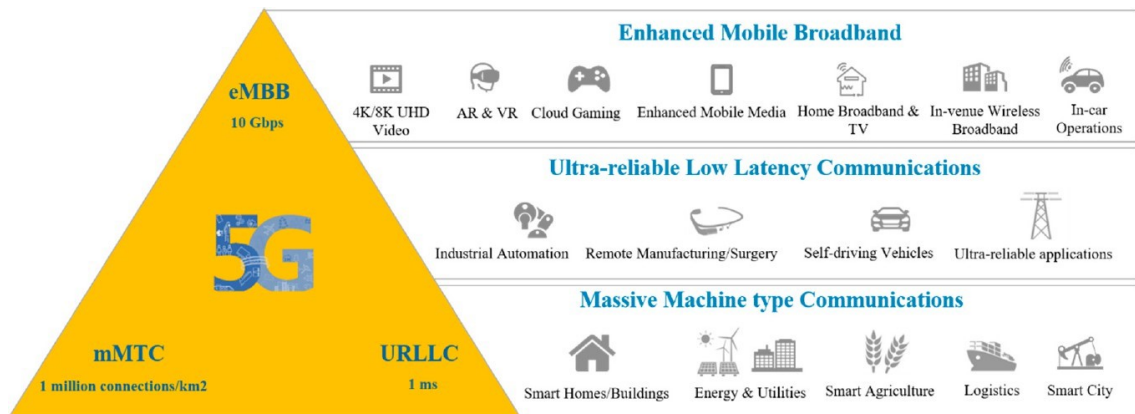


FIGURE 1.2 – Les différents familles d'usages 5G[6].

- **Ultra bande mobile améliorée (eMBB : Enhanced Mobile Broad-Band)** : ce service permet aux utilisateurs d'accéder à des contenus gourmands en débit. Il assure aux usagers finaux de télécharger un film en très haute qualité en seulement quelques secondes.
- **Communications ultra-fiables et à faible latence (URLLC : Ultra-Reliable and Low Latency Communications)** : ce cas d'utilisation se concentre sur les services exigeants en termes de latence et de fiabilité. Il répond aux attentes de la fabrication industrielle contrôlée à distance, la chirurgie médicale à distance, des réseaux intelligents et de la conduite automatisée [7].
- **Communications massives de type machine (mMTC : Massive Machine Type Communications)** : ce service se concentre sur les exigences d'un grand nombre d'appareils connectés avec une faible capacité de données et de faibles exigences en latence. Cela inclut les applications telles que les villes intelligentes, internet des objets IoT (Internet of Things) [7].

1.5 Architecture du réseau 5G

En termes d'architecture, la 5G est très flexible par rapport aux technologies précédentes. La compatibilité avec différentes plates-formes, la softwarisation native, le calcul massif et l'intégration avec les technologies sans fil et fixes font de la 5G un catalyseur de nouveaux segments commerciaux et de nouvelles entreprises. Elle se compose d'un accès radio NG-RAN (Next Generation Radio Access Network) et d'un cœur réseau 5GC (5 Generation Core).

1. **Réseau cœur** : est un élément crucial de la technologie 5G. Il est adapté pour la virtualisation du réseau et s'appuie sur le découpage du plan de contrôle (control plane) et du plan utilisateur (User plane), il est responsable de la gestion de toutes les communications et de la garantie d'une expérience fluide et performante pour les utilisateurs. Son architecture moderne et logicielle permet une plus grande flexibilité et évolutivité pour répondre aux besoins croissants de la communication mobile.

Les éléments de la 5GC et leurs fonctions [8] :

- La fonction de gestion de l'accès et de la mobilité AMF (Access and Mobility Management Function) échange de signalisation avec l'équipement utilisateur UE (User Equipment), chiffrement et gestion de messages de signalisation.
- Fonction de contrôle SMF (Session Management Function) échange de signalisation avec l'UE via l'AMF et gNB, gestion de session (Établissement, modification et libération des sessions PDU), gestion d'adresses (Allocation de l'adresse IP au UE).
- La fonction de plan d'utilisateur UPF (User Plan Function) transporte le trafic de données IP entre UE et les réseaux externes (possibilité d'avoir plusieurs UPF le long du chemin de données).
- La fonction de serveur d'authentification AUSF (Authentication Server Function) permet à l'AMF d'authentifier l'UE et d'accéder aux services du noyau 5G.
- D'autres fonctions telles que la fonction de contrôle de politique PCF (Policy Control Function), la fonction d'application AF et la fonction de gestion unifiée des données UDM (User Data Management) gestion de l'identification des utilisateurs et des abonnements.

Et selon la partie 5GC, le 3GPP a défini deux solutions pour les réseaux 5G, comme le montre la figure 1.3 :

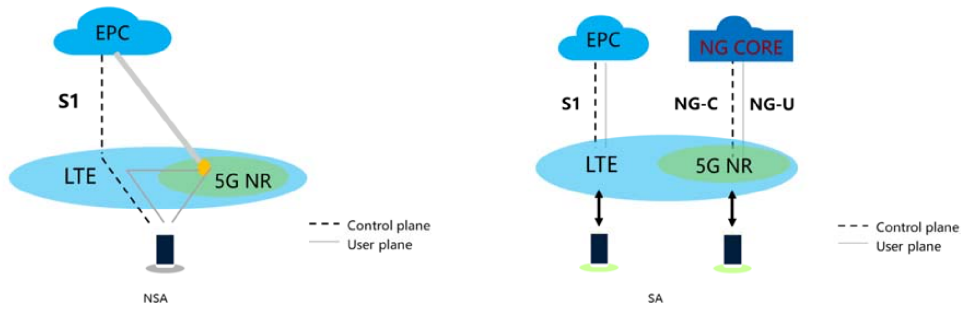


FIGURE 1.3 – NSA vs SA[9].

- 5G non-autonome NSA (non standalone) : la 5G NSA utilise le réseau central EPC (Evolved Packet Core) de la 4G LTE pour la signalisation et le contrôle, et s'appuie sur la nouvelle technologie radio 5G NR (New Radio) pour la transmission des données. Il permet aux opérateurs de tirer parti de leur infrastructure existante, ce qui en fait une option attrayante pour un déploiement initial de la 5G, mais il ne permet pas d'exploiter toutes les fonctionnalités de la 5G, en particulier la latence ultra-faible et le réseau slicing avancé. L'architecture NSA 5G fonctionne selon une structure maître-esclave, où le nœud d'accès 4G est l'esclave.
 - 5G autonome SA (Standalone) : entièrement nouveau réseau, la 5G SA utilise un réseau central entièrement dédié à la 5G. Cela signifie qu'il ne dépend pas de l'infrastructure 4G LTE, il dépendra de la nouvelle radio 5G NR et du réseau 5GC.
2. **Réseau d'accès** : l'accès radio 5G NG-RAN est constitué de stations de base de nouvelles générations appelées gNBs, connectées au 5GC à travers un ensemble d'interfaces logiques [10] et assurent des fonctions critiques telles que la transmission de données, la gestion des ressources radio, et le handover. Toutefois, l'environnement physique du NG-RAN, caractérisé par une densité élevée de stations de base et l'utilisation de fréquences plus élevées, introduit des défis en termes d'interférences qui peuvent dégrader les performances des services 5G. Dans ce travail, nous détaillerons l'égalisation, une technique employée à la réception pour atténuer ces interférences.

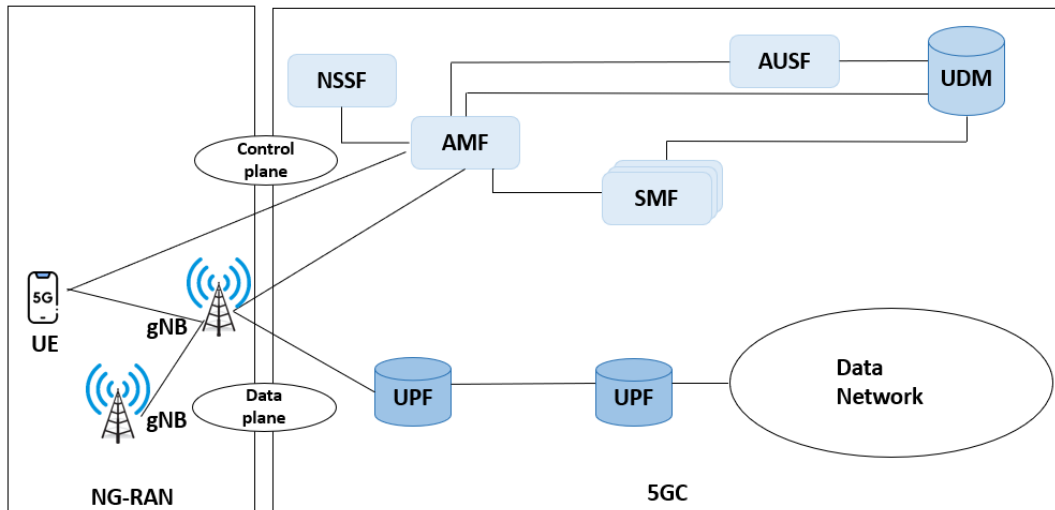


FIGURE 1.4 – L'architecture du réseau 5G.

1.6 Allocation des fréquences

L'attribution des fréquences est importante pour utiliser la bande spectrale dans la technologie 5G, elle est pour optimiser l'utilisation du spectre en permettant le partage de la même bande de fréquences entre plusieurs utilisateurs de différentes priorités sans s'empêcher mutuellement.

L'allocation du spectre pour la 5G est classée en trois bandes principales :

- Bande basse : le spectre à des fréquences inférieures à 1 GHz, particulièrement à 700 MHz, permet une couverture 5G dans de larges zones et une couverture profonde à l'intérieur.
- Bande intermédiaire : le spectre à des fréquences élevées avec des bandes relativement grandes inférieures à 6 GHz (de 3,4 GHz à 3,8 GHz), fournit la capacité nécessaire pour supporter de nombreux appareils connectés et assurer une vitesse élevée pour les appareils simultanément connectés.
- Bande large : le spectre à des fréquences très élevées supérieures à 24 GHz (de 24,25 GHz à 27,5 GHz) avec de très grandes bande passante, le spectre fournit une capacité ultra-haute et une latence très faible [11].

La figure 1.5 présente le partage en fréquences pour les réseaux mobiles 5G.

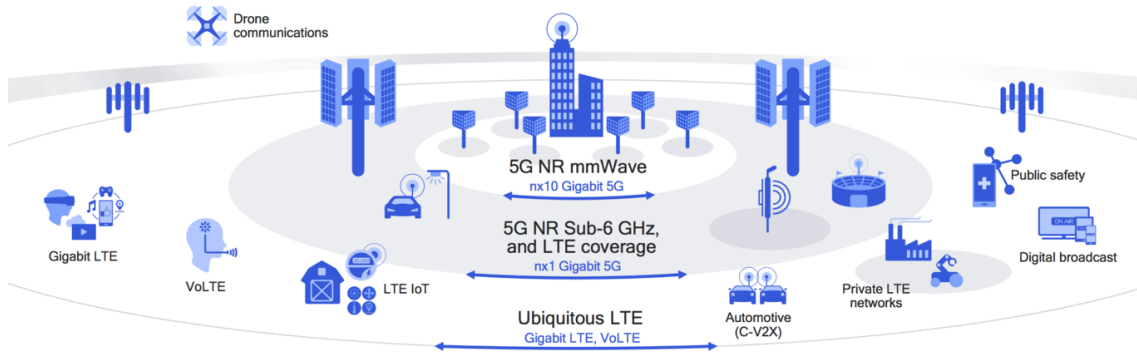


FIGURE 1.5 – Les trois groupes de fréquences utiliser par la 5G[12].

1.6.1 Égalisation dans le spectre de fréquence 5G

L'égalisation en 5G varie en fonction des bandes de fréquence utilisées, car chaque bande présente des défis spécifiques en termes de propagation, d'atténuation et d'interférences.

Pour les bandes basses et les bandes intermédiaires, les méthodes d'égalisation classiques telles que l'égalisation linéaire, non-linéaire et adaptative sont couramment employées en raison de leur efficacité dans des environnements où les conditions du canal sont relativement stables et où les interférences sont gérables [13]. Tandis que les bandes larges nécessitent des approches plus sophistiquées et adaptatives pour gérer les complexités accrues de la propagation et des interférences telles que l'égalisation aveugle et semi-aveugle [14].

Le tableau ci-après résume les techniques d'égalisation appliquées selon les bandes de fréquences utilisées en 5G.

Bande de fréquence	Techniques d'égalisation
Bande basse	Égalisation classique (égalisation linéaire et égalisation Adaptative).
Bande intermédiaire	Égalisation non-Linéaire. Égalisation semi-aveugle.
Bande large	Égalisation semi-aveugle. Égalisation aveugle.

TABLE 1.2 – Techniques d'égalisation en 5G par bande de fréquence.

1.7 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons offert une vue d'ensemble du réseau cellulaire 5G. Nous avons examiné en détail les principaux objectifs ainsi que les différentes catégories d'utilisation de la 5G. Ensuite, nous avons décrit l'architecture du réseau 5G et les bandes de fréquences employées. Pour conclure, nous avons mis en avant l'importance des techniques d'égalisation pour réduire l'interférence l'ISI, sujet que nous aborderons dans les chapitres suivants.

CHAPITRE 2

INTRODUCTION À L'ÉGALISATION ET SES DIFFÉRENTES TECHNIQUES

2.1 Introduction

Dans les systèmes de communication modernes, des facteurs tels que la propagation par trajets multiples, l'effet Doppler et le bruit des canaux sans fil entraînent des interférences inter-symboles ISI entre différents canaux. La présence d'ISI diminue la performance du système en augmentant la probabilité d'erreurs binaires, ce qui dégrade la qualité du système de communication. Pour pallier à ce problème, une technique de traitement de signal appelé égalisation est nécessaire. Elle consiste à faire passer le signal reçu à travers un filtre dont les caractéristiques sont l'inverse de celles du canal, ce filtre est nommé égaliseur. Comme les caractéristiques du canal peuvent être inconnues ou évoluer avec le temps, les paramètres de l'égaliseur doivent être ajustés en continu pour s'adapter aux changements du canal, et cet ajustement des paramètres constitue un algorithme d'égalisation.

Dans ce chapitre, nous abordons quelques notions théoriques fondamentales liées aux systèmes de communication en général. Ensuite, nous détaillons le principe, la structure et l'intérêt de l'égalisation pour la conception d'un récepteur optimal. Enfin, nous exposons les différentes méthodes et critères d'égalisation classique et aveugle.

2.2 Chaîne de transmission numérique

Un système de communication numérique illustre les différentes éléments requises pour effectuer une communication d'une source à un destinataire. La transmission des messages doit être réaliser avec un minimum d'erreurs et de pertes d'informations entre l'émetteur et le récepteur. Cette transmission est effectuée en utilisant une chaîne de transmission comme celle présentée dans la figure 2.1.

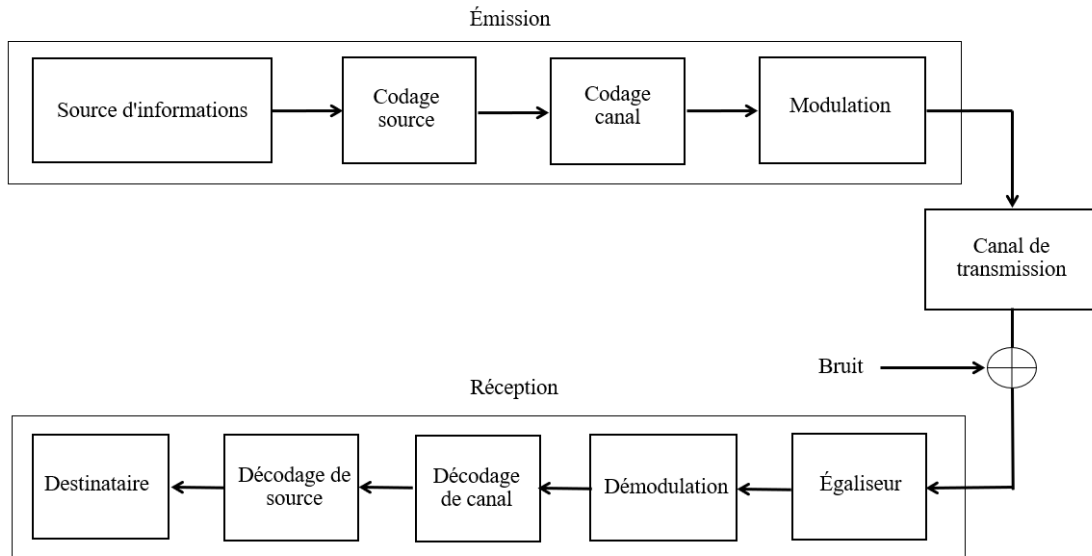


FIGURE 2.1 – Schéma d'une chaîne de transmission numérique.

Une source d'informations génère un message avec l'intention d'être transmis à un destinataire via un canal de transmission. Ce message produit par la source est converti en une séquence binaire afin de rendre l'information à transmettre plus robuste durant la communication. Un codeur de source est utilisé afin de convertir de manière efficace le message en une séquence binaire, une information redondante est ajoutée pour protéger les données contre les effets du canal. Ensuite, pour que l'information encodée peut être transmise à travers le canal une modulation est faite pour transformer la séquence binaire en un signal. Une fois le signal transmis par le canal, diverses perturbations s'ajoutent au signal initial avant qu'il n'arrive au récepteur. La tâche de ce dernier est d'estimer les bits émis en se basant sur le signal reçu. Pour y parvenir, un égaliseur est placé afin d'ajuster au mieux le signal en sortie. Puis il réalise des traitements allant de la démodulation au décodage de la source, tout en considérant l'effet du canal. La démodulation est réalisée afin de récupérer le signal de bande de base, ce qui permet ensuite de détecter et de corriger les erreurs présentes dans le signal démodulé à travers le décodeur de canal. Finalement, le décodeur de source décompresse le signal issu du décodeur de canal afin de retrouver le signal original émis par la source.

2.3 Modèles de canaux de transmission

La représentation du milieu de transmission est un élément clé dans la conception des systèmes de communications, et la prise en compte des modèles de canaux de transmission permet d'optimiser la transmission des signaux en tenant compte des caractéristiques du canal et du niveau de bruit pour assurer une communication efficace entre l'émetteur et le récepteur. On retrouve généralement trois modèles de canaux de transmission. Ces modèles servent à décrire les caractéristiques des

canaux de communication et à évaluer la qualité de la transmission [15].

2.3.1 Canal AWGN (Additive White Gaussian Noise Channel)

C'est un canal qui s'ajoute au bruit additif représente un modèle basique de canal de transmission où le signal transmis est perturbé par un bruit blanc additif $b(n)$ comme illustre la figure 2.2. Ce bruit peut être issu soit des interférences durant la transmission, soit des composants électroniques et amplificateurs du récepteur [16]. On considère souvent que ce bruit est d'origine électronique et par conséquent thermique.

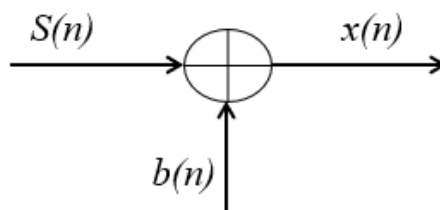


FIGURE 2.2 – Canal AWGN.

