

République Algérienne Démocratique et Populaire

Ministère de l'Enseignement Supérieure et de la Recherche Scientifique

Université Abderrahmane Mira

Faculté de Technologie



Département d'Automatique, Télécommunication et d'Electronique

Projet de Fin d'étude

Pour l'obtention du diplôme de Master

Filière : Télécommunications

Spécialité : Réseaux et télécommunications

Thème

Étude et simulation des techniques du beamforming en 5G.

Préparé par :

MERABET Nesrine

ZAREB Nour El Houda

Dirigé par :

M. BELLAHSENE Hocine

Examiné par :

Mme. ACHOUR Lyakout

M.BENAMIROUCHE Nadir

Année universitaire : 2020/2021

Remerciements

Au terme de ce mémoire, nous tenons à remercier tout naturellement en premier lieu le Dieu tout-puissant, qui nous doté d'une forte volonté et suffisamment de connaissance pour mener à bien ce modeste travail.

Nous tenons à exprimer notre plus sincère gratitude à ceux qui nous ont aidés et contribués au développement de ce travail, et à la réussite de cette année universitaire.

Nous remercions Monsieur HOCINE BELLAHSENE en tant que directeur de mémoire et encadrant professionnel pour son inspiration, son aide ainsi le temps qui nous a consacré.

Nos remerciements s'adressent également aux membres de jurys d'avoir accepté d'assister à cette soutenance et d'évaluer notre travail.

Les mots nous manquent pour exprimer notre profonde gratitude à nos familles aimantes, leur amour, leur patience, leur sacrifice et surtout leur encouragement. Tout s'est gravé à chaque page de ce document.

Enfin, nous tenons à exprimer notre plus sincère gratitude à tous les amis et à toute personne qui nous ont soutenus et encouragés lors de la préparation de ce mémoire.

Table des matières

| | |
|---|-------------|
| Table des matières | IV |
| Liste des figures | VII |
| Liste des tableaux | VIII |
| Introduction générale | 2 |
| 1 La technologie 5G | 3 |
| 1.1 Introduction | 3 |
| 1.2 Nouvelle génération des réseaux cellulaires | 3 |
| 1.3 L'objectif de la 5G | 4 |
| 1.4 Architecture de la 5G | 5 |
| 1.5 Allocation des fréquences | 6 |
| 1.6 Technologies émergentes pour réseaux 5G | 7 |
| 1.6.1 Les ondes millimétriques | 7 |
| 1.6.2 Les micros-cellules | 7 |
| 1.6.3 Massive MIMO | 8 |
| 1.6.4 Beamforming | 8 |
| 1.6.5 Full duplex | 9 |
| 1.6.6 Multiplexage NOMA | 9 |
| 1.7 Les différentes catégories d'usages de la 5G | 10 |
| 1.8 Conclusion | 11 |
| 2 Les systèmes à grand nombre d'antennes dans le contexte 5G | 12 |
| 2.1 Introduction | 12 |
| 2.2 Bruits et interférences | 12 |
| 2.2.1 SNR (RSB) | 12 |
| 2.2.2 Le BER | 13 |
| 2.3 Technique MIMO | 13 |

| | | |
|----------|--|-----------|
| 2.3.1 | Principe de la technique MIMO | 13 |
| 2.3.2 | Capacité du canal MIMO | 14 |
| 2.3.3 | Techniques de diversité | 14 |
| 2.4 | Technique Massive MIMO | 15 |
| 2.5 | Types de massive MIMO | 15 |
| 2.6 | Caractéristiques générale du Massive MIMO | 16 |
| 2.6.1 | TDD vs FDD pour le Massive MIMO | 16 |
| 2.6.2 | Estimation du canal | 18 |
| 2.7 | Fonctionnement du massive MIMO | 19 |
| 2.8 | Applications des technologies Massive MIMO | 19 |
| 2.9 | Avantages du système Massive MIMO | 20 |
| 2.10 | Conclusion | 20 |
| 3 | Beamforming et les techniques d'égalisation | 21 |
| 3.1 | Introduction | 21 |
| 3.2 | Le beamforming | 21 |
| 3.2.1 | Le beamforming numérique (DBF Digital Beamforming) . . . | 22 |
| 3.2.2 | Le beamforming analogique (ABF Analog Beamforming) . . . | 22 |
| 3.2.3 | Le beamforming hybride | 23 |
| 3.3 | Concept d'antenne intelligente | 26 |
| 3.4 | Principe de fonctionnement | 26 |
| 3.5 | Les techniques de réception massive MIMO | 27 |
| 3.5.1 | Critère de forçage à zéro | 27 |
| 3.5.2 | Récepteur qui minimise l'erreur quadratique moyenne (EQMM) | 28 |
| 3.6 | La technique FBMC | 29 |
| 3.6.1 | Les bancs de filtres | 29 |
| 3.6.2 | Principe générale | 30 |
| 3.6.3 | FBMC/OQAM | 31 |
| 3.7 | Conclusion | 35 |
| 4 | Simulation & interprétations des résultats | 36 |
| 4.1 | Introduction | 36 |
| 4.2 | Brève présentation du logiciel utilisé : Matlab | 36 |
| 4.3 | Transmission sans fil avec et sans beamforming [Sad] | 36 |
| 4.4 | Beamforming hybrid pour les systèmes 5G à ondes millimétriques [Mat] | 40 |
| 4.5 | Comparaison des performances en terme du taux d'erreur binaire de différentes techniques d'égalisation ZF et MMSE [sab][MT] | 46 |

| | | |
|-------|---|-----------|
| 4.6 | Simulation du système FBMC/OQAM | 48 |
| 4.6.1 | Le spectre de sous-porteuses [AI] | 48 |
| 4.6.2 | Facteur de chevauchement K [JOB] | 50 |
| 4.7 | Conclusion | 51 |
| | Conclusion générale | 52 |
| | A La 5G dans le monde | 53 |
| | B Contamination des pilotes | 55 |
| | C La méthodologie de l'estimation du canal massive MIMO et la technologie FBMC | 57 |
| | C.1 Méthodologie | 57 |
| | C.2 Avantages et inconvénients du FBMC | 59 |
| | D Transmission sans fil avec et sans beamforming | 60 |
| | E Beamforming hybrid pour les systèmes 5G à ondes millimétriques | 70 |
| | E.1 Beamforming optimal | 70 |
| | E.2 Beamforming hybride | 72 |
| | Bibliographie | 78 |
| | Webographie | 79 |

Table des figures

| | | |
|------|---|----|
| 1.1 | Clefs de compétences du 5G (source : ITU-R [Ser15]). | 4 |
| 1.2 | L'architecture du réseau 5G [Vae+19]. | 5 |
| 1.3 | LTE et 5G à des fréquences plus élevées. | 6 |
| 1.4 | Beamforming avec deux faisceaux. | 9 |
| 1.5 | Non Orthogonal Multiple Access. | 10 |
| 1.6 | Scénarios d'utilisation de l'IMT-2020 [Vae+19]. | 11 |
| 2.1 | Système MIMO 2x2. | 13 |
| 2.2 | Système MIMO à simple utilisateur. | 16 |
| 2.3 | Système MIMO à multiple utilisateurs. | 16 |
| 2.4 | Structure de slot et estimation de canal dans les systèmes TDD | 17 |
| 2.5 | structure de slot et estimation de canal dans les systèmes FDD | 17 |
| 2.6 | Structure simplifiée d'un slot temporel | 19 |
| 2.7 | Scénarios d'application des technologies massive MIMO [LPW19]. . . . | 20 |
| 3.1 | Architecture de beamforming numérique. | 22 |
| 3.2 | Architecture de beamforming analogique. | 23 |
| 3.3 | Architecture de beamforming hybride. | 23 |
| 3.4 | Architecture sous-connectée. | 24 |
| 3.5 | Système massive MIMO à ondes millimétriques à utilisateur unique. . . | 26 |
| 3.6 | Antenne intelligente [GH]. | 27 |
| 3.7 | Architecture d'un banc de filtre. | 29 |
| 3.8 | Banc de filtres à M canaux (a) banc d'analyse (b) banc de synthèse. . . | 30 |
| 3.9 | Schéma block Filter Bank Multi Carrier FBMC. | 31 |
| 3.10 | Constellation QAM par rapport à la constellation OQAM [Roe16] . . . | 31 |
| 3.11 | Schéma générale de pré-traitement OQAM. | 32 |
| 3.12 | Schéma fonctionnel du post-traitement OQAM. | 33 |
| 3.13 | Réponse impulsionnelle du filtre prototype [The+] | 34 |

| | | |
|------|---|----|
| 4.1 | BER en fonction du SNR pour une transmission sans fil avec et sans beamforming à 32 antennes émettrices et 32 antennes réceptrices. . . | 38 |
| 4.2 | BER en fonction du SNR pour transmission sans fil avec et sans beamforming à 32 antennes émettrices et 32 antennes réceptrices. . . | 39 |
| 4.3 | BER en fonction du SNR pour transmission sans fil avec et sans beamforming à 32 antennes émettrices et 32 antennes réceptrices. . . | 40 |
| 4.4 | Diagramme de faisceau des poids optimaux. | 41 |
| 4.5 | Diagramme de faisceau des poids hybrides. | 41 |
| 4.6 | L'efficacité spectrale en fonction du SNR pour un nombre de chaîne RF 2 du côté émetteur et 2 du côté récepteur. | 42 |
| 4.7 | L'efficacité spectrale en fonction du SNR pour un nombre de chaîne RF 4 du côté émetteur et 4 du côté récepteur. | 43 |
| 4.8 | L'efficacité spectrale en fonction du SNR pour un nombre de chaîne RF 8 du côté émetteur et 8 du côté récepteur. | 43 |
| 4.9 | L'efficacité spectrale en fonction du SNR pour un nombre de chaîne RF 16 du côté émetteur et 16 du côté récepteur. | 44 |
| 4.10 | L'efficacité spectrale en fonction du SNR pour un nombre de chaîne RF 4 du côté émetteur et 2 du côté récepteur. | 45 |
| 4.11 | L'efficacité en fonction du SNR avec un nombre de flux de données jusqu'à 4, pour un nombre de chaîne RF 4 du côté émetteur et 4 du côté récepteur. | 45 |
| 4.12 | Taux d'erreur binaire en fonction du SNR pour une modulation BPSK avec un égaliseur ZF. | 46 |
| 4.13 | Taux d'erreur binaire en fonction du SNR pour une modulation BPSK avec un égaliseur MMSE. | 47 |
| 4.14 | Une comparaison de taux d'erreur binaire en fonction du SNR pour une modulation BPSK avec les deux égaliseurs ZF et MMSE. | 47 |
| 4.15 | Spectre de sous porteuse FBMC pour 8 sous canaux. | 48 |
| 4.16 | Spectre de sous porteuse FBMC pour 32 sous canaux. | 49 |
| 4.17 | Spectre de sous porteuse FBMC pour 128 sous canaux. | 49 |
| 4.18 | L'effet de la modification de facteur de chevauchement K. | 50 |
| B.1 | Contamination des pilotes [Cho19]. | 56 |
| C.1 | Estimateur de canal massif MIMO ZF/MMSE. | 57 |
| D.1 | BER en fonction du SNR pour une transmission sans fil avec et sans beamforming à 8 antennes émettrices et 8 antennes réceptrices. | 60 |
| D.2 | BER en fonction du SNR pour une transmission sans fil avec et sans beamforming à 16 antennes émettrices et 32 antennes réceptrices. . . | 61 |

| | | |
|------|---|----|
| D.3 | BER en fonction du SNR pour une transmission sans fil avec et sans beamforming à 8 antennes émettrices et 8 antennes réceptrices. | 62 |
| D.4 | BER en fonction du SNR pour une transmission sans fil avec et sans beamforming à 16 antennes émettrices et 32 antennes réceptrices. | 63 |
| D.5 | BER en fonction du SNR pour une transmission sans fil avec et sans beamforming à 8 antennes émettrices et 8 antennes réceptrices. | 64 |
| D.6 | BER en fonction du SNR pour une transmission sans fil avec et sans beamforming à 16 antennes émettrices et 32 antennes réceptrices. | 65 |
| D.7 | BER en fonction du SNR pour une transmission sans fil avec et sans beamforming à 8 antennes émettrices et 8 antennes réceptrices. | 66 |
| D.8 | BER en fonction du SNR pour une transmission sans fil avec et sans beamforming à 16 antennes émettrices et 32 antennes réceptrices. | 67 |
| D.9 | BER en fonction du SNR pour une transmission sans fil avec et sans beamforming à 8 antennes émettrices et 8 antennes réceptrices. | 68 |
| D.10 | BER en fonction du SNR pour une transmission sans fil avec et sans beamforming à 16 antennes émettrices et 32 antennes réceptrices. | 69 |
| E.1 | Diagramme de faisceau des poids optimaux. | 70 |
| E.2 | Diagramme de faisceau des poids optimaux. | 71 |
| E.3 | Diagramme de faisceau des poids hybride. | 72 |
| E.4 | Diagramme de faisceau des poids hybride. | 73 |

Liste des tableaux

| | | |
|-----|--|----|
| 4.1 | Résultats de BER et SNR dans une transmission sans fil avec et sans beamforming pour $M=4$ | 37 |
| 4.2 | Résultats de BER et SNR dans une transmission sans fil avec et sans beamforming pour $M=64$ | 38 |
| 4.3 | Résultats de BER et SNR dans une transmission sans fil avec et sans beamforming pour $M=256$ | 39 |
| D.1 | Résultats de BER et SNR dans une transmission sans fil avec et sans beamforming pour $M=16$ | 61 |
| D.2 | Résultats de BER et SNR dans une transmission sans fil avec et sans beamforming pour $M=128$ | 65 |

Liste des abréviations

| | |
|---------------|---|
| 3GPP | 3rd Generation Partnership Project |
| 4G | Quatrième Génération |
| 5G | Cinquième Génération |
| 5G-AN | 5G Access Network |
| 5GC | 5G Core |
| 5GS | 5G Source |
| ABF | Analogique Beamforming |
| ADC | Analog to Digital Converter |
| AF | Application Function |
| AFB | Analyse Filter Banc |
| AMF | Access and Mobility Management Function |
| AWGN | Additive White Gaussian Noise |
| BPSK | Binary Phase Shift Keying |
| BER | Bit Error Rate |
| BS | Base Station |
| CAN | Convertisseur Analogique Numérique |
| CE | Canal Estimation |
| CNA | Convertisseur Numérique Analogique |
| CP | Cyclic prefixe |
| CSI | Channel State Information |
| CU | Central Unit |
| DAC | Digital to Analog Converter |
| DBF | Digital Beamforming |
| DL | DownLink |
| DU | Distributed Unit |
| cMBB | Enhanced Mobile Broadband |
| eNodeB | Evolved Node B |
| EQMM | Minimisation Erreur Quadratique Moyenne |
| EPC | Evolved Packet Core |
| FBMC | Filter Bank Multicarrier |
| FDD | Frequency Division Duplex |

| | |
|----------------|---|
| FFT | Fast Fourier Transform |
| gNodeB | Next Generation NodeB |
| ICI | Inter Canal Interference |
| IFFT | Inverse Fast Fourier Transform |
| IMT | International Mobile Telecommunications |
| IoT | Internet Of Things |
| ISI | Inter Symbol Interference |
| LTE | Long Term Evolution. |
| LTE/A | Long Term Evolution Advanced |
| Mass-BS | Massive MIMO Base Station |
| MATLAB | MATrix LABoratory |
| MIMO | Multiple-Input Multiple-Output |
| MMSE | Minimum Mean Squar Error |
| mMTC | Massive Machine Type Communication |
| MSE | Mean Squared Error |
| MU-MIMO | Multi-user Multiple-Input Multiple-Output |
| NG-RAN | Next-Generation Radio Access Network |
| NOMA | Non-Orthogonal Multiple Access |
| NSA | Non Standalone Access |
| OFDM | Orthogonal Frequency Division Multiplex |
| OOB | Out Of Band |
| OQAM | Offset Quadrature Amplitude Modulation |
| PCF | Policy Control Function |
| PDN | Packet Data Network |
| PPN | Polyphase Network |
| QAM | Quadrature Amplitude Modulation |
| QoS | Quality Of Service |
| RF | Radio Frequency |
| RSB | Rapport Signal sur Bruit |
| SA | Standalone Access |
| SBA | Service-Based Architecture |
| SFB | Synthesis Filter Banc |
| SIC | Successive Interference Cancellation |
| SIR | Signal Interference Ratio |
| SINR | Signal Interference Noise Ratio |
| SISO | Single Input Single Output |
| SMF | Session Management Function |
| SNR | Signal to Noise Ratio |

| | |
|----------------|--|
| SU-MIMO | Single User Multiple-Input Multiple-Output |
| TEB | Taux Erreur Binaire |
| TDD | Time Division Duplex |
| UDM | Unified Data Management |
| UE | User equipment |
| UIT-R | Union international Telecommunication Radiocommunication |
| UL | UpLink |
| URLLC | Ultra Reliable Low Latency Communication |
| UPF | User Plane Function |
| UT | User Terminal |
| WRC | World Radiocommunication Conference |
| ZF | Zero Forcing |

Introduction générale

Le développement rapide de la technologie de communication sans fil a entraîné la croissance explosive du nombre d'utilisateurs mobiles. Pour cette raison, de nouvelles technologies sont apparues. Cependant, du fait de la montée en puissance des objets de connexion aux usages différents, un réseau en spectre surchargé ne pourra plus répondre aux diverses exigences. Face à cette explosion technologique, une révolution est en train de former un standard de systèmes de télécommunications mobiles, appelé IMT 2020. Notre mémoire aborde la problématique suivante : comment utiliser des technologies plus avancées pour améliorer les performances de transmission des réseaux mobiles sans fil ?

Bien que l'objectif de la 5G ne soit pas seulement de combler les lacunes liées à l'augmentation du débit ou de la bande passante, mais de réduire la consommation d'énergie grâce à de services omniprésents de haute qualité et d'atteindre un temps de latence ultra-court. Face à ces exigences, cette technique doit combiner plusieurs technologies pour disposer d'un réseau mobile qui pourra satisfaire aux attentes. Parmi ces technologies, nous pouvons citer : la technologie du massive MIMO et le beamforming.

Un système qui utilise un réseau d'antennes à grande échelle pour desservir plusieurs utilisateurs est appelé système de communication massive entrées multiples et sorties multiples (MIMO). La technologie massive MIMO est un sujet important et d'actualité, principalement motivé par la demande de communications sans fil de cinquième génération (5G) ou futures. Cette technique est d'abord utilisée pour améliorer l'efficacité du système ; les ressources spectrales en ondes millimétriques sont utilisées pour étendre la bande passante du système, elles sont capables de combattre l'atténuation de ses signaux.

Beamforming est une technique de formation de faisceaux qui peuvent être exploités pour diriger les faisceaux de l'émetteur et d'augmenter le SINR du récepteur en éliminant les interférences. Ceci permet d'augmenter la capacité des systèmes de communication sans fil en utilisant plusieurs antennes pour l'émission et la réception, réduisant ainsi la consommation d'énergie et réalisant le développement de la diversité spatiale. Il existe plusieurs techniques de formation de faisceaux, les plus couramment utilisées sont beamforming analogique, numérique et hybride.

La 5G propose une nouvelle technologie de transmission principale appelée Filter Bank Multi-Carrier (FBMC). Une forme d'impulsion localisée en temps et en fréquence est utilisée dans le FBMC, ce qui va réduire considérablement l'impact du débordement du spectre hors bande (OOB). Par conséquent, un nombre plus important de sous-porteuses peuvent être utilisées d'une bande allouée. En FBMC/OQAM, chaque sous-porteuse est modulée par modulation OQAM.

Le précodage est une étape nécessaire dans la mise en place d'un système massive MIMO pour séparer les flux de données tout en minimisant autant que possible les interférences entre utilisateurs. Il existe plusieurs précodeurs de beamforming, le plus utilisé est la technique d'égalisation ZF (Zero Forcing) qui peut être utilisée afin de supprimer complètement le MUI (interférence multiutilisateurs) et la technique d'égalisation MMSE (Erreur Quadratique Moyenne Minimale) permet de réduire les interférences par l'amélioration de SINR (rapport signal/interférence plus le bruit).

Ce mémoire est divisé en quatre chapitres : Le premier chapitre montrera comment le monde a atteint la 5G, puis nous allons faire une présentation complète sur la 5G ; nous consacrons le deuxième chapitre à l'étude de la technologie massive MIMO passant par la présentation de MIMO traditionnel ; le troisième chapitre introduira le beamforming et ses différents types. Ensuite, nous parlerons des égaliseurs ZF et MMSE et nous finirons par la nouvelle modulation FBMC/OQAM.

Le quatrième et dernier chapitre sera consacré à l'interprétation simulée des résultats. Tout d'abord, nous évaluerons la variation du taux d'erreur binaire en fonction du rapport signal sur bruit (SNR) dans les transmissions sans fil avec et sans beamforming. Puis, on introduit les concepts de base de beamforming hybride et numérique pour les systèmes 5G à ondes millimétriques. Ensuite, nous présenterons les égaliseurs ZF et MMSE et la comparaison entre les deux. Enfin, le système FBMC/OQAM est réalisé.

Nous concluons ce manuscrit par une conclusion générale et quelques perspectives.

Chapitre 1

La technologie 5G

1.1 Introduction

La technologie 5G est la nouvelle révolution des marchés mobiles. Grâce à cette technologie, les opérateurs peuvent répondre aux besoins du marché et servir des milliards d'appareils connectés qui a pour objectif, un débit de données élevé, une faible latence et probablement un coût moindre. Dans ce premier chapitre nous allons décrire une présentation théorique sur la 5ème génération d'où le nom formel est IMT-2020, en commençant par un bref historique, une description de l'objectif de la 5G face à la précédente génération des réseaux mobiles (4G). En présentant, son architecture, les technologies émergentes telles que les ondes millimétriques, les petites cellules, le massive MIMO, le beamforming et le duplex intégral, puis les différentes catégories d'usages de cette dernière génération, ainsi que l'allocation des fréquences.

1.2 Nouvelle génération des réseaux cellulaires

Les technologies de communication sans fil et mobile sont prises en charge par des organisations de développement des standards à l'échelle globale comme le 3GPP (3rd Generation Partnership Project), ils sont souvent divisés en générations qui présentent des changements remarquables à chaque décennie. La nécessité de ces changements est basée sur les demandes changeantes, des utilisateurs et les innovations offertes par les technologies émergentes. Le déploiement de la 5G à grande échelle a commencé en 2020. La normalisation des nouvelles interfaces aériennes pour 5G a pris de l'ampleur après la réunion du secteur de l'UIT-R (Union international Telecommunication Radiocommunication) lors du WRC (World Radiocommunication Conference) qui s'est tenu en 2015, pour examiner et réviser le règlement de la radio [Pet].

Les standards mondiaux sont une pierre angulaire pour atteindre une connectivité omniprésente, pour assurer l'interopérabilité à l'échelle mondiale et ils permettent l'harmonisation entre plusieurs fournisseurs. L'UIT-R est responsable de la définition des spécifications IMT (International Mobile Telecommunications) pour les systèmes cellulaires de la prochaine génération. Bien que, les exigences IMT pour

5G sont définis, le consensus commun des chercheurs universitaires et de l'industrie est qu'en principe, ils offrent une expérience de fibre optique pour l'internet mobile avec des taux de pointe jusqu'à 10 Gbps dans des conditions statiques/ très peu de mobilité, et de 1Gbps pour les utilisateurs très mobiles/bord de la cellule (avec des vitesses supérieures à 300 Km/h). La latence de temps d'aller-retour du système 4G (LTE/LTE-A) à la pointe de la technologie et d'environ 20ms ce qui devrait diminuer à moins de 1ms pour la 5G.

Dans ce contexte, 5G envisage non seulement une technologie inventée mais un écosystème technologique de réseau sans fil travaillant en synergie pour fournir un support de communication transparent à l'utilisateur final. Ainsi, nous pouvons dire que passer de 4G à 5G signifie un changement de paradigme de conception d'un système de discipline unique à un système multidisciplinaire.

1.3 L'objectif de la 5G

L'utilisation croissante des communications sans fil nécessite des innovations constantes pour améliorer les débits et la connectivité. En ce sens, de grands efforts ont été faits pour concevoir des systèmes de télécommunications de cinquième génération capables de faire face à de multiples contraintes, telles qu'une réduction de latence, une consommation d'énergie réduite et un débit plus élevé par rapport à celui de la 4G [Wia].

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 :

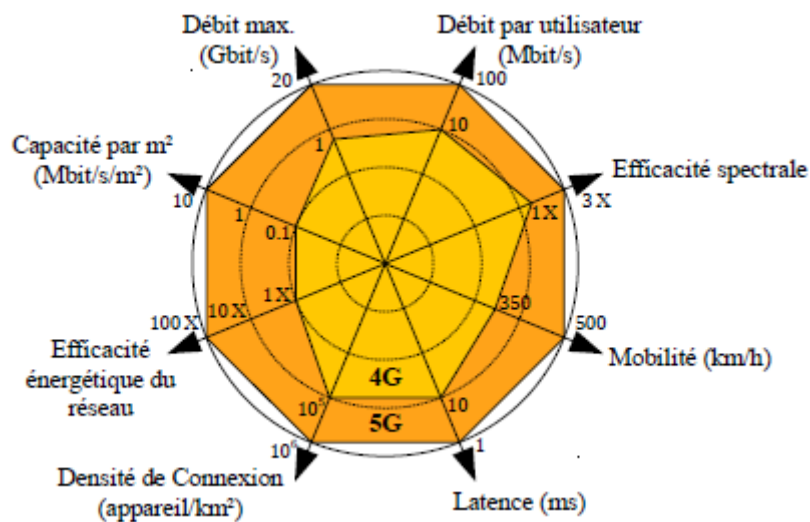


Figure 1.1 – Clefs de compétences du 5G (source : ITU-R [Ser15]).