Quand un signal $S(n)$ passe par un tel canal, un signal reçu $x(n)$ est représenté par l'équation suivante :

$$x(n) = S(n) + b(n) \quad (2.1)$$

2.3.2 Canal linéaire gaussien

Dans un canal à trajets multiples, il est essentiel de vérifier que les signaux transmis ne dépassent pas la bande passante allouée afin d'éviter les interférences avec d'autres signaux. Cela peut être réalisé avec des filtres qui servent à supprimer le bruit des signaux et sont vitaux pour préserver la qualité de transmission dans un canal multitrajet. Le schéma du canal à filtre linéaire avec un bruit blanc gaussien additif est représenté par la figure 2.3.

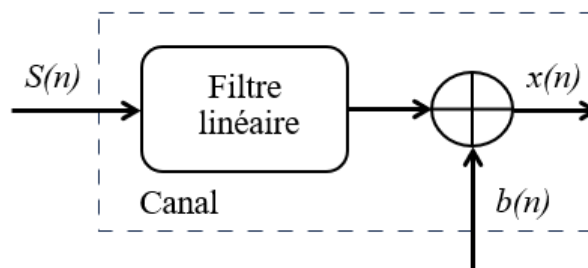


FIGURE 2.3 – Canal linéaire gaussien.

L'effet du canal est alors modélisé par l'action d'un filtre à réponse impulsionnelle $h(n)$ et par un bruit additif $b(n)$, de sorte que l'équation du signal reçu est :

$$x(n) = S(n) * h(n) + b(n). \quad (2.2)$$

d'où ($*$) représente l'opération de convolution.

2.3.3 Canal gaussien à variation temporelle

Les signaux transmis via des canaux acoustiques sous-marins ou des canaux radio sont affectés par des trajets de propagation multiples et variables, entraînant des distorsions. Pour modéliser l'effet de ces canaux, on emploie couramment des filtres linéaires temporellement variables. Ces filtres possèdent une réponse impulsionnelle $h(\tau; t)$ qui change avec le temps, où $h(\tau; t)$ représente la réponse du canal à un moment t due à une impulsion à $(t - \tau)$. Le signal reçu $x(t)$ est alors décrit par l'équation

$$x(t) = S(t) * h(\tau; t) + b(t). \quad (2.3)$$

Cette équation illustre que le signal reçu est le résultat d'une convolution du signal émis avec la réponse impulsionnelle du canal, additionné d'un terme de bruit $b(t)$. Ce bruit peut provenir de différentes sources. La maîtrise de ce bruit est essentielle pour garantir une communication fiable et de qualité au sein de ces canaux complexes.

2.4 Effets du canal

Les canaux de transmission peuvent être sujets à divers effets et perturbations, ce qui fait référence aux modifications que subissent les signaux lorsqu'ils les traversent. Ils peuvent inclure l'atténuation du signal, les échos (trajets multiples), les délais de propagation, la distorsion d'amplitude et de phase et les perturbations introduites par le canal, telles que le bruit et l'interférence.

Les principales sources de perturbations sont :

- **Les trajets multiples** : la propagation par trajets multiples dans les communications radio se produit lorsque des signaux radio arrivent à une antenne (récepteur) via plus d'un chemin. Autrement dit, la distorsion attribuable aux trajets multiples est une forme de brouillage de plusieurs ondes qui survient lorsqu'un signal radio emprunte plus d'un chemin entre le récepteur et l'émetteur, soit de façon destructive, le signal reçu s'annule mutuellement, soit d'une façon constructive, le signal reçu plus puissant que le trajet direct. Les chemins peuvent délivrer le signal à des moments différents et cela se produit dans les cellules où il y a des obstacles métalliques ou d'autres surfaces environnantes réfléchissant les signaux (généralement dans les zones urbaines). La figure 2.4 illustre le phénomène des multi-trajets.

Ce phénomène n'est pas toujours inconvenant, car c'est grâce aux trajets

multiples qu'une communication peut se faire, si l'émetteur et le récepteur ne sont pas en visibilité directe.

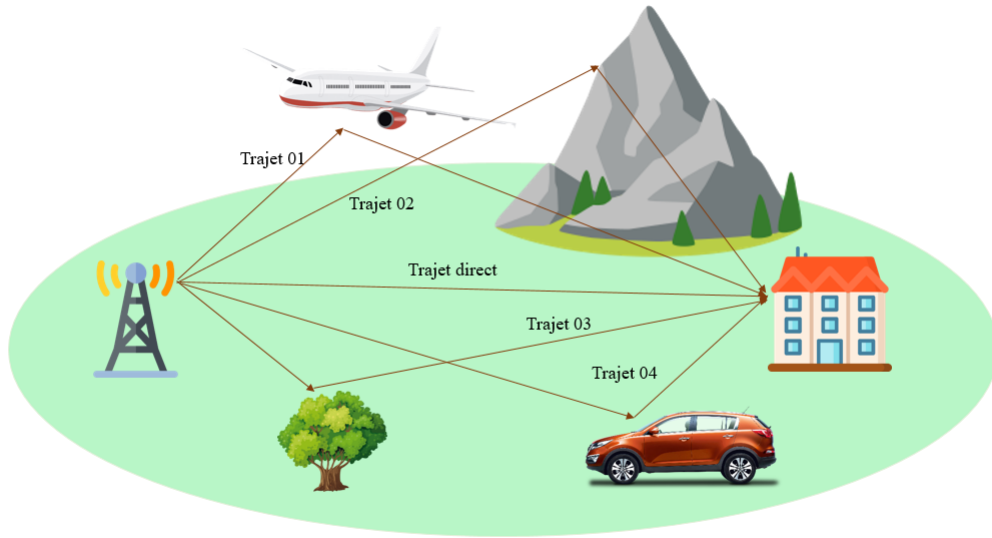


FIGURE 2.4 – Le phénomène des multi-trajets.

- **Interférence entre symbole** : l'interférence entre symboles ISI (Inter-Symbol Interference) est un phénomène qui survient lors de la transmission d'un signal numérique. Il se produit lorsque le symbole transmis précédemment affecte le symbole actuellement reçu. Cela peut entraîner une distorsion du signal reçu, rendant difficile la distinction entre les différents symboles. C'est en principe un phénomène indésirable, car l'effet du symbole précédent agit comme du bruit, ce qui diminue la fiabilité de la communication. La figure 2.5 illustre le phénomène de ISI.

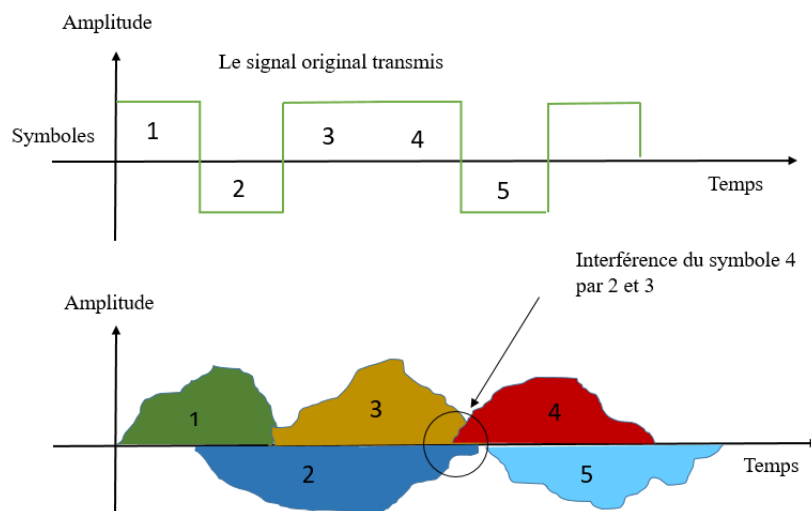


FIGURE 2.5 – Interférence entre symbole.

- **Interférence d'accès multiples** : l'interférence d'accès multiple MAI (Multiple Access Interference) ou l'interférence co-canal est une lacune inhérente au partage de ressources dans les communications. Elle se produit quand plusieurs utilisateurs partagent simultanément un même canal, et que les signaux des autres utilisateurs constituent des interférences pour un utilisateur spécifique, ce qui peut entraîner une augmentation du BER (Bit Error Rate) et corrompre les données transmises. Pour atténuer la MAI diverses techniques sont utilisées, notamment les codes d'étalement du spectre CDMA (Code Division Multiple Access), l'orthogonalité des fréquences porteuses OFDMA (Orthogonal Frequency-Division Multiple Access) et la répartition dans le temps TDMA (Time Division Multiple Access). Ces techniques permettent à de nombreux utilisateurs de coexister sur un canal commun.

2.5 Principe d'égalisation

L'égalisation est une technique employée par les récepteurs dans les systèmes de communication numérique pour atténuer l'interférence entre les symboles ISI, résultant de la propagation d'un signal modulé à travers un canal. En corrigeant les distorsions causées par le canal de transmission, l'égalisation aide à rétablir l'intégrité des signaux reçus, ce qui améliore la qualité et la fiabilité de la communication des données.

2.5.1 Rappels sur les filtres numériques

Le problème de l'égalisation nécessite la définition des structures de filtres numériques stables ayant un nombre de coefficients fini afin d'approcher les solutions optimales au sens de la minimisation de l'erreur quadratique moyenne.

- **Les filtres à réponse impulsionnelle finie (FIR)** : on parle d'un filtre à réponse impulsionnelle finie RIF (Finit Impulse Response) ou transverse lorsque sa sortie ne dépend que d'un nombre fini de symboles du signal d'entrée. La fonction de transfert d'un filtre FIR, $H(z)$ ayant L racines z_i dans le plan complexe peut s'écrire sous la forme du produit de facteurs suivante [17] :

$$H(z) = h[0] \prod_{i=0}^L (1 - z_i z^{-1}) \quad (2.4)$$

Le filtre de réponse $H(z)$ défini par l'équation 2.4 de type FIR est causal. $H(z)$ est un polynôme en z^{-1} de degré L et la réponse impulsionnelle du filtre est définie par les coefficients $h[k]$. Un filtre FIR est toujours stable à condition que les coefficients de sa réponse impulsionnelle soient bornés. Moyennant un retard, les filtres FIR peuvent être rendus causaux, réalisables physiquement. De plus, leur stabilité inconditionnelle explique leur utilisation très répandue dans les systèmes d'égalisation [18].

- **Les filtres à réponse impulsionnelle infinie (IIR) :** on parle d'un filtre à réponse impulsionnelle infinie RII (Infinif Impulse Response) ou récursif lorsque sa sortie dépend à la fois des symboles du signal d'entrée et des symboles précédents du signal de sortie. Il conserve donc une trace des échantillons qui lui ont été appliqués pendant une durée infinie ce qui consomme une mémoire infinie de stockage des échantillons [16]. La fonction de transfert $H(z)$ du filtre RII est le quotient de deux polynômes en z , dont les racines du numérateur et du dénominateur sont respectivement appelées les zéros et les pôles de $H(z)$ [17]. Un filtre RII est réalisable s'il est stable et causal, avec des pôles situés à l'intérieur du cercle unité.

2.5.2 Modèles du signal et d'égaliseur

Pour résoudre le problème d'égalisation dans la chaîne de transmission, un traitement du signal en bande de base est effectué après la démodulation. On suppose que le récepteur connaît parfaitement le rythme symbole et la fréquence porteuse, donc les problèmes de synchronisation sont résolus par un traitement préalable effectué par le récepteur. Ce traitement est nécessaire pour la synchronisation des symboles [16].

Après avoir résolu les problèmes de synchronisation, la chaîne de transmission peut être simplifiée, comme l'illustre la figure 2.6 :

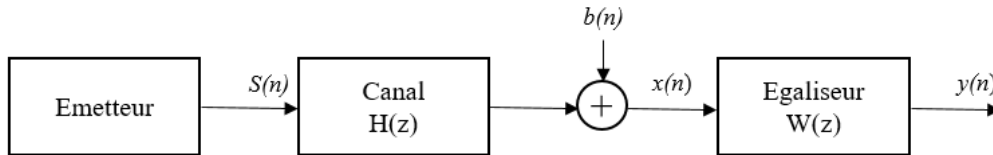


FIGURE 2.6 – Schéma de base d'un système d'égalisation.

Dans cette chaîne de transmission, $\{s(n)\}_{n \in \mathbb{Z}}$ est une séquence de symboles complexes, indépendants et identiquement distribués IID (Independent and Identically Distributed). Le canal est modélisé par sa réponse impulsionnelle $h = [h_0, h_1, \dots, h_{L_h-1}]^T$, de taille L_h et $(\cdot)^T$ représente l'opérateur transposé. $\{b(n)\}_{n \in \mathbb{Z}}$ est un bruit blanc gaussien additif, $\{x(n)\}_{n \in \mathbb{Z}}$ est l'entrée de l'égaliseur, $w = [w_0, w_1, \dots, w_{L_w-1}]^T$ est la réponse impulsionnelle de l'égaliseur, de taille L_w et $y(n)$ est le signal égalisé à l'instant n .

$x(n)$ et $y(n)$ sont modélisés comme suit :

$$x(n) = \sum_{i=0}^{L_h-1} h_i s(n-i) + b(n) \quad (2.5)$$

et

$$y(n) = \sum_{i=0}^{L_w-1} w_i x(n-i) = w^T x(n) \quad (2.6)$$

Où $x(n) = [x(n), x(n-1), \dots, x(n-L_w+1)]^T$

Les coefficients w_i de l'égaliseur doivent être sélectionnés afin que sa sortie corresponde au mieux au symbole émis $s(n)$.

2.5.3 Structure des égaliseurs

Un égaliseur est un filtre introduit au niveau du récepteur dans la chaîne de transmission, dont la fonction principale est d'ajuster au maximum le signal à sa sortie à celui qui a été émis. Cela est possible par la mise en place d'un critère qui régit la relation entre l'entrée et la sortie du filtre. Nous présenterons par la suite des conceptions d'égaliseurs linéaire et non linéaire.

- **Égaliseurs linéaires** : les égaliseurs linéaires s'expriment sous forme de filtre linéaire : filtre à réponse impulsionnelle finie RIF ou filtre à réponse impulsionnelle infinie RII. Ils prennent la forme d'un filtre transversal G dont la fonction de transfert en z associées $G(z)$ approxime l'inverse $H(z)^{-1}$ de la fonction de transfert en z du canal. Les coefficients de l'égaliseur sont ajustés selon un critère minimisant un coût dépendant de l'algorithme choisi. Parmi les algorithmes les plus connus on trouve le Constant Modulus Algorithm [19], l'algorithme de Sato [20].

La figure 2.7s montre le schéma d'un égaliseur linéaire :

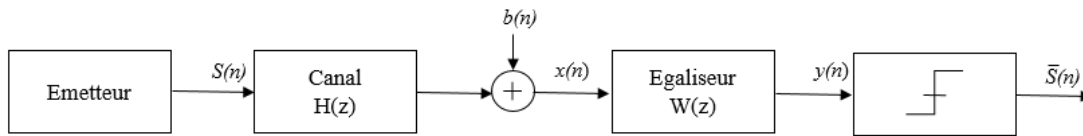


FIGURE 2.7 – Le schéma d'un égaliseur linéaire.

Quand le signal reçu $x(t)$ est échantillonné à une fréquence $1/T$, un égaliseur linéaire W est un filtre à réponse impulsionnelle $w(t)$ défini comme suit :

$$w(t) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} w(i)\delta(t - iT) \quad (2.7)$$

La sortie de l'égaliseur à un instant k va être :

$$y(k) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} w(i)x(k - i) \quad (2.8)$$

En pratique, l'égaliseur doit être à longueur finie :

$$w(t) = \sum_{i=-N}^M w(i)\delta(t - iT) \quad (2.9)$$

Où N et M sont les échantillons de la réponse impulsionnelle de l'égaliseur, et dans ce cas, il peut être décrit par un vecteur de longueur $N+M+1$ contenant

les échantillons de sa réponse impulsionnelle :

$$W = [W_{-M}, \dots, W_{-1}, W_0, W_1, \dots, W_N]^T$$

La sortie de l'égaliseur peut être écrite comme suit : $y(k) = X_k^H W$.

Tel que X_k est le vecteur de régression défini par

$$X_k^H = [x_{k+M}, \dots, x_k, \dots, x_{k-N+1}]$$

Généralement, un égaliseur linéaire est implémenté par l'utilisation d'un filtre transversal, le retard entre deux échantillons est de durée T , pour détecter les symboles transmis, une fois l'égaliseur est réglé selon des paramètres correspondant à la satisfaction de certains critères, sa sortie est ensuite passée par un dispositif de décision qui choisit à chaque instant, le symbole le plus proche à lui. Celle-ci n'est pas une structure optimale cependant elle est utilisée couramment [21].

- **Égaliseurs non linéaires** : les égaliseurs linéaires sont efficaces lorsque les interférences entre symboles ne sont pas très sévères dans les canaux. Par contre, les égaliseurs non linéaires sont utilisés lorsque ces distorsions sont sévères et qui ne peuvent pas être traités par les égaliseurs linéaires [22]. Parmi ces égaliseurs l'exemple le plus connu est le DFE (Decision Feedback Equalizer) qui utilise un retour de décision [21]. Le DFE classiquement composé de deux filtres, permet de détecter les symboles en utilisant un filtre à retour de décision avant s'effectue une mise en forme spectrale du canal et le filtre à retour de décisions supprime l'interférence entre symboles résiduelle, des symboles antérieurs. Si un tel algorithme donne de très bonnes performances à fort SNR, son comportement peut en revanche se dégrader en présence de bruit, et d'autre part, une erreur de détection peut générer une propagation d'erreur dans le filtre à retour de décision [23].

2.6 Estimation des paramètres de l'égaliseur

L'égaliseur comme nous l'avons mentionné précédemment, est un filtre qui est utilisé à l'entrée du récepteur. Ce filtre est conçu en utilisant des informations communes à l'émetteur et au récepteur. Les algorithmes d'égalisation peuvent être classés en trois catégories en fonction de la nature de ces informations communes :

- Si ces données sont constituées d'une séquence préétablie, connue de l'émetteur et du récepteur, on parle d'égalisation classique.
- Si ces données combinent des techniques d'égalisation aveugle (sans séquence d'entraînement) avec l'utilisation d'informations connus sur le canal, on parle d'égalisation semi-aveugle.
- Si ces données sont des propriétés structurelles du signal produit par l'émetteur, on parle d'égalisation aveugle (ou encore autodidacte).