Les réseaux 5G fournit des progrès tels que [Haj18] :

- Dix fois plus de débit alloué à chaque utilisateur et 20 fois plus de débit maximal.
- Un temps de latence plus court donne l'impression que le réseau est très réactif avec un délai de transmission inférieur à 1ms.

- La densité de connexion est multipliée par dix : activation de la connectivité Internet des objets avec peu de complexité et de surcharge de signalisation.
- Dix fois plus de capacité de trafic : un réseau très dense avec plus de points d'accès partout.
- Efficacité du réseau multipliée par cent : réseaux énergétiquement efficace avec traitement du signal et matériel efficaces.
- Trois fois plus d'efficacité spectrale : une utilisation plus efficace de la bande passante.
- Augmentation de la mobilité afin de satisfaire une certaine performance.

1.4 Architecture de la 5G

Les premières utilisations de la technologie 5G ne sont pas exclusivement 5G mais apparaissent dans des applications où la connectivité est partagée avec la 4G LTE existante dans ce que l'on appelle le mode non autonome (NSA Non Standalone Access). Lorsqu'il fonctionne dans ce mode, un appareil se connecte d'abord au réseau 4G LTE, et si la 5G est disponible l'appareil peut l'utiliser pour obtenir une bande passante supplémentaire [Rem].

De plus en plus les infrastructures de réseau 5G seront mises en ligne au cours des prochaines années, elles évolueront pour permettre le mode autonome (SA Standalone Access) de la 5G uniquement. Cela apportera une faible latence et une capacité à se connecter à un nombre massif d'appareils IoT qui font partie des principaux avantages de la 5G [Rem].

Le réseau cœur 5G, permettant la fonctionnalité avancée des réseaux 5G, est l'un des trois composants essentiels du système également appelé 5GS (Source). Les deux autres composants sont le réseau d'accès 5G (5G-AN Access Network) et l'équipement utilisateur (UE). Le cœur de la 5G utilise une architecture basée sur les services (SBA Service-Based Architecture) alignée sur le cloud pour prendre en charge l'authentification, la sécurité, la gestion des sessions et l'agrégation du trafic des appareils connectés, le tout nécessitant l'interconnexion complexe des fonctions du réseau [Rem].

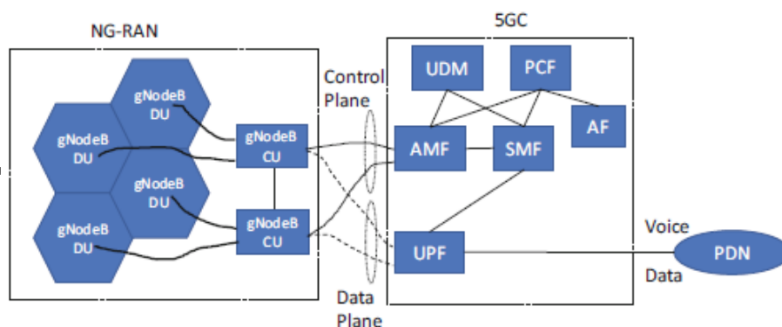


Figure 1.2 – L'architecture du réseau 5G [Vae+19].

Le schéma fonctionnel de l'architecture du réseau de la cinquième génération de téléphonie cellulaire est illustré dans la figure 1.2. Le cœur de la 5G (5GC Core)

a remplacé l'EPC (Evolved Packet Core); le réseau d'accès radioélectrique de prochaine génération (NG-RAN Next-Generation Radio Access Network) se compose d'un groupement d'unités distribuées (DU) et d'unités centralisées (CU); le gNodeB a remplacé l'eNodeB. Comme nous le verrons, il est essentiel pour la 5G d'offrir une architecture de flexible et évolutive. Dans ce cas, la combinaison de DU et de CU a été introduite pour prendre en charge diverses options de division du RAN afin d'extraire les avantages ci-dessus [Vae+19]. Les éléments de la 5GC sont les suivants :

- Fonction de gestion d'accès et de la mobilité (AMF Access and Mobility Management Function) : assure le chiffrement, l'intégrité, l'authentification, l'autorisation et la gestion de mobilité d'accès.
- Fonction de gestion de session (SMF Session Management Function) : assure l'attribution de l'adresse IP aux UE, sélection et contrôle de l'UPF, le roaming, etc.
- Gestion des données unifiées (UDM Unified Data Management) : gestion des abonnements, des données utilisateur, l'enregistrement et la gestion de la mobilité, etc.
- Fonction de contrôle de la politique (PCF Policy Control Function) : mettre en œuvre des règles de politique pour les fonctions de CP, etc.
- Fonction plan d'utilisateur (UPF User Plane Function) : réalise le point d'interconnexion externe au réseau de données, l'application de la politique de QoS dans le plan utilisateurs, etc.
- Fonction d'application (AF Application Function) : Fonction spécifiée et déployée par l'opérateur pour des services spécifiques.

1.5 Allocation des fréquences

Afin de prendre en charge l'augmentation du trafic et l'augmentation des besoins en bande passante. La 5G étend la bande de fréquences au-delà de la bande de fréquences couramment utilisée dans les communications mobiles. Cela inclut les bandes de fréquences inférieures à 6GHz et les fréquences d'ondes millimétriques. La 5G a besoin de plus de bande passante. L'utilisation supplémentaire de la bande de fréquence des ondes millimétriques est une solution [And+14].

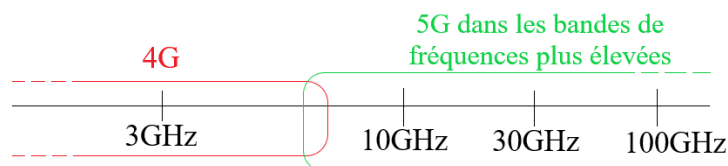


Figure 1.3 – LTE et 5G à des fréquences plus élevées.

Cependant, un spectre pour la 5G est identifié par les organismes de réglementa-

tion. Au moment de la « conférence mondiale des radiocommunications », l'Union Internationale des Télécommunications met en avant les gammes de fréquences comprises entre 24GHz et 86 GHz (avec un intérêt particulier pour la bande de fréquence autour de 28 GHz) [KJ16].

Afin de relever les différents défis mentionnés dans la section précédente, la 5G devra intégrer plusieurs spectres radioélectriques, dont [18] :

- Spectre à basse fréquences (inférieures à 1GHz), notamment la bande de fréquences 700 MHz.
- Fréquences à spectre moyen (entre 1 à 6GHz) avec une largeur spectrale élevée. Entre autres, le spectre sera utilisé pour les téléphones mobiles.
- Spectre ultra-large de fréquence ultra-haute (supérieure à 24 GHz) avec une bande passante ultra-large.

1.6 Technologies émergentes pour réseaux 5G

La 5^{ème} génération fait appel à des fréquences de diffusion ultra-hautes c'est-à-dire les ondes millimétriques pour transférer rapidement d'énormes quantités de données, sachant que la plage de diffusion est limitée, Pour cela on utilise la technologie de formation de faisceaux, elle propose également de nouvelles technologie tel que l'utilisation de Massive MIMO, ainsi que le processus multi-cellules pour assurer des connexions solo de l'ordre de gigabit. Dans ce qui suit, les principes de ces nouvelles technologies seront développés.

1.6.1 Les ondes millimétriques

Les ondes millimétriques sont des ondes radioélectriques couvrant les fréquences comprises entre 30 à 300 GHz. Les appareils électroniques communiquent sur une bande de fréquence spécifique qui est actuellement inférieur à 6 GHz, mais cette bande de fréquence est très encombrée, plus il y a d'objets connectés, plus la dégradation de performances du service est importante. Lors du contrôle et du traitement à distance de grandes quantités de données, nous devons utiliser une fréquence plus élevée et un spectre de fréquences plus large. D'une part, les hautes fréquences permettent d'envoyer plus d'informations par seconde, d'autres parts, l'augmentation du spectre de fréquences peut augmenter le nombre de canaux de transmission. Ces deux améliorations contribuent à rendre le réseau désordonné. Cependant, les ondes millimétriques sont difficiles à pénétrer dans les obstacles, ont une courte portée et sont facilement absorbées par les arbres ou/et la pluie. Afin de résoudre ces problèmes, une deuxième technologie a été introduite, tel qu'un réseau de petites antennes [NC+17][KS15].

1.6.2 Les micros-cellules

Actuellement, les réseaux hétérogènes sont généralement associés à des cellules appelées « petites cellules ». La particularité de cette cellule est qu'elle présente un rayon de couverture réduit et offre donc un débit élevé à ses utilisateurs, où le

nombre réduit d'utilisateurs par cellule et la capacité totale du réseau augmente, dû à la réduction de la taille des cellules formant des stations de base à 100 m d'intervalle pour couvrir des petites zones géographiques [NC+17][Rap+17].

1.6.3 Massive MIMO

Les stations de base 5G peuvent prendre en charge jusqu'à une centaine de ports, ce qui signifie que plus d'antennes peuvent être hébergées sur une seule matrice. Cette technique s'appelle le massive MIMO qui est une technologie MIMO multi-utilisateurs dans laquelle chaque station de base (BS) est équipée d'un réseau de M éléments d'antennes actifs et les utilise pour communiquer avec K terminaux à antennes unique dans la même bande de temps et de fréquence qui permet d'augmenter le débit grâce au multiplexage spatiotemporel et focaliser l'énergie sur un terminal pour améliorer le bilan de liaison [NC+17][BLM16].

Comme un grand nombre de terminaux sont autorisés à accéder à une ressource temps-fréquence identique, MU-MIMO offre une efficacité système supérieure à celle de SU-MIMO. Nous prenons en considération les systèmes MU-MIMO à cellule unique, dans lesquels la station de base sert les K UT (User Terminal), chaque terminal étant équipé d'une antenne. Sur la liaison montante, le signal reçu d'un système MU-MIMO est représenté par [Cho19] :

$$Y = \sum_{k=1}^K \sqrt{P_u} h_k s_k + W \quad (1.1)$$

Où Y est la matrice de signal reçu. $\sqrt{P_u}$ est le facteur de normalisation qui permet d'assurer que la puissance émise sur le canal reste inchangée par le précodage et ce, quel que soit M .

$h_k \in H$ Où $H = [h_1 \dots h_k \dots h_K]$ représente le vecteur de canal entre les antennes BS et le k^{ieme} UT.

$s_k \in S$ Où $S^T = [s_1 \dots s_k \dots s_K]$ représente le symbole transmis par le k^{ieme} UT.

W représente le bruit gaussien blanc additif (AWGN).

1.6.4 Beamforming

Le Beamforming également appelé filtrage spatiale ou formation de faisceaux, est une technique qui permet d'aider les stations de base à trouver un itinéraire approprié pour acheminer les données à un utilisateur, il concentre les signaux de plusieurs antennes en un faisceau puissant, minimisant ainsi l'énergie des lobes secondaires de l'émetteur. Au niveau de récepteur, le beamforming est un multiplexage spatial qui combine les signaux reçus de sorte qu'ils s'additionnent dans une certaine direction est qu'ils rejettent les signaux de toute autre direction et les traitent comme des interférences. Grâce au beamforming, les antennes intelligentes permettent d'augmenter l'efficacité du spectre et pour les ondes millimétriques, elles permettent d'augmenter le débit de données [HF17][CA20].

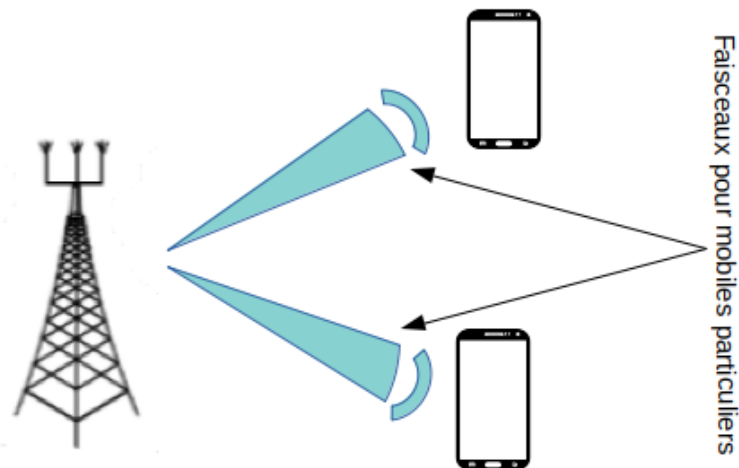


Figure 1.4 – Beamforming avec deux faisceaux.

1.6.5 Full duplex

Les stations de base et les téléphones mobiles d’aujourd’hui reposent sur des émetteurs-récepteurs. S’ils envoient et reçoivent des informations à la même fréquence, ils doivent être utilisés à tour de rôle ; si les utilisateurs veulent envoyer et recevoir des informations en même temps, ils doivent fonctionner à des fréquences différentes pour éviter les interférences. Avec la 5G, les émetteurs-récepteurs pourront envoyer et recevoir des données en même temps à la même fréquence. Cette technologie, appelée duplex intégral pour la transmission des signaux afin de doubler potentiellement la capacité du réseau [CA20][NC].

1.6.6 Multiplexage NOMA

Ces dernières années, les systèmes d’accès multiple non orthogonaux (NOMA) ont reçu une attention considérable pour les réseaux cellulaires de cinquième génération.

La principale raison de l’adoption de NOMA dans la 5G est sa capacité à utiliser les mêmes ressources de temps et de fréquence pour fournir des services à plusieurs utilisateurs, dans le but d’améliorer le débit des utilisateurs et de l’ensemble du système. Il utilise un codage de superposition au niveau de l’émetteur de telle sorte que le récepteur d’annulation d’interférence successive (SIC) puisse séparer les utilisateurs à la fois dans la liaison montante et dans les canaux de liaison descendante. Il existe deux techniques principales NOMA : le domaine de puissance et domaine de code [Dai+18][Vae+19].

Le multiplexage dans le domaine du code a le potentiel d’améliorer l’efficacité du spectre, il nécessite une bande passante de transmission élevée et n’est facile à appliquer aux systèmes actuels. En revanche, le multiplexage dans le domaine de la

puissance a une mise en œuvre simple car aucune modification majeure n'est requise sur le réseau existant. De plus, il ne nécessite pas de bande passante supplémentaire pour améliorer cette efficacité [Ald+18].

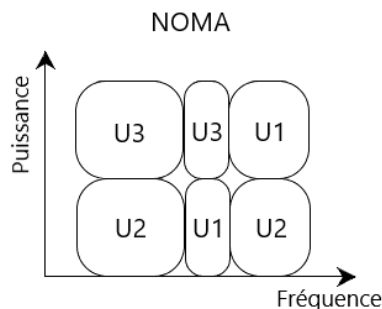


Figure 1.5 – Non Orthogonal Multiple Access.

Voici quelques-uns des avantages possibles de l'utilisation de NOMA [Shi+17] :

- Connectivité massive : Théoriquement, le NOMA peut prendre en charge un nombre illimité d'utilisateurs.
- Latence plus faible : NOMA peut prendre en charge une programmation flexible (souple) et une transmission sans autorisation.
- Efficacité spectrale améliorée (bps/Hz) : Chaque utilisateur NOMA peut utiliser la totalité de la bande passante, Les débits de données d'utilisateurs correctement groupés peuvent être augmentés dans le NOMA.

1.7 Les différentes catégories d'usages de la 5G

La révolution attendue pour la 5G n'est pas seulement la vitesse. Le débit est également assez élevé, permettant à un grand nombre de personnes ou d'objectifs de se connecter en même temps. Mais le développement n'est pas arrêté là. En fait, la latence a été réduite à 1 milliseconde. En citant les différents cas d'utilisations et les besoins des utilisateurs, les trois principales catégories d'utilisations peuvent être regroupées :

mMTC-Massive Machine Type Communications (communications massive de type machine) : dans les systèmes 5G, des exemples de cas d'utilisation sont possibles tel que l'automatisation des processus industriels en tenant des communications massives de type machine. Ce cas d'utilisation exige une bonne qualité de service en termes de la réduction de la consommation d'énergie, une meilleure connectivité et une grande fiabilité [Ser15].

eMBB-Enhanced Mobile Broadband (la large bande mobile évolué) : dans les grands centres urbains à forte densité d'utilisateurs, il existe une demande croissante d'accès au contenus, services et données multimédias. Cette demande conduira à des exigences en termes de bande passante, ce qui conduira à un haut débit mobile avancé. Quel que soit le contexte de réception, cette utilisation couvre également des exigences en termes de couverture et de débit très élevé mobile constant [Pop+18].

URLLC-Ultra Reliable and Low Latency Communication (communications ultra-

fiables à très faible latence) : dans les applications futures, une réactivité élevée et une fiabilité élevée sont requises. Des besoins qui se retrouvent spécialement dans les transports autonomes, dans la numérisation industrielle, la chirurgie à distance ainsi les réseaux électriques intelligents [Ngo19].

Dans le monde 5G, les trois cas d’usages dans les différents domaines d’application sont représentés dans la figure ci-dessous [Ser15] :

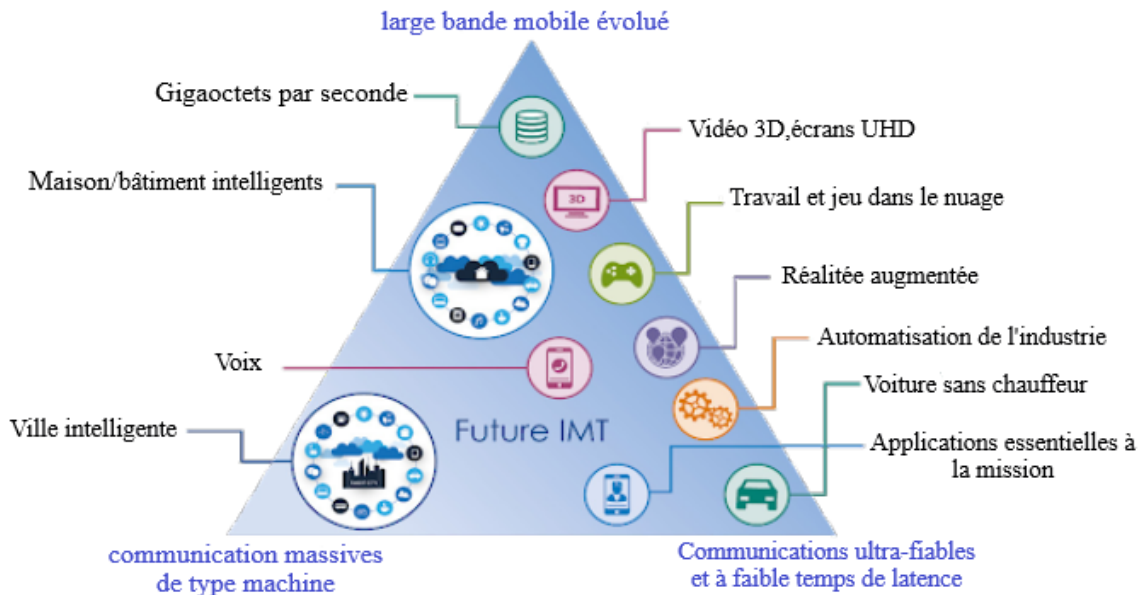


Figure 1.6 – Scénarios d’utilisation de l’IMT-2020 [Vae+19].

1.8 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons donné un aperçu général sur la technologie 5G, après avoir rappelé les objectifs du standard 5G, ainsi que son architecture et ses catégories d’usages, nous avons également présenté les différentes technologies. Chacune d’elle présente d’énormes avantages mais aussi des limites. Parmi ces technologies, nous avons cité les antennes intelligentes qui permettent d’avoir une efficacité spectrale et énergétique, le full duplex qui aide à doubler la capacité du canal et les Small-cell combinés aux ondes millimétriques pour avoir une large bande passante. Dans ce second chapitre nous allons étudier le système massive MIMO en passant par le MIMO.

Chapitre 2

Les systèmes à grand nombre d'antennes dans le contexte 5G

2.1 Introduction

Avec le développement rapide des exigences de communication mobile dans la vie quotidienne, la communication complexe et le traitement des données deviendront un défi majeur pour les futures communications mobiles. Le but étant de garantir que les informations numériques de cinquième génération soient transmises à débits plus élevés, d'assurer la qualité de service, et de résoudre le problème de limitation de bande passante du réseau lié à la puissance de transmission. La 5G utilise un nouveau système de transmission représenté par massive MIMO, également appelé système d'antenne à grande échelle qui est une forme du système MIMO multi-utilisateurs, il est basé sur l'installation de plusieurs antennes lors de l'émission et de la réception. Il offre une efficacité spectrale plus élevée que les systèmes à antenne unique, ce système assure également une augmentation de la capacité du réseau.

L'objectif de ce chapitre est de présenter les réseaux MIMO et massive MIMO. Cette dernière technologie émergente se présente comme l'une des méthodes les plus prometteuses pour les systèmes révolutionnaires de la cinquième génération des réseaux mobiles (5G).

2.2 Bruits et interférences

2.2.1 SNR (RSB)

Le rapport signal sur bruit, parfois appelé SNR en anglais "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.

$$SNR = \frac{Puissance(signal)}{Puissance(bruit)} \quad (2.1)$$

Généralement, le RSB est exprimé en décibels sous forme logarithmique en tant

que :

$$SNR(dB) = 10 \log_{10} \frac{P(signal)}{P(bruit)} \quad (2.2)$$

2.2.2 Le BER

Le taux d'erreur binaire est le rapport entre le nombre de bits erronés et le nombre total de bits transmis, qui est le taux auquel les erreurs se produisent dans un système de transmission.

$$BER = \frac{\text{Nombre de bits erronés}}{\text{Nombre total de bits transmis}} \quad (2.3)$$

2.3 Technique MIMO

2.3.1 Principe de la technique MIMO

Dans un système de communication traditionnel, il n'y a qu'une seule antenne émettrice et une seule réceptrice SISO (Single Input Single Output). Cependant, les futurs services de communication mobile sans fil nécessitent plus de transmission de données (augmentation de la capacité de transmission). Afin d'augmenter la capacité des systèmes SISO et de répondre à ces besoins, la bande passante et la puissance de transmission de ces systèmes ont été considérablement augmentées. Cependant, des développements récents ont montré que l'utilisation de plusieurs antennes pour la transmission et la réception peut augmenter le débit de transmission des données sans augmenter la bande passante et la puissance du signal de l'antenne de réception du système SISO, cette technologie de transmission est appelée MIMO (Multiple Input Multiple Output). Augmenter la capacité de transmission en utilisant différents canaux de propagation générés par réflexion et/ou par diffraction des ondes, profitant ainsi de l'environnement multi-trajets [Dia07].

La figure 2.1 ci-dessous montre le schéma de transmission d'un système MIMO, qui met en œuvre 2 antennes à l'émission et 2 antennes à la réception. Le canal MIMO est modélisé à travers ses réponses impulsionnelles exprimées par des vecteurs ou des matrices.

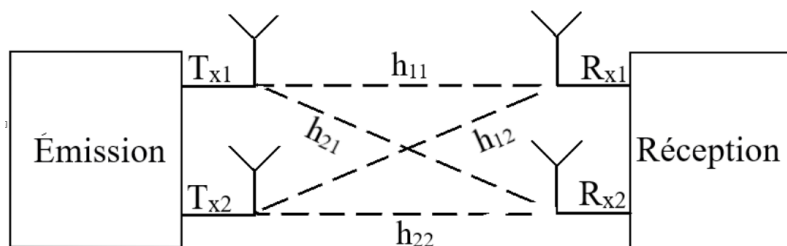


Figure 2.1 – Système MIMO 2x2.

2.3.2 Capacité du canal MIMO

Considérons un système MIMO avec M antennes d'émission et N antennes de réception. Par définition la capacité d'un système MIMO est la quantité d'information maximale qui peut être transitée à travers le canal par unité de temps.

Dans le cas général elle est exprimée comme suit [Fer+11][BOU+] :

$$C = \log_2(\det[I_N + \frac{\rho}{M}H.H^H]) \text{ tel que : } N \leq M \quad (2.4)$$

On note que :

ρ est le rapport $\frac{\text{signal}}{\text{bruit}}$.

\mathbf{H} la matrice du canal de réponses impulsionnelles du canal MIMO de dimension $N \times M$.

\mathbf{N} le nombre d'antennes de réception.

\mathbf{M} le nombre d'antennes d'émission.

I_N la matrice identité de dimension N .

H^H la matrice transposée conjuguée de H .

La capacité moyenne s'obtient en calculant l'espérance sur toutes les réalisations possibles du canal MIMO, cette espérance s'écrit sous forme [Dia07] :

$$E[C] \approx N \log_2(1 + \rho) \text{ bit/s/Hz} \quad (2.5)$$

2.3.3 Techniques de diversité

En présence de multi-trajets, la performance des systèmes de transmission se dégrade en raison de l'évanouissement. Pour lutter contre cet effet, la même information est répétée sur différentes liaisons de transmission en supposant qu'il existe une forte probabilité d'avoir au moins l'une de ces liaisons qui ne subisse pas de forte atténuation. Ces techniques sont destinées à réduire le taux de bits erronés et d'améliorer la qualité du lien de communication [Ala98].