2.6.1 Égalisation classique

L'égalisation classique, également appelée égalisation adaptative, est une méthode utilisée en traitement de signal pour contrebalancer les distorsions causées par un canal de communication. Cette technique ajuste les coefficients d'un filtre afin d'équilibrer la réponse en fréquence du canal et de corriger les distorsions [24]. Elle est efficace quand les propriétés du canal sont connues et que le but est d'éliminer les interférences. De plus, elle peut servir à améliorer la qualité du signal en éliminant les bruits et interférences indésirables. Parmi les égaliseurs classiques utilisés dans les réseaux 5G :

- Égaliseur ZF (Zero Forcing) : ce filtre est conçu pour inverser précisément la fonction de transfert du canal [25]. En procédant ainsi, l'interférence inter-symboles est entièrement compensée, ce qui équivaut à une interférence forcée à zéro. Cependant, il peut amplifier le bruit dans des conditions de faible SNR.
- Égaliseur MMSE (Minimum Mean Square Error) : l'égaliseur MMSE est un type d'égaliseur linéaire, son principe est de minimiser l'erreur quadratique moyenne entre le signal de sortie de l'égaliseur et le signal transmis. Il a l'avantage d'offrir de meilleures performances que l'égaliseur ZF, en particulier pour les canaux avec un faible rapport signal à bruit. Cependant, il est plus complexe à mettre en œuvre, car il nécessite la connaissance du spectre de puissance du bruit [26].
- L'algorithme LMS (Least Mean Square) : l'égaliseur LMS est un algorithme adaptatif simple et efficace pour l'égalisation. Il offre une solution robuste et largement utilisée pour compenser les distorsions du canal sans nécessiter une connaissance détaillée du bruit.
- L'algorithme RLS (Recursive least-squares) : l'algorithme RLS est l'un des algorithmes adaptatifs les plus populaires dans le traitement des signaux, avec une convergence rapide mais une complexité plus élevée que la LMS. Son utilisation est justifiée pour les canaux très dispersifs ou variables [27].
- Égaliseur MAP (Maximum A Posteriori) : utilisé pour minimiser l'erreur de symbole en prenant en compte la probabilité a posteriori des symboles transmis. Cela signifie qu'il utilise la probabilité des symboles reçus, conditionnée par les symboles transmis, pour effectuer l'égalisation [28].

2.6.2 Égalisation Semi-Aveugle

L'égalisation semi-aveugle est une technique utilisée dans les communications mobiles pour estimer et compenser les distorsions du canal de transmission. Elle combine les avantages de l'égalisation aveugle (qui ne nécessite pas d'informations connues sur les symboles transmis), avec ceux de l'égalisation classique (qui s'appuie sur des séquences d'entraînement) pour obtenir une estimation précise du canal [29]. Cette approche hybride permet d'obtenir une meilleure estimation des caractéristiques du canal de transmission, tout en offrant un compromis entre performances et complexité par rapport aux méthodes d'égalisation purement aveugles ou super-

visées. Parmi les égaliseurs semi-aveugle utilisés dans les réseaux 5G :

- Égaliseur MLSE (Maximum-Likelihood Sequence Estimation) : ce critère consiste à choisir, en fonction de la séquence reçue, la séquence émise la plus vraisemblable, cet égaliseur affiche les meilleures performances, mais il est aussi le plus complexe. Il se met en œuvre uniquement avec de courtes séquences binaires. Comme les autres égaliseurs, il nécessite aussi une estimation préalable de la réponse impulsionnelle du canal [30].
- Égaliseur SB-MRE (Semi-Blind Mutually Referenced Equalizer) : L'égaliseur SB-MRE est un algorithme qui fusionne les bénéfices de l'égalisation aveugle et de l'égalisation référencée pour ajuster les coefficients de l'égaliseur. Il surpasse l'égalisation aveugle concernant la réduction de l'ISI et la qualité du signal, cependant, il exige de nombreuses itérations pour parvenir à une solution optimale.

2.6.3 Égalisation Aveugle

Les premières techniques d'égalisation aveugle sont apparues dans les années 70 [20]. Elles visent à éliminer les effets de distorsion et d'interférence qui peuvent survenir lors de la transmission de signaux à travers un canal de communication et à rétablir la forme d'onde du signal reçu, même sans avoir connaissance préalable du canal lui-même. Elles se fondent sur la connaissance des propriétés statistiques du signal émis. En termes plus techniques, le critère d'égalisation est conçu de manière à imposer à l'égaliseur de reproduire un signal dont certaines propriétés statistiques se rapprochent au mieux de celles du signal émis.

En égalisation aveugle, on cherche à développer des algorithmes efficaces et peu complexes. Ainsi plusieurs approches ont été proposées, parmi lesquelles on peut mentionner quelques algorithmes tels que :

- Algorithme de Sato : c'est la première technique d'égalisation aveugle, cet algorithme a été conçu dans sa forme originale pour les signaux réels modules en amplitude PAM (Pulse-Amplitude Modulation). L'idée de base derrière cette technique est d'utiliser un dispositif de décision binaire à la place d'un dispositif de décision à plusieurs niveaux [31].
- Égalisation DDA (Decision Directed Algorithm) : est la méthode d'égalisation aveugle la plus primitive pour l'interférence inter-symbole (ISI) dans les systèmes de communication de données [32]. Ils exploitent les informations du dernier symbole décidé (supposé correct) pour améliorer les performances de l'égaliseur. Cet algorithme a été proposé pour la phase finale d'une procédure d'égalisation, quand l'œil du canal est suffisamment ouvert, il peut être utilisé pour continuer l'adaptation et même améliorer la performance en régime stationnaire. Les décisions prises seront très souvent les bonnes, et donc la sortie de l'élément de décision ressemble à une séquence d'apprentissage [33].
- Algorithme de Godard : cette méthode a été proposée par D. Godard en 1980 [34] , ce type d'algorithme est une forme plus développée de l'algorithme de Sato puisqu'elle convient mieux aux schémas de modulations bidimension-

nelles.

- Algorithme BG (Benveniste-Goursat) : le but de cet algorithme est d'élargir la fonction d'erreur de l'algorithme de Sato à d'autres types de fonctions d'erreur. Ce procédé est une méthode hybride qui combine deux fonctions d'erreurs déjà existantes, notamment la fonction d'erreur de l'algorithme de décision dirigée et celle de l'algorithme de Sato.
- Algorithme CMA (Constant Modulus Algorithm) : l'égaliseur CMA repose sur le principe de constance du module du signal. Son objectif est d'ajuster les coefficients de l'égaliseur afin de réduire la variance de l'amplitude du signal en sortie, par le biais d'une méthode d'optimisation itérative.
- Algorithme NCMA (Normalized Constant Modulus Algorithm) : c'est une variante de l'algorithme CMA, de sorte que la valeur du pas d'adaptation dans l'algorithme CMA influe sur sa vitesse de convergence et son erreur résiduelle, alors que son optimisation à chaque itération donne l'algorithme NCMA. Le NCMA ajuste itérativement les coefficients de l'égaliseur pour que le module du signal de sortie soit le plus constant possible, ce qui fait que sa vitesse de convergence est plus importante que celle du CMA [35].
- Algorithme CNA (Constant Norm Algorithm) : l'algorithme de norme constante (CNA) représente une classe d'algorithmes employés dans l'égalisation aveugle, qui ajuste les paramètres d'un système de communication sans connaissance préalable du canal. Le CNA repose sur la comparaison entre une fonction issue de la sortie de l'égaliseur et une constante.
- Algorithme MMA (Multi-Modulus Algorithm) : une extension du CMA, conçue pour gérer les signaux modulés avec différentes amplitudes, comme dans les systèmes QAM (modulation d'amplitude en quadrature), en minimisant les écarts par rapport à plusieurs modules cibles.
- Les algorithmes basés sur SQD (Stochastic Quadratic Distance) : l'algorithme SQD vise à minimiser la distance quadratique entre la distribution de densité de probabilité à la sortie de l'égaliseur et celle de la constellation affectée par le bruit.

2.7 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons examiné l'importance de l'égalisation dans un système de communication numérique. Nous avons mis l'accent sur les différents modèles de canaux et leurs perturbations associées, ainsi que sur le principe et la structure des égaliseurs. Enfin, nous avons abordé les différentes méthodes d'égalisation, notamment l'égalisation classique et l'égalisation aveugle. Ces algorithmes seront détaillés plus en profondeur dans la section suivante.

CHAPITRE 3

MÉTHODES D'ÉGALISATION DANS LES RÉSEAUX MOBILES

3.1 Introduction

Le domaine de l'égalisation des canaux de transmission est vaste et passionnant. Chaque approche possède ses propres subtilités et est adaptée à des scénarios spécifiques, que ce soit pour réduire les interférences entre symboles, optimiser le débit ou minimiser l'erreur. Dans ce chapitre, nous allons explorer les techniques d'égalisation les plus utilisées dans les réseaux mobiles modernes.

Nous commencerons par examiner les méthodes linéaires classiques, telles que l'égaliseur ZF et l'égaliseur MMSE. Ensuite, nous aborderons les algorithmes adaptatifs plus avancés, capables de suivre les variations du canal en temps réel, tels que l'égaliseur RLS et l'égaliseur LMS. Nous poursuivrons avec les techniques non-linéaires, comme l'égaliseur DFE et le MLSE. Enfin, nous explorerons les méthodes autodidactes, telles que le CMA et le MMA, ce qui est particulièrement utile dans les scénarios où la connaissance du signal est limitée.

3.2 Rappels sur les modulations numériques

La modulation consiste à modifier le signal utile pour l'adapter au canal de transmission. Elle encode l'information en variant la fréquence, la phase ou l'amplitude d'une porteuse. Dans le cas des modulations numériques, le signal à transmettre est entièrement numérique, c'est-à-dire une suite de symboles qui prennent des valeurs entre 0 et 2^n . Où n est le nombre de bits par symbole.

Nous allons étendre notre travail dans le contexte de deux modulations couramment utilisées dans les réseaux 5G.

- **La modulation BPSK (Binary Phase Shift Keying)** : où le signal utile est une suite binaire à deux états transportée par la phase d'une porteuse.

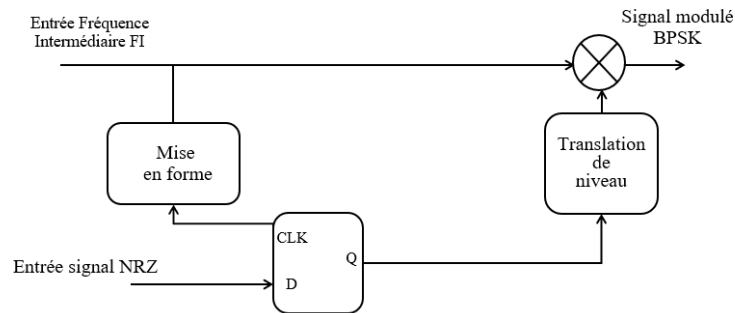


FIGURE 3.1 – Schéma de principe d'un modulateur BPSK [18].

L'aspect pratique de la modulation BPSK est décrit par le schéma de principe de la figure 3.1. La fréquence intermédiaire (FI), interne à l'émetteur et au récepteur, est indépendante du signal modulant. Après une mise en forme, le signal FI est synchronisé avec le signal modulant à l'aide d'une bascule D dont l'horloge n'est autre que le flux binaire d'entrée. La composante continue du signal de sortie de la bascule est supprimée par une translation de niveau. Le signal modulé BPSK à deux états est obtenu après multiplication du signal centré par la FI [18].

- **La modulation QAM (Quadrature Amplitude Modulation)** : elle encode des données en variant les amplitudes de deux fréquences porteuses sinusoïdales en quadrature, c'est-à-dire déphasées l'une de l'autre de $\pi/2$, et cela permet d'augmenter la densité de l'information transmise par une même bande passante en utilisant des constellations de symboles complexes. Le signal modulé transmis dans le canal de transmission est donné par l'équation suivante [36] :

$$s(t) = p(t)\cos(2\pi f_0 t) - q(t)\sin(2\pi f_0 t) \quad (3.1)$$

Avec

$$p(t) = \sum_k A_k g(t - kT)$$

$$q(t) = \sum_k B_k g(t - kT)$$

Où $g(t)$ est l'impulsion de base qui est souvent une fonction Porte de durée T et d'amplitude égale à 1. Les amplitudes A_k et B_k représentent les symboles obtenus par codage des bits d'information à transmettre. La forme complexe $x(t)$ est donnée par : $x(t) = A_k + jB_k$

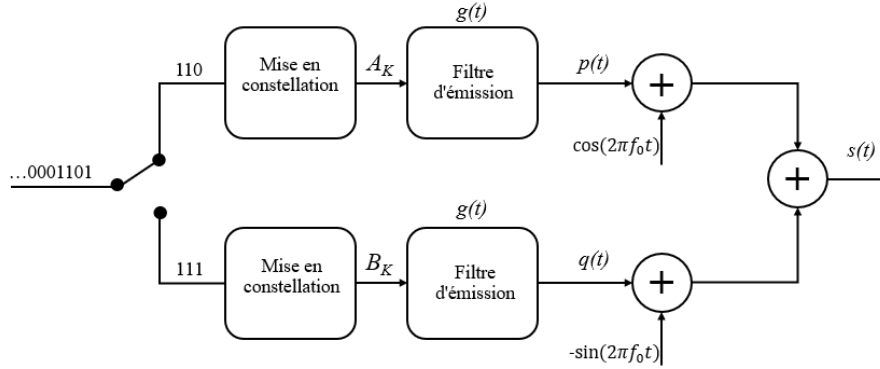


FIGURE 3.2 – Schéma du modulateur QAM [18].

La figure 3.2 représente le schéma du modulateur QAM. Le signal obtenu $s(t)$ est composé d'une suite de symboles de durée T . Un symbole est composé de n bits qui sont répartis entre deux porteuses. Ainsi, lorsque n est pair, $n/2$ symboles forment un mot code qui est représenté par l'amplitude A_k et Les $n/2$ autres symboles forment un mot code représentant l'amplitude B_k . Une mise en forme est appliquée aux amplitudes A_k et B_k afin de les moduler, respectivement, par un cosinus et un sinus de même fréquence. Le signal QAM sera finalement la différence du signal issu de la porteuse en sinus issu de la porteuse en sinus et celui issu de la porteuse en cosinus [18].

3.3 Les différentes méthodes et algorithmes d'égalisation associés aux réseaux mobiles 5G

L'évolution des réseaux 5G stimule continuellement l'innovation dans les algorithmes d'égalisation, dans le but de gérer des environnements sans fil de plus en plus complexes et dynamiques. Dans un système de communication, après que le signal ait traversé le canal, le récepteur doit appliquer des algorithmes de réception pour récupérer les symboles transmis, tout en réduisant les interférences provenant d'autres utilisateurs. Divers algorithmes d'égalisation ont été conçus pour les réseaux mobiles 5G. Nous allons nous focaliser sur une série d'algorithmes d'égalisation essentiels, chacun offrant des avantages distincts et étant adapté à des situations particulières.

3.3.1 Égaliseur ZF (Zero Forcing)

L'égaliseur ZF fait référence à une forme d'algorithme d'égalisation linéaire, proposée pour la première fois par Robert Lucky [37]. L'objectif principal de cet égaliseur est de forcer les interférences à zéro, afin de récupérer les signaux transmis sans distorsion. Pour ce faire, l'égaliseur ZF calcule une matrice de filtrage qui est l'inverse de la matrice (la réponse en fréquence) du canal.

On peut donc écrire la sortie de l'égaliseur $y(mT)$ sous la forme suivante :

$$\begin{aligned}
 y(mT) &= \sum_{n=-N}^N \alpha_n x[(m-n)T] \\
 &= \begin{cases} 1, & m = 0 \\ 0, & m \neq 0 \end{cases} \quad m = 0, \pm 1, \pm 2, \dots, \pm N
 \end{aligned} \tag{3.2}$$

Tel que α_n sont les coefficients de l'égaliseur, n sont les symboles et x est l'entrée de l'égaliseur (après le canal), $[x]$ donnée par 3.3 :

$$[x] = \begin{bmatrix} x(0) & x(-T) & \cdots & x(-2NT) \\ x(T) & x(0) & \cdots & x((-2N+1)T) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ x(2NT) & \vdots & \cdots & x(0) \end{bmatrix} \tag{3.3}$$

Pour le bon choix de α_n , on effectue le calcul suivant :

$$[A] = [x]^{-1}[y] = [x]^{-1} \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \\ 1 \\ 0 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix} = \text{colonne du milieu de } [x]^{-1} \tag{3.4}$$

On identifie les coefficients de l'égaliseur à la colonne centrale de l'inverse de la matrice $[x]$. En présence du bruit l'égaliseur le renforce et entraîne une dégradation des performances. Le bruit est renforcé (amplifié) aux fréquences où le canal présente une forte atténuation [38].

La figure 3.3 présente un schéma bloc de l'égaliseur ZF ainsi que les représentations d'un signal égalisé à l'aide de cet égaliseur.

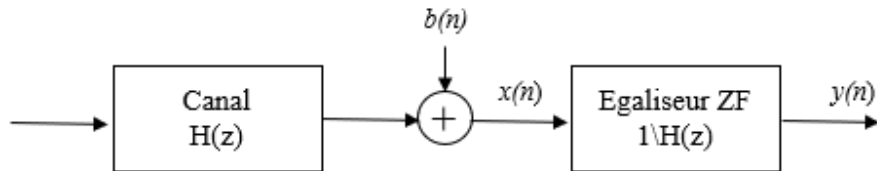


FIGURE 3.3 – Schéma d'un égaliseur ZF.

3.3.2 Égaliseur MMSE (Minimum Mean Square Error)

L'égaliseur MMSE possède une structure semblable à celle de l'égaliseur ZF, à la différence du critère du ZF, cet égaliseur intègre l'effet du bruit dans le critère qu'il vise à optimiser. Il incluant un filtre transversal linéaire, les coefficients de ce filtre sont déterminés de manière à minimiser l'erreur quadratique moyenne, au lieu de chercher à éliminer totalement l'interférence intersymboles.

Le critère peut être donc exprimé par J_{MMSE} qui est une fonction quadratique des coefficients de l'égaliseur [24] :

$$J_{MMSE} = E\{|(y(n) - d(n))|^2\}. \quad (3.5)$$

D'où $y(n)$ est le signal égalisé à l'instant n , et $d(n)$ est le signal désiré.

Avec cet égaliseur, l'objectif n'est pas d'éliminer entièrement l'ISI, mais plutôt de trouver un équilibre entre le niveau d'ISI et le niveau de bruit en sortie de l'égaliseur.

C'est l'égaliseur optimal au sens de l'erreur quadratique moyenne :

$$\Theta_{MMSE} = \arg \min_{\theta} \{J_{MMSE}\} \quad (3.6)$$

La solution de l'équation 3.6 est le vecteur θ tel que [39] :

$$\Theta_{MMSE} = \sigma_n^2 e_d \tilde{H}^T [\sigma_n^2 \tilde{H}^T \tilde{H} + \sigma_n^2 I_{L_w}]^{-1} \quad (3.7)$$

Avec σ_n^2 la variance, e_d est un vecteur colonne $e_d = (0, \dots, 1, \dots, 0)^T$.

I_{L_w} est la matrice identité de dimension L_w .

\tilde{H}^T représente l'opérateur transposé conjugué de \tilde{H} .

\tilde{H} représente l'effet du canal et représenter par :

$$\tilde{H} = \begin{pmatrix} h_0 & 0 & \cdots & 0 \\ h_1 & h_0 & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & \vdots \\ h_{L_h-1} & \ddots & \ddots & h_0 \\ 0 & \ddots & \ddots & h_1 \\ \vdots & \ddots & \ddots & \vdots \\ 0 & \cdots & \cdots & h_{L_h-1} \end{pmatrix} \quad (3.8)$$

Cette solution requiert la connaissance des paramètres du canal, qui peuvent être estimés en utilisant un algorithme d'identification classique et la connaissance d'une séquence d'apprentissage. Il est également possible d'approximer cette solution directement par des algorithmes d'adaptation paramétrique. Les méthodes adaptatives les plus courantes permettant de mettre à jour les coefficients de l'égaliseur en approximant la solution du critère de l'équation sont l'algorithme du gradient et l'algorithme des moindres carrés récursif.