Il existe différentes techniques pour exploiter la diversité disponible dans un canal sans fil, parmi lesquelles figurent :

— **Diversité spatiale**

La diversité spatiale également appelée la diversité d'antenne, est principalement obtenue en employant plusieurs antennes, elle peut être utilisée lorsqu'un signal est émis de plusieurs points distincts de l'espace. Contrairement à la diversité temporelle et fréquentielle, la diversité d'antenne ne réduit pas le débit de transmission mais nécessite plus de complexité et d'espace. Pour que la diversité puisse être exploitée, la distance (d) entre chaque antenne doit être d'au moins une demi-longueur d'onde : $d > \frac{\lambda}{2}$

— **Diversité temporelle**

Dans cette forme de diversité, qui est utilisée pour lutter contre les évanouissements sélectifs dans le temps, les informations sont répétées dans le temps à des intervalles supérieurs au temps de cohérence du canal (durée minimale

qui sépare un évanouissements de l'autre selon un certain degré de corrélation). L'inconvénient de la diversité temporelle est la réduction de débit de transmission en raison du retard causé par cette diversité. Par conséquent, T_c est la durée sur laquelle les caractéristiques du canal radio mobile peuvent être considérées comme invariantes dans le temps, ce qui peut être exprimé par [Pra09] :

$$T_c \approx \frac{1}{2fD_{max}} \quad (2.6)$$

Où fD_{max} est le déplacement Doppler maximum.

— **Diversité fréquentielle**

La diversité en fréquence consiste à transmettre le même signal sur des porteuses de fréquence différentes, pour éviter les interférences entre les canaux adjacents. L'écart fréquentiel est supérieur à la bande de cohérence du canal B_c . La diversité fréquentielle et la diversité temporelle présente le même désavantage, perte de l'efficacité spectrale liée au débit de transmission. On appelle la bande de cohérence, la bande de fréquence où les comportements des signaux radio fréquence sont encore corrélés. Elle peut être exprimée comme suit [Pra09] :

$$B_s \approx \frac{1}{T_{max}} \quad (2.7)$$

Où T_{max} est le retard maximal qui correspond au dernier rayon ayant une amplitude non négligeable par rapport au premier trajet.

— **Multiplexage spatiale**

Dans ce cas, le canal MIMO large bande est divisé en sous-canaux de propagation qui doivent être complètement indépendants sur lesquels les messages sont envoyés simultanément pour chaque antenne d'émission. Lors de la réception, pour reconstituer le message d'origine, les signaux reçus doivent être recombines. Le multiplexage MIMO permet d'augmenter le débit de transmission [Mba19].

2.4 Technique Massive MIMO

Massive MIMO est devenu un catalyseur technologique pour la génération de communications mobiles 5G. Le système Massive MIMO porte le concept MIMO à un niveau supérieur en intégrant un grand nombre d'antennes (des centaines ou des milliers) connectées à la station de base fonctionnement simultanément pour un nombre considérablement réduit (des dizaines ou des centaines) de terminaux en utilisant des ressources de temps et de fréquence porteuse similaires. Cette technologie peut apporter au moins dix fois plus à la capacité des systèmes de communication sans fil en raison de leurs caractéristiques [NC17].

2.5 Types de massive MIMO

Il existe deux types de massive MIMO :

Single User – Multiple Input Multiple Output (SU-MIMO) Cette technologie à simple utilisateur consiste à augmenter la capacité (principalement le débit) entre l'émetteur et le récepteur en introduisant plusieurs antennes de chaque côté. Comme son nom l'indique, un nombre multiple d'antenne à la transmission envoie des données à un nombre multiple d'antennes situé sur un seul appareil à la réception. La figure 2.2 montre un système SU-MIMO, appelé aussi MIMO point à point.

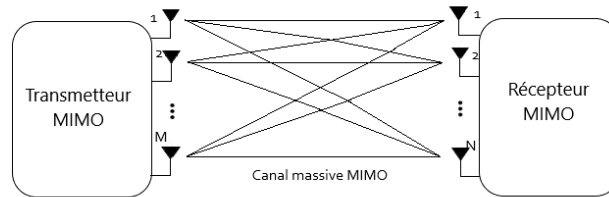


Figure 2.2 – Système MIMO à simple utilisateur.

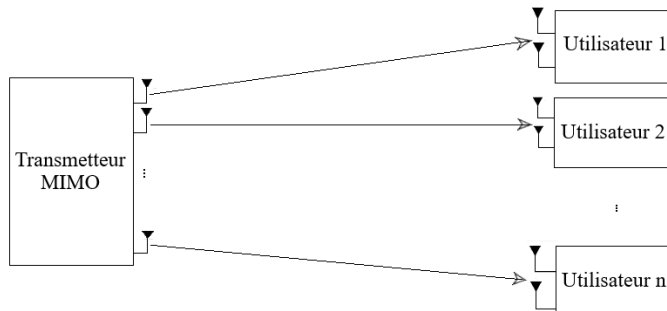


Figure 2.3 – Système MIMO à multiple utilisateurs.

Multi User – Multiple Input Multiple Output (MU-MIMO) MU-MIMO est une forme améliorée de technologie MIMO qui porte un très grand intérêt. Le système MIMO multi-utilisateur est composé d'une station de base équipée de multiple antennes pour communiquer avec plusieurs utilisateurs, chacune équipée d'un ou plusieurs antennes, en améliorant la capacité de communication de chaque terminal individuel qui se comporte de la même façon que le SU-MIMO, où une antenne émettrice qui communique avec plusieurs utilisateurs. La figure 2.3 représente un système MIMO à multi-utilisateurs.

2.6 Caractéristiques générale du Massive MIMO

2.6.1 TDD vs FDD pour le Massive MIMO

Dans un système TDD, le même spectre de fréquences est utilisé pour la transmission en liaison montante et en liaison descendante, mais les intervalles de temps

sont différents. Les canaux de liaison montante et de liaison descendante sont réciproques. Par conséquent, le schéma suivant peut être utilisé pour obtenir le CSI (Informations sur l'état du canal). (Voir la figure 2.4)

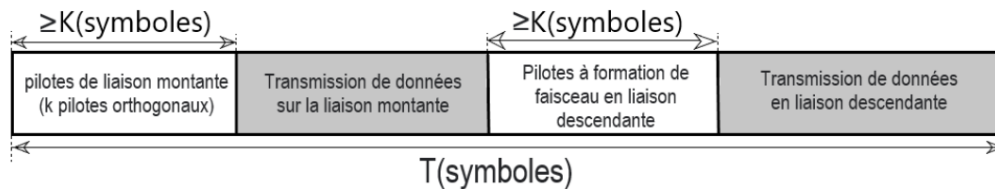


Figure 2.4 – Structure de slot et estimation de canal dans les systèmes TDD

Pour la transmission en liaison montante, la station de base a besoin d'un CSI pour détecter les signaux transmis par K utilisateurs. Ce CSI est estimé à la station de base. En effet, K utilisateurs envoient K séquences pilotes orthogonales à la station de base sur la liaison montante. La station de base estime ensuite les canaux sur la base des signaux pilotes reçus. Ce processus nécessite un minimum de K utilisateurs de canaux.

Pour la liaison descendante, la station de base a besoin de CSI pour précoder le signal transmis, et chaque utilisateur a besoin d'un gain de canal effectif pour détecter le signal souhaité. En raison, de la réciprocité des canaux, le canal estimé par la station de base dans la liaison montante est utilisé pour précoder les symboles transmis. Afin de connaître le gain de canal effectif, la station de base peut former un faisceau pilote, et chaque utilisateur peut estimer le gain de canal effectif sur la base du signal reçu. Cela nécessite que le canal soit utilisé au moins K fois.

Dans le système FDD, différents spectres de fréquences sont utilisés pour la transmission en liaison montante et en liaison descendante, de sorte que les canaux de liaison montante et de liaison descendante ne sont pas réciproques. La connaissance du canal au niveau de la station de base et des utilisateurs peut être obtenue en utilisant le schéma de formation suivant :

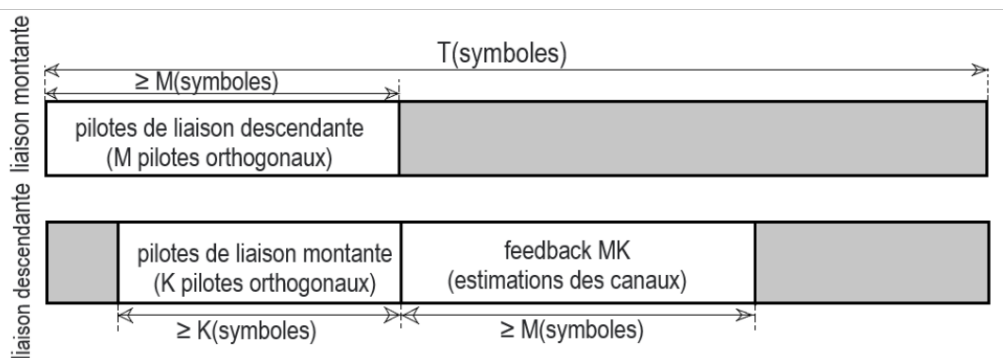


Figure 2.5 – structure de slot et estimation de canal dans les systèmes FDD

Pour la transmission en liaison descendante, la station de base a besoin de CSI pour précoder les symboles avant de transmettre les symboles à K utilisateurs. Les

M antennes de la station de base envoient M séquences pilotes orthogonales à K utilisateurs. Chaque utilisateur estime le canal sur la base du pilote reçu. Ensuite, il renvoie ses estimations de canal (M estimations de canal) à la station de base via la liaison montante. Ce processus nécessite au moins M canaux pour la liaison descendante et M canaux pour la liaison montante.

Pour la transmission en liaison montante, la station de base a besoin d'un CSI pour décoder les signaux transmis par K utilisateurs. Une méthode simple est que K utilisateurs envoient K séquences pilotes orthogonales à la station de base. Ensuite, la station de base estime le canal sur la base du signal pilote reçu. Ce processus nécessite au moins K canaux pour la liaison montante.

Par conséquent, l'ensemble du processus d'estimation de canal nécessite au moins M+K utilisation de canal de liaison montante et M utilisations du canal sur la liaison descendante. Supposons que les intervalles de cohérence des liaisons montantes et descendantes soient les mêmes et soient égales à T. On a alors les contraintes suivantes : $M < T$ et $M+K < T$. Par conséquent, $M+K < T$ est la condition de contrainte du système FDD. La figure 2.5 montre un schéma d'estimation de canal dans le système FDD [Ngo15].

Pour cela la technologie MIMO multi-utilisateurs permet aux utilisateurs de configurer chaque station de base avec un nombre illimité d'antennes en duplexage par répartition dans le temps (TDD). Pour ce type d'opération TDD est préférable [BLM16].

2.6.2 Estimation du canal

On estime que le canal de transmission est un point clé de la communication numérique, sachant qu'il peut considérablement améliorer les échanges. En Massive MIMO, cette information est très importante car elle permet le processus dit le précodage, dont le rôle est de former un faisceau qui focalise l'énergie vers ou autour de l'utilisateur de la cellule. Par conséquent, une mauvaise estimation entraînera une diminution significative de la capacité de ce système à focaliser l'énergie [Cho19].

La notion de temps de cohérence T_c , permet de connaître la durée pendant laquelle la réponse du canal ne varie pas de façon significative. Il faut donc estimer le canal avec une fréquence d'au moins $\frac{1}{T_c}$. En d'autres termes, plus le canal contient des éléments mobiles, plus l'estimation de canal devra être réalisée souvent. Pour effectuer ce type d'estimation en peu de temps, le nombre de séquences pilotes orthogonales qui permettent à Mass_BS (Massive MIMO Station de Base) d'estimer tous les canaux utilisateurs simultanément est faible et qu'elles sont réutilisées dans chaque canal des cellules adjacentes [Mar10]. Cela provoque ce qui suit :

- La capacité est réduite en raison de la réduction du temps de transmission de données utiles. En effet, plus le nombre d'utilisateurs augmente, plus le temps (Testimation) alloué à l'estimation des canaux augmente. Ensuite, la capacité totale de la cellule est alors pondérée par un facteur $(1 - \frac{T_{estimation}}{T_{slot}})$, ce qui peut vite devenir pénalisant pour des canaux à forte mobilité (T_c faible). T_{slot} , comme le montre la figure 2.6, correspond au slot temporel durant lequel le canal doit être statique, donc $T_{slot} - T_c$ est respecté.
- De fortes interférences inter-cellules. Ce phénomène, appelé contamination de

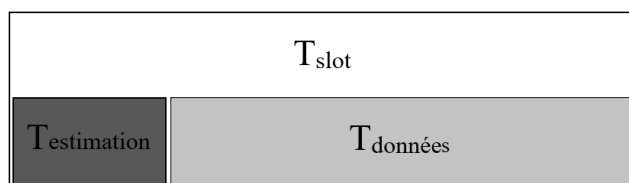


Figure 2.6 – Structure simplifiée d’un slot temporel

pilotes provient de la nécessité de réutiliser les mêmes séquences pilotes dans les cellules adjacentes [Jos+11]. La contamination des pilotes est détaillée en Annexe B.

2.7 Fonctionnement du massive MIMO

Transmission par liaison montante (Uplink) L’intervalle de cohérence partielle est utilisé pour la transmission de données sur la liaison montante. Sur cette dernière, K utilisateurs transmettent des données à la station de base sur la même ressource temps-fréquence. Ensuite, la station de base utilise des techniques d’estimation de canal et de combinaison linéaire afin de détecter les signaux envoyés par tous les utilisateurs.

Transmission par liaison descendante (Downlink) En liaison descendante, la station de base envoie des signaux à tous les K utilisateurs sur la même ressource temps-fréquence. Plus précisément, la station de base utilise ses estimations de canal en combinaison avec les symboles destinés à K utilisateurs pour détecter les signaux émis par tous les utilisateurs. Les symboles permettant à K utilisateurs de créer M signaux précodés, qui sont ensuite envoyés à M antennes.

2.8 Applications des technologies Massive MIMO

La figure 2.7 montre les principaux scénarios d’application des technologies massive MIMO dans les systèmes de communication 5G [Ngo15][Lar+14]. Les cellules sont divisées en macrocellules et microcellules, qui peuvent être déployées dans un réseau homogène ou hétérogène, dans des scénarios intérieurs ou extérieurs. Selon la littérature d’essai pertinente, 70% de la communication du système de communication mobile terrestre est générée par l’environnement intérieur. Par conséquent, les canaux massive MIMO peuvent être divisés en stations de base macrocellulaires pour les utilisateurs extérieurs, et en stations de base microcellulaires pour les utilisateurs intérieurs. Les microcellules peuvent également être utilisées comme stations de base relais, et son canal est dirigé de la station de base macrocellulaire vers la station de base microcellulaire. Le nombre d’antennes pour les stations de base n’est pas limité et le nombre d’antennes pour les utilisateurs peut être augmenté.

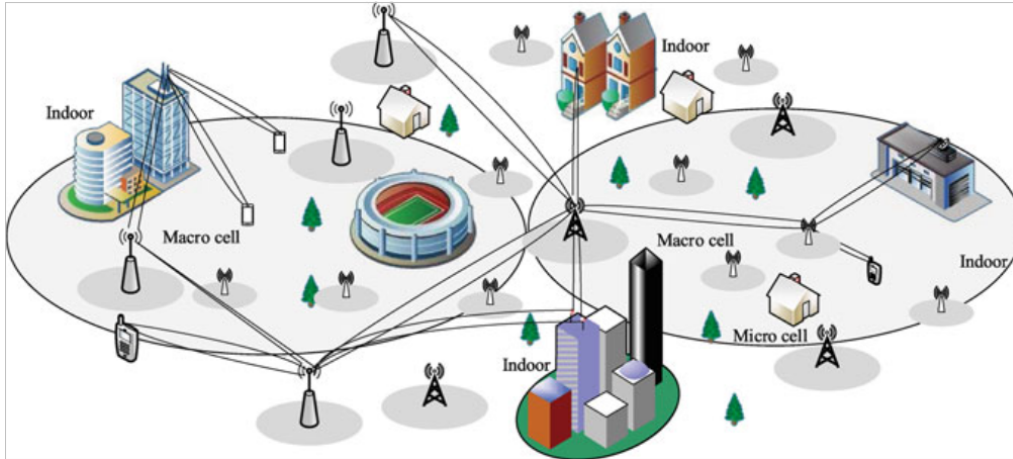


Figure 2.7 – Scénarios d’application des technologies massive MIMO [LPW19].

2.9 Avantages du système Massive MIMO

Le système massive MIMO présente les avantages suivants [Jun+14][Zha+16] :

1. Par rapport à la technologie MIMO existante, la résolution spatiale de la technologie massive MIMO a été considérablement améliorée. Avec la technologie massive MIMO, il est possible d’exploiter des ressources spatiales en profondeur. Avec la liberté spatiale offerte par cette technologie, plusieurs utilisateurs sur le même réseau sont autorisés à communiquer avec une station de base simultanément sur les mêmes ressources temps-fréquence. Sans augmenter la densité et la bande passante des stations de base, l’efficacité spectrale peut être considérablement améliorée.
2. La technologie massive MIMO permet de focaliser les faisceaux dans une plage étroite, ce qui réduit considérablement les interférences.
3. La technologie massive MIMO peut réduire considérablement la puissance de transmission, améliorant ainsi l’efficacité énergétique.
4. Lorsque le nombre d’antennes est suffisant, le précodage linéaire et les détecteurs linéaires les plus simples sont souvent optimaux, et le bruit et les interférences non corrélés sont négligeables.

2.10 Conclusion

Ce chapitre nous a permis de mettre en évidence le grand potentiel des systèmes massive MIMO en tant que technologie clé facilitant les futurs systèmes cellulaires 5G. Dans un système multi-antennes tels que le massive MIMO l’estimation de canal constitue un point fondamental. Ce chapitre a ciblé les différents éléments et certains aspects fondamentaux, autour desquels gravite le terme de massive MIMO, afin d’avoir une vision globale des possibilités qu’un tel système peut offrir ainsi que les avantages en termes de débits mais aussi en termes d’efficacité énergétique et spectrale, de robustesse et de fiabilité. Dans le chapitre suivant, nous avons abordé les types de beamforming, les égaliseurs de réception ZF et MMSE, enfin une nouvelle modulation FBMC qui est utilisé dans la 5 ème génération.

Chapitre 3

Beamforming et les techniques d'égalisation

3.1 Introduction

La technique du beamforming est utilisée dans les antennes intelligentes de transmission et de réception pour transmettre et recevoir des signaux dans des systèmes massive MIMO. Dans le but d'augmenter les performances du système sans fil, d'améliorer la qualité de la transmission ainsi que le débit. Différentes techniques de formation de faisceaux ont été étudiées, telles que la formation de faisceaux analogique, numérique, hybride. Les performances de chaque système sont mesurées à l'aide d'égaliseurs de forçage du zéro (ZF) et d'erreur quadratique moyenne minimale (MMSE). Le taux d'erreur sur les bits (BER) est mesuré par rapport au rapport signal sur bruit (SNR) normalisé ou E_b/N_0 pour chaque système. La technique de transmission Filter Bank MultiCarrier (FBMC) est un candidat principal pour la communication sans fil 5G. La multi-porteuse basée sur un banc de filtres peut être considérée comme un catalyseur potentiel à cette fin, car elle offre d'excellentes caractéristiques de forme d'onde avec des degrés de liberté supplémentaires pour la conception du système. Dans ce chapitre, nous allons expliquer le principe de la technique beamforming. Pour cela, nous allons détailler ses trois différentes variantes. Ensuite nous parlerons des égaliseurs ZF et MMSE, nous finirons par la nouvelle technique d'FBMC/OQAM.

3.2 Le beamforming

La formation de faisceau est essentiellement une opération de filtrage spatial qui capte ou rayonne l'énergie dans une direction spécifique sur son ouverture pour un traitement de signal analogique ou numérique approprié. Les systèmes de communication modernes déploient des systèmes d'antennes intelligentes pour augmenter la capacité des liaisons de communication. Le filtre dans le domaine temporel applique de l'énergie en fonction du temps, tandis que la formation de faisceau applique de l'énergie en fonction de son ouverture de rayonnement, obtenant ainsi un certain gain d'antenne dans une direction donnée et une atténuation dans d'autres direc-

tions [KS15][Ali+17]. Il existe généralement trois types de beamforming, qui sont [Kum+] :

3.2.1 Le beamforming numérique (DBF Digital Beamforming)

Dans une architecture toute numérique, chaque élément rayonnant est connecté à une chaîne Radio Fréquence (RF). La transmission s'effectue numériquement en bande de base avant d'être transmis par RF, ce qui permet de contrôler à la fois la phase et l'amplitude du signal. Plusieurs faisceaux peuvent être formés simultanément à partir du même ensemble d'éléments du réseau. Cela permet une flexibilité totale du système et rend DBF attrayant pour le multiplexage spatial avec massive MIMO. Cependant, cela nécessite également un matériel bande de base et RF dédié à chaque élément d'antenne (représenté sur la figure ci-dessous). DBF est appelé MU-MIMO en LTE/5G [CF19][El 14].

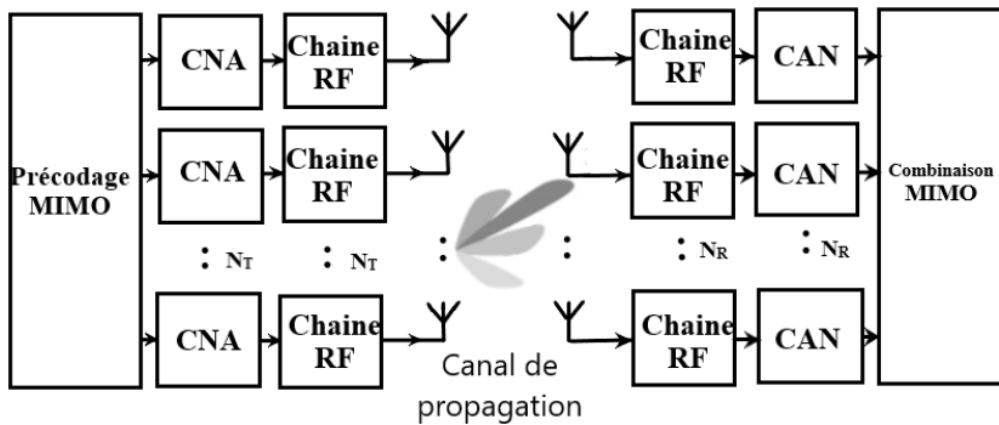


Figure 3.1 – Architecture de beamforming numérique.

3.2.2 Le beamforming analogique (ABF Analog Beamforming)

L'architecture de formation de faisceau analogique contient un réseau de déphasage qui peut être mis en œuvre en utilisant les déphaseurs ou des réseaux de beamforming analogiques comme montré sur la figure 2, concernant le beamforming analogique basé sur un réseau à commande de phase, les déphaseurs déployés ont des angles quantifiés ainsi qu'une amplitude constante. La consommation d'énergie des déphaseurs dépend de sa résolution angulaire. De plus, les déphaseurs s'appliquent à toute la bande

ABF est simple, il peut accueillir un seul utilisateur. Le même signal est envoyé à chaque élément d'antenne physique, et un déphaseur analogique est utilisé pour ajuster la phase du signal dans le réseau RF afin de diriger le diagramme de rayonnement du réseau dans une direction donnée. La principale différence avec DBF réside dans le traitement, où DBF est appliqué aux signaux en bande de base (plus de k flux de données), et le déphasage dans le beamforming analogique est appliqué après la conversion numérique (DAC) pour les utilisateurs à flux unique [CF19]. Le traitement du signal est effectué dans le domaine numérique (Bande de base),

Dans le cas de formation de faisceau numérique. Ce dernier nécessite une chaîne RF dédiée par antenne. Plus que ça, une antenne nécessite un dispositif mixte analogique/numérique dédié (ADC) par antenne de réception et convertisseur numérique-analogique (DAC) par antenne d'émission [She19].

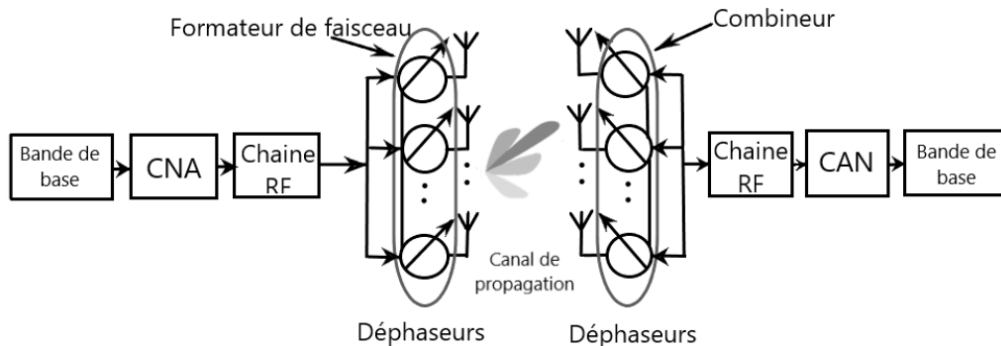


Figure 3.2 – Architecture de beamforming analogique.

3.2.3 Le beamforming hybride

La formation de faisceau analogique souffre de l'interface inter-utilisateur et de problèmes de précision, tandis que la formation de faisceau numérique est complexe et coûteuse. Compte tenu des inconvénients cités et des avantages comme du haut degré de liberté de la technique numérique de beamforming ainsi que la simplicité de l'analogique. À partir des degrés de liberté de la technologie de formation de faisceau numérique, les chercheurs ont trouvé une solution de beamforming hybride, qui est une combinaison de beamforming analogique et de beamforming numérique, qui peut répondre à l'efficacité énergétique et spectrale de la communication par ondes millimétriques requise pour les communications 5G [She21].

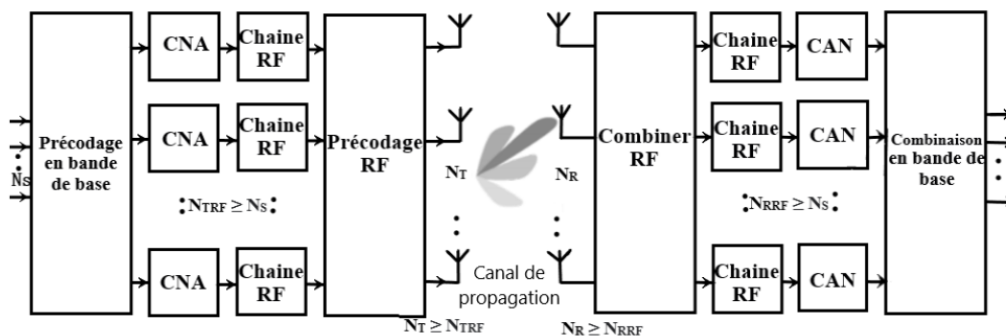


Figure 3.3 – Architecture de beamforming hybride.

Le précodage hybride est généralement basé sur deux structures : entièrement connectée et sous-connectée. Les caractéristiques de la structure sous-connectée permettent d'atteindre un meilleur équilibre entre les performances et le coût. A la différence de la correspondance biunivoque entre la chaîne RF et l'antenne dans la structure entièrement connectée, chaque chaîne RF dans la structure sous-connectée n'est connectée qu'à une partie de l'antenne. Nous présentons un modèle du système d'ondes millimétriques et du canal considéré [ZZ21] :

A - Modèle du système

Nous nous concentrons principalement sur le précodage hybride des systèmes MIMO à grande échelle en ondes millimétriques basés sur la structure de sous-connexion, ce qui peut éviter l'utilisation d'un grand nombre de déphaseurs, comme le montre la Figure 3.4.

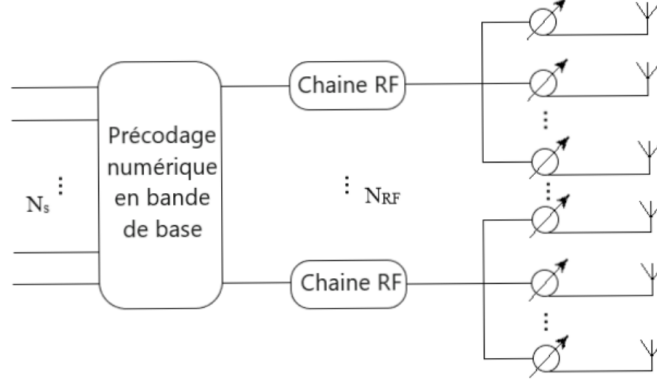


Figure 3.4 – Architecture sous-connectée.

Considérons un système massive MIMO en ondes millimétriques à utilisateur unique, comme illustré à la figure 3.5, dans lequel un émetteur équipé de N_t antennes transmet N_s flux de données au récepteur équipé de N_r antennes [Xia08]. Les flux de données en bande de base sont d'abord précodés par un précodeur numérique D, puis ils sont précodés par un précodeur analogique A après avoir traversé les chaînes RF correspondantes. Ensuite, chaque flux de données est transmis par un réseau de sous-antennes, et seules M antennes sont associées à la chaîne RF correspondante. Le nombre de chaînes RF au niveau de l'émetteur et du récepteur est respectivement N_{RF}^t et N_{RF}^r . Pour permettre la communication multi-flux, les contraintes suivantes doivent être respectées [El 14] :

$$N_s \leq N_{RF}^t \leq N_t \text{ et } N_s \leq N_{RF}^r \leq N_r \quad (3.1)$$

Le précodeur hybride est constitué d'un précodeur numérique en bande de base D et d'un précodeur analogique A, leurs dimensions sont les suivantes $N_{RF}^t \times N_s$ en utilisant ses chaînes d'émissions N_{RF}^t , suivi d'un précodeur $N_t \times N_{RF}^t$ en utilisant des circuits analogiques. En supposant que le signal initial est s , le signal émis est donc donné par [ZZ21] : $x = ADs$, où s est le vecteur de symboles $N_s \times 1$ et satisfait $E[ss^T] = 1/N_s I_{N_s}$.

$\|AD\|_F^2 = N_s$ est la contrainte de puissance normalisée du système [ZZ21]. Pour simplifier, nous considérons un canal de propagation à évanouissement par blocs à bande étroite par, qui donne le vecteur de signal reçu du système $y = [y_1, y_2, \dots, y_k]^T$ peut être exprimé comme ce qui suit :

$$y = \sqrt{\rho} Hx + n = \sqrt{\rho} HADs + n \quad (3.2)$$

Où ρ représente la puissance moyenne reçue, H est la matrice du canal $N_r \times N_t$ telle que $E[\|H\|_F^2] = N_t N_r$, le vecteur de signal de transmission en bande de base

peut être représenté par $s = [s_1, s_2, \dots, s_N]^T$, et A et D représentent la matrice de précodage analogique et la matrice de précodage numérique respectivement. n désigne le vecteur de bruit avec des entrées i.i.d. $\mathcal{C} N(0, \sigma^2)$ est indépendamment et identiquement distribuées. Si $F = AD$, elle désigne la matrice de précodage hybride de taille $N_t \times N_s$, qui satisfait à la condition $\|F\| \leq N_s$ pour respecter la contrainte de puissance d'émission totale [El 14].

Dans l'architecture de sous-connexion, chaque chaîne RF est connectée à M ($M = N_t/N_{RF}$) antennes par l'intermédiaire de M déphaseurs [Hur13]. Par conséquent, la matrice de précodage numérique D de cette architecture est la matrice diagonale D, $D = \text{diag}[d_1, d_2, \dots, d_N]$, où $d_n \in \mathbb{R}$, $n = 1, 2, \dots, N$. La matrice de précodage analogique correspondante est une matrice par blocs diagonales, exprimée sous la forme [ZZ21] :

$$A = \begin{bmatrix} a_1 & \dots & 0 \\ \vdots & \dots & \vdots \\ 0 & \dots & a_n \end{bmatrix} : NM \times N \quad (3.3)$$

$a_n \in \mathbb{C}^{M \times 1}$ peut être considéré comme un vecteur de poids analogique. En raison de la contrainte de module constant, chaque élément de a_n a la même amplitude et des phases différentes [Hur13].

B - Modèle du canal

Contrairement aux canaux basse fréquence traditionnels, les caractéristiques de propagation des canaux à ondes millimétriques ne sont plus affectées par l'évanouissement de Rayleigh. En raison de la forte atténuation sur le trajet en espace libre. Les ondes millimétriques, provoquent une diffusion spatiale sélective ou limitée de la propagation [Xu+02]. De même, les grands réseaux d'antennes qui caractérisent les émetteurs-récepteurs à ondes millimétriques peuvent conduire à un degré élevé de corrélation entre les antennes [RS10]. Par conséquent, le modèle de canal traditionnel n'est pas adapté aux canaux à ondes millimétriques dans les systèmes massifs MIMO. C'est pourquoi il est question d'un modèle qui prend en compte la réception des signaux retardés en groupes à bande étroite basée sur le modèle étendu de Saleh-Valenzuela, ce qui permet de saisir avec précision la structure mathématique présente dans les canaux à ondes millimétriques [El 14]. En utilisant le modèle de canal en groupes, la matrice du canal est supposée être une somme des contributions du N_{cl} groupes de diffusion, chacune d'entre elles apportent à la matrice du canal H par N_{ray} chemins de propagation. Par conséquent, le canal à bande étroite H est donnée par [ZZ21] :

$$H = \sqrt{\frac{N_t N_r}{N_{cl} N_{ray}}} \sum_{i=1}^{N_{cl}} \sum_{k=1}^{N_{ray}} \alpha_{ik} a_r(\phi_{ik}^r, \theta_{ik}^r) a_t(\phi_{ik}^t, \theta_{ik}^t)^H \quad (3.4)$$

Où α_{ik} est le gain complexe du $k^{ième}$ rayon dans la $i^{ème}$ groupe de diffusion, et il est soumis à i.i.d. $\mathcal{C} N(0, \theta_{\alpha,i}^2)$, où $\theta_{\alpha,i}^2$ indique la puissance des $i^{èmes}$ groupes [FDa18]. $a_r(\phi_{ik}^r, \theta_{ik}^r)$ et $a_t(\phi_{ik}^t, \theta_{ik}^t)$ représentent les vecteurs de réponse normalisés des réseaux

de réception et d'émission à un angle d'azimut (d'élevation) de $(\phi_{ik}^r, \theta_{ik}^r)$ et $(\phi_{ik}^t, \theta_{ik}^t)$ respectivement du $k^{i\text{ème}}$ rayon dans le $i\text{ème}$ groupe de diffusion. Ses angles moyens de groupe $(\phi_{ik}^r, \theta_{ik}^r)$ et $(\phi_{ik}^t, \theta_{ik}^t)$ sont distribués aléatoirement dans l'intervalle $[0, 2\pi]$ [Zha17].

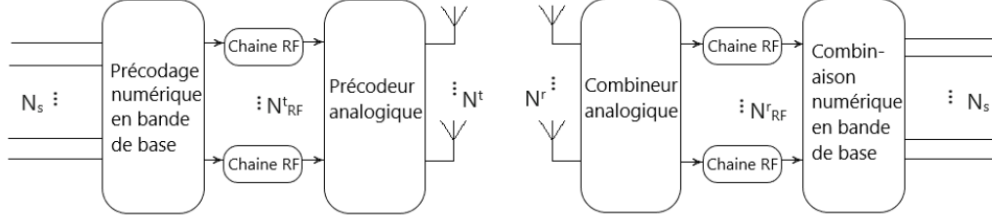


Figure 3.5 – Système massive MIMO à ondes millimétriques à utilisateur unique.

L'objectif fondamental de l'algorithme de précodage hybride est de maximiser l'efficacité spectrale R en concevant le précodateur hybride optimal. L'efficacité spectrale du système est exprimée comme suit [El 14] :

$$R = \log_2(|I_{N_s} + \frac{\rho}{N_s \sigma^2} H F F^H H^H|) \quad (3.5)$$

Où I_{N_s} désigne une matrice unitaire $N_s \times N_s$ et F présente la matrice de précodage hybride sous forme de bloc diagonal.

3.3 Concept d'antenne intelligente

Une antenne intelligente est un système composé d'une série linéaire, plane, circulaire ou volumique d'antennes de base et d'un processeur de signal numérique, dans lequel un algorithme adaptatif est implémenté pour contrôler son diagramme de rayonnement en temps réel. Cela se fait en deux étapes consécutives : déterminer la direction d'arrivée, puis focaliser le rayonnement dans ces directions [TK].

Les systèmes d'antennes intelligentes sont très importants dans les applications de communication sans fil. Par rapport aux antennes existantes, les antennes intelligentes ont d'excellentes performances en termes de consommation d'énergie, de capacité d'utilisation et de suppression du bruit. Ils peuvent définir l'emplacement de la cible avant d'envoyer le signal, de sorte qu'ils ne concentrent l'énergie que dans la direction souhaitée [SR19].

3.4 Principe de fonctionnement

Le principe de fonctionnement peut se caractériser aux étapes suivantes :

1. Les stations de base intelligentes se concentrent sur des signaux spécifiques au lieu de capter des signaux de toutes les directions.
2. Former un faisceau d'énergie dirigé vers un utilisateur spécifique sans connaître l'emplacement de l'utilisateur. C'est comme un dispositif de suivi, une sorte

de signature spatiale. C'est comme équiper chaque téléphone mobile de sa propre liaison sans fil.

3. Il faut moins d'énergie pour focaliser le signal à 20 degré que pour l'orienter à 360 degrés. Cette économie d'énergie prolonge également la durée de vie de la pile.

Par conséquent, en ajoutant des réseaux d'antennes et en utilisant des modes de traitement du signal numérique avancés, nous pouvons créer des antennes intelligentes comme le montre la figure ci-dessous [GH] :

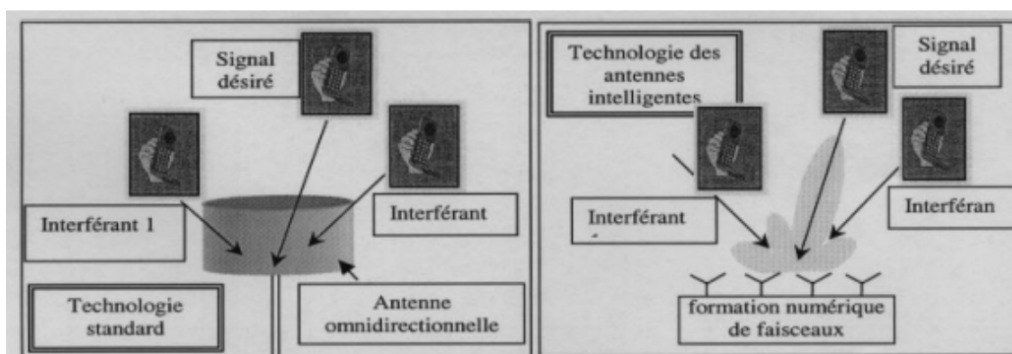


Figure 3.6 – Antenne intelligente [GH].

3.5 Les techniques de réception massive MIMO

Les techniques de pré-codage, ont été largement développées au cours des dernières décennies. Après avoir envoyé le signal sur chaque antenne d'émission à travers le canal H , le récepteur doit envisager des algorithmes de réception pour récupérer les symboles lors d'une transmission multi-antennes tout en réduisant les interférences des autres utilisateurs. On a le critère à forçage à zéro et la minimisation de l'erreur quadratique moyenne qui sont des récepteurs linéaires, les moins complexes. Nous allons les présenter ci-dessous :

3.5.1 Critère de forçage à zéro

Le récepteur de forçage à zéro est le récepteur le plus simple. Il est basé sur le critère de forçage à zéro qui inverse tout simplement la matrice du canal H . Evidemment, il faut que H soit carré et inversible, le vecteur de symboles estimés de taille $nt \times 1$ est alors donné par la relation [Roz16] :

$$\hat{x} = H^{-1}y \quad (3.6)$$

Où :

\hat{x} est l'estimation du signal transmis x .

y est le signal reçu.

H^{-1} est la matrice pseudo-inverse de la matrice du canal.

Le récepteur ZF sépare ainsi parfaitement les symboles $x_i = 1 \dots nt$ transmis dans le même canal. En éliminant les interférences entre utilisateurs (interférences causées par la transmission MU-MIMO) et en maximisant ainsi le SIR (Rapport signal sur interférence) [LZL15][Vu+16]. Lorsque les conditions H ne sont pas bonnes, le récepteur ZF donne des résultats corrects avec un SNR élevé, mais pour un SNR faible, le bruit interfère sérieusement avec les performances [Zha+18]. En pratique, si H n'est pas carrée (si $nt \neq nr$), Il est donc impératif de multiplier par la matrice dite pseudo-inverse de la matrice de canal pour récupérer tous les symboles transmis [Baz18] : Dans ce cas, le vecteur estimé s'écrit :

$$\hat{x} = H_+ y = (H^* H)^{-1} H^* y \quad (3.7)$$

Pour atténuer l'amélioration du bruit introduite par le détecteur ZF, le détecteur MMSE Minimum Mean Squar Error a été proposé, où la variance du bruit est considérée dans la construction de la matrice filtrante.

Avantage du détecteur ZF qui fonctionne bien dans des conditions à contraintes limitées.

Inconvénient de ZF Il ignore l'efficacité du bruit et fonctionne mal dans les scénarios à faible bruit. De plus, si les conditions du canal ne sont pas bonnes, l'amplificateur pseudo-inverse est très sensible au bruit et a donc de mauvaises performances [Roz16].

3.5.2 Récepteur qui minimise l'erreur quadratique moyenne (EQMM)

La technique MMSE est basée sur ZF [Zha+18]. Suite à ce que nous venons de voir, nous pouvons conclure qu'il est un compromis entre annulation d'interférences et puissance de bruit ce qui en fait un précodeur plus adapté que le ZF à bas SNR. Il vise donc à maximiser le SINR [Roz16]. C'est exactement ce que fait la technique MMSE. Tout comme pour le ZF, nous voulons trouver un \hat{x} qui permet une estimation correcte. Le MMSE vise à accomplir cela en minimisant l'erreur quadratique moyenne (mean-squared error : MSE) entre le vecteur d'émission et le vecteur estimé dû au bruit et aux interférences entre symboles transitant par le même canal, qui est donnée par l'expression suivante [TSM15] :

$$MSE = E\{(\hat{x} - x^2)\} \quad (3.8)$$

Nous considérons l'importance du bruit en l'intégrant dans l'équation du ZF, afin de minimiser cette erreur. L'expression des symboles estimés est donnée par :

$$\hat{x} = (H^* H + \frac{1}{SINR} nt)^{-1} H^* y \quad (3.9)$$

Où nt est la matrice identité

Au premier coup d'œil, on reconnaît l'expression de ZF. A celle-ci se greffe le rapport entre la puissance du bruit+les interférences par rapport à celle du signal. Avec $\frac{1}{SINR} \in R^+$, pour les systèmes MU-MIMO. D'une part, lorsque $\frac{1}{SINR} = 0 (SINR \implies \infty)$, Nous pouvons donc observer que le ZF peut être considéré comme un cas particulier du MMSE, ou le bruit aurait été nul. L'ajout de l'élément de bruit à l'équation rend l'algorithme plus compliqué, tout en gardant sa souplesse et en améliorant les performances lorsqu'il est utilisé correctement [Baz18]. Le détecteur MMSE est une version améliorée de ZF. Lorsque le SINR est élevé, le détecteur MMSE converge vers le détecteur ZF. La méthodologie de l'estimation du canal massive MIMO de ZF/MMSE est détaillée en annexe C.1.

3.6 La technique FBMC

La technique multi-porteuse de banc de filtres (FBMC) avec modulation d'amplitude en quadrature décalée (OQAM), appelée FBMC/OQAM, en utilisant un schéma de modulation différent à base de bancs de filtre, nous permet de réduire la communication des interférences et le rayonnement hors bande (OOB Out Of Band) [NR17].

3.6.1 Les bancs de filtres

La FBMC utilise des bancs de filtre qui sont considérées comme des sous-canaux individuels M en entrée sur M lignes et donc M sous-canaux en sortie, tel qu'il est représenté sur la figure 3.7 :

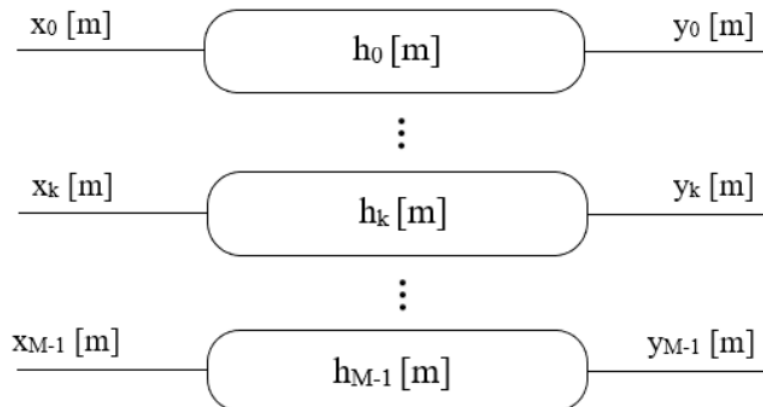


Figure 3.7 – Architecture d'un banc de filtre.

Dans la figure 3.8, le système FBMC-OQAM se compose de [Zha10] :

(a) est d'un banc de filtres d'analyse (AFB) au niveau de récepteur, les filtres $H(z)$ sont les filtres d'analyse. Ce banc décompose le signal $x(n)$ en M signaux $v_i(n)$ appelés signaux de sous-bandes.

(b) est appelé banc de filtres de synthèse (SFB) au niveau de l'émetteur, les filtres $F(z)$ sont les filtres de synthèse. Il combine les M signaux $w(n)$ en un seul signal $y(n)$.

Les bancs de filtres d'analyse et de synthèse sont associés, le premier applique un traitement à chaque signal de sous-bande, en décomposant le signal, et le deuxième construit le signal modifié grâce à la combinaison des signaux de sous-bandes traités. Ce système d'analyse/synthèse est appelé système de sous-bande à reconstruction parfaite en l'absence de tout traitement dans les sous-bandes, c'est-à-dire quand $w_k(n) = v_k(n)$, $k= 0, \dots, M-1$.

Où : $y(n)$ est le signal de sortie qui vaut $x(n - \tau)$.

τ est un retard.

Dans l'opération inverse qui associe le filtre SFB qui permet de combiner les signaux de sous-bandes traités et le filtre AFB qui décompose un signal pour appliquer un traitement à chaque signal de sous-bande, ce qu'on appelle un système de Transmultiplexeur.

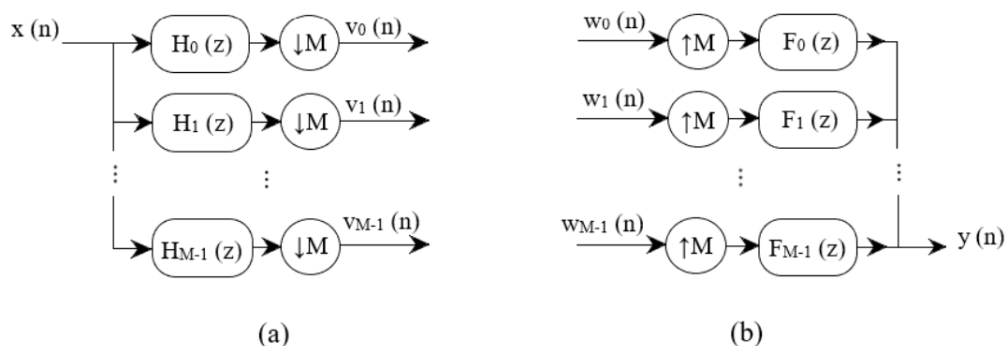


Figure 3.8 – Banc de filtres à M canaux (a) banc d'analyse (b) banc de synthèse.

3.6.2 Principe générale

Son principe de base est de diviser le spectre de fréquence en sous-porteuses multiples très étroites qui sont filtrées individuellement, elle est capable de fournir un haut niveau d'efficacité spectrale. La technique FBMC fournit des sous-canaux bien définis dans les domaines temporel et fréquentiel. Pour cela, il surmonte les limites de l'OFDM en ajoutant des filtres de mise en forme d'impulsions. Le système FBMC contient plus de signaux de confinement spectral et fournit une utilisation plus efficace en l'absence de CP [KS17].

Dans la partie d'émission FBMC, le signal d'entrée est d'abord converti de la forme série à la forme parallèle puis passe par le bloc d'IFFT pour convertir le signal du domaine fréquentiel au domaine temporel ensuite il sort et passe par le bloc du filtre polyphasé et enfin les signaux résultants seront regroupés parallèlement en série après être sorti du banc de synthèse et envoyé sur le canal [KS17].

À la réception c'est l'opération inverse qui se fait, le signal est converti en parallèle passe à travers un banc de filtre d'analyse. Ensuite, lorsque le signal de sortie est obtenu, il est à nouveau converti en forme série. D'où la configuration de synthèse-analyse est appelée trans-multiplexeur ou TMUX [KS17].

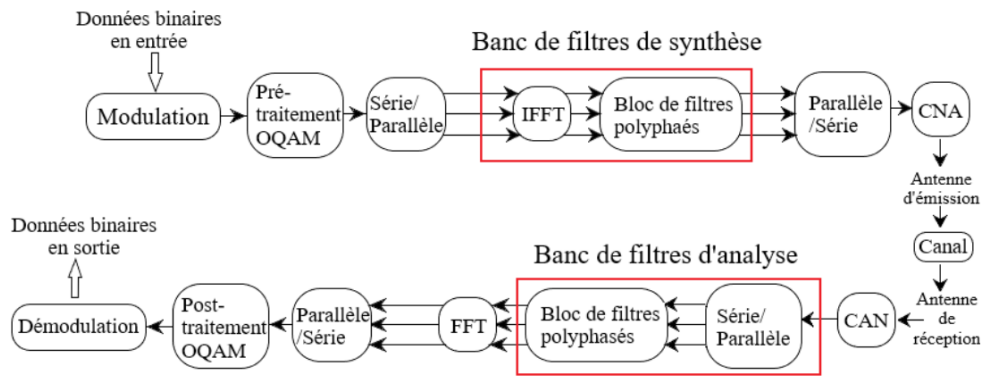


Figure 3.9 – Schéma block Filter Bank Multi Carrier FBMC.

3.6.3 FBMC/OQAM

Les systèmes FBMC sont basés sur le calcul FFT. Après le calcul FFT (banc de filtres d'analyse à l'émetteur et banc de filtres de synthèse au récepteur), on ajoute le réseau polyphasé (PPN) qui est un ensemble de filtres numériques. Afin d'atteindre l'efficacité la plus élevée, le banc de filtres est combiné avec Offset-QAM [SNA12].

L'OQAM consiste essentiellement à scinder un symbole complexe en deux demi-symboles, un réel et un imaginaire. Après cette opération, la durée de l'ensemble du symbole OQAM reste T égale à la durée du symbole complexe d'origine, tandis que la durée de chaque demi-symbole Δf est la moitié du symbole entier [Liz+17].