La figure 3.4 présente un schéma bloc de l'égaliseur MMSE ainsi que les représentations d'un signal égalisé à l'aide de cet égaliseur.

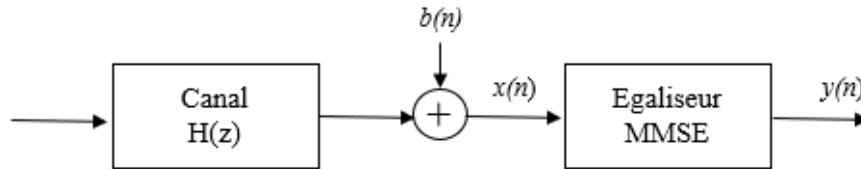


FIGURE 3.4 – Schéma d'un égaliseur MMSE.

3.3.3 L'algorithme LMS (Least Mean Square)

L'algorithme des moindres carrés a été conçu pour la première fois par Widrow et Hoff en 1959, c'est le plus utilisé des algorithmes adaptatifs. L'algorithme LMS est une procédure itérative d'ajustement du vecteur des coefficients d'égaliseur. Il est basé sur la méthode de gradient qui calcule et remet à jour les pondérations de façon récursive.

Les coefficients de l'égaliseur sont alors adaptés en minimisant l'erreur quadratique moyenne $E[e^2]$. Chaque vecteur de coefficients d'égaliseur est associé à une valeur d'erreur entre la sortie estimée et la sortie égalisée.[40]. En utilisant cette erreur, l'algorithme LMS tente de trouver le vecteur désiré. Ceci nous amène à l'équation de mise à jour des coefficients du LMS suivante [41] :

$$c_{k+1} = c_k + \mu(x_k + \hat{x}_k)V_k^* \quad (3.9)$$

Où :

V_k : le vecteur des échantillons du signal reçu.

V_k^* : désigne le conjugué de V_k .

c_k : le vecteur des coefficients d'égaliseur.

μ : le pas d'adaptation de l'algorithme LMS.

x_k : le signal désiré.

\hat{x}_k : le symbole décidé.

k : le nombre de coefficients d'égaliseur.

La figure 3.5 illustre un schéma bloc pour la mise en œuvre d'un égaliseur LMS. La sortie du filtre adapté $x(n)$ est entrée dans un égaliseur linéaire à coefficients c_k au moment du symbole k . Ces coefficients sont mis à jour au moment du symbole $k + 1$ par l'algorithme LMS qui les calcule à nouveaux via l'équation 3.9. Cette mise à jour nécessite la transmission périodique d'une séquence d'apprentissage $d(n)$ connue du récepteur.

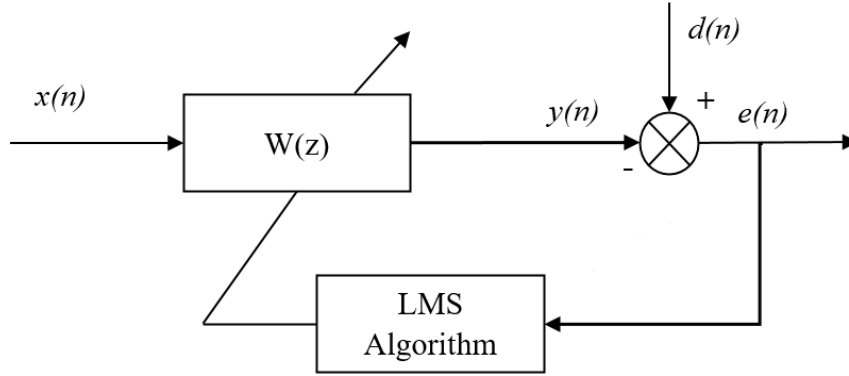


FIGURE 3.5 – Schéma bloc d'un égaliseur LMS [42].

3.3.4 L'algorithme RLS (Recursive least-squares)

L'algorithme RLS est l'un des algorithmes adaptatifs les plus populaires dans le traitement des signaux. Il connaît un taux de convergence rapide par rapport à LMS. L'aspect important du schéma RLS est qu'il ne nécessite pas l'inversion d'une matrice autocorrélation. Cette méthode présente donc un meilleur taux de convergence et peut également être utilisée pour les systèmes de communication basés sur de grands réseaux d'antennes. Le vecteur de corrélation requis et la matrice de corrélation peuvent être calculés récursivement. Ces paramètres peuvent être exprimés comme suit [43] :

$$R_{xx}(n) = \sum_{k=1}^n x_k(n)x_k^H(n) \quad (3.10)$$

Où R_{xx} est la matrice autocorrélation, x est le signal d'entrée, x^H est la transposée hermitienne de x et k est la longueur du bloc. L'estimation pondérée de l'expression ci-dessus peut être obtenue sous la forme

$$R_{xx}(n) = \sum_{k=1}^n \xi^{k-1} x_k(n)x_k^H(n) \quad (3.11)$$

Où ξ est le facteur d'oubli, sa valeur est une constante positive ($0 \leq \xi \leq 1$).

$$R_{xx}(n) = \xi R_{xx}(n-1) + x(n)x^H(n) \quad (3.12)$$

3.3.5 Égaliseur DFE (Decision Feedback Equalizer)

L'égaliseur à retour de décision DFE (Decision Feedback Equalizer) est une technique avancée d'égalisation utilisée pour compenser les effets des interférences intersymboles (ISI) dans les systèmes de communication numérique. Il est constitué d'un filtre transverse FFF (Feed Forward Filtre) et d'un filtre récursif FBF (Feed Back Filtre). L'entrée de ce filtre représente les symboles décidés antérieurement et qui

servent à éliminer l'IIS de l'estimation courante. Le schéma de principe de l'égaliseur à retour de décision est donné par la figure 3.6 suivante :

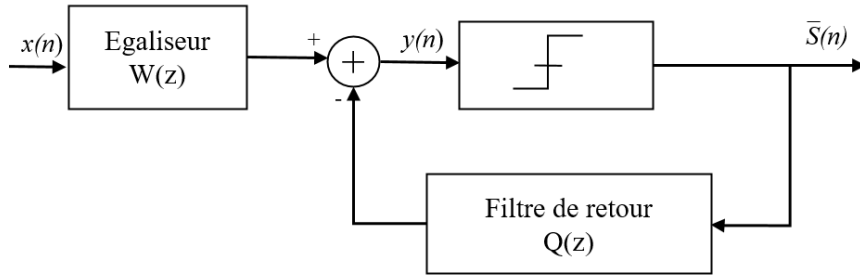


FIGURE 3.6 – Schéma d'un égaliseur à retour de décision.

Dans cette structure, l'entrée du filtre direct correspond à la séquence des symboles reçus, cela signifie que $W(z)$ sert principalement à minimiser l'interférence intersymbole causée par les symboles futurs, alors que la séquence de symboles de décisions issue du signal égalisé est présentée à l'entrée du filtre de retour, cela implique que la partie réursive $Q(z)$ synthétise l'interférence intersymbole causée par les symboles passés et la soustrait du signal avant la décision.

Le DFE repose sur l'idée que si la valeur du symbole déjà détecté est correcte, alors l'ISI due à la contribution de ce symbole peut être éliminée. La valeur de ce symbole est soustraite avec une pondération appropriée de la sortie d'égaliseur. Lorsqu'une décision est incorrecte, une erreur est produite, celle-ci se propage aux autres symboles jusqu'à ce que le futur échantillon compense cette erreur [44].

La sortie de l'égaliseur DFE constituant la somme des sorties de la partie directe et celle de retour est donné par l'équation 3.13 :

$$y_k = \sum_{i=0}^{N-1} c_i x_{k-i} - \sum_{i=0}^M b_i s_{k-i} \quad (3.13)$$

Avec $c = [c_0, c_1 \dots c_{N-1}]^T$ et $b = [b_0, b_1 \dots b_M]^T$ sont les vecteurs des coefficients du filtre $W(z)$ et $Q(z)$ respectivement.

3.3.6 Égaliseur MLSE (Maximum-Likelihood Sequence Estimation)

Les égaliseurs MLSE (Maximum likelihood sequence estimation) offrent une égalisation optimale des variations temporelles des caractéristiques du canal de propagation. Cependant, ils sont parfois moins attrayants, car leur complexité de calcul est supérieure à celle des égaliseurs adaptatifs [45]. Ils consistent à choisir en fonction de la séquence reçue la séquence émise la plus vraisemblable. Le critère à optimiser est défini par l'équation [46].

$$\{\hat{s}_1, \hat{s}_2, \dots, \hat{s}_N\}^{\text{MLSE}} = \arg \max_{\{a_1, a_2, \dots, a_N\} \in M^N} P_r(\hat{s}_1 = a_1, \dots, \hat{s}_N = a_N | x_1, \dots, x_N) \quad (3.14)$$

Avec $\{\hat{s}_1, \hat{s}_2, \dots, \hat{s}_N\}$ est la séquence émise, $\{x_1, x_2, \dots, x_N\}$ est la séquence reçue et $\{a_i\}_{i=1\dots N}$ sont des points d'un alphabet de taille M^N .

Le nombre de séquences d'information possibles pour une séquence reçue de longueur N et un alphabet M -aire de symboles émis est de M^N . Toutefois, cet algorithme a une complexité qui est linéaire vis-a-vis du nombre d'échantillons N et qui augmente exponentiellement avec le degré L_h du canal de transmission [47]. Pour diminuer cette charge, il est recommandé d'opter pour des approches d'égalisation sous optimales et moins complexes. Cela se fait en général en utilisant un algorithme de Viterbi. Celui-ci permet de sélectionner dans un treillis le chemin de métrique le plus faible. La figure 3.7 présente le schéma d'un égaliseur MLSE.

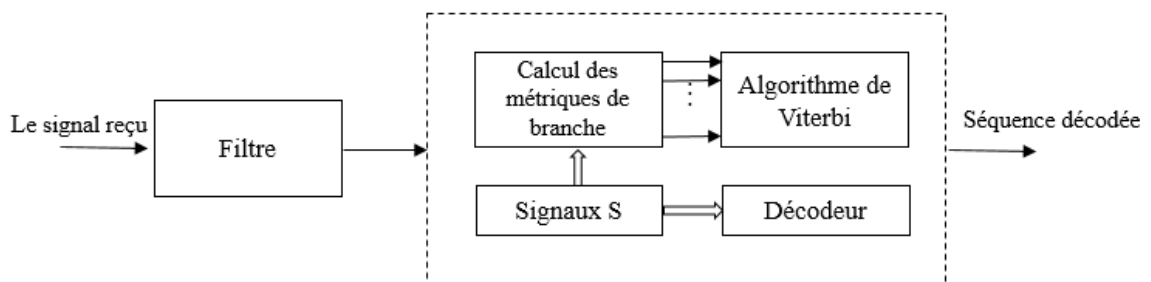


FIGURE 3.7 – Schéma d'un égaliseur MLSE.

Pour décoder un signal reçu, l'égaliseur MLSE :

- Applique le filtre FIR aux symboles du signal d'entrée. Les poids des prises du filtre FIR correspondent à l'estimation du canal.
- Utilise l'algorithme Viterbi pour calculer le chemin des métriques de branche accumulées minimales. Ceux-ci des valeurs sont attribués aux symboles à chaque étape de l'algorithme de Viterbi. Les mesures sont basées sur la distance euclidienne.
- Affiche l'estimation de la séquence de vraisemblance maximale du signal sous la forme d'une séquence données la plus probable pour être retracée.

L'égaliseur à maximum de vraisemblance est sans doute celui qui affiche les meilleures performances, mais c'est aussi le plus complexe. Il ne s'applique qu'à des séquences binaires courtes. Comme les autres égaliseurs, il nécessite aussi une estimation préalable de la réponse impulsionnelle du canal [30].

3.3.7 Algorithme CMA (Constant Modulus Algorithm)

L'algorithme CMA, proposé par J. R. Treicher et al. en 1983 [48], permet d'atténuer simultanément les effets des trajets multiples sélectifs en fréquence et les interférences sur des signaux modulés à enveloppe constante. La seule connaissance requise est la forme d'onde du signal transmis, plus précisément, son enveloppe

constante. Ce type d'algorithme est le plus connu pour l'égalisation aveugle des signaux QAM. Il présente de bonnes performances pour un signal FM (Frequency Modulation) dans un environnement à trajets multiples en présence d'interférences.

La figure 3.8 montre le principe de base de l'égalisation aveugle CMA. Où $S(n)$ est le signal d'entrée, $H(z)$ est la réponse impulsionnelle du canal, $b(n)$ est le bruit du canal avec une distribution gaussienne, $x(n)$ est le signal reçu avant égalisation, $W(z)$ est le poids de l'égaliseur aveugle, $y(n)$ est le signal de sortie de l'égaliseur aveugle.

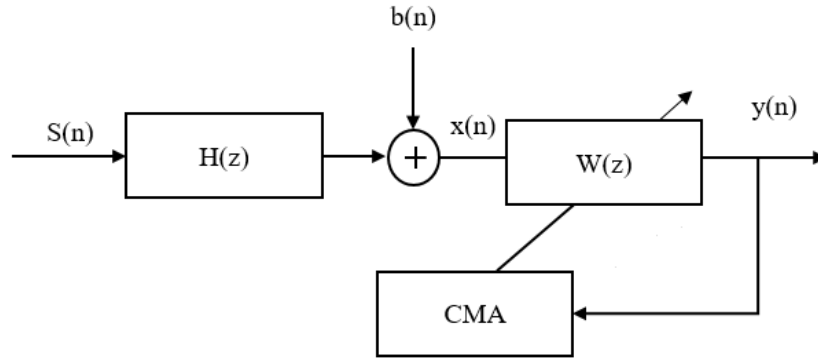


FIGURE 3.8 – Schéma bloc d'un égaliseur CMA.

La mise à jour du vecteur de paramètres de l'égaliseur est donnée par [24] :

$$\hat{\theta}_k = \hat{\theta}_{k-1} + \mu \phi_k \varepsilon_k^{CMA} \quad (3.15)$$

Où $\hat{\theta}_k$: le vecteur de paramètres de l'égaliseur à l'instant k .

ϕ_k : un vecteur contenant les échantillons du signal reçu.

μ : le pas de l'algorithme (un paramètre qui contrôle de la vitesse de convergence).

ε_k^{CMA} est l'erreur donnée par :

$$\varepsilon_k^{CMA} = \hat{s}_{k/k-1} (R_2 - \hat{s}_{k/k-1}^2) \quad (3.16)$$

Avec $\hat{s}_{k/k-1}$ est le signal estimé à l'instant k en utilisant les observations jusqu'à $k-1$.

R_2 est une constante définie par les moments statistiques du signal :

$$R_2 = \frac{E\{|s_k|^4\}}{E\{|s_k|^2\}} \quad (3.17)$$

D'où $E\{.\}$ représente l'espérance mathématique, $|s_k|$ sont des moments du signal.

3.3.8 Algorithme MMA (Multi-Modulus Algorithm)

Contrairement à la CMA, la fonction de coût MMA pénalise séparément la dispersion des parties réelles et imaginaires de $y(n)$, qui est donnée comme [49] :

$$J = E [(y_R^2(n) - R_R)^2 + (y_I^2(n) - R_I)^2]. \quad (3.18)$$

L'algorithme de mise à jour des coefficients MMA correspondant est :

$$w(n+1) = w(n) + \mu [y_R(n) (R_R - y_R^2(n)) + j.y_I(n) (R_I - y_I^2(n))] .x^*(n) \quad (3.19)$$

où $R_R = E[a_R^4]/E[a_R^2]$ et $R_I = E[a_I^4]/E[a_I^2]$ sont définies respectivement comme les constantes de dispersion pour les parties réelles et imaginaires du signal transmis. La minimisation de la fonction de coût 3.19 peut être interprétée comme fixant la constellation du signal sur un carré. Un avantage du MMA par rapport au CMA est que, lors de la convergence, il produit l'orientation correcte de la constellation, ce qui rend un compensateur de phase inutile.

3.4 Étude comparative entre les différents égaliseurs

Le tableau suivant représente la comparaison des performances de divers égaliseurs examinés, mettant en lumière leurs avantages et inconvénients, ainsi que leurs applications concrètes, ce qui les rend plus ou moins appropriés pour certains scénarios de transmission spécifiques.

Égaliseur	Avantages	Inconvénients	Applications
ZF	<ul style="list-style-type: none"> - Calcul facile. - Structure facile. 	<ul style="list-style-type: none"> - Impossible de trouver pour certains canaux. - Perte en rapport SNR. 	<ul style="list-style-type: none"> - Dans les systèmes de radio logicielle. - Dans les systèmes MIMO et le beamforming. - Communications de données haut débit.
MMSE	<ul style="list-style-type: none"> - Réduction du Bruit. - Performance en faible SNR. - Adaptabilité. 	<ul style="list-style-type: none"> - Complexité computationnelle. - Latence. - Consommation d'énergie. 	<ul style="list-style-type: none"> - Traitement audio. - Dans les systèmes MIMO. - Communications par satellite. - Téléphonie mobile et données.

RLS	<ul style="list-style-type: none"> - Convergence rapide. - Précision. - Application dans des systèmes complexes. 	<ul style="list-style-type: none"> - Mémoire requise. - Complexité computationnelle élevée. - Instabilité numérique. 	<ul style="list-style-type: none"> - Dans les systèmes de communication optique. - Traitement du signal audio.
LMS	<ul style="list-style-type: none"> - Simplicité de mise en oeuvre. - Faible complexité computationnelle. - Faible consommation d'énergie. 	<ul style="list-style-type: none"> - Convergence lente - Performance sous optimum. - Sensibilité au choix du pas d'apprentissage. - Précision inférieure en conditions dynamiques. 	<ul style="list-style-type: none"> - Communications voix et données. - Réseaux domestiques et professionnels. - Systèmes de recherche et sauvetage.
DFE	<ul style="list-style-type: none"> - Performance améliorée dans les environnements Bruyants. - Complexité modérée. 	<ul style="list-style-type: none"> - Dépendance au canal. - Latence. - Propagation d'erreurs. 	<ul style="list-style-type: none"> - Réseaux de capteurs. - Communications Machine-to-Machine. - Les systèmes de transmission de données numériques et les modems DSL.
MLSE	<ul style="list-style-type: none"> - Optimal. - Adaptation aux canaux dynamiques. - Robustesse aux bruits et interférences. 	<ul style="list-style-type: none"> - Complexité élevée. - Coût élevé de Mise en oeuvre. - Complexité computationnelle élevée. - Exigences en mémoire. 	<ul style="list-style-type: none"> - Communications mobiles de nouvelle génération (5G) - Dans les systèmes de transmission de données à haut débit.
CMA	<ul style="list-style-type: none"> - Adaptabilité à la constellation modulée. - Robustesse aux distorsions non linéaires. - Traitement de signaux multibandes. 	<ul style="list-style-type: none"> - Performance suboptimale. - Sensibilité au bruit. - Convergence lente. - Complexité computationnelle élevée. 	<ul style="list-style-type: none"> - Modems et modulations numériques. - Réseaux à haut débit.