Le schéma OQAM discuté jusqu'à présent peut réduire l'ISI causé par les processus de formation d'impulsions. Comme les semi-symboles imaginaires et réels sont transmis alternativement, les interférences provenant de semi-symboles adjacents peuvent être ignorées dans le récepteur (c'est-à-dire que les interférences causées par un semi-symbole réel à son demi-symbole imaginaire adjacent peuvent être ignorées et vice versa) [Liz+17].

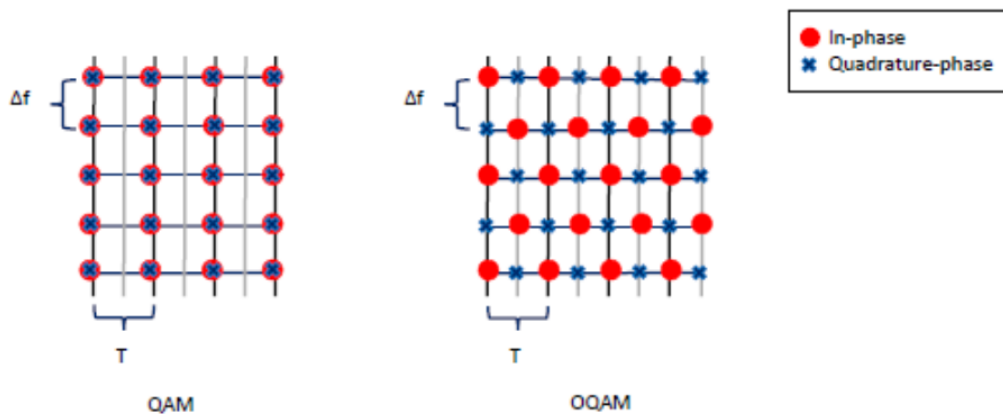


Figure 3.10 – Constellation QAM par rapport à la constellation OQAM [Roe16]

Afin d'effectuer cette modulation, il existe deux blocs principaux de traitement OQAM, appelé « pré/post de traitement », l'un est placé à côté d'émetteur « pré-traitement » et l'autre est placé du côté de récepteur.

A - Bloc pré-traitement OQAM

La figure 3.11 illustre le principe de pré-traitement OQAM consistant en deux opérations.

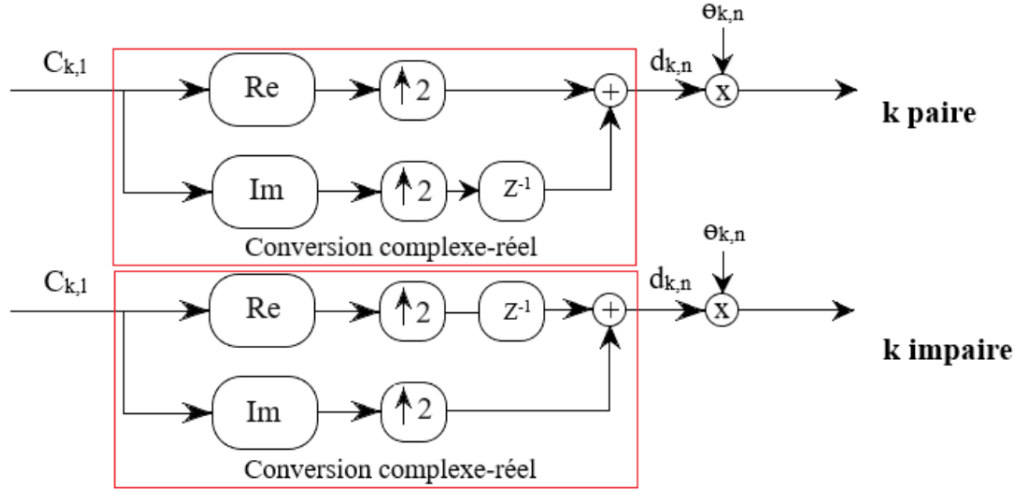


Figure 3.11 – Schéma générale de pré-traitement OQAM.

La première opération : Il décompose le symbole complexe $C_k[l]$ sur les deux parties réelle et imaginaire pour former deux nouveaux symboles $d_k[n]$ et $d_k[n + 1]$. $d_k[n]$ est transmise à un débit $1/T$, cette opération est appelée « conversion complexe/réelle » Tel que :

$$d_k[n] = \begin{cases} Re(C_k[l]), & \text{si } k \text{ pair} \\ Im(C_k[l]), & \text{si } k \text{ impair} \end{cases} \quad (3.10)$$

$$d_k[n + 1] = \begin{cases} Re(C_k[l]), & \text{si } k \text{ pair} \\ Im(C_k[l]), & \text{si } k \text{ impair} \end{cases} \quad (3.11)$$

Avec :

- $T = \frac{1}{\Delta f}$ représente la période du signal.
- Δf L'espacement entre les sous-porteuses.
- l : L'indice d'échantillon à l'entrée du bloc pré-traitement OQAM et la sortie du bloc post-traitement OQAM.
- n : l'indice d'échantillon à la sortie du bloc pré-traitement OQAM et l'entrée du bloc post-traitement OQAM.

La deuxième opération : Il s'agit d'une multiplication $e_k[n]$ pour conserver les symboles orthogonaux. Tel que :

$$\theta_k[n] = j^{k+n} \quad (3.12)$$

A la sortie du bloc pré-traitement, le signal de données $x_k[n]$ peut s'exprimer comme suit :

$$x_k[n] = d_k[n]^* \theta_k[n] \quad (3.13)$$

B - Bloc Post-traitement OQAM

La figure 3.12 illustre le schéma fonctionnel du post-traitement OQAM à la réception, qui consiste en deux opérations principales [Bel+10].

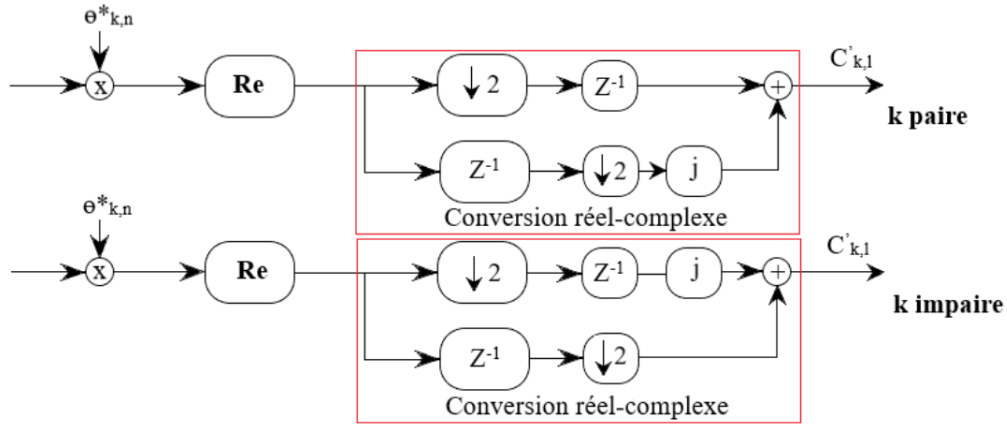


Figure 3.12 – Schéma fonctionnel du post-traitement OQAM.

La première opération : C'est la multiplication par le nombre complexe conjugué de $\theta_k[n]$ exprimé par $\theta_k[n]$ suivie $\theta_k^*[n]$ de l'opération qui se constitue uniquement la partie réelle.

La deuxième opération : Il s'agit d'une conversion nombre réel/nombre complexe, où deux symboles de nombres réels successifs forment un symbole d'une valeur complexe (l'un des symboles est multiplié par j). La forme complexe notée $C'_k [l]$ s'exprime comme suit :

$$d'_k[n] = \begin{cases} d'_k[n] + j d'_k[n+1], & \text{si } k \text{ pair} \\ d'_k[n+1] + j d'_k[n], & \text{si } k \text{ impair} \end{cases} \quad (3.14)$$

C - Le filtre prototype

La technologie FBMC utilise un filtre prototype temps-fréquence, qui est un élément clé des bancs de filtres complexes modulés parce que tous les filtres de synthèse et d'analyse sont décalés en fréquence de la réponse en fréquence du filtre prototype passe-bas. Ainsi, elle présente de nombreuses caractéristiques telles que des lobes secondaires spectraux faibles, une efficacité spectrale élevée et une robustesse au décalage de fréquence, principalement en raison des propriétés de localisation de

son filtre prototype. Mais ces traits souhaitables s'accompagnent d'une perte d'orthogonalité, la rendant uniquement orthogonale pour les symboles réels avec des interférences imaginaires apparaissant à la fois dans les domaines fréquentiel et temporel [Mes16].

Cependant, l'orthogonalité non stricte du système conduit à l'existence d'interférences imaginaires. Cette interférence peut être atténuée lors de l'estimation de canal (CE), mais cela nécessite que les coefficients de canal soient estimés dans le domaine complexe. La réduction des interférences est un défi dans les systèmes FBMC [DS09][LXH19]. Le canal doit satisfaire au critère de Nyquist lorsqu'il a un cas idéal, afin d'éviter le problème d'ISI. Maintenant, si la période de symbole est T_s et le taux de symbole est $f_s = \frac{1}{T_s}$, la réponse de fréquence de canal doit être symétrique par rapport à la fréquence $\frac{f_s}{2}$. Par conséquent, le filtre prototype du banc de filtres d'analyse et celui de banc de filtres de synthèse doit être un demi-Nyquist dans FBMC, ce qui veut dire que sa réponse en fréquence doit satisfaire au critère de Nyquist.

Les coefficients de réponse impulsionnelle du filtre prototype peuvent être exprimés par l'équation suivante [Bel01] :

$$P[m] = P[0] + 2 \sum_{K=1}^{K-1} (-1)^K P[K] \cos\left(\frac{2\pi K}{Km}(m+1)\right) \quad (3.15)$$

La figure 3.13 illustre la réponse impulsionnelle du filtre prototype pour $K=2, 3$ et 4 : utilisé dans le système sans fil FBMC/OQAM avec différentes valeurs de facteur de chevauchement sont représentées à la figure.

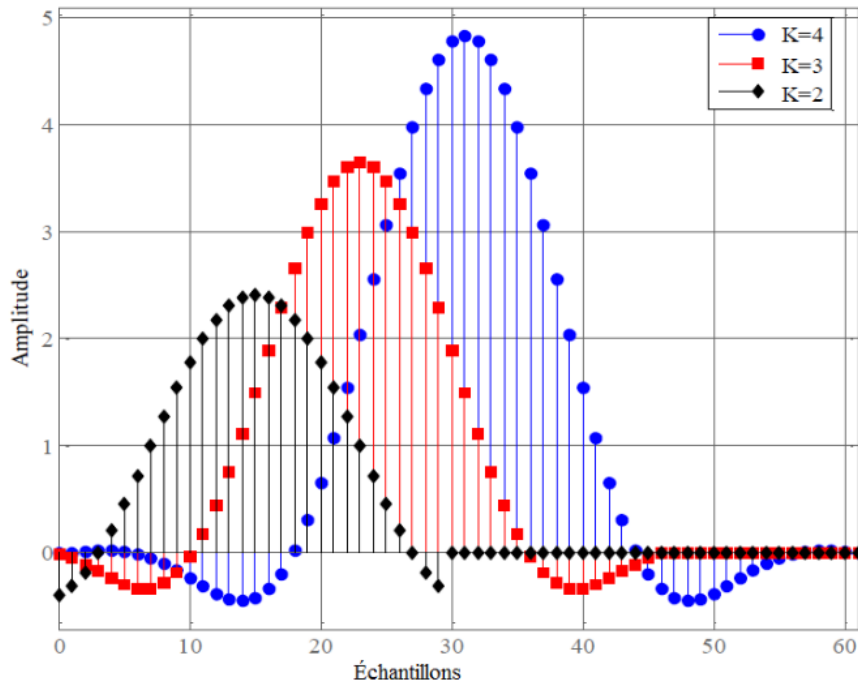


Figure 3.13 – Réponse impulsionnelle du filtre prototype [The+]

D - La structure polyphasé

La réalisation d'un banc de filtres d'analyse et de synthèse dans le système FBMC/OQAM est très compliquée. On exploite la structure polyphasée des bancs de filtres de synthèse ainsi la structure polyphasée des bancs de filtres d'analyse avec les opérations IFFT/FFT, afin de réduire la complexité de calcul. Les opérations de filtrage sont effectuées à un taux d'échantillonnage inférieur et des calculs inutiles à éviter. Pour cela, la polyphasé offre des simplifications.

Pour les avantages et les inconvénients de l'FBMC sont discutés dans l'annexe C.2

3.7 Conclusion

Tout au long de ce chapitre, nous avons étudié plusieurs solutions proposées pour remédier à la complexité des systèmes à ondes millimétriques. Dans ces solutions, une architecture hybride est utilisée pour guider les faisceaux, qui combinent les avantages du beamforming analogique, et d'une complexité et une consommation d'énergie appelé beamforming numérique. Par la suite, nous avons étudié l'égaliseur ZF qui améliore le bruit dans le canal tandis que l'égaliseur MMSE offre une meilleure immunité au bruit. L'égaliseur MMSE est plus performant que le ZF. Enfin, les techniques FBMC ont le potentiel d'améliorer les performances des réseaux et d'ajouter de nouvelles fonctionnalités. Ils sont une technologie habilitante pour le déploiement efficace. La technique FBMC/OQAM est considérée comme étant plus favorable pour la cinquième génération. Nous allons réaliser dans le dernier chapitre des simulations sous l'environnement MATLAB.

Chapitre 4

Simulation & interprétations des résultats

4.1 Introduction

Après avoir finalisé la partie théorique, nous passons dans ce chapitre à la discussion des résultats de simulation, obtenus par le logiciel MATLAB. Dans ce présent chapitre, nous allons d'abord entamer une comparaison entre les systèmes de communication sans fils avec et sans beamforming, puis nous abordons le déploiement de la technique de formation de faisceau afin de comparer entre le beamforming optimal et hybride en terme d'efficacité spectrale. L'étude des performances de ces systèmes est réalisée en termes de taux d'erreur binaire BER en fonction du rapport signal sur bruit SNR. La transmission sans fil est affectée par des effets d'évanouissement et d'interférence, qui peuvent être combattus par un égaliseur. Dans ce qui suit, nous allons nous focaliser sur l'égalisateur ZF et MMSE. Enfin, nous parlerons d'une nouvelle modulation appelée FBMC/OQAM utilisée dans la cinquième génération.

4.2 Brève présentation du logiciel utilisé : Matlab

MATLAB (MATrix LABoratory) a été utilisé comme environnement de simulation dans de nombreux domaines d'application. MATLAB est un système informatique très puissant utilisé pour le développement d'algorithmes, la visualisation, l'analyse des données et le calcul numérique. C'est aussi un outil pour la manipulation des calculs mathématiques. MATLAB permet d'implémenter des algorithmes, de manipuler des matrices et de créer des interfaces utilisateurs.

4.3 Transmission sans fil avec et sans beamforming [Sad]

Dans cette partie nous évaluons la variation du taux d'erreur binaire en fonction du rapport signal sur bruit (SNR). L'objectif d'un système de communication sans fil

est de servir autant d'utilisateurs que possible avec le débit de données le plus élevé possible, pour cela nous avons essayé d'augmenter le nombre d'antennes à l'émission et à la réception de 8 antennes jusqu'à 32 avec 10^6 symboles transmis en utilisant la modulation M-QAM dans un canal Rayleigh fading, faisant ainsi varier le nombre d'état de modulation de 4 à 256. Les résultats sont évalués dans la plage de SNR [0 :30]. Les résultats trouvés durant la simulation sont résumés dans les tableaux ci-dessous ainsi que leurs figures.

Pour M=4 nous avons varié le nombre d'antennes à l'émission et la à réception dans une transmission avec et sans beamforming :

| | | Nomb re d'an- tennes | $nRx : 8$ $nTx : 8$ | $nRx : 8$ $nTx : 16$ | $nRx : 16$ $nTx : 8$ | $nRx : 16$ $nTx : 16$ | $nRx : 8$ $nTx : 32$ | $nRx : 32$ $nTx : 8$ | $nRx : 16$ $nTx : 32$ | $nRx : 32$ $nTx : 16$ | $nRx : 32$ $nTx : 32$ |
|---|-------------------------------|-------------------------------|------------------------|-------------------------|-------------------------|--------------------------|-------------------------|-------------------------|--------------------------|--------------------------|--------------------------|
| M | Sans beam- for- ming | BER | 0.0955 | 0.2243 | 0.0955 | 0.2243 | 0.3282 | 0.0955 | 0.3282 | 0.2243 | 0.3282 |
| = | | SNR | 9 | 4 | 9 | 4 | 1 | 9 | 1 | 4 | 1 |
| 4 | Avec beam- for- ming | BER (10^{-6}) | 2 | 1 | 2 | 1 | 1 | 2 | 1 | 1 | 1 |

TABLE 4.1 – Résultats de BER et SNR dans une transmission sans fil avec et sans beamforming pour M=4.

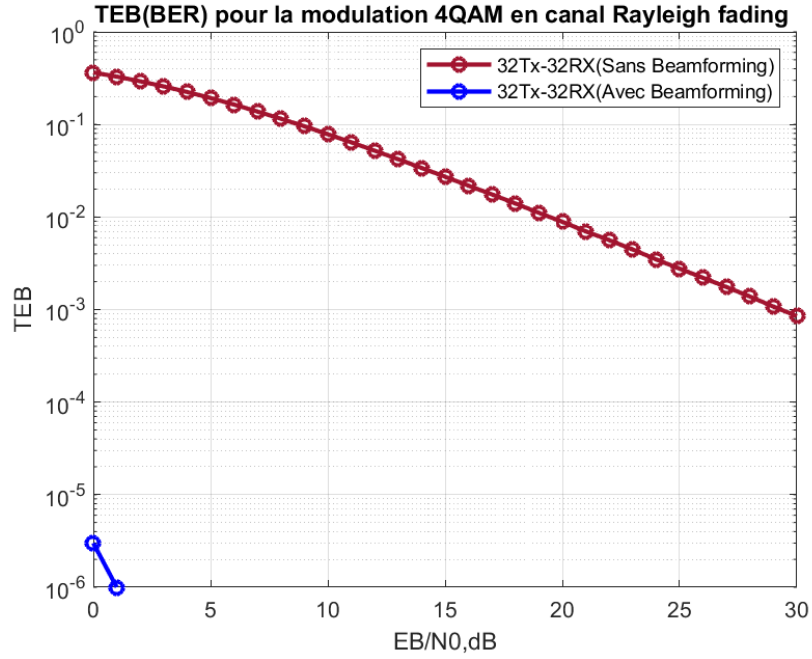


Figure 4.1 – BER en fonction du SNR pour une transmission sans fil avec et sans beamforming à 32 antennes émettrices et 32 antennes réceptrices.

La figure 4.1 montre que pour $\text{SNR} \approx 1\text{dB}$, la transmission utilisant le beamforming atteint une valeur BER de 10^{-6} , d'autre part la transmission sans le beamforming atteint la valeur BER de 0.3282.

Pour $M=64$

| | | Nomb re d'an- tennes | $nRx : 8$ $nTx : 8$ | $nRx : 8$ $nTx : 16$ | $nRx : 16$ $nTx : 8$ | $nRx : 16$ $nTx : 16$ | $nRx : 8$ $nTx : 32$ | $nRx : 32$ $nTx : 8$ | $nRx : 16$ $nTx : 32$ | $nRx : 32$ $nTx : 16$ | $nRx : 32$ $nTx : 32$ |
|----|------------------|-------------------------------|------------------------|-------------------------|-------------------------|--------------------------|-------------------------|-------------------------|--------------------------|--------------------------|--------------------------|
| M | Sans beamforming | BER | 0.0997 | 0.2315 | 0.0997 | 0.2315 | 0.3362 | 0.0997 | 0.3362 | 0.2315 | 0.3362 |
| = | | SNR | 22 | 17 | 22 | 17 | 14 | 22 | 14 | 17 | 14 |
| 64 | Avec beamforming | BER (10^{-6}) | 2 | 2 | 2 | 2 | 1 | 2 | 1 | 2 | 1 |

TABLE 4.2 – Résultats de BER et SNR dans une transmission sans fil avec et sans beamforming pour $M=64$.

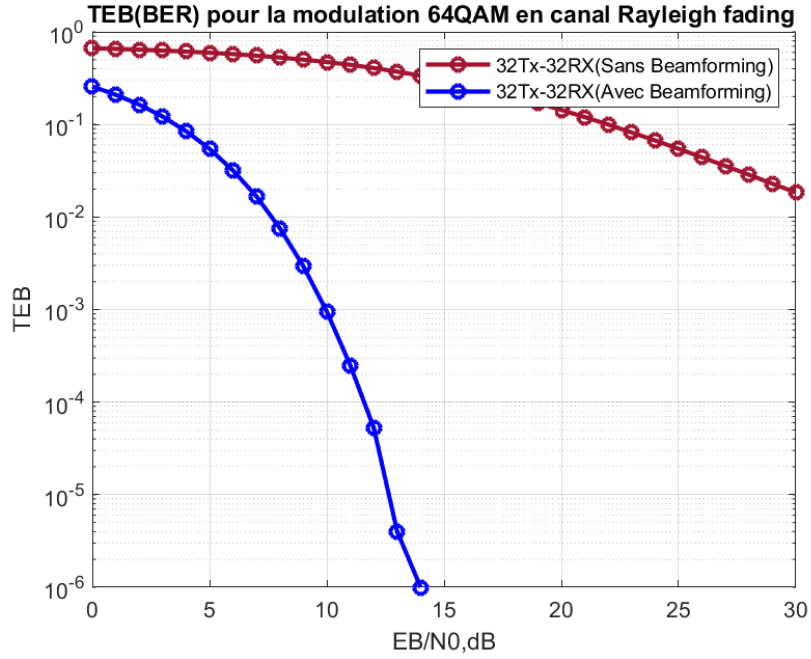


Figure 4.2 – BER en fonction du SNR pour transmission sans fil avec et sans beamforming à 32 antennes émettrices et 32 antennes réceptrices.

La figure 4.2 montre que pour $\text{SNR} \approx 14\text{dB}$, la transmission utilisant le beamforming atteint une valeur BER de 10^{-6} , d'autre part la transmission sans le beamforming atteint la valeur BER de 0.3362.

Pour $M=256$

| | | Nomb re d'an- tennes | $nRx : 8$ $nTx : 8$ | $nRx : 8$ $nTx : 16$ | $nRx : 16$ $nTx : 8$ | $nRx : 16$ $nTx : 16$ | $nRx : 8$ $nTx : 32$ | $nRx : 32$ $nTx : 8$ | $nRx : 16$ $nTx : 32$ | $nRx : 32$ $nTx : 16$ | $nRx : 32$ $nTx : 32$ |
|-----|------------------|-------------------------------|------------------------|-------------------------|-------------------------|--------------------------|-------------------------|-------------------------|--------------------------|--------------------------|--------------------------|
| M | Sans beamforming | BER | 0.0831 | 0.2339 | 0.0831 | 0.2339 | 0.3388 | 0.0831 | 0.3388 | 0.2339 | 0.3388 |
| = | | SNR | 29 | 23 | 29 | 23 | 20 | 29 | 20 | 23 | 20 |
| 256 | Avec beamforming | BER (10^{-6}) | 1 | 2 | 1 | 2 | 1 | 1 | 1 | 2 | 1 |

TABLE 4.3 – Résultats de BER et SNR dans une transmission sans fil avec et sans beamforming pour $M=256$.

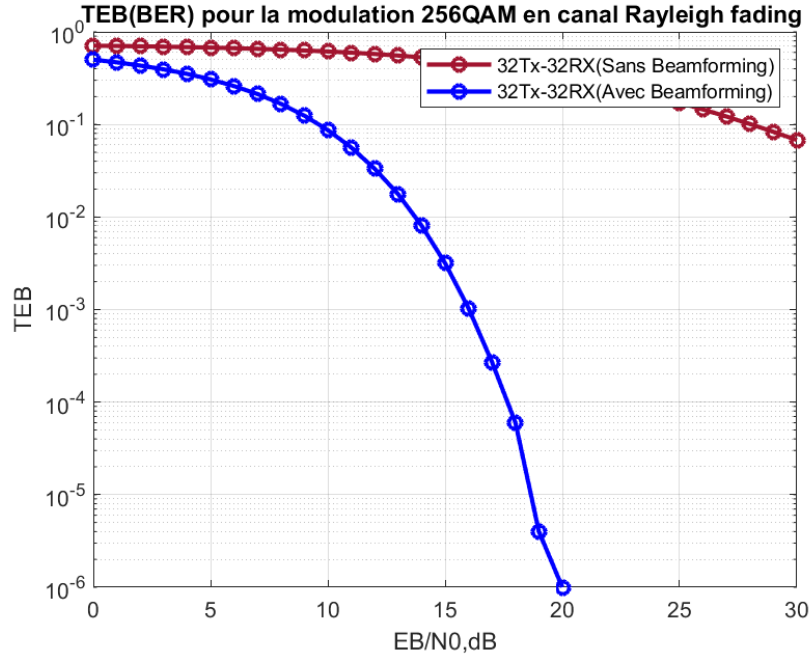


Figure 4.3 – BER en fonction du SNR pour transmission sans fil avec et sans beamforming à 32 antennes émettrices et 32 antennes réceptrices.

La figure 4.3 montre que pour $\text{SNR} \approx 20\text{dB}$, la transmission utilisant le beamforming atteint une valeur BER de 10^{-6} , d'autre part la transmission sans le beamforming atteint la valeur BER de 0.3388.

Nous remarquons que le BER est plus faible dans les transmissions utilisant le beamforming. (Pour plus de détails voir l'annexe D).

4.4 Beamforming hybrid pour les systèmes 5G à ondes millimétriques [Mat]

Pour obtenir le débit requis, le beamforming MIMO met en œuvre un précodage du côté de l'émetteur et une combinaison du côté du récepteur pour augmenter le rapport signal/bruit et séparer les canaux spatiaux.

Cette partie se focalise sur la simulation d'un système de beamforming hybride MIMO 64x16, avec un réseau de 64 éléments avec 2 chaînes RF du côté émetteur et un réseau de 16 éléments avec 4 chaînes RF du côté récepteur. Cependant, chaque antenne est connectée à toutes les chaînes RF.

Nous avons fait varier quelques paramètres lors de l'exécution des programmes, afin d'obtenir des faisceaux hautement directifs pour que le transfert d'information soit plus rapide et moins sujet aux erreurs. (Pour plus de détails voir l'annexe E). Le diagramme de faisceau des poids optimaux est représenté sur les figures :

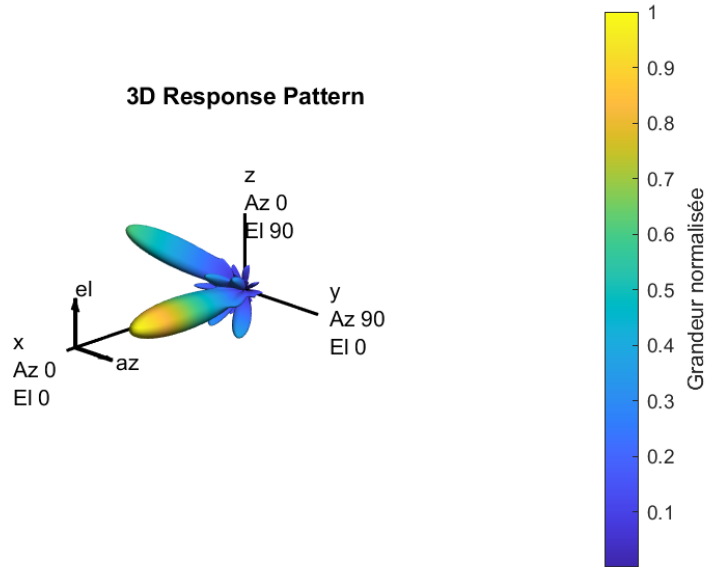


Figure 4.4 – Diagramme de faisceau des poids optimaux.

Ce schéma montre que même dans un environnement à trajets multiples. Le nombre de directions dominantes est limité.
Le diagramme de faisceau des poids hybrides est présenté ci-dessous.

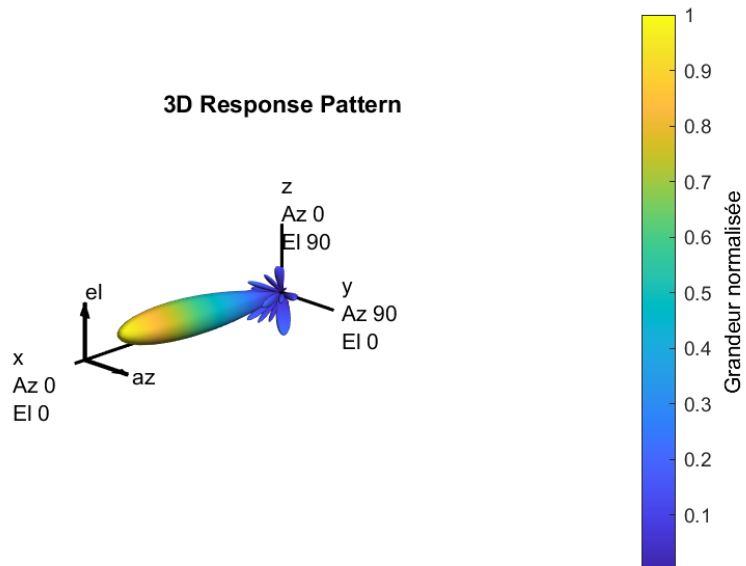


Figure 4.5 – Diagramme de faisceau des poids hybrides.

Nous comparons entre le diagramme de faisceau obtenu en utilisant les poids optimaux et celui obtenu en utilisant les poids hybrides. Nous constatons que les poids hybrides peuvent être utilisés pour transmettre avec succès des flux de données à travers ces faisceaux.

L'efficacité du spectre est un indicateur permettant de mesurer les performances des systèmes 5G. L'étape suivante compare l'efficacité spectrale obtenue en utilisant les poids optimaux avec celle obtenue en utilisant les poids de formation de faisceau hybride. La simulation suppose 1 ou 2 flux de données. La fréquence utilisée dans les différentes simulations est de l'ordre de 28GHz ($f_c = 28\text{GHz}$).

Nous avons fait varier le nombre de chaîne RF du côté émetteur et du côté récepteur pour que la courbe hybride se rapproche de celle de cas optimal. En respectant :

$$N_s \leq N_{RF}^t \leq N_t \text{ et } N_s \leq N_{RF}^r \leq N_r.$$

Pour $N_{RF}^t = 2, N_{RF}^r = 2$

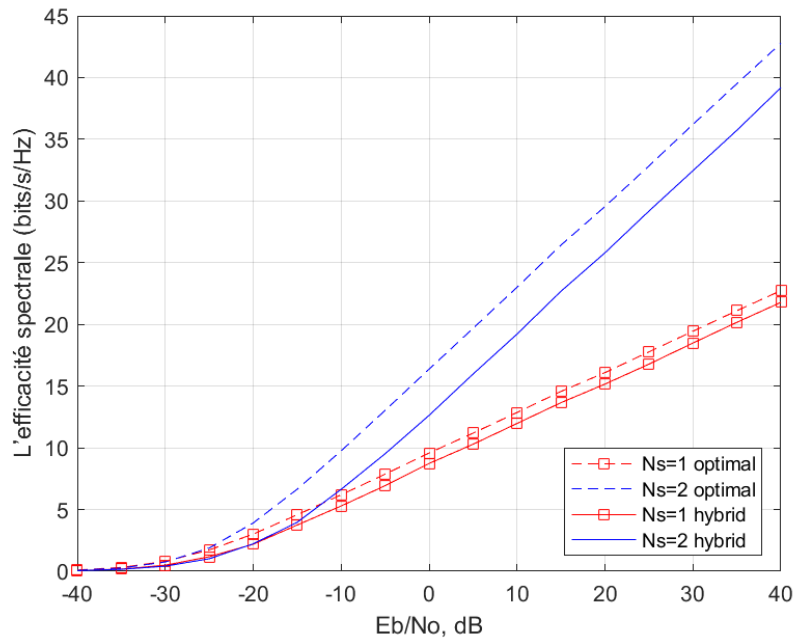


Figure 4.6 – L'efficacité spectrale en fonction du SNR pour un nombre de chaîne RF 2 du côté émetteur et 2 du côté récepteur.

Pour $N_{RF}^t = 4, N_{RF}^r = 4$

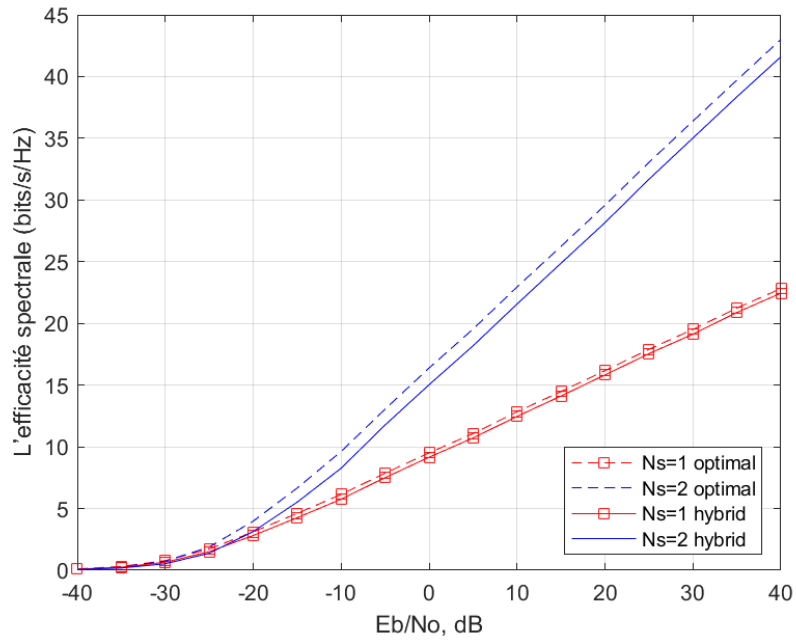


Figure 4.7 – L'efficacité spectrale en fonction du SNR pour un nombre de chaîne RF 4 du côté émetteur et 4 du côté récepteur.

Pour $N_{RF}^t = 8, N_{RF}^r = 8$

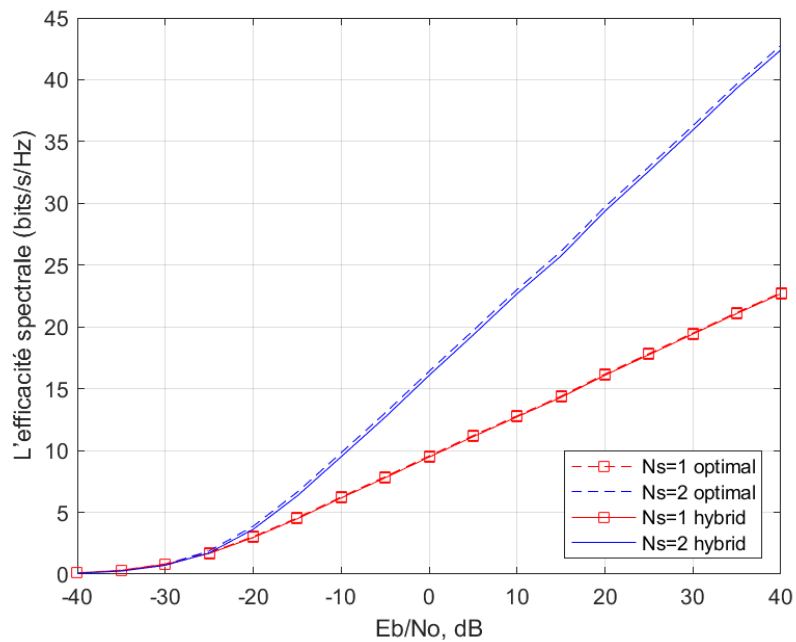


Figure 4.8 – L'efficacité spectrale en fonction du SNR pour un nombre de chaîne RF 8 du côté émetteur et 8 du côté récepteur.

Les résultats des trois figures ci-dessus montrent que les performances de l'algorithme hybride se rapprochent de celles du précodage entièrement numérique. Lorsque le nombre de chaîne augmente.

Pour $N_{RF}^t = 16, N_{RF}^r = 16$

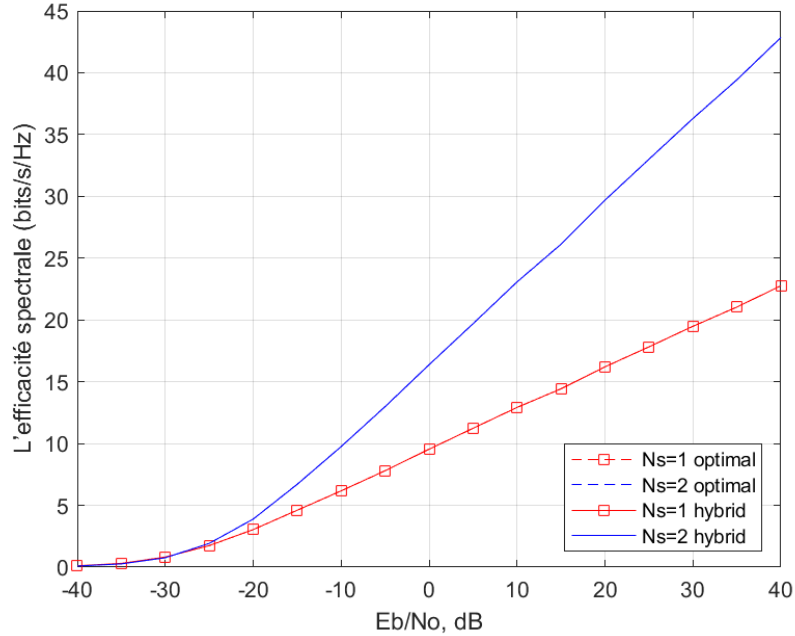


Figure 4.9 – L'efficacité spectrale en fonction du SNR pour un nombre de chaîne RF 16 du coté émetteur et 16 du coté récepteur.

Nous avons remarqué que le cas où la courbe hybride correspond à celle de l'optimale numérique est : $N_{RF}^t = 16, N_{RF}^r = 16$.

Compromis performance - coût

Afin d'optimiser le système de transmission, il faut rechercher le meilleur compromis entre la performance et le coût. C'est-à-dire que nous allons prendre le cas où la courbe hybride se rapproche de la courbe numérique optimale avec moins d'antenne au niveau d'émission ($N_{RF}^t = 4$) et de réception ($N_{RF}^r = 2$) afin de minimiser le coût. La figure ci-dessous montre le résultat.

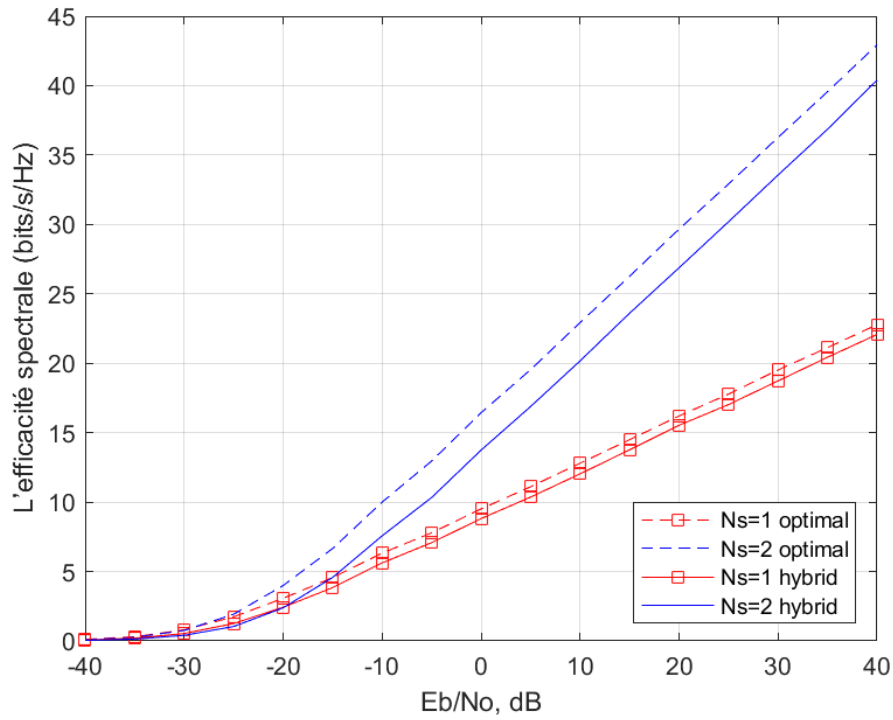


Figure 4.10 – L'efficacité spectrale en fonction du SNR pour un nombre de chaîne RF 4 du côté émetteur et 2 du côté récepteur.

Dans ce qui suit, nous avons essayé d'augmenter le nombre de flux de données jusqu'à 4, afin d'améliorer l'efficacité spectrale, avec $N_{RF}^t = N_{RF}^r = 4$:

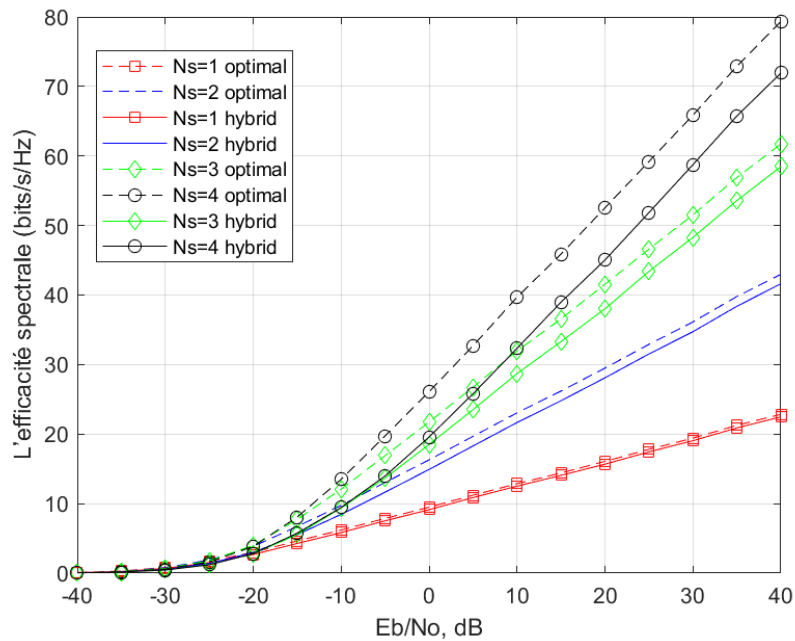


Figure 4.11 – L'efficacité en fonction du SNR avec un nombre de flux de données jusqu'à 4, pour un nombre de chaîne RF 4 du côté émetteur et 4 du côté récepteur.

Nous remarquons que, quand le nombre de flux de données est augmenté, l'efficacité spectrale s'améliore.

4.5 Comparaison des performances en terme du taux d'erreur binaire de différentes techniques d'égalisation ZF et MMSE [sab][MT]

Cette partie se focalise sur deux techniques d'égalisation les plus utilisées ZF et MMSE, commençant d'abord par ZF.

La figure ci-dessous présente la courbe de l'égaliseur ZF en utilisant la modulation BPSK.

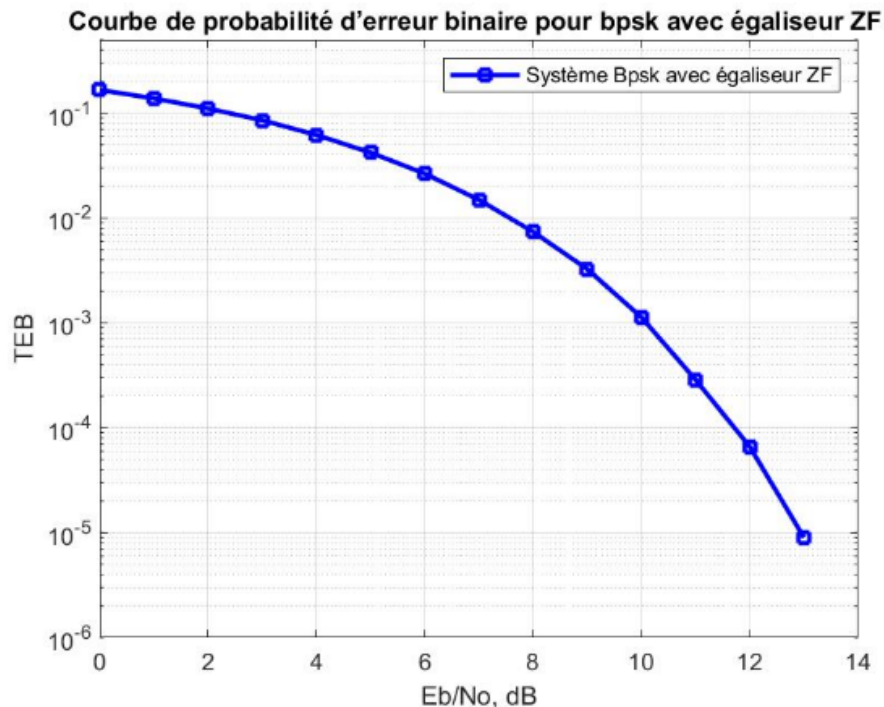


Figure 4.12 – Taux d'erreur binaire en fonction du SNR pour une modulation BPSK avec un égaliseur ZF.

Cette analyse concerne un égaliseur zéro forcing, le résultat de la programmation MATLAB, nous permet de réduire que lorsque le SNR augmente, le BER diminue jusqu'à 9.10^{-6} .

La figure suivante présente la courbe d'égaliseur MMSE en utilisant le même type de modulation BPSK.

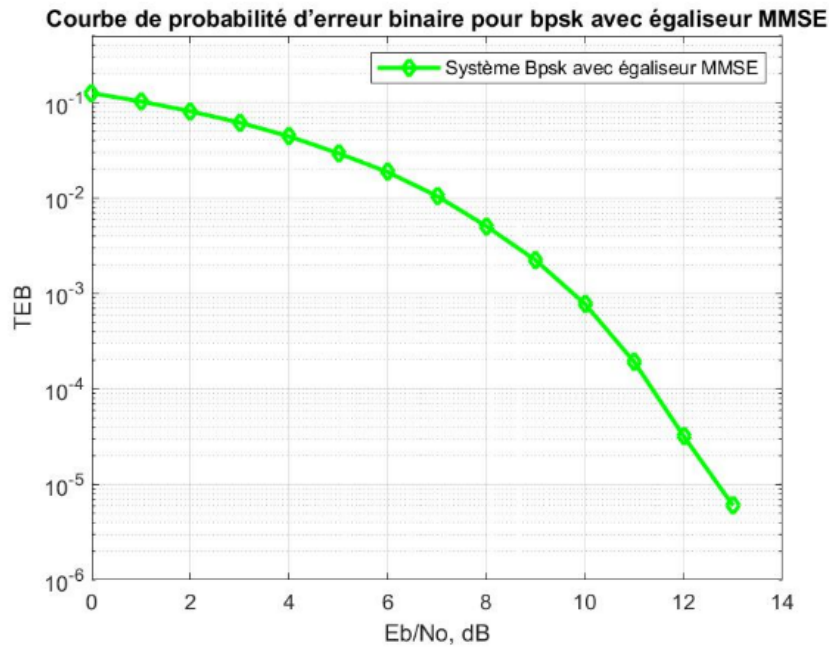


Figure 4.13 – Taux d’erreur binaire en fonction du SNR pour une modulation BPSK avec un égaliseur MMSE.

Nous remarquons que lorsque le SNR augmente le BER diminue jusqu’à 6.10^{-6} . Dans ce qui suit, une analyse comparative du TEB est faite pour une modulation BPSK avec un égaliseur ZF et MMSE :

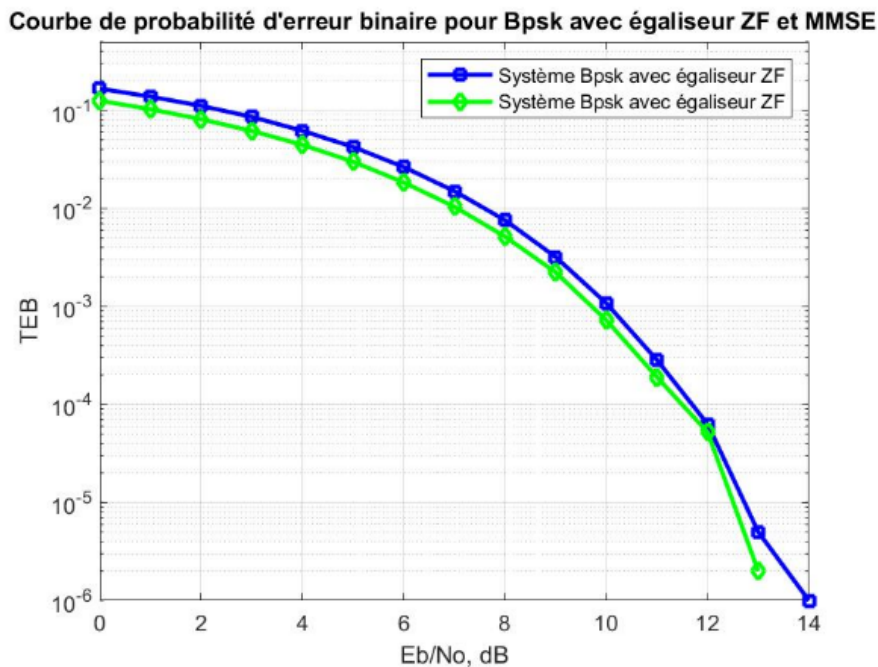


Figure 4.14 – Une comparaison de taux d’erreur binaire en fonction du SNR pour une modulation BPSK avec les deux égaliseurs ZF et MMSE.

Cette partie concerne d'une comparaison des résultats de l'égaliseur ZF et l'égaliseur MMSE. On remarque que le taux d'erreur binaire a diminué d'une certaine quantité par rapport à la technique ZF pour une longueur de bande fixe.

4.6 Simulation du système FBMC/OQAM

La 5G utilise d'autres formes d'ondes optimales. Parmi ces modulations, nous avons la FBMC/OQAM. Dans cette partie, nous allons simuler la modulation FBMC/OQAM, en étudiant leurs performances tout en effectuant un changement de quelques paramètres.