MMA	<ul style="list-style-type: none"> - Traitement des signaux à modulation variable. - Robustesse aux distorsions non linéaires. - Adaptabilité à des canaux variés. 	<ul style="list-style-type: none"> - Convergence lente. - Sensibilité au bruit. - Complexité computationnelle élevée. 	<ul style="list-style-type: none"> - Réseaux de télévision numérique. - Réseaux sans fil et mobiles.
-----	---	--	--

TABLE 3.2 – Avantages, inconvénients et les applications des différents égaliseurs.

3.5 Conclusion

Ce chapitre a introduit l'ensemble des outils théoriques nécessaires à la compréhension du chapitre 4. Il a passé en revue une large gamme de méthodes d'égalisation mettant en évidence leurs applications pratiques et leurs limites, offrant ainsi un cadre conceptuel robuste pour appréhender les complexités de l'égalisation dans le contexte avancé des technologies 5G.

CHAPITRE 4

SIMULATION ET DISCUSSION DES RÉSULTATS

4.1 Introduction

Après avoir exploré les fondements théoriques sur les différents algorithmes d'égalisation, nous passons dans ce chapitre à l'analyse des résultats de simulation obtenus à l'aide du logiciel MATLAB, ainsi qu'à leurs interprétations détaillées. Nous allons explorer l'étude comparative des performances des égaliseurs en mesurant la probabilité d'erreur binaire en fonction du SNR pour chaque égaliseur en utilisant les modulations BPSK et QAM. Cette analyse nous permettra d'évaluer leurs capacités à maintenir une transmission fiable et efficace dans des environnements bruités.

4.2 Présentation du logiciel utilisé

Pour mener à bien les simulations variées de notre système, nous avons opté pour MATLAB (MATrix LABoratory), un environnement de bureau puissant dans de nombreux domaines d'application. MATLAB combine des processus d'analyse et de conception itératifs avec un langage de programmation. Conçu pour développer des algorithmes, visualiser et analyser des données, manipuler des matrices et créer des interfaces utilisateurs ainsi que réaliser des calculs numériques avancés.

4.3 Les métriques de performances

4.3.1 Rapport signal sur bruit (Eb/N0)

Le rapport signal sur bruit SNR (Signal to Noise Ratio), est un indicateur de la qualité de transmission d'une information, il s'exprime de la puissance du signal utile à celle du bruit de fond indésirable.

Le SNR est exprimé en décibels sous la forme logarithmique suivante :

$$\text{SNR}_{(\text{dB})} = 10 \log_{10} \left(\frac{P_{(\text{signal})}}{P_{(\text{bruit})}} \right) \quad (4.1)$$

4.3.2 Probabilité d'erreur binaire (BER)

La probabilité d'erreur binaire BER (Bit Error Rate) est une mesure de la performance d'un système de communication. Il exprime la proportion de bits altérés par rapport au nombre total de bits envoyés. En d'autres termes, il représente la fréquence à laquelle des erreurs surviennent lors de la transmission d'informations.

$$\text{BER} = \frac{\text{Nombre de bits erronés}}{\text{Nombre total de bits transmis}} \quad (4.2)$$

4.4 Condition de simulation

Notre environnement de simulation est configuré en fonction des paramètres ci-dessous :

- Un canal multi-trajets avec un bruit AWGN.
- Le type de modulation utilisé : BPSK et QAM.
- M-QAM = [16, 32, 64, 128, 256], avec M l'ordre de modulation.
- Rapport signal sur bruit Eb/N0 = [0 : 40] en dB.
- Nombre de symbole = 1e6.

4.5 Évaluation des performances d'égaliseurs avec la modulation BPSK

Dans cette section, nous entamons notre analyse en utilisant la modulation BPSK pour évaluer et comparer les performances des divers égaliseurs (ZF, MMSE, LMS, RLS, MLSE, DFE, CMA et MMA).

4.5.1 Comparaison des performances d'égaliseurs ZF et MMSE

Le graphique illustre une comparaison du probabilité d'erreur binaire BER obtenus en fonction du rapport E_b/N_0 (dB) pour un système BPSK utilisant les égaliseurs classiques ZF et MMSE.

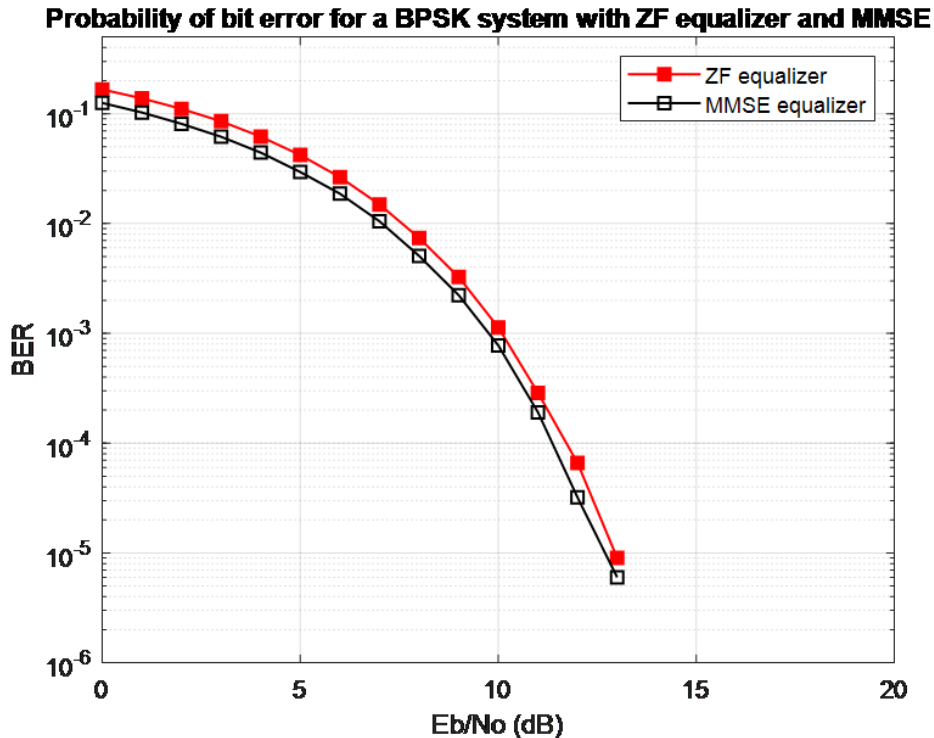


FIGURE 4.1 – Comparaison du BER obtenu avec l'égaliseur ZF et MMSE.

Pour une plage d' E_b/N_0 allant de 0 à 20 dB, nous observons que les deux égaliseurs, ZF et MMSE, présentent une diminution du BER à mesure que le rapport E_b/N_0 augmente. L'égaliseur ZF s'arrête dans un BER égale à 9×10^{-6} pour un rapport $E_b/N_0 = 13$ dB, mais l'égaliseur MMSE à montrer une légère supériorité comme l'indique sa courbe qui se situe légèrement en dessous de celle de ZF sur le graphique avec un $BER = 6 \times 10^{-6}$.

Cela s'explique par le fait que l'égaliseur MMSE optimise à la fois le bruit et les interférences, ce qui lui permet d'atteindre plus rapidement des coefficients optimaux, réduisant ainsi efficacement le BER. Cependant, l'égaliseur ZF élimine efficacement les interférences, mais en négligeant le bruit, ce qui ralentit sa convergence. Cela entraîne une réduction du BER moins efficace dans des conditions bruyantes.

4.5.2 Comparaison des performances d'égaliseurs RLS et LMS

La figure 4.2 présente une comparaison du probabilité d'erreur binaire BER obtenus en fonction du rapport E_b/N_0 pour un système BPSK en utilisant les égaliseurs adaptatifs RLS et LMS.

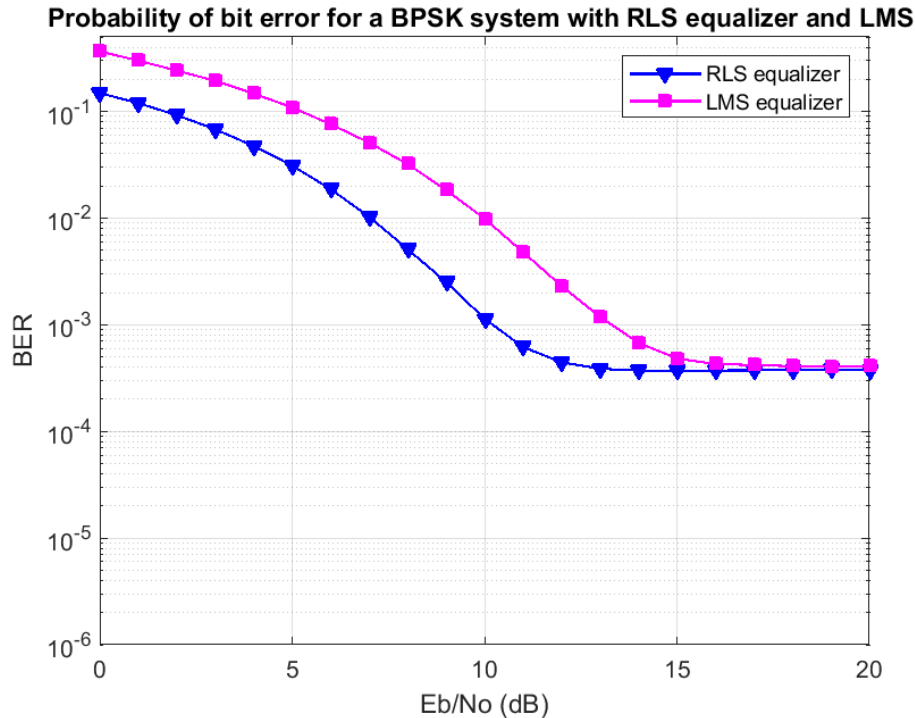


FIGURE 4.2 – Comparaison du BER obtenu avec l'égaliseur RLS et LMS.

En analysant les résultats présentés par ce graphe. La courbe BER de RLS est bien en dessous de celle de LMS en $E_b/N_0 = [0,15]$, montrant une probabilité d'erreur beaucoup plus faible à des niveaux de bruit élevés. Par exemple, pour $E_b/N_0=5$ dB, le BER de RLS est autour de $1e-2$, alors que celui de LMS est encore à environ $1e-1$. Mais au-delà de 15 dB, la différence de BER entre les deux diminue progressivement, atteignant des valeurs proches de $1e-5$, ce qui suggère que l'égaliseur LMS rattrape son retard à des niveaux de bruit plus faibles.

Cela s'explique par le fait que l'égaliseur RLS converge rapidement vers les coefficients optimaux grâce à sa capacité à minimiser l'erreur quadratique instantanée de manière récursive. Tandis que l'égaliseur LMS converge plus lentement, car il ajuste les coefficients graduellement en utilisant une estimation itérative de l'erreur.

4.5.3 Comparaison des performances en terme du BER d'égaliseur linéaire, DFE et MLSE

La figure 4.3 montre la comparaison entre les égaliseurs linéaires, non linéaires et DFE en termes de BER en fonction d' E_b/N_0 .

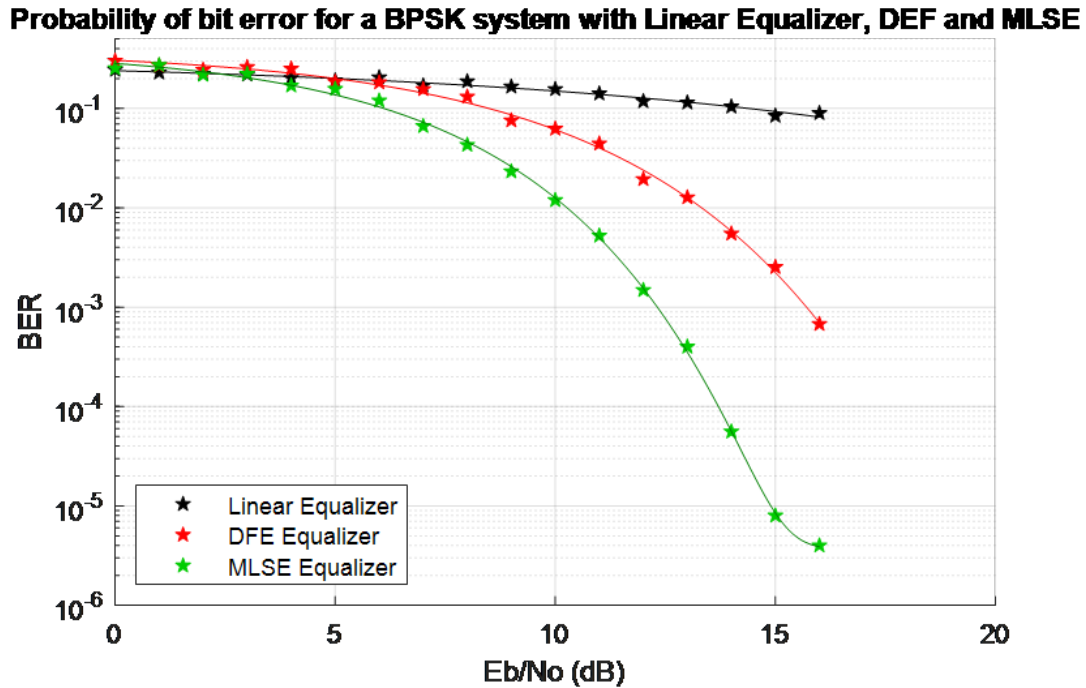


FIGURE 4.3 – Comparaison du BER obtenu avec l'égaliseur linéaire, DFE et MLSE.

Il ressort de ce graphique qu'à mesure que le rapport E_b/N_0 augmente, le BER de l'égaliseur linéaire diminue très lentement jusqu'à atteindre un BER égale à $8 \cdot 10^{-2}$ pour un $E_b/N_0 = 16$ dB. Cela montre qu'un égaliseur linéaire a besoin de beaucoup plus de prises pour égaliser de manière adéquate un canal présentant une forte atténuation. Le DFE permet de réduire le BER plus efficacement que l'égaliseur linéaire, pour une même valeur de E_b/N_0 le BER est autour de 10^{-3} . Ceci est dû au fait que les résultats d'erreur sont plus élevés lorsque les bits détectés sont renvoyés plutôt que lorsque les bits corrects le sont. Le MLSE par contre obtient un BER significativement plus faible (égale à $3.8 \cdot 10^{-6}$). Cela s'explique par la capacité de l'égaliseur MLSE à exploiter les informations statistiques du signal transmis pour décoder les symboles avec plus de précision.

4.5.4 Comparaison des performances en terme du BER d'égaliseurs CMA et MMA

Le graphique sur la figure 4.4 illustre la probabilité d'erreur binaire BER en fonction du rapport signal sur bruit E_b/N_0 pour un système BPSK qui utilise les égaliseurs aveugles CMA et MMA.

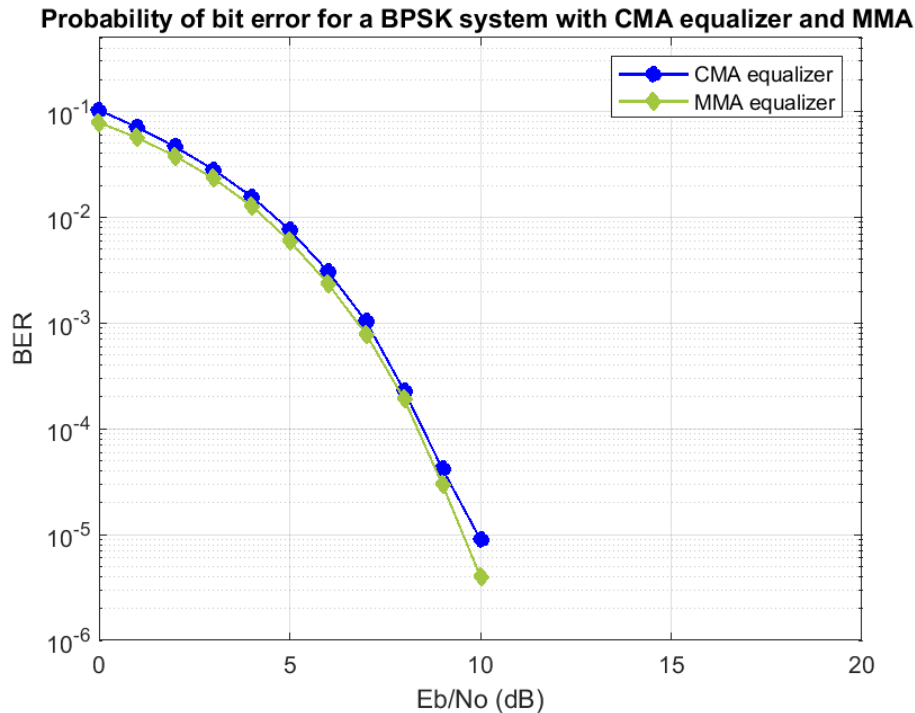


FIGURE 4.4 – Comparaison du BER obtenu avec l'égaliseur CMA et MMA.

Dans la figure 4.4, avec l'égaliseur CMA on arrive à une valeur de BER égale à 10^{-5} pour une valeur de E_b/N_0 égale à 10 dB, pour une même valeur du rapport E_b/N_0 on trouve une BER égale à 4×10^{-6} avec l'égaliseur MMA. Nous constatons alors que les deux égaliseurs démontrent une amélioration de la performance à mesure que le rapport signal sur bruit augmente. L'égaliseur MMA réduit le BER plus rapidement que l'égaliseur CMA. Néanmoins, le CMA démontre une performance constante et efficace dans l'amélioration du BER, bien qu'il converge un peu moins vite que le MMA à mesure que le rapport E_b/N_0 s'accroît.

4.5.5 Comparaison et Synthèse des différents égaliseurs avec BPSK

La figure 4.5 renvoie aux différentes courbes BER obtenues avec différents égaliseurs en fonction du rapport E_b/N_0 pour un système BPSK.

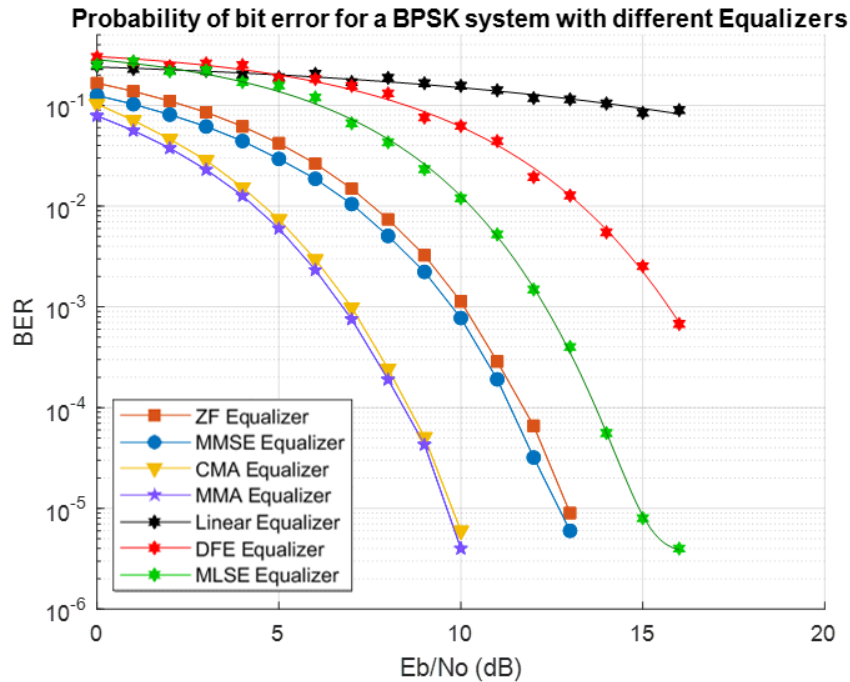


FIGURE 4.5 – Comparaison du BER obtenu avec les différents égaliseurs.

Les égaliseurs CMA et MMA montrent une convergence plus rapide vers une BER plus faible par rapport aux autres égaliseurs. Ce qui signifie qu'ils offrent de meilleures performances, particulièrement à des valeurs plus basses du rapport E_b/N_0 (à 10 dB). Tandis que l'égaliseur MLSE est optimal pour des valeurs d' E_b/N_0 plus élevées, les égaliseurs ZF, MMSE et DFE ont des performances acceptables et l'égaliseur Linéaire est le moins performant avec un BER plus élevée.

4.6 Évaluation des performances d'égaliseurs avec la modulation M-QAM

Cette deuxième partie de la simulation se concentre sur l'évaluation de la performance des égaliseurs MMSE, RLS, MLSE et MMA dans un contexte de modulation QAM. Bien que ces égaliseurs aient déjà démontré leur efficacité en modulation BPSK, il est essentiel d'explorer leur comportement et leur performance dans des scénarios utilisant la modulation QAM, qui est plus complexe et largement utilisée dans les systèmes de communication 5G.

4.6.1 Performances de l'égaliseur MMSE avec M-QAM

La figure 4.6 présente les différents tracés obtenus avec différents ordre de modulation de QAM en faisant varier la probabilité d'erreur binaire BER en fonction de rapport signal sur bruit E_b/N_0 .

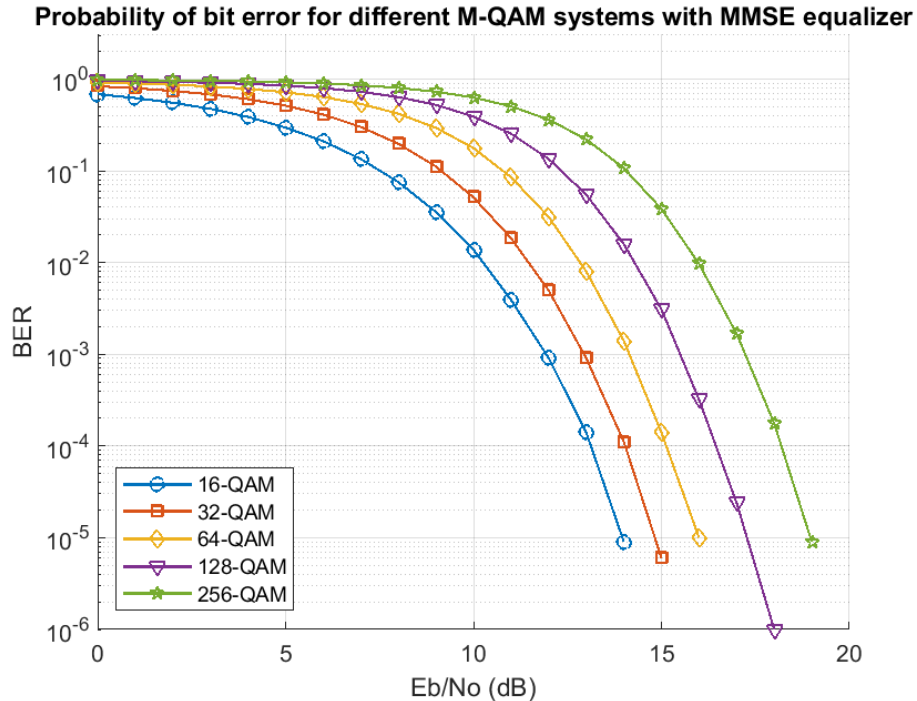


FIGURE 4.6 – Comparaison du BER obtenu avec M-QAM en utilisant l'égaliseur MMSE.

En examinant les résultats présentés, nous observons qu'en augmentant l'ordre de la modulation le BER augmente. Par exemple pour $E_b/N_0 = 14$ dB, le BER avec la 16-QAM est de $9 \cdot 10^{-6}$, tandis que avec la 256-QAM il est de 0.1. Cela est dû au fait qu'à mesure que M augmente, la distance entre les points de la constellation se réduit, rendant ainsi le système moins fiable. Mais selon le graphique illustré, l'égaliseur MMSE se révèle efficace, il permet d'obtenir de bonnes performances même pour des constellations à haute densité telles que 256-QAM où il atteint un BER de $9 \cdot 10^{-6}$ à $E_b/N_0 = 19$ dB.

4.6.2 Performances de l'égaliseur RLS avec M-QAM

Le graphique présenté sur la figure 4.7 illustre les performances de l'égaliseur RLS pour différentes configurations de modulation M-QAM en termes de probabilité d'erreur binaire BER en fonction de rapport E_b/N_0 .

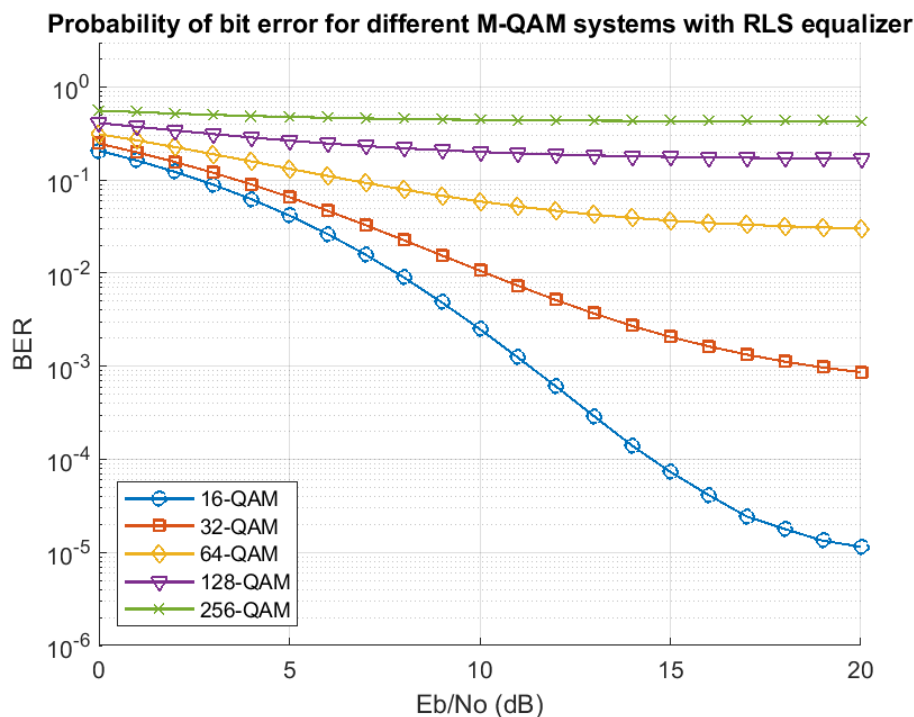


FIGURE 4.7 – Comparaison du BER obtenu avec M-QAM en utilisant l'égaliseur RLS.

En examinant les différents résultats présentés, nous remarquons qu'à un niveau donné d' E_b/N_0 , les constellations avec un ordre plus élevé affichent un BER supérieur :

- La 16-QAM affiche la meilleure performance avec un faible BER sur toute la gamme d' E_b/N_0 .
- La 32 QAM a une performance inférieure à celle du 16-QAM.
- La 64-QAM augmente le BER par rapport au 32-QAM pour chaque E_b/N_0 donné, montrant qu'elle est plus susceptible aux erreurs que le 16-QAM et le 32-QAM.
- La 128 QAM montre une performance encore plus faible avec un BER qui ne tombe pas en dessous de $1e-2$, même pour un E_b/N_0 de 20 dB.
- La 256-QAM ne montrant pas de réduction significative même à de hauts niveaux d' E_b/N_0 , ce qui illustre la difficulté de maintenir la précision du signal avec des constellations aussi denses.

Il est donc évident que l'égaliseur RLS aide à atténuer les effets du bruit et des interférences, mais sa capacité à réduire le BER est limitée pour des modulations de haute densité comme la 256-QAM.

4.6.3 Performances de l'égaliseur MLSE avec M-QAM

La figure suivante montre la probabilité d'erreur binaire BER en fonction du rapport E_b/N_0 pour différentes configurations de modulation M-QAM avec un égaliseur MLSE.

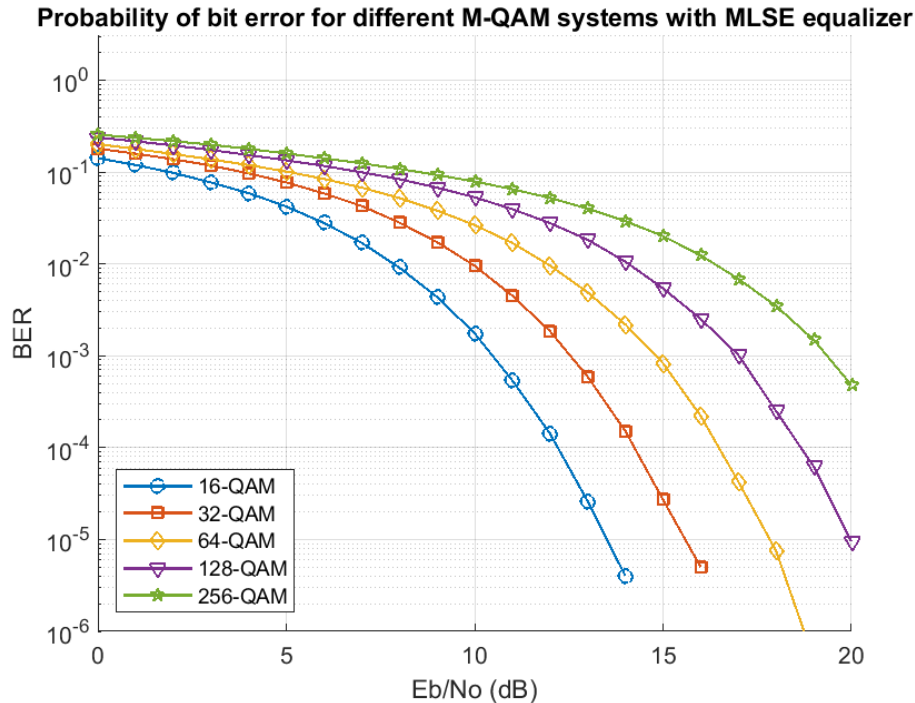


FIGURE 4.8 – Comparaison du BER obtenu avec M-QAM en utilisant l'égaliseur MLSE.

Nous remarquons à travers cette figure que pour chaque type de modulation M-QAM, le BER diminue de manière significative à mesure que le rapport E_b/N_0 augmente. Par exemple pour un E_b/N_0 de 14 dB, avec la 16-QAM le $BER = 4e-6$, et avec la 32-QAM le $BER = 1e-4$, tandis que pour la modulation 128-QAM et 256-QAM le BER est environ 0.01. Cela montre que l'égaliseur MLSE permet une meilleure récupération des symboles avec un signal plus puissant par rapport au bruit.

Les modulations 16-QAM et 32-QAM montrent une meilleure performance avec un BER faible pour tous les niveaux d' E_b/N_0 . Tandis que les constellations plus denses comme la 64-QAM à la 256-QAM, bien qu'offrant une plus grande capacité de transmission, présentent un BER plus élevé et nécessitent qu'un E_b/N_0 soit suffisamment important pour atteindre des BER acceptables.

4.6.4 Performances de l'égaliseur MMA avec M-QAM

La figure 4.9 montre la probabilité d'erreur binaire (BER) en fonction du rapport (E_b/N_0) pour différents systèmes de modulation M-QAM utilisant un égaliseur MMA.

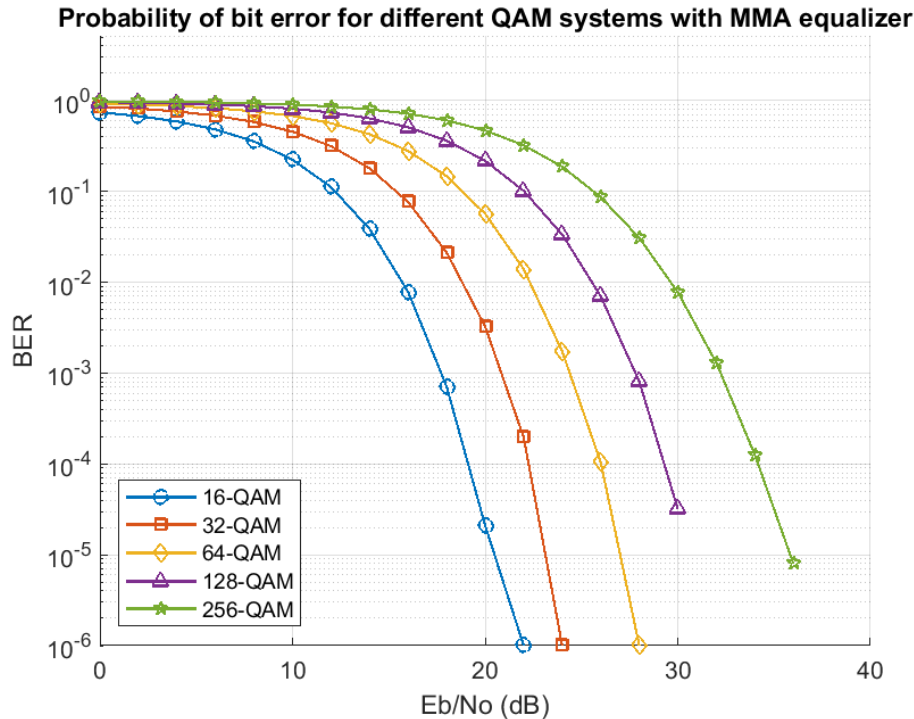


FIGURE 4.9 – Comparaison du BER obtenu avec M-QAM en utilisant l'égaliseur MMA.

Les résultats de cette figure montrent que le BER de tous les systèmes diminue de façon exponentielle avec l'augmentation de E_b/N_0 . Remarquons que les systèmes 16-QAM, 32-QAM et 64-QAM nécessitent un E_b/N_0 relativement faible pour atteindre des valeurs BER allant jusqu'à $1e-6$. Par exemple, pour un E_b/N_0 de 22 dB, le 16-QAM atteint un BER $1e-6$, le 32-QAM environ $1e-4$ et le 64-QAM environ $1e-2$. En revanche, les systèmes 128-QAM et 256-QAM nécessitent un E_b/N_0 plus élevé pour obtenir un BER similaire. Bien que le 256-QAM offre une capacité de transmission plus élevée, il est également plus sensible au bruit et nécessite un E_b/N_0 plus élevé pour atteindre le même niveau de performance en termes de BER.

4.7 Comparaison et synthèse des différents égaliseurs avec M-QAM

Avec le schéma de modulation 16-QAM

La figure 4.10 montre la probabilité d'erreur binaire (BER) en fonction de rapport signal sur bruit binaire (E_b/N_0) pour un système 16-QAM en utilisant différents égaliseurs.

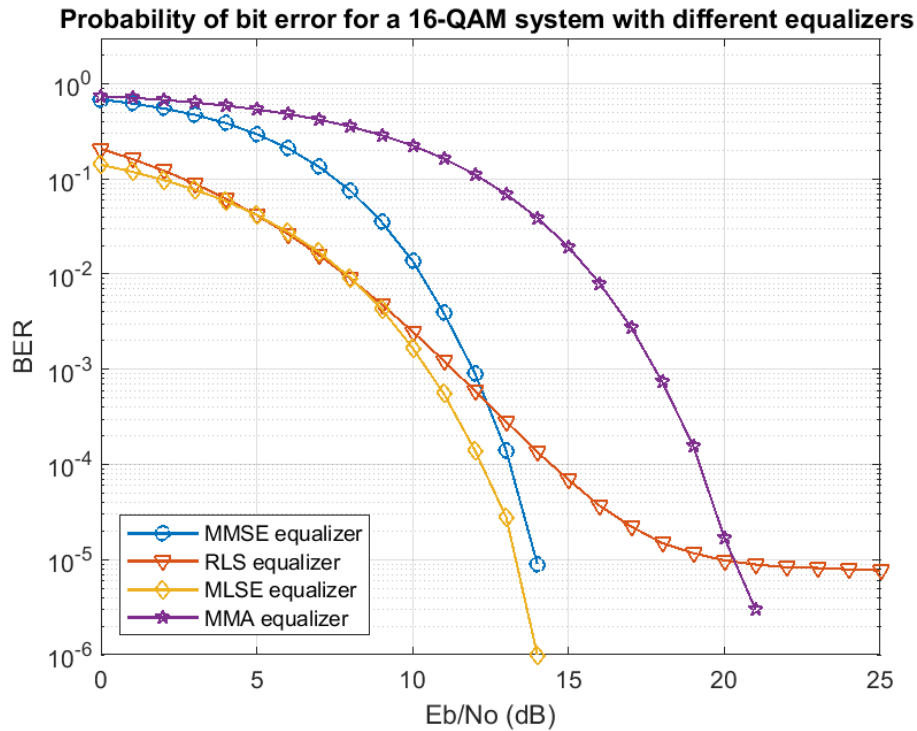


FIGURE 4.10 – Comparaison entre les égaliseurs dans 16-QAM.

D'après les résultats de cette figure, l'égaliseur MLSE atteint un BER très bas, égal à 10^{-6} , pour un E_b/N_0 de 14 dB. À la même valeur du rapport signal sur bruit, l'égaliseur MMSE atteint une valeur de BER de 10^{-5} , tandis que l'égaliseur RLS a une valeur de 10^{-4} . L'égaliseur MMA, en revanche, reste à des valeurs très élevées de BER, environ 10^{-2} .

Cela signifie que les égaliseurs MLSE et MMSE offrent une performance nettement meilleure par rapport à l'égaliseur RLS, qui présente une performance inférieure mais encore acceptable. L'égaliseur MMA montre la performance la plus faible en termes de BER, indiquant qu'il est le moins efficace parmi ces égaliseurs.

Avec le schéma de modulation 32-QAM

La figure 4.11 représente le (BER) en fonction de rapport signal sur bruit binaire (E_b/N_0) pour un système 32-QAM en utilisant différents égaliseurs.