4.6.1 Le spectre de sous-porteuses [AI-]

Nous allons essayé de faire une comparaison entre le spectre de la technique FBMC/OQAM à l'aide d'un code MATLAB qui nous donne les figures suivantes : Pour 8 sous canaux

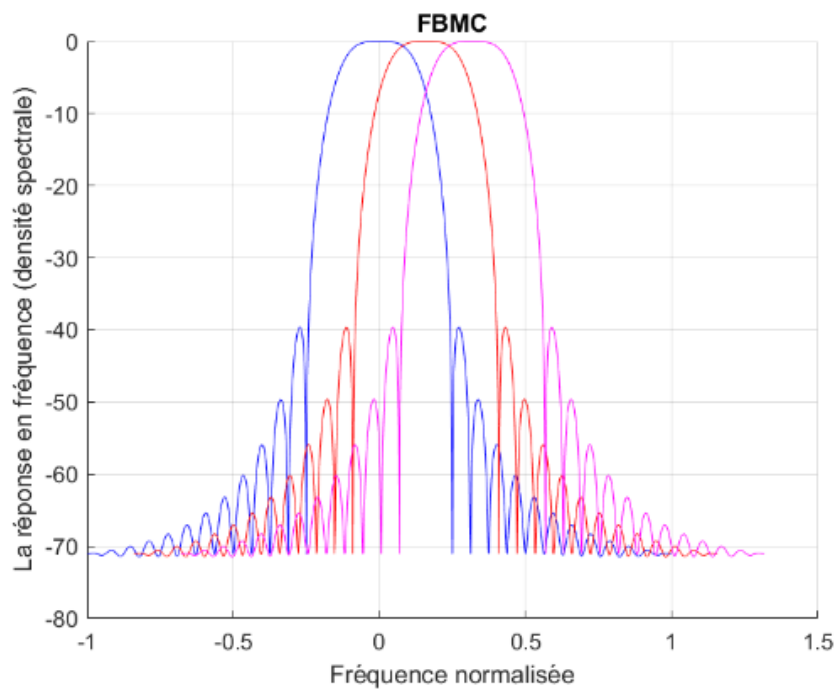


Figure 4.15 – Spectre de sous porteuse FBMC pour 8 sous canaux.

Pour 32 sous canaux

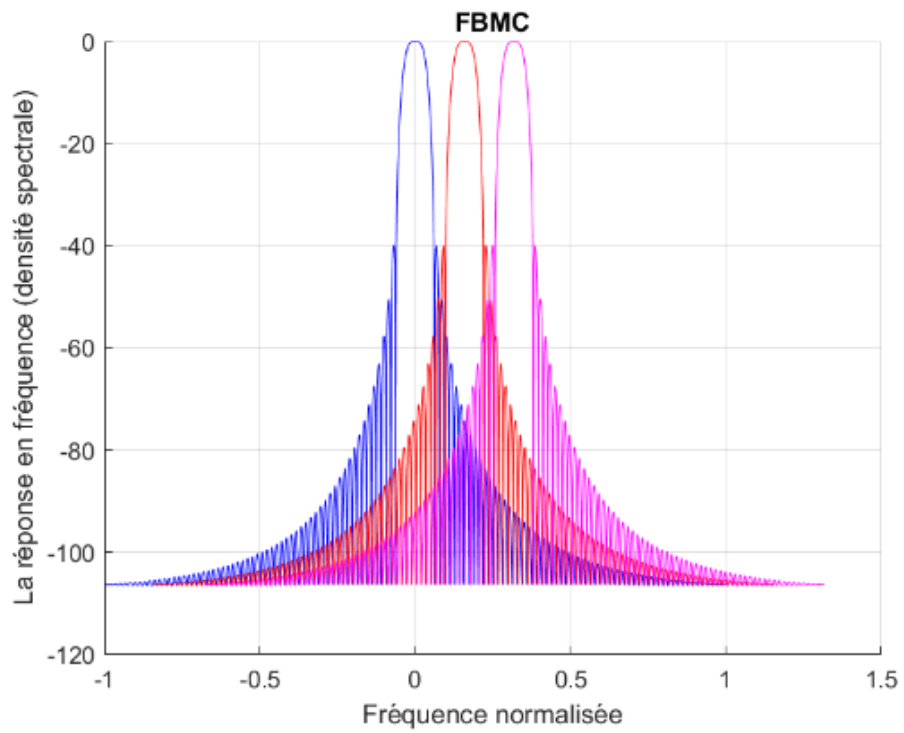


Figure 4.16 – Spectre de sous porteuse FBMC pour 32 sous canaux.

Pour 128 sous canaux

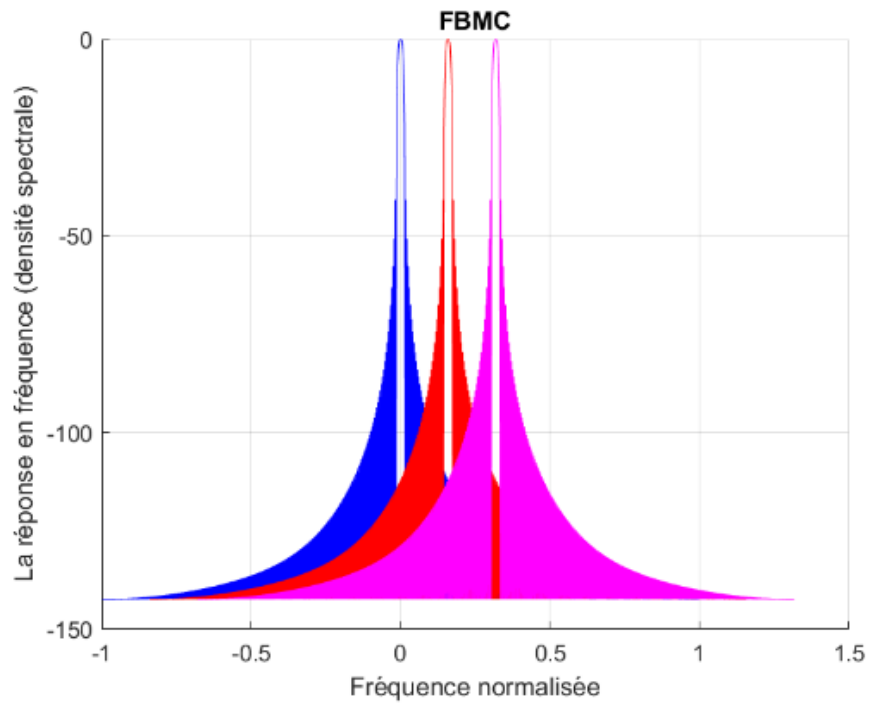


Figure 4.17 – Spectre de sous porteuse FBMC pour 128 sous canaux.

Nous pouvons observer que la largeur des lobes latéraux du spectre pour 8 sous canaux est supérieure à celle du spectre FBMC pour 64 qui est supérieure à celle de 128 sous canaux. Pour cela, nous utiliserons 128 sous canaux pour la prochaine simulation.

Le FBMC a une efficacité spectrale élevée car il ne nécessite pas de préfixe cyclique (CP). De plus, ce système possède des lobes latéraux spectraux plus faibles en raison de l'utilisation de filtres bien conçus.

4.6.2 Facteur de chevauchement K [JOB]

Cette partie détermine le taux d'erreur binaire en fonction du rapport signal sur bruit (SNR), pour la technique FBMC/OQAM en modifiant le facteur de chevauchement K, c'est-à-dire le nombre de symboles FBMC successifs se chevauchant dans le temps, nous obtenons la figure 4.18 :

Pour 128 sous canaux

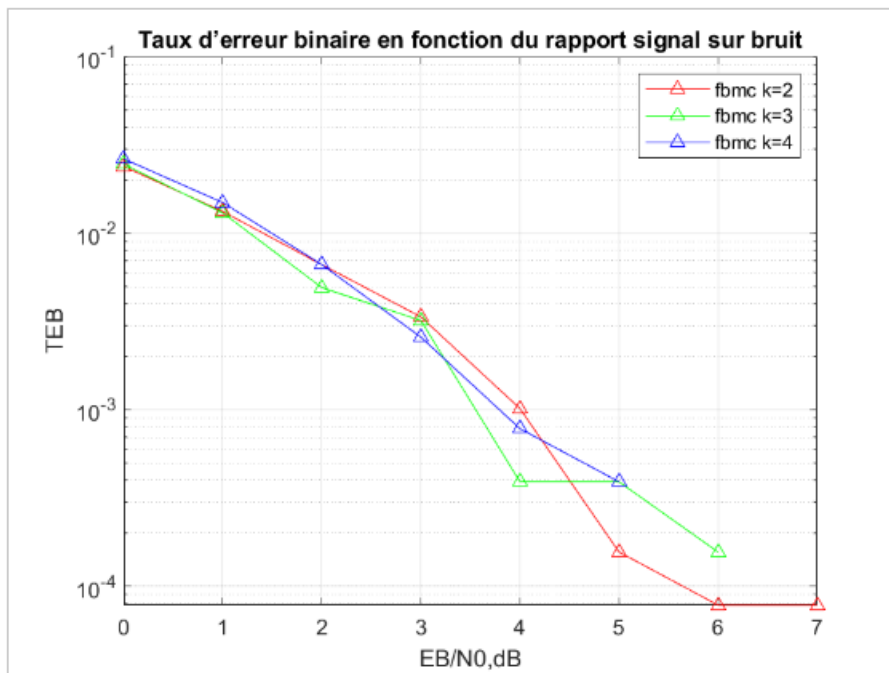


Figure 4.18 – L'effet de la modification de facteur de chevauchement K.

On observe que le BER est toujours petit aux niveaux de la technique de transmission FBMC pour K=2,3 et 4, la figure 4.18 montre que la variation du facteur de chevauchement à cet ordre a une influence négligeable sur la performance du système FBMC/OQAM.

4.7 Conclusion

Dans la première partie, nous avons constatés que l'avantage représenté par le beamforming est qu'en augmentant le nombre d'état de modulation M , ainsi que le nombre d'antennes émettrices et réceptrices le BER diminue encore plus. Grâce à l'amélioration du bilan de liaison de la 5G, la modulation peut atteindre l'ordre 256-QAM (8 bits d'information), ces modulations offrent une excellente efficacité spectrale.

La deuxième partie introduit les concepts de base de beamforming hybride et numérique optimal. Grâce aux paramètres choisis pour le précodage et la combinaison, la formation de faisceau hybride peut atteindre un niveau de performance comparable à celui de la formation de faisceau complète (entièrement numérique).

La troisième partie se focalise sur l'algorithme MMSE et ZF, ce dernier peut annuler les interférences des autres antennes, mais il augmente le bruit de fond et ses performances sont relativement faibles. Par conséquent, certains chercheurs ont proposé l'algorithme de détection MMSE. L'algorithme de détection MMSE permet la détection du signal proposée, l'interférence est réduite par l'amélioration du rapport SINR.

Enfin, nous avons fait les simulations en termes du BER en fonction du SNR pour la technique de modulations FBMC. Nous avons remarqué que la technique FBMC apporte une nette amélioration et permet de diviser le spectre de fréquence en plusieurs sous-porteuse qui sont très étroites et les filtrer individuellement. Cette technique est capable de fournir un très haut niveau d'efficacité spectrale.

Conclusion générale

Notre objectif était de simuler les techniques beamforming prévues pour l'IMT 2020. Durant les dernières décennies, les exigences d'utilisations destinées aux communications sans fil, sont devenues de plus en plus nombreuses. Par conséquent, il est nécessaire d'avoir des débits de transmission plus élevés et une meilleure fiabilité tout en consommant moins d'énergie, donnant ainsi naissance à une nouvelle génération de communication. Nous avons structuré notre mémoire en quatre chapitres.

De manière générale, le premier chapitre donne un aperçu introductif de la technologie 5G mobile et son architecture ainsi que les techniques utilisées dans cette génération. Ce réseau travaille sur l'augmentation du débit et il gère un grand nombre de cas et d'exigences d'utilisations, une connectivité 1000 supérieur à celle de la 4G, une faible consommation d'énergie et une latence réduite. Pour atteindre ces exigences, la 5G utilise les ondes millimétriques car elles sont capables de fournir des bandes plus larges.

Ensuite, dans le chapitre 2, nous nous concentrons sur les systèmes massifs MIMO. En commençant par les systèmes MIMO qui sont employés dans des environnements à évanouissements pour exploiter les avantages de capacité et qui permet la transmission parallèle d'émetteur et du récepteur, ceci peut être utilisé pour augmenter le débit et minimiser le taux d'erreur binaire (BER). Par la suite, nous avons présenté le système massif MIMO. Ce système est considéré comme l'une des technologies les plus prometteuses pour améliorer les performances et la couverture du système, C'est grâce au massif MIMO que les antennes pourront aussi gérer un grand nombre de connexions en même temps et sans saturation.

Dans le troisième chapitre, nous avons donné un aperçu sur le beamforming qui utilise les antennes intelligentes, ces dernières permettent la focalisation l'énergie vers l'utilisateur de la communication afin de maximiser le rapport signal sur bruit à la réception, en se basant sur le grand nombre d'antennes qui aide à augmenter le débit de données et l'efficacité du spectre d'antennes, cette technologie représente un point essentiel quant au développement des systèmes de communications sans fils. Nous avons notamment cité les différents types de formation de faisceaux tels que le beamforming analogique, numérique et hybride. Nous avons ensuite montré l'importance des égaliseurs ZF qui minimisent l'ISI et MMSE qui permettent la minimisation de l'erreur quadratique entre les symboles émis et les symboles à la sortie de l'égaliseur. Enfin nous avons présenté la nouvelle modulation multi-porteuse FBMC qui fait partie des candidats les plus prometteurs pour la 5G pour apporter une amélioration encore en BER.

Dans le quatrième chapitre, Nous avons essayé de montrer l'intérêt d'utiliser le beamforming afin de maximiser la puissance de signal reçu ainsi que la capacité, et de maximiser le rapport signal sur bruit, en augmentant M et en se basant sur le grand nombre d'antennes qui aide à augmenter le débit de données et minimiser le taux d'erreur binaire. Nous avons également essayé de chercher la meilleure configuration hybride en termes de meilleur coût et de performance en prenant en compte plusieurs paramètres et algorithmes. De plus, MMSE a une meilleure immunité au bruit par rapport à ZF. La dernière simulation que nous avons réalisée a permis de mettre en relief les intérêts d'une modulation et FBMC d'un point de vue taux d'erreur binaire et de densité spectrale.

Annexe A

La 5G dans le monde

En Europe

Les travaux de recherche passés en Europe ont conduit à de nombreux progrès dans les communications mobiles, nous les tenons pour acquises aujourd’hui. Ceux-ci incluent la norme GSM (2G) (actuellement utilisée par 80% des réseaux mobiles mondiaux) et la technologie utilisée dans le système de télécommunication mobile universel 3G (UMTS) et la norme 4G LTE. Le développement rapide de la technologie 5G signifie maintenant, pour que l’Europe stimule l’économie, le renforcement de l’économie est essentiel sa compétitivité industrielle et créer de nouvelles opportunités d’emploi [Rod15].

La technologie 5G est innovante et essentielle car elle joue un rôle important dans le maintien du leadership mondial de l’Europe dans la téléphonie mobile [Rod15].

Notamment, l’Europe est en train de prendre du retard sur ses concurrents et elle veut rattraper le retard en dirigeant la technologie 5G.

En Amérique du Nord

La recherche nord-américaine est généralement différente de celle de l’Europe et tend à se baser plus sur les universités et l’industrie. Ce qui est différent de l’Europe, c’est qu’il n’y a pas de financement public pour coordonner les États-Unis et le Canada. Bien sûr, aux États-Unis, le financement de la recherche universitaire provient de secteurs publics. Comme la National Science Foundation (NSF) et la Défense Nationale Agence des Projets de Recherche Avancée (DARPA). Cependant, les recherches dans les l’université tend à être d’avantage basée sur des intérêts personnels. En ce qui concerne la 5G, des universités et des entreprises privées travaillent ensemble sur certaines technologies potentielles. Par exemple, NYU Poly (l’Institut polytechnique de l’Université de New York) avec Samsung pour la recherche et le développement conjoint de solutions d’ondes millimétriques pour la 5G [Rod15].

En Asie

En formulant une feuille de route 5G, l'Asie poursuit les mêmes objectifs que l'Europe. En Corée du Sud, le forum 5G a été créé, pendant que la Chine est responsable du plan IMT 2020. Bien qu'il existe généralement de nombreuses autres initiatives, certaines d'entre elles sont financées par le gouvernement, tandis que d'autres ne sont que des travaux coordonnés pour sensibiliser l'industrie à 5G au niveau régional, ou au-delà au niveau national. Plus précisément, la Chine, le Japon et la Corée du Sud sont les principaux pays asiatiques menant des recherches sur la 5G. En Chine, la recherche initiée par le gouvernement et menée conjointement dans le cadre d'une coopération industrie-université-recherche n'en est généralement qu'à ses débuts. Le Japon et la Corée du Sud sont initiés et dirigés conjointement par des partenaires industriels et universitaires, et ils ont obtenu certains résultats. Par exemple, le réseau de test de communication 5G établi par NNT (Nippon Telegraph and Telephone Company) et Samsung Electronics a atteint un taux de transmission de 10Gbit/s. Les fréquences porteuses sont respectivement de 11GHz et 28GHz [Rod15].

Annexe B

Contamination des pilotes

Dans un système massive MIMO, chaque terminal spécifie une séquence pilote indépendante à transmettre en liaison montante. Cependant, le nombre de ces séquences pilotes indépendantes est limité ; elles doivent donc être réutilisées. L'effet de la réutilisation des mêmes pilotes entre différentes cellules produira un conflit dans le réseau d'antennes d'une station de base une fois qu'elles auront corrélé le signal pilote reçu avec la séquence pilote associée à un terminal particulier. Ces séquences associées sont appelées contamination des pilotes [Ali+17].

Ce phénomène est particulièrement problématique dans le massive MIMO, car il limite les performances du système [KYM12].

En effet, en considérant un très grand nombre d'antennes à la Mass-BS ($M \implies \infty$) la focalisation spatiale devient suffisamment précise (beamforming) pour traiter toute interférence intracellulaire comme négligeables [Rus+12]. En revanche, l'interférence inter-cellulaire provient de la nature de Mass-BS dans les cellules voisines, qui peuvent également focaliser l'énergie. Par conséquent, augmenter le nombre de leurs antennes ne fera qu'augmenter leur possibilité d'interférence. Ce comportement est illustré sur la Figure B.1. Soit j la cellule considérée et ($l \neq j$) les cellules adjacentes utilisent les mêmes ressources temporelles et fréquentielles. Sous l'hypothèse d'un M très grand ($M \implies \infty$), le rapport signal sur interférences (SIR) en réception des pilotes au niveau de la BS massive, ne dépend plus que du rapport entre les pertes en espace libre de l'utilisateur ciblé, représenté par $\beta_k^{(j)}$ pour l'utilisateur k de la cellule j , et la somme des pertes en espace libre des cellules adjacentes :

$$SIR_k^{(j)} \rightarrow \frac{\beta_k^{(j)}}{\sum_{l \neq j} \beta_k^{(l)}} : M \rightarrow \infty \quad (\text{B.1})$$

Tout de même, la BS massive de la cellule j va recevoir une somme de pilotes identiques (Figure B.1), chaque pilote est pondéré par sa propre atténuation en espace libre. Le précodage permettant la focalisation du faisceau vers l'utilisateur va alors percevoir l'utilisateur comme étant à plusieurs endroits différents et va répartir l'énergie vers l'ensemble. Cela conduit directement à la perte d'énergie utile et à la création d'interférences au niveau des utilisateurs des cellules adjacentes.

Lorsque le nombre d'antennes Mass-BS est supérieur au nombre d'utilisateurs ($M > K$), [Wan13] montre que le nombre de degrés de liberté (DoF) du système n'aug-

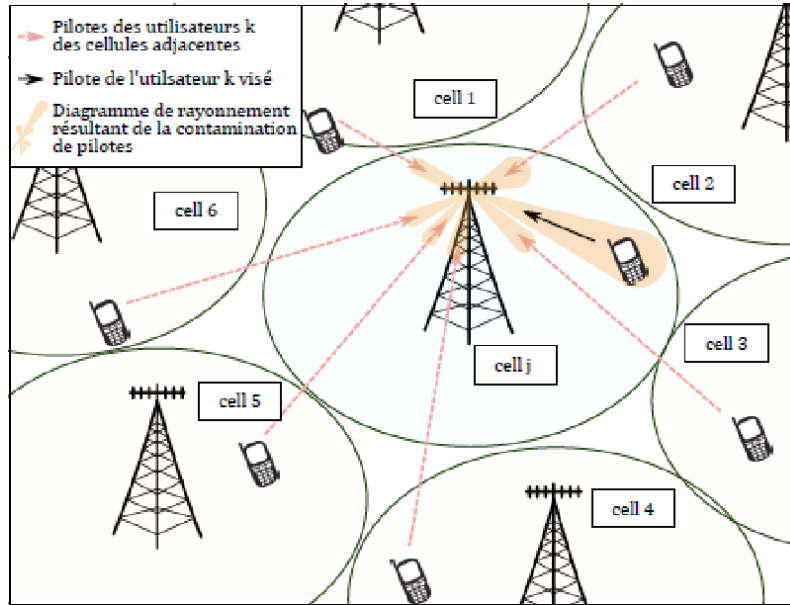


Figure B.1 – Contamination des pilotes [Cho19].

mente pas avec M , mais avec le nombre d'antennes en réception (capture plus d'énergie). D'autre part, cela décuple la complexité d'un système massive MIMO. Une analyse plus approfondie est effectuée dans [Lar+14] où il est considéré comme intéressant de visualiser ces DoF comme directement liés au nombre d'antennes. L'utilisation de K parmi M DoF permet d'effectuer la transmission et laisse les degrés restant ($M-K$) pour être exploités à des fins énergétiques et d'autres besoins dépendant de scénarios. Dans certains cas particuliers, une étude intéressante a été menée sur l'effet du nombre de degrés de liberté nécessaires par l'utilisateur pour atteindre le pourcentage de performance théorique maximum [HTD13]. Les auteurs montrent que le nombre d'antennes requis pour dépasser un certains seuil dépend du type de précodeur utilisé. En effet, les précodeurs de type filtre adapté linéaires simples nécessite plus d'antennes qu'un précodeur à inversion matricielle, ce qui est plus compliqué (ZF et MMSE). Il y est également montré que plus la contamination des pilotes est forte, plus l'efficacité du précodeur complexe est faible par rapport au précodeur simple, ce qui rend plus intéressant l'utilisation de ces filtres adaptatifs dans ce genre de scénario.

Annexe C

La méthodologie de l'estimation du canal massive MIMO et la technologie FBMC

C.1 Méthodologie

Les performances du système massif MIMO ont été évaluées en termes de taux d'erreur binaire (TEB) par rapport à l'énergie par densité de bruit (E_b/N_0) dans diverses conditions et avec divers paramètres [Abd+][Orn18]. Ces paramètres peuvent être variés et l'effet du changement peut être étudié sur la performance du système. Les différents paramètres utilisés sont le nombre d'antennes d'émission et de réception, la technique de modulation, E_b/N_0 , BER, le type de canal. Dans ce cas, le canal utilisé est le canal à évanouissement plat de Rayleigh sous AWGN [HL05][LJ10].

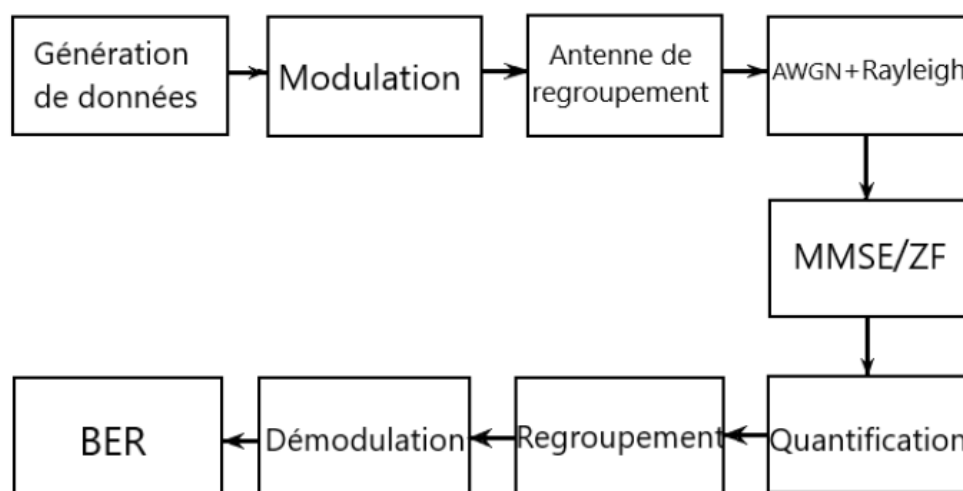


Figure C.1 – Estimateur de canal massif MIMO ZF/MMSE.

Le bloc de génération de données est utilisé pour générer des données binaires aléatoires en série sous forme de 1 et de 0. Ce flux de données binaires modélise l'information brute qui va être transmise. Les données générées sont ensuite introduites

dans le bloc de modulation. Les flux de données binaires ont été mappés en utilisant le format de modulation BPSK (Binary Phase Shift Keying).

Chaque symbole a été mappé à un angle de phase de 0 et 180 degrés. L'utilisation de la modulation par déplacement de phase produit un signal d'amplitude constante et a été choisie pour sa simplicité et pour réduire les problèmes de fluctuations d'amplitude dues à l'évanouissement. Le codage et d'autres mécanismes de contrôle d'erreur avant pourraient également être mis en œuvre à ce stade.

Les flux de données modulés ont été regroupés en paires de symboles en fonction du nombre d'antennes d'émission disponibles, puis envoyés sur le canal de transmission. Le canal de transmission se compose du canal AWGN et du canal à évanouissement de Rayleigh.

Dans le modèle de canal AWGN, la seule altération est l'addition linéaire d'un bruit blanc ou à large bande avec une densité spectrale constante (exprimée en watts par hertz de bande passante) et une distribution gaussienne de l'amplitude. Ce modèle ne tient pas compte des phénomènes d'évanouissement, de sélectivité en fréquence, d'interférence, de non-linéarité ou de dispersion, contrairement au modèle de canal à évanouissement de Rayleigh. Dans ce bloc, l'estimation du canal a été appliquée aux symboles transmis reçus afin d'atténuer l'effet du brouillage inter-symbole.