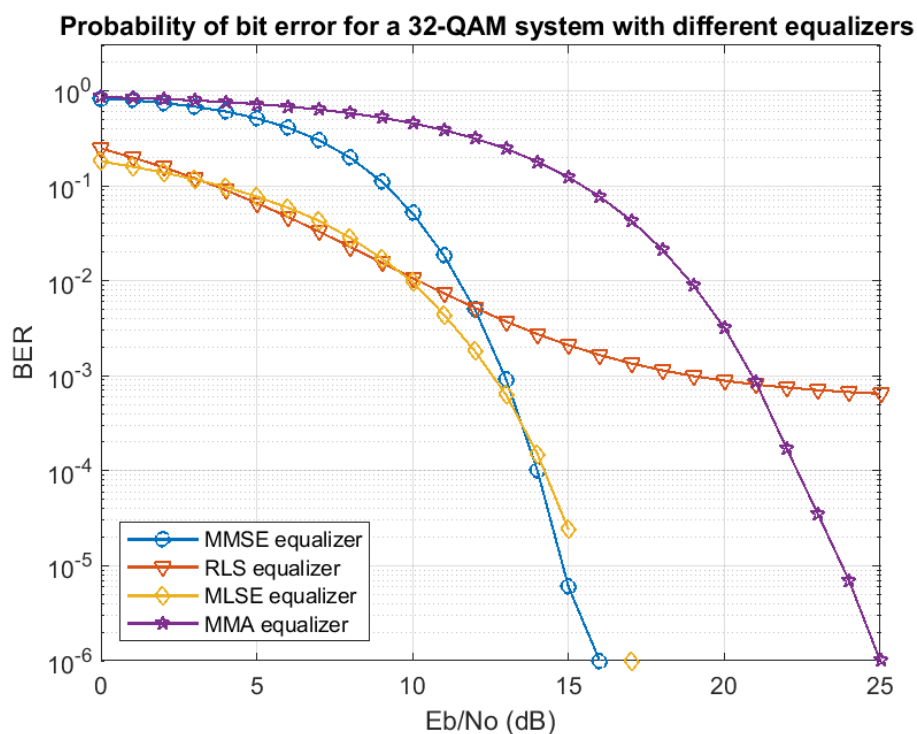


FIGURE 4.11 – Comparaison entre les égaliseurs dans 32-QAM.

Avec le system 32-QAM les performances des égaliseurs se dégradent légèrement par rapport au système 16-QAM. Par exemple, pour un E_b/N_0 de 15 dB, l'égaliseur MLSE arrive à un BER d'environ 6×10^{-6} , l'égaliseur MMSE à 2.4×10^{-5} , l'égaliseur RLS à 2×10^{-3} , et l'égaliseur MMA à environ 0.1.

Cette dégradation est due à la complexité accrue de la constellation 32-QAM par rapport à la constellation 16-QAM. Les égaliseurs doivent donc compenser davantage de distorsion du canal pour atteindre les mêmes performances. Malgré cette dégradation, les égaliseurs MMSE et MLSE continuent d'offrir des performances supérieures à celles des autres égaliseurs.

Avec le schéma de modulation 64-QAM

La figure 4.12 montre la probabilité d'erreur binaire (BER) pour un système 64-QAM avec différents égaliseurs en fonction du rapport signal sur bruit (E_b/N_0).

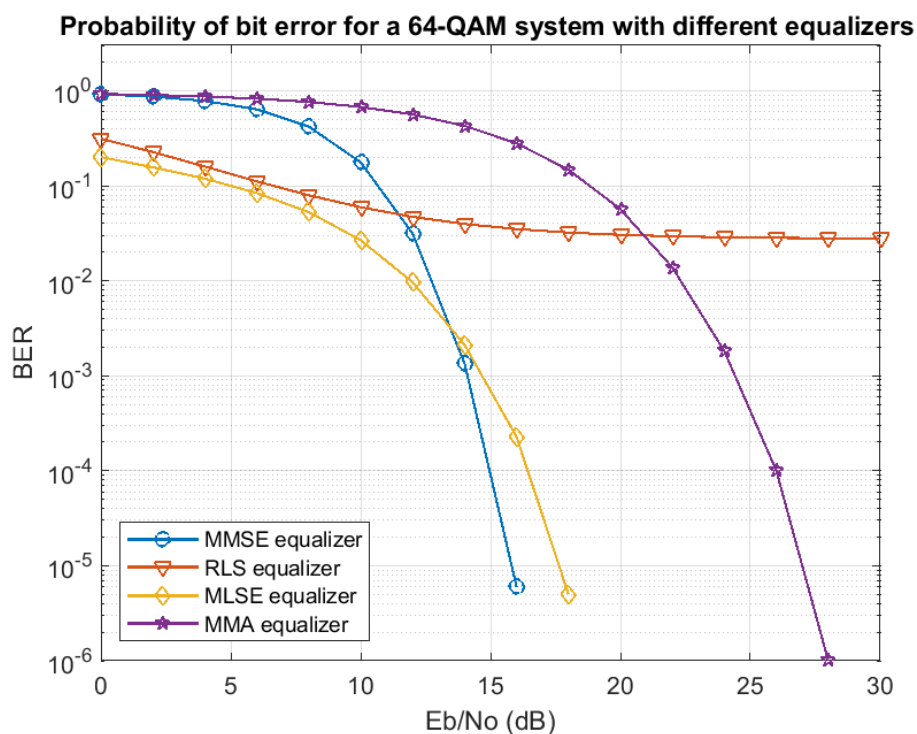


FIGURE 4.12 – Comparaison entre les égaliseurs dans 64-QAM.

Pour des valeurs de E_b/N_0 compris entre 15 et 20 dB, les égaliseurs MMSE et MLSE atteignent des valeurs très basses de BER avoisinant 10^{-5} . À un même intervalle du rapport E_b/N_0 , les égaliseurs MMA et RLS convergent beaucoup plus lentement et présentent des valeurs de BER significativement plus élevées, autour de 10^{-2} .

Bien que l'égaliseur MMA converge plus lentement, il parvient à atteindre un BER de 10^{-6} pour des valeurs de rapport signal sur bruit très élevées (supérieures à 25 dB). Quant à l'égaliseur RLS, son BER reste élevé malgré l'augmentation de E_b/N_0 , ne montrant pas une amélioration notable avec l'augmentation du rapport signal sur bruit.

Avec le schéma de modulation 128-QAM

La figure 4.13 illustre la probabilité d'erreur binaire (BER) d'un système 128-QAM utilisant divers égaliseurs, en fonction du rapport signal sur bruit (E_b/N_0).

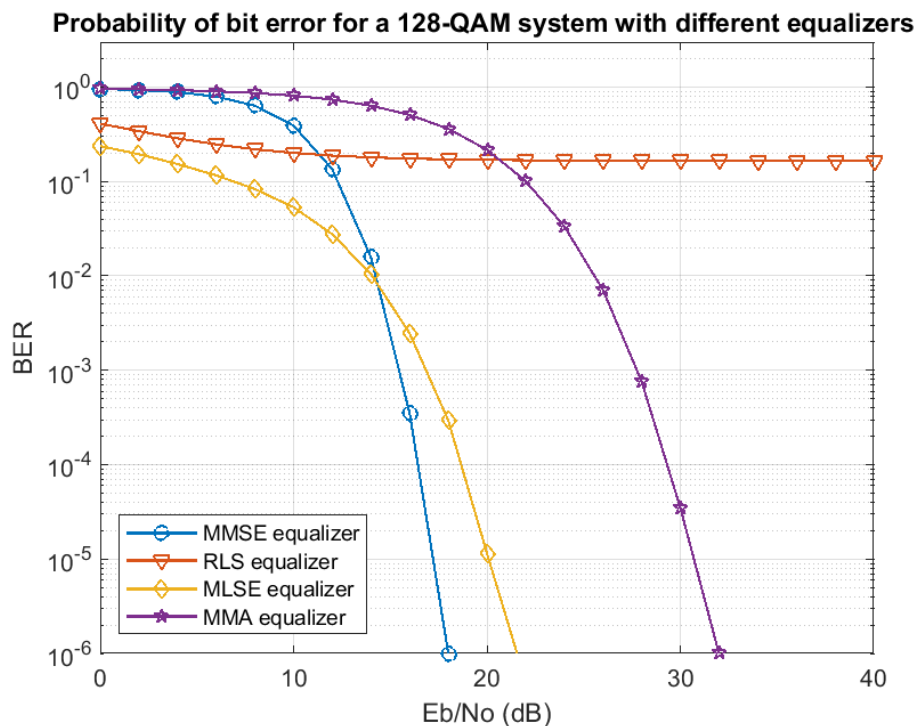


FIGURE 4.13 – Comparaison entre les égaliseurs dans 128-QAM.

Selon les résultats présentés dans cette figure, les égaliseurs MMSE, MLSE et MMA atteignent des valeurs de BER très faibles mais avec des taux de convergence différents. L'égaliseur MMSE est le plus rapide, atteignant un BER de $1e-6$ à un E_b/N_0 de 18 dB. Il est suivi par l'égaliseur MLSE, qui atteint un BER similaire à un E_b/N_0 de 22 dB. L'égaliseur MMA, quant à lui, converge plus lentement et n'atteint un BER de $1e-6$ qu'à un E_b/N_0 très élevé, autour de 32 dB. En revanche, l'égaliseur RLS maintient des valeurs de BER élevées, avoisinant 0.1, tout au long de l'intervalle de rapport signal sur bruit, montrant ainsi une performance très faible comparée aux autres égaliseurs.

Avec le schéma de modulation 256-QAM

La figure 4.14 illustre la probabilité d'erreur binaire (BER) d'un système 256-QAM utilisant divers égaliseurs, en fonction du rapport signal sur bruit (E_b/N_0).

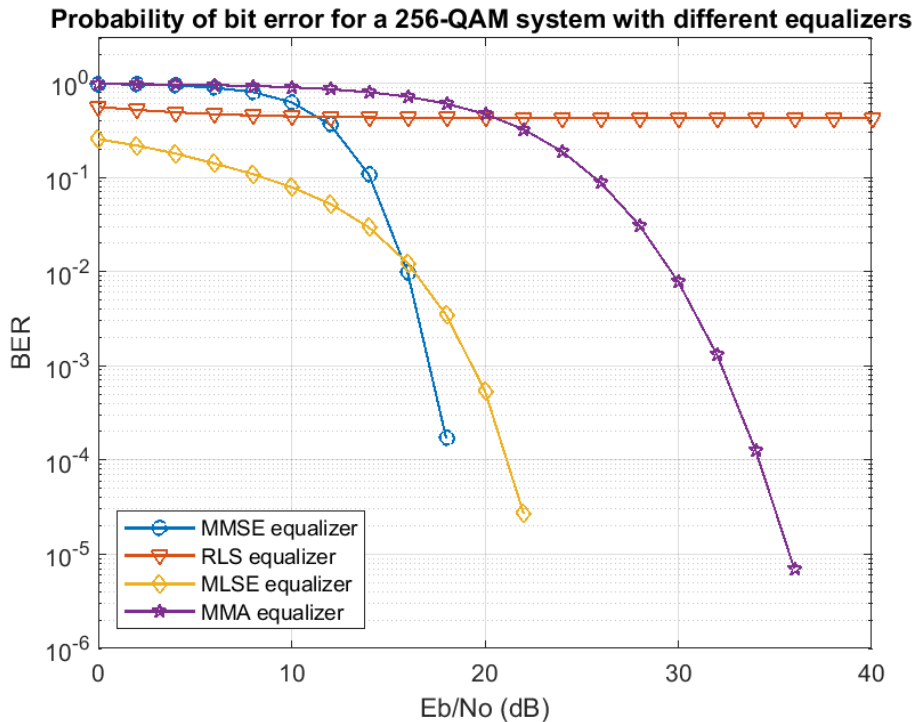


FIGURE 4.14 – Comparaison entre les égaliseurs dans 256-QAM.

En analysant la figure 4.14 illustrant les performances des égaliseurs dans un système de modulation d'ordre élevé 256-QAM, nous observons une dégradation des performances par rapport à d'autres systèmes de modulation de moindre ordre. Par exemple avec des valeurs très élevées de bruit, l'égaliseur RLS présente une valeur très grande 0.55 qui reste presque constante même avec l'augmentation du rapport E_b/N_0 . En revanche, les autres égaliseurs montrent des performances bien supérieures en atteignant des valeurs de BER beaucoup plus faibles à différents niveaux de E_b/N_0 . Par exemple, les égaliseurs MMSE et MLSE démontrent une réduction significative du BER avec l'augmentation du rapport signal sur bruit (à $E_b/N_0 = 16$ dB le BER = $1e-2$, indiquant leur efficacité dans des conditions de bruit plus faibles). L'égaliseur MMA suit également MMSE et MLSE, bien que son amélioration soit moins marquée comparativement à eux.

En analysant les résultats obtenus sur les figures précédentes, nous observons qu'à chaque fois que l'ordre de modulation augmente, les performances des égaliseurs varient de manière significative. Nous synthétisons donc que les égaliseurs MMSE et MLSE présentent constamment de meilleures performances dans toutes les modulations M-QAM, ces égaliseurs réussissent à diminuer le BER à des niveaux de E_b/N_0 relativement faibles, ce qui les rend particulièrement efficaces pour des communications fiables. L'égaliseur RLS offre une bonne performance dans des mo-

dulations moins complexes. Cependant, ses performances commencent à diminuer à mesure que le schéma de modulation augmente, le rendant moins efficace. Tandis que l'égaliseur MMA, bien qu'il atteigne des valeurs de BER très faibles, il nécessite des valeurs de E_b/N_0 beaucoup plus élevées pour y parvenir, ce qui limite son efficacité pratique dans des environnements où le rapport signal sur bruit est faible.

Le choix de l'égaliseur dépend des exigences spécifiques du système de communication, en particulier en termes de tolérance aux erreurs, de complexité d'implémentation, et des ressources disponibles.

4.8 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons mené une analyse comparative approfondie des égaliseurs dans un système de communication, en examinant leur performance à la réception. La performance de ces égaliseurs a été mesurée en terme de BER en fonction du rapport E_b/N_0 , en utilisant deux types de modulations BPSK et MQAM. Nos analyses ont révélé l'impact de divers paramètres sur les performances du système, notamment le type de modulation, la taille de la constellation et le choix de l'égaliseur. Les comparaisons effectuées ont montré que le MMSE a maintenu une performance BER supérieure à ZF grâce à une gestion plus efficace du bruit et le RLS a continué à offrir des avantages substantiels en termes de BER, avec une convergence rapide contrairement à LMS. Le MLSE, bien que complexe, a offert la meilleure performance BER, particulièrement efficace dans des scénarios à faible E_b/N_0 où l'égaliseur DFE peine à réduire l'erreur. Le CMA a montré des performances satisfaisantes dans des environnements à faible bruit, mais ses limitations sont apparues avec des E_b/N_0 plus élevés. Par contre, le MMA, qui combine les avantages de la modulation à plusieurs dimensions, a offert une meilleure performance en BER par rapport au CMA.

Conclusion générale

Ce travail avait pour objectif d'étudier plusieurs contributions dans le domaine de l'égalisation pour les systèmes de communication 5G, en évaluant les performances de différentes méthodes d'égalisations dans l'environnement de simulation Matlab. Nous avons offert une vue complète sur l'égalisation, allant des fondements théoriques aux applications pratiques. Les simulations réalisées ont montré que chaque égaliseur présente des avantages et des inconvénients en termes de complexité, de vitesse de convergence, de robustesse au bruit et de capacité à combattre l'interférence inter-symbole (ISI).

Avec la modulation BPSK, nous avons observé que les égaliseurs aveugles CMA et MMA ont présentés la meilleure performance en terme de convergence avec un BER environ de 10^{-6} , et les égaliseurs ZF et MMSE offrent un bon compromis entre performances et complexité comparant à l'égaliseur MLSE et DFE qui sont optimaux au sens du maximum de vraisemblance mais à une complexité élevée, tandis que les algorithmes adaptatifs LMS et RLS permettent de suivre les variations du canal avec des performances moins significatives.

Avec la modulation M-QAM, les performances des égaliseurs se détériorent à mesure que le schéma de modulation augmente en raison de la complexité accrue de l'extraction des données au récepteur. Mais comme nous l'avons montré, les égaliseurs MLSE et MMSE ont tiré des meilleures performances quant aux bruits élevés dans tout les schéma de modulation, contrairement à l'égaliseur RLS qui ne fournit pas de bonne performances à des ordres de modulation supérieurs. Cependant, L'égaliseur MMA, quant à lui, converge plus lentement et nécessite un rapport signal à bruit élevé pour atteindre des bonne valeurs de BER.

À la suite de notre travail, nous avons enrichi nos connaissances dans le domaine des réseaux mobiles cellulaires, en particulier sur l'égalisation dans les réseaux 5G et la vision future de ce domaine. En anticipant les nouveaux défis scientifiques, notamment la nécessité de concevoir des récepteurs plus intelligents et des émetteurs adaptables aux conditions de transmission, nous suggérons plusieurs perspectives. Nous proposons d'améliorer les égaliseurs qui ont des bonnes performances mais avec convergence lente. Ainsi de développer des algorithmes semi-aveugle combiner avec des techniques d'apprentissage automatique qui cherchent à équilibrer la performance et la complexité, en évitant des calculs intense et de développer de nouveaux critères d'optimisation plus robustes et plus précis peut améliorer la convergence des algorithmes aveugles vers un état l'idéal.

ANNEXE A

A.1 Technologies émergentes pour la 5G

Au cours des dernières années, une multitude de solutions ont été proposées pour développer les réseaux 5G. À l'heure actuelle, on ne sait pas encore quelles technologies feront le plus pour ces réseaux à long terme, mais quelques technologies ont été envisagées pour les systèmes de la 5G. Les principales sont les ondes millimétriques, les micro-cellules (Small cells), la formation de faisceaux (Beamforming), la technologie full duplex, le massif MIMO, les ondes TéraHertz (THz) ainsi que d'autres technologies.

A.1.1 Les ondes millimétriques

Les ondes radio OummWave sont les fréquences les plus élevées des ondes radio, avec une longueur d'onde de 1 à 10 mm et une fréquence de 24 à 300 GHz [50]. Ils étendent la technologie 5G, contrairement aux réseaux mobiles précédents (2G, 3G et 4G), qui utilisent des fréquences plus basses. L'utilisation de ces hautes fréquences est nécessaire pour augmenter le débit de transmission et gérer les volumes de données croissants. Cela nécessite le développement de technologies spécifiques, telles que la miniaturisation à faible coût, compatible avec les terminaux portables, et l'utilisation de la communication en ondes millimétriques pour les réseaux externes à haute densité (microcellules).

A.1.2 Les micro-cellules

Généralement, les réseaux hétérogènes sont liés à des structures cellulaires appelées « Petites cellules » qui sont de petites stations de base à faible puissance qui peuvent être placées à une distance de 100 m pour couvrir de petites zones géographiques. Ces petites cellules joueront un rôle important dans la fourniture de haut débit mobile à grande vitesse et de la latence ultra-basse pour la 5G[51].

A.1.3 Massive MIMO

Massive MIMO (Multiple-Input Multiple-Output) est une technologie sans fil qui utilise plusieurs émetteurs et récepteurs pour envoyer et recevoir des données simultanément (A.1). Elle se caractérise par un nombre élevé de micro-antennes intelligentes sur le même panneau, augmentant avec l'utilisation de fréquences supérieures à 6 GHz. Cette technologie permet d'augmenter les débits grâce au multiplexage spatio-temporel, et de focaliser l'énergie sur un terminal pour améliorer son bilan de liaison, grâce à la formation de faisceau, ou beamforming[52].

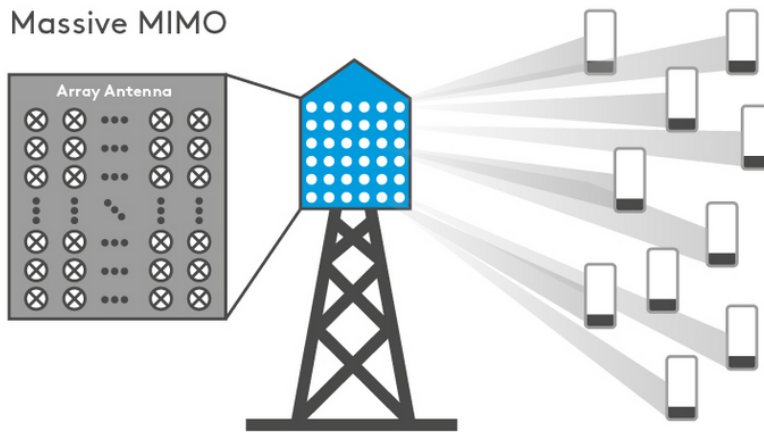


FIGURE A.1 – Technologie Massive MIMO [53].

A.1.4 Beamforming

Le beamforming est une technologie qui aide les stations de base à trouver des itinéraires appropriés pour partager des données avec les utilisateurs, réduisant ainsi les interférences. Il offre de nombreux avantages pour les réseaux 5G et au-delà. Le beamforming dans les systèmes massifs MIMO augmente l'efficacité spectrale et les débits de données pour les ondes millimétriques. La station de base envoie des données à partir de différents chemins, permettant aux ondes millimétriques de pénétrer les obstacles et de se propager à des distances plus courtes. Cela permet d'envoyer des signaux concentrés aux utilisateurs, assurant une réception du signal forte sans interférence avec les autres utilisateurs[51].

A.1.5 Multiplixage NOMA

La non-orthogonalité a été proposée pour être utilisée avec certains régimes CDMA ces dernières années. Toutefois, le point d'intérêt ici n'est pas la Quasi-orthogonalité proposée dans le domaine de code, mais la non-orthogonalité du domaine de puissance. Ici, deux signaux qui partagent le même temps et la même fréquence sont multipliés ou superposés et envoyés ensemble. Le système NOMA se compose de deux équipements utilisateur (UE), l'un près de la station de base

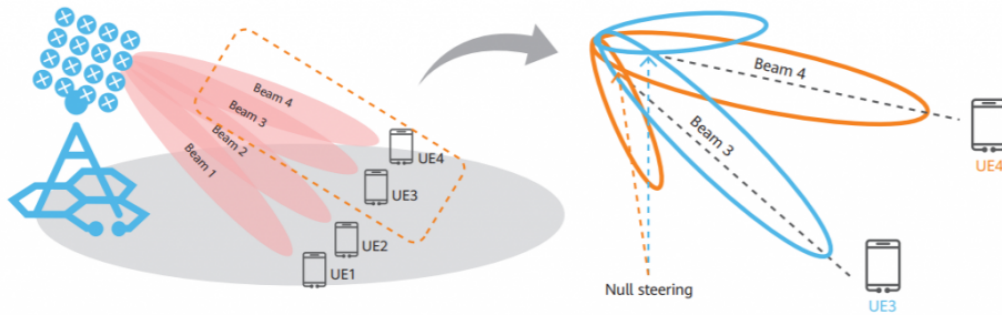


FIGURE A.2 – Représentation du beamforming [54].

(région à SNR élevé) et l'autre plus éloigné (région à faible SNR). L'UE transmet des signaux avec moins de puissance près de la station de base et plus de puissance à la station de base éloignée. Il en résulte des interférences lorsque les signaux fusionnent. Les récepteurs des UE utilisent un algorithme complexe appelé l'annulation des interférences successives (SIC) pour filtrer le signal requis[55].

Un simple système NOMA composé d'un seul BS et de deux utilisateurs est représenté par la figure A.3 ci-dessous :

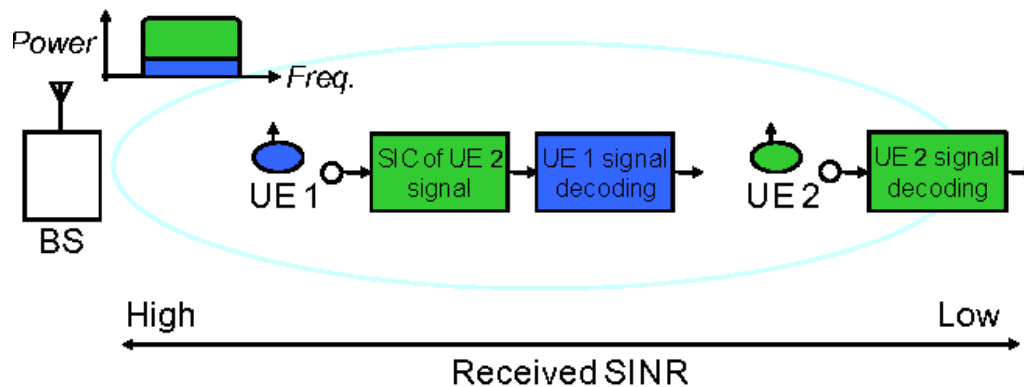


FIGURE A.3 – Un simple système NOMA [55].

A.1.6 Full duplex

Dans la 5G, l'émetteur et le récepteur est capable d'émettre et de recevoir des données en même temps, sur la même fréquence. Cette technologie est connue sous le nom de duplex intégral. Le Full Duplex est une méthode de communication sans fil qui offre la possibilité de transmettre et de recevoir simultanément des données sur une même bande de fréquences, à la différence des systèmes Half Duplex qui alternent entre la transmission et la réception. Elle est utilisée dans les nouveaux réseaux pour améliorer les performances et augmenter la capacité de transmission des données[56].

BIBLIOGRAPHIE

- [2] J.-P. DAMIANO. « De la 5G à la 6G : contexte et enjeux ! » In : *Bull.* n°4 (déc. 2020).
- [3] Auteur(s) de L'ARTICLE. « 5G Mobile Communication Applications : A Survey and Comparison of Use Cases ». In : *IEEE Access* 9 (2021), p. 97251-97295. DOI : [10.1109/ACCESS.2021.3090523](https://doi.org/10.1109/ACCESS.2021.3090523).
- [4] Q. LEI, Z. ZHANG et F. CHENG. « Architecture de réseau d'accès radio 5G basée sur C-RAN ». In : *Télécommunications Science* (2015), p. 106-115.
- [6] Eoin O'CONNELL, Denis MOORE et Thomas NEWE. « Challenges Associated with Implementing 5G in Manufacturing ». In : *Telecom* 1.1 (2020), p. 48-67.
- [7] Institut Supérieur de l'Informatique du KEF. *Etudes des méthodes d'accès dans les réseaux 5G*. Rapport technique ou Mémoire.
- [8] Institut MINES-TÉLÉCOM. *Services et architecture des réseaux 5G*. MOOC. Cours en ligne disponible sur la plateforme de l'IMT. 2021. URL : <https://www.imt.fr/formation/mooc/>.
- [10] Andrea DETTI. *Functional Architecture*. CNIT- Electronic Eng. Dept., Université de Rome Tor Vergata. Consulté sur le site web de l'université.
- [11] W. S. H. M. W. AHMAD et al. « 5G Technology : Towards Dynamic Spectrum Sharing Using Cognitive Radio Networks ». In : *IEEE Access* 8 (jan. 2020), p. 14460-14488.
- [13] E. DAHLMAN, S. PARKVALL et J. SKOLD. *5G NR : The Next Generation Wireless Access Technology*. Academic Press, 2018.
- [14] S. LI, Y. SUN et L. DU. « Blind channel estimation for millimeter-wave communications : Performance analysis and experimental results ». In : *IEEE Transactions on Vehicular Technology* 67.12 (2018), p. 11782-11796.
- [15] John G. PROAKIS. *Digital Communications*. McGraw-Hill Science/Engineering/Math, 2000.

- [16] Souhaila FKI. « Egalisation aveugle par méthodes à noyaux et techniques de classification automatique de modulations ». Thèse de doctorat en Traitement du signal et de l'image. PhD dissertation. Télécom Bretagne ; Université de Bretagne Occidentale, 2015.
- [17] H. BELLAHSENE. « Déconvolution aveugle utilisant la maximisation du kurtosis par approche paramétrique, application à des données sismiques ». Thèse de magister. UMMTO, oct. 1999.
- [18] H. BELLAHSENE. « Technique d'égalisations pour les communications a porteuses multiples. Applications pour les techniques COFDM et MC-CDMA ». Thèse de doct. Université de A.Mira de béjaia, juin 2009.
- [19] K. HILAL et P. DUHAMEL. « A convergence study of the Constant Modulus Algorithm leading to a normalized CMA and a block Normalized CMA ». In : *Proceedings of the European Signal Processing Conference (EUSIPCO)*. Brussels, Belgium, 1992, p. 135-138.
- [20] Y. SATO. « A method of self-recovering equalization for multilevel amplitude modulation systems ». In : *IEEE Transactions on Communications* 23.6 (1975), p. 679-682.
- [21] Constantin PAPADIAS. « Methods for blind equalization and identification of linear channels ». Thèse de doct. École Nationale Supérieure des Télécommunications, mars 1995.
- [22] M. ZAKHAMA. « Implantation en technologie ITGE (VLSI) d'un filtre adaptatif basé sur la logique floue pour l'égalisation de canaux non linéaire ». Thèse de doct. Université du Québec à Trois-Rivières, avr. 2000.
- [23] D. L. DUTTWEILER, J. E. MAZO et D. G. MESSERSCHMITT. « Error propagation in decision feedback equalizers ». In : *Proceedings of the International Conference on Communications (ICC)*. Minneapolis, MN, jan. 1974, 25E1-25E5.
- [24] Ali MOUSSA. « Égalisation aveugle, application pour des canaux de transmission ». Thèse de doctorat en cotutelle internationale avec Université de Gabès, Tunisie. Spécialité : AUTOMATIQUE, SIGNAL, PRODUCTIQUE, ROBOTIQUE. Thèse de doct. Université de Caen Normandie, 2024.
- [25] J.G. PROAKIS et M. SALEHI. *Digital Communications*. 5th. New York : McGraw Hill, 2008.
- [26] J. P. DELMAS et al. « Récepteurs SIMO MLSE Widely Linear. Structures et performances en présence d'interférences non circulaires ». In : *Traitement Du Signal/TS*. *Traitement Du Signal* 32.1 (2015), p. 7-37. DOI : [10.3166/ts.32.7-37](https://doi.org/10.3166/ts.32.7-37).

- [28] M. O. MATAR et al. « A Turbo Maximum-a-Posteriori Equalizer for Faster-than-Nyquist Applications ». In : *2020 IEEE 28th Annual International Symposium on Field-Programmable Custom Computing Machines (FCCM)*. IEEE. Fayetteville, AR, USA, 2020, p. 167-171. DOI : [10.1109/FCCM48280.2020.00030](https://doi.org/10.1109/FCCM48280.2020.00030).
- [29] Abdelhamid LADAYCIA et al. « Algorithme EM efficace pour l'estimation semi-aveugle de canal MIMO-OFDM ». In : *GRETSI (2019)*. Disponible sur : https://www.gretsi.fr/data/colloque/pdf/2019_ladaycia470.pdf.
- [30] A. BOYER. *Canaux de transmissions*. Support de cours, Institut National des Sciences Appliquées de Toulouse. Sept. 2003.
- [31] G. PICCHI et G. PRATI. « Blind equalization and carrier recovery using a “stop-and-go” decision-directed algorithm ». In : *IEEE Transactions on Communications* 35.9 (sept. 1987), p. 877-887.
- [32] B. PAPADIAS et Dirk T. M. SLOCK. « On the Decision-Directed Equalization of Constant Modulus Signals ». In : *IEEE Transactions on Signal Processing* 45.1 (1997).
- [33] Constantinos PAPADIAS. « Méthodes d'Égalisation et d'Identification Aveugle pour les Canaux Linéaires ». PhD dissertation. Paris, France : Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications, mars 1995.
- [34] D.N. GODARD. « Self-recovering equalization and carrier tracking in two dimensional data communication systems ». In : *IEEE Transactions on Communications* 28.11 (1980), p. 1867-1875.
- [35] D.L. JONES. « A normalized constant-modulus algorithm ». In : *Conference Record of the Twenty-Ninth Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers*. T. 1. Nov. 1995, p. 694-697.
- [36] J.G. PROAKIS et D.G. MANOLAKIS. *Digital Signal Processing : Principles, Algorithms and Applications*. Pearson Prentice Hall, 1995. ISBN : 9780133942897. URL : <https://books.google.dz/books?id=foSGtQEACAAJ>.
- [37] R. ASSAF. *Égalisation adaptative des canaux de transmission non-stationnaires et non-linéaires par des réseaux neuronaux*. <http://www.theses.fr/2009NANT2006>. 2009.
- [38] Liatul FERDOUSE et al. « Simulation and performance Analysis of Adaptive Filtering Algorithms in noise cancellation ». In : *IJCSI International Journal of computer science issues* 8.1 (jan. 2011).
- [39] Ali H. SAYED. *Adaptive Filters*. Hoboken, New Jersey : John Wiley et Sons, Inc., 2008.
- [40] Abdellah BERDAI. « Égalisation aveugle et turbo égalisation dans les canaux sélectifs en fréquence invariants et variants dans le temps ». Thèse de doct. Université Laval Québec, 2006.

- [41] John G. PROAKIS. *Digital Communications*. 4^e éd. New York : McGraw-Hill, 2001.
- [42] Y. FANG et al. « New feedforward filtered-x least mean square algorithm with variable step size for active vibration control ». In : *Journal of Low Frequency Noise, Vibration and Active Control* 38.1 (2018), p. 187-198. DOI : [10.1177/1461348418812326](https://doi.org/10.1177/1461348418812326).
- [43] Veerendra DAKULAGI et Mukil ALAGIRISAMY. « Adaptive Beamformers for High-Speed Mobile Communication ». In : *Wireless Personal Communications* 113 (2020), p. 1691-1707. DOI : [10.1007/s11277-020-07287-1](https://doi.org/10.1007/s11277-020-07287-1).
- [44] S. QURESHI. « Adaptive equalization ». In : *Proceedings of the IEEE* 73.9 (sept. 1985), p. 1349-1387.
- [46] G.D. FORNEY. « Maximum-likelihood sequence estimation of digital sequences in the presence of intersymbol interference ». In : *IEEE Transactions on Information Theory* 18.3 (mai 1972), p. 363-378.
- [47] G.D. Jr. FORNEY. « The Viterbi Algorithm ». In : *Proceedings of the IEEE* 61.3 (mars 1973), p. 268-278.
- [48] J. TREICHLER et B. AGEE. « A new approach to multipath correction of constant modulus signals ». In : *IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing* 31.2 (1983), p. 459-472.
- [49] Shafayat ABRAR et Roy A. Axford JR. « Sliced Multi-modulus Blind Equalization Algorithm ». In : *ETRI Journal* 27.3 (2005), p. 257-266.
- [51] Robin CHATAUT et Robert AKL. « Massive MIMO systems for 5G and beyond networks—overview, recent trends, challenges, and future research direction ». In : *Sensors* 20.10 (2020), p. 2753.
- [52] S. SÉBASTIEN. *Les Enjeux De La 5G*. ARCEP. 2017.
- [55] Abhay Mohan M V. *Non Orthogonal Multiple Access*. M.Tech Seminar, Registration No. TCR15ECCP01. 2016.

WEBOGRAPHIE

- [1] Union Internationale des TÉLÉCOMMUNICATIONS. *5G – Les technologies mobiles de cinquième génération*. 2022. URL : <https://www.itu.int/fr/mediacentre/backgrounders/Pages/5G-fifth-generation-of-mobile-technologies.aspx> (visité le 26/03/2024).
- [5] SACHA. *What is enhanced Mobile Broadband (eMBB)*. URL : <https://5g.co.uk/guides/what-is-enhanced-mobile-broadband-emb/> (visité le 13/06/2024).
- [9] HUAWEI. *Embracing Industry Opportunities to Maximize 5G Business Value*. 2023. URL : <https://www.huawei.com/en/news/2023/10/huawei-gsma-5ga> (visité le 25/03/2024).
- [12] *5G Network Evolution*. 2018. URL : <https://img.blogs.es/tecnologia/wp-content/uploads/2018/09/5G-4.png> (visité le 26/03/2024).
- [45] MATHWORKS. *MLSE Equalizers*. 2022. URL : <https://www.mathworks.com/help/comm/ug/mlse-equalizers.html>.
- [50] Louis BOURDEAUT. *Les ondes millimétriques et la 5G : une nouvelle dimension pour la téléphonie mobile*. 2021. URL : <https://www.digitalcorner-wavestone.com/2021/06/les-ondes-millimetriques-et-la-5g-une-nouvelle-dimension-pour-la-telephonie-mobile/>.
- [53] Essentra COMPONENTS. *5G Base Stations and the Challenge of Thermal Management*. 2023. URL : <https://www.essentracomponents.com/en-gb/news/industries/telecoms-data/5g-base-stations-and-the-challenge-of-thermal-management> (visité le 28/04/2023).
- [54] HUAWEI. *The Wonders of 5G Beamforming*. 2020. URL : <https://blog.huawei.com/2020/08/17/the-wonders-of-5g-beamforming/> (visité le 28/04/2023).
- [56] Amy NORDRUM et Kristen CLARK. *5G Bytes : Full Duplex Explained*. Available : <https://spectrum.ieee.org/5g-bytes-full-duplex-explained>. Avr. 2017.

Résumé

L'égalisation est un processus essentiel pour corriger les distorsions et les interférences engendrées par les canaux de transmission, ce qui est particulièrement important dans les réseaux 5G où les canaux de transmission sont très sélectifs en fréquence et varient dans le temps. Le travail présenté dans le cadre de ce mémoire porte sur l'égalisation des canaux de transmission dans les réseaux 5G pour améliorer la qualité du signal reçu. Dans ce contexte, une analyse détaillée des différentes méthodes d'égalisation est proposée, couvrant les bases théoriques de l'égalisation ainsi que les approches classiques, semi-aveugles et aveugles présentant chacune ses spécificités en termes de complexité et d'efficacité. Les performances des différentes méthodes et algorithmes d'égalisation ont été évaluées et illustrées à travers plusieurs exemples en simulation tout au long de ce mémoire. Les recherches continuent dans le domaine de l'égalisation afin de développer des techniques d'égalisation plus puissantes et adaptées aux exigences des réseaux 5G de nouvelle génération.

Mot clés : Égalisation, Interférences, Réseaux 5G, Classiques, semi-aveugles, Aveugles.

Abstract

Equalization is an essential process for correcting distortions and interference generated by transmission channels, which is particularly important in 5G networks where transmission channels are highly frequency-selective and time-varying. The work presented in this thesis focuses on transmission channel equalization in 5G networks to improve received signal quality. In this context, a detailed analysis of different equalization methods is proposed, covering the theoretical foundations of equalization as well as classical, semi-blind and blind approaches, each with its own specificities in terms of complexity and efficiency. The performance of the various equalization methods and algorithms has been evaluated and illustrated through a number of simulation examples throughout this thesis. Research continues in the field of equalization in order to develop more powerful equalization techniques adapted to the requirements of next-generation 5G networks.

keywords : Equalization, Interference, 5G networks, Classic, Semi-blind, Blind.