Ceci est le résultat de la propagation par trajets multiples sur le canal à évanouissement sélectif en fréquence (bruit d'évanouissement de Rayleigh). Les égaliseurs d'estimation de canal ont été modélisés. La quantification à ce niveau implique la conversion d'une forme d'onde analogique en un signal numérique, le processus implique la mise en correspondance d'un grand ensemble de valeurs d'entrée avec un ensemble plus petit et dénombrable. La façon la plus simple de quantifier un signal est de choisir la valeur d'amplitude numérique la plus proche de l'amplitude analogique originale.

Les symboles reçus de l'égaliseur sont quantifiés et transmis aux antennes de réception pour être remis en forme. Les paires de symboles quantifiés sont regroupées et démodulées en flux de données en série par les antennes des multiples récepteurs pour ressembler au flux de données original qui a été envoyé. Le signal démodulé est exempt d'altérations du canal et sera reconstruit du côté du récepteur pour la modulation.

Le signal démodulé provenant de l'antenne du récepteur a été entièrement reconstruit du côté du récepteur. Après le décodage et la démodulation, le signal reçu a été comparé au signal émis d'origine pour calculer le TEB, qui est le nombre d'erreurs de bits par unité de temps et une mesure de performance moindre, souvent exprimée en pourcentage [HL05].

C.2 Avantages et inconvénients du FBMC

La technique FBMC est caractérisée par [Ban+14][Dem+19] :

Avantages FBMC

- Un niveau plus élevé d'efficacité spectrale, libérant ainsi plus d'espace pour les données (pas d'intervalle de garde).
- Meilleure localisation des fréquences (c.-à-d., OOB le plus faible).
- Convient aux applications à haute mobilité.
- Pratique pour les transmissions asynchrones.

Inconvénients FBMC

- L'intégration MIMO avec FBMC est très compliquée, et par conséquent, peu de travaux ont étudié l'utilisation de ces deux techniques ensemble.
- Le FBMC est plus compliqué que l'OFDM.
- Les problèmes d'interférences inter-porteuse imaginaires ICI et ISI en raison de l'absence de CP
- Complexité d'implémentation élevée

Annexe D

Transmission sans fil avec et sans beamforming

Pour $M = 4$

Avec $8T_x$ et $8R_x$:

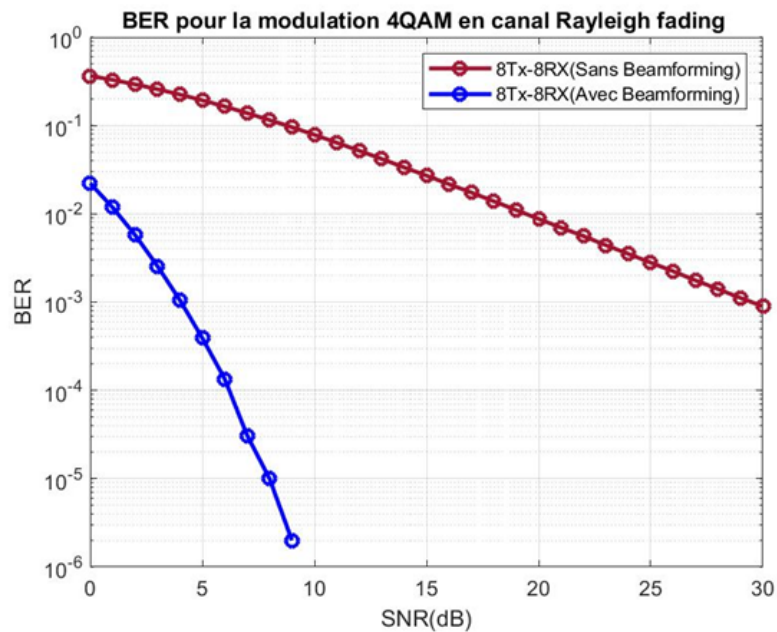


Figure D.1 – BER en fonction du SNR pour une transmission sans fil avec et sans beamforming à 8 antennes émettrices et 8 antennes réceptrices.

La figure D.1 montre que pour $SNR \approx 9dB$, la transmission utilisant le beamforming atteint une valeur BER de $2 \cdot 10^{-6}$, d'autre part la transmission sans le beamforming atteint la valeur BER de 0.0955.

Avec $16T_x$ et $32R_x$:

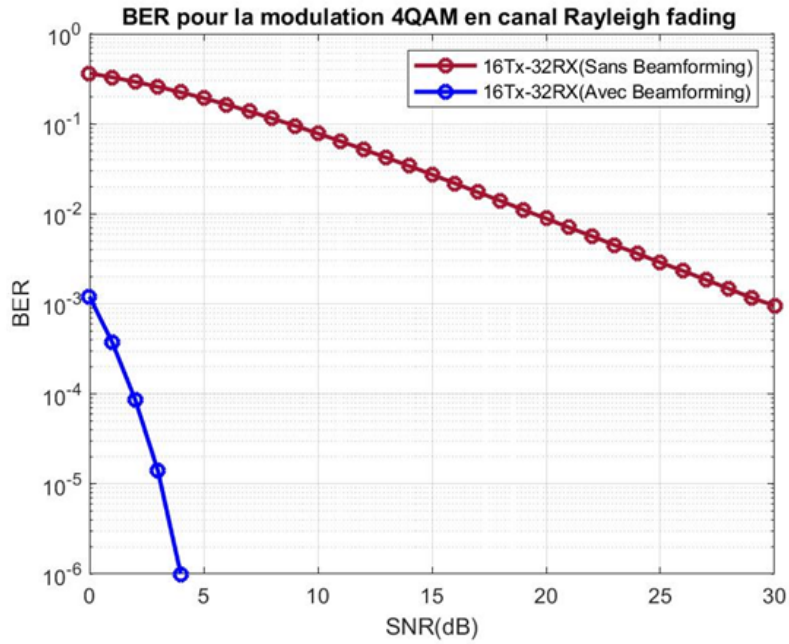


Figure D.2 – BER en fonction du SNR pour une transmission sans fil avec et sans beamforming à 16 antennes émettrices et 32 antennes réceptrices.

La figure D.2 montre que pour $SNR \approx 4dB$, la transmission utilisant le beamforming atteint une valeur BER de 10^{-6} , d'autre part la transmission sans le beamforming atteint la valeur BER de 0.2243.

Pour $M = 16$

| | | Nomb re d'an- tennes | $nRx : 8$ $nTx : 8$ | $nRx : 8$ $nTx : 16$ | $nRx : 16$ $nTx : 8$ | $nRx : 16$ $nTx : 16$ | $nRx : 8$ $nTx : 32$ | $nRx : 32$ $nTx : 8$ | $nRx : 16$ $nTx : 32$ | $nRx : 32$ $nTx : 16$ | $nRx : 32$ $nTx : 32$ |
|--------------|------------------|-------------------------------|------------------------|-------------------------|-------------------------|--------------------------|-------------------------|-------------------------|--------------------------|--------------------------|--------------------------|
| M = 16 | Sans beamforming | BER | 0.0953 | 0.2239 | 0.0953 | 0.2239 | 0.3278 | 0.0953 | 0.3278 | 0.2239 | 0.3278 |
| | | SNR | 16 | 11 | 16 | 11 | 8 | 16 | 8 | 11 | 8 |
| | Avec beamforming | BER (10^{-6}) | 2 | 1 | 2 | 1 | 1 | 2 | 1 | 1 | 1 |

TABLE D.1 – Résultats de BER et SNR dans une transmission sans fil avec et sans beamforming pour M=16.

Avec $8T_x$ et $8R_x$:

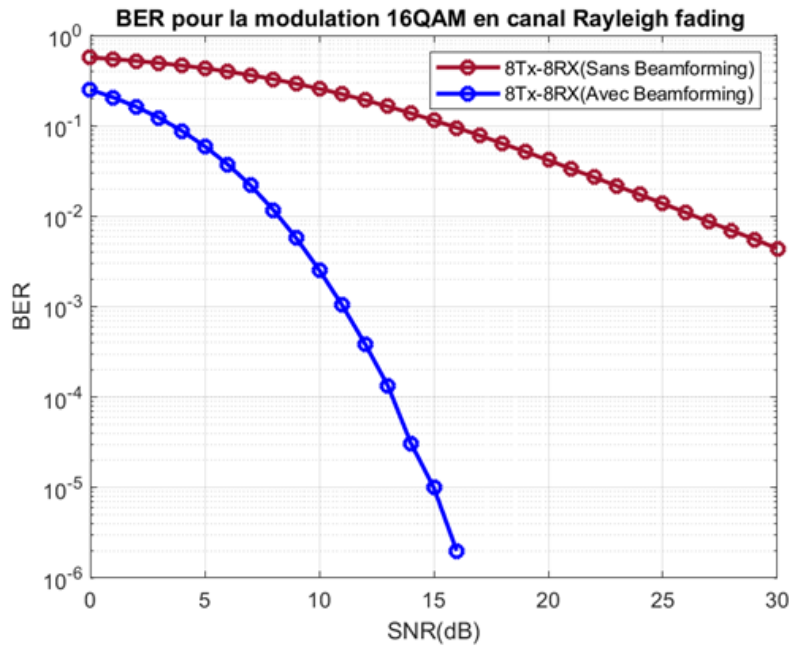


Figure D.3 – BER en fonction du SNR pour une transmission sans fil avec et sans beamforming à 8 antennes émettrices et 8 antennes réceptrices.

La figure D.3 montre que pour $SNR \approx 16dB$, la transmission utilisant le beamforming atteint une valeur BER de $2 \cdot 10^{-6}$, d'autre part la transmission sans le beamforming atteint la valeur BER de 0.0953.

Avec $16T_x$ et $32R_x$:

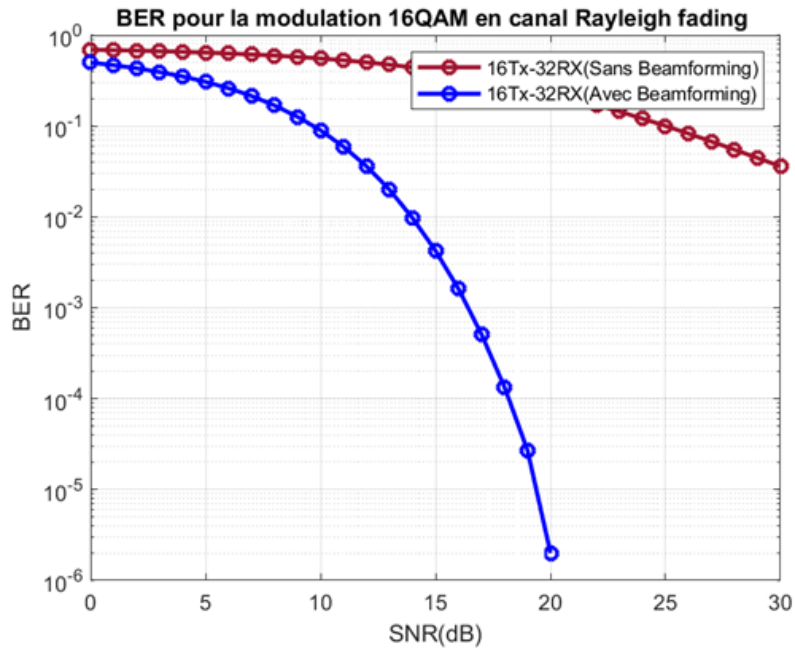


Figure D.4 – BER en fonction du SNR pour une transmission sans fil avec et sans beamforming à 16 antennes émettrices et 32 antennes réceptrices.

La figure D.4 montre que pour $SNR \approx 11dB$, la transmission utilisant le beamforming atteint une valeur BER de 10^{-6} , d'autre part la transmission sans le beamforming atteint la valeur BER de 0.2239

Pour $M = 64$

Avec $8T_x$ et $8R_x$:

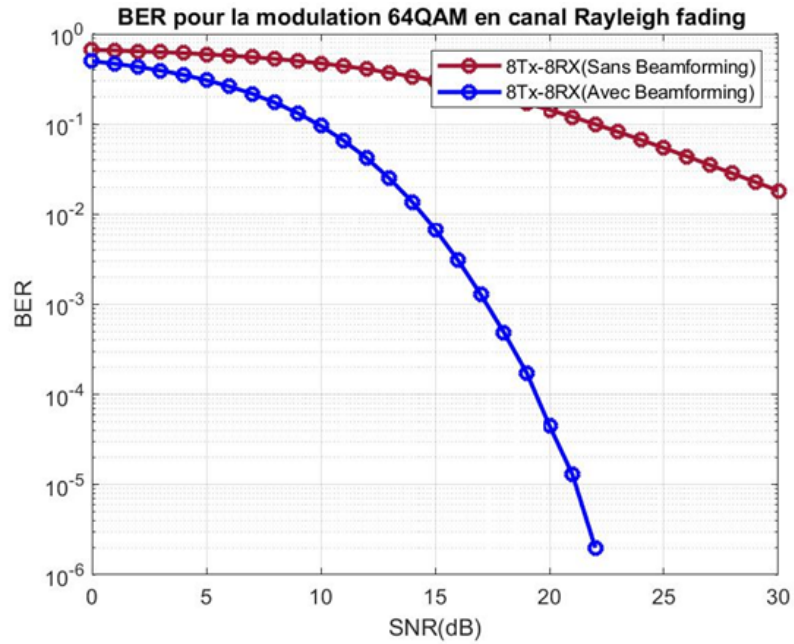


Figure D.5 – BER en fonction du SNR pour une transmission sans fil avec et sans beamforming à 8 antennes émettrices et 8 antennes réceptrices.

La figure D.5 montre que pour $SNR \approx 22dB$, la transmission utilisant le beamforming atteint une valeur BER de $2 \cdot 10^{-6}$, d'autre part la transmission sans le beamforming atteint la valeur BER de 0.0997.

Avec $16T_x$ et $32R_x$:

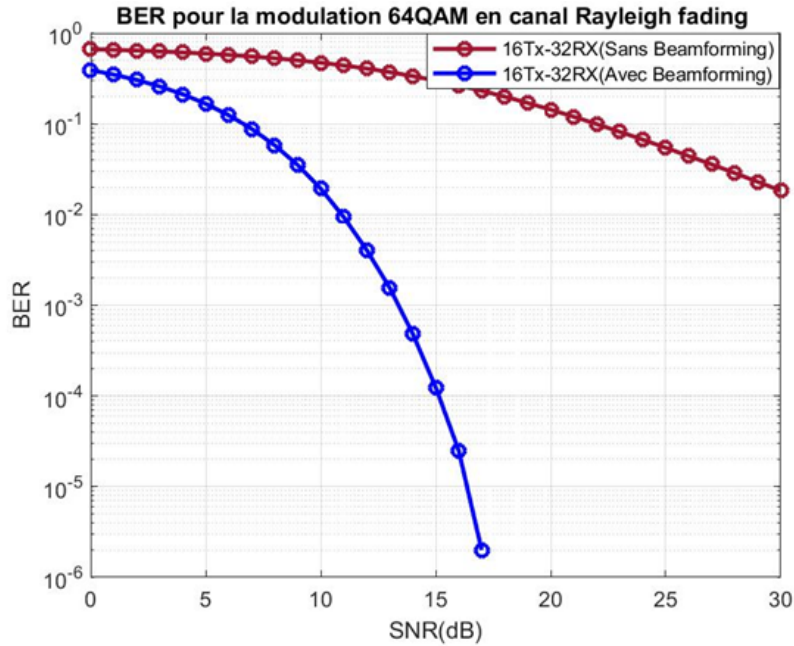


Figure D.6 – BER en fonction du SNR pour une transmission sans fil avec et sans beamforming à 16 antennes émettrices et 32 antennes réceptrices.

La figure D.6 montre que pour $SNR \approx 17dB$, la transmission utilisant le beamforming atteint une valeur BER de 2.10^{-6} , d'autre part la transmission sans le beamforming atteint la valeur BER de 0.2315.

Pour $M = 128$

| | | Nomb re d'an- tennes | $nRx : 8$ | $nRx : 8$ | $nRx : 16$ | $nRx : 16$ | $nRx : 8$ | $nRx : 32$ | $nRx : 16$ | $nRx : 32$ | $nRx : 32$ |
|----|------------------|-------------------------------|-----------|------------|------------|------------|------------|------------|------------|------------|------------|
| | | | $nTx : 8$ | $nTx : 16$ | $nTx : 8$ | $nTx : 16$ | $nTx : 32$ | $nTx : 8$ | $nTx : 32$ | $nTx : 16$ | $nTx : 32$ |
| M | Sans beamforming | BER | 0.1005 | 0.2330 | 0.1005 | 0.2330 | 0.3379 | 0.1005 | 0.3379 | 0.2330 | 0.3379 |
| = | | SNR | 25 | 20 | 25 | 20 | 17 | 25 | 17 | 20 | 17 |
| 16 | Avec beamforming | BER (10^{-6}) | 2 | 2 | 2 | 2 | 1 | 2 | 1 | 2 | 1 |

TABLE D.2 – Résultats de BER et SNR dans une transmission sans fil avec et sans beamforming pour M=128.

Avec $8T_x$ et $8R_x$:

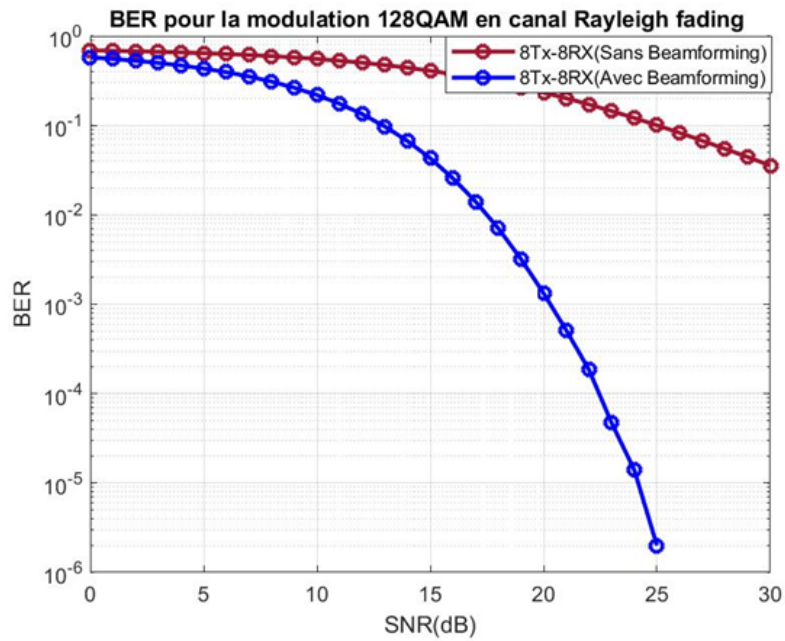


Figure D.7 – BER en fonction du SNR pour une transmission sans fil avec et sans beamforming à 8 antennes émettrices et 8 antennes réceptrices.

La figure D.7 montre que pour $SNR \approx 25dB$, la transmission utilisant le beamforming atteint une valeur BER de 2.10^{-6} , d'autre part la transmission sans le beamforming atteint la valeur BER de 0.1005.

Avec $16T_x$ et $32R_x$:

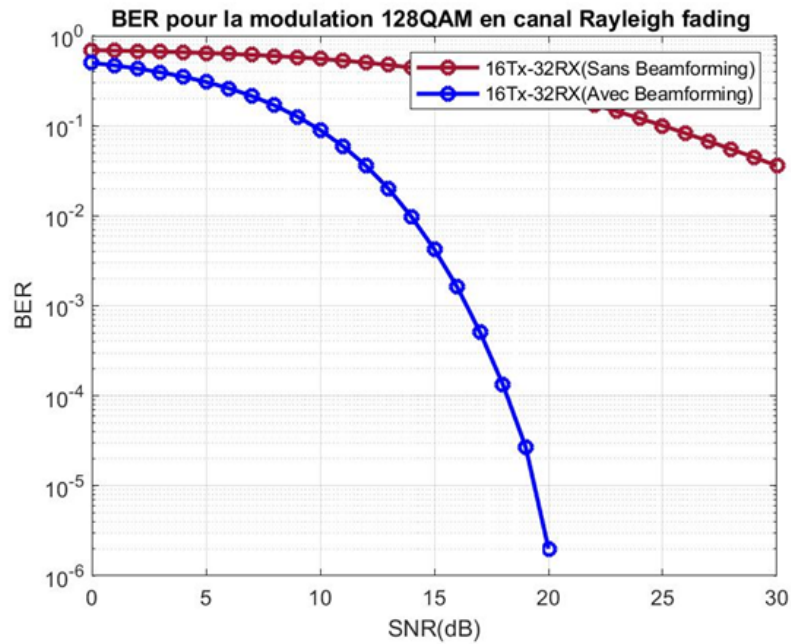


Figure D.8 – BER en fonction du SNR pour une transmission sans fil avec et sans beamforming à 16 antennes émettrices et 32 antennes réceptrices.

La figure D.8 montre que pour $SNR \approx 20dB$, la transmission utilisant le beamforming atteint une valeur BER de $2 \cdot 10^{-6}$, d'autre part la transmission sans le beamforming atteint la valeur BER de 0.2330.

Pour $M = 256$

Avec $8T_x$ et $8R_x$:

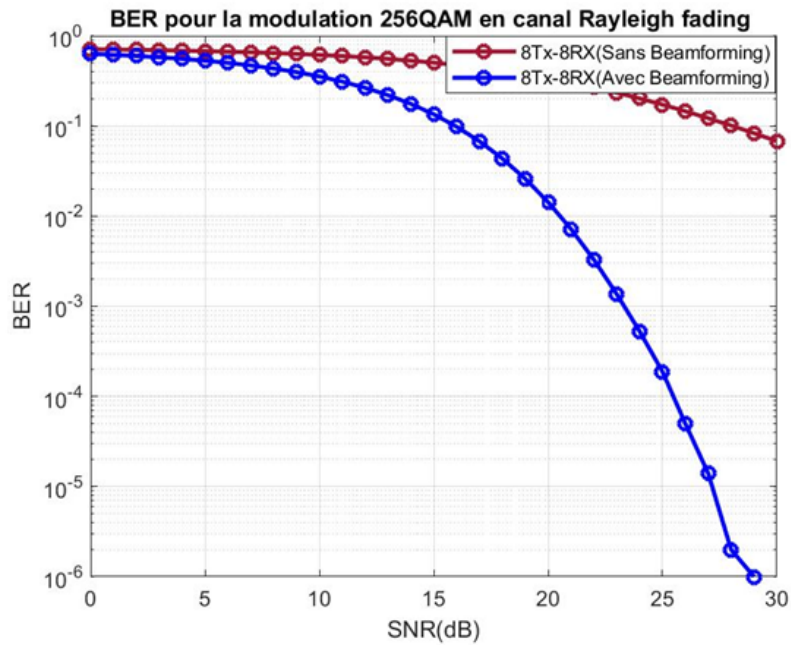


Figure D.9 – BER en fonction du SNR pour une transmission sans fil avec et sans beamforming à 8 antennes émettrices et 8 antennes réceptrices.

La figure D.9 montre que pour $SNR \approx 29dB$, la transmission utilisant le beamforming atteint une valeur BER de 10^{-6} , d'autre part la transmission sans le beamforming atteint la valeur BER de 0.831.

Avec $16T_x$ et $32R_x$:

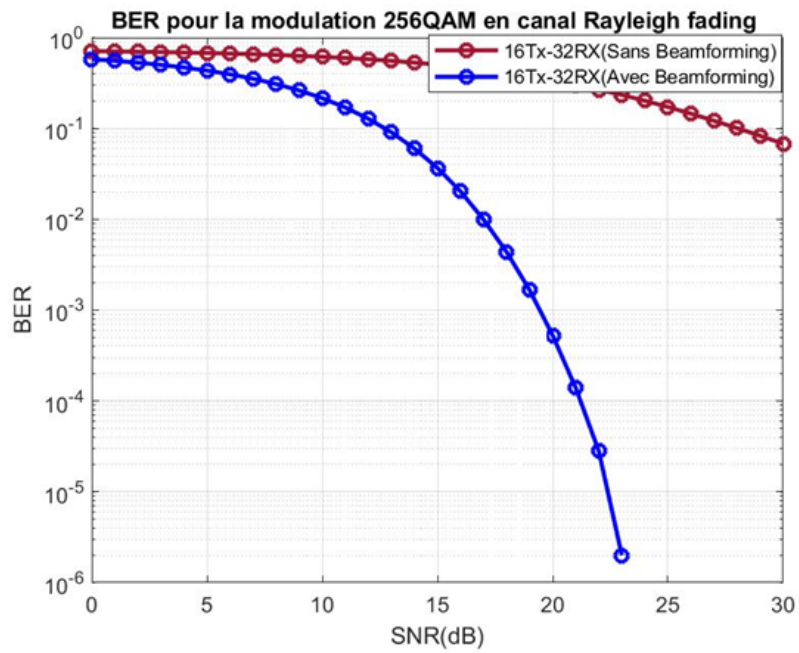


Figure D.10 – BER en fonction du SNR pour une transmission sans fil avec et sans beamforming à 16 antennes émettrices et 32 antennes réceptrices.

La figure D.10 montre que pour $SNR \approx 23dB$, la transmission utilisant le beamforming atteint une valeur BER de $2 \cdot 10^{-6}$, d'autre part la transmission sans le beamforming atteint la valeur BER de 0.2339.

Annexe E

Beamforming hybrid pour les systèmes 5G à ondes millimétriques

Cette partie se focalise sur la simulation d'un système de beamforming hybride MIMO 64x16, avec un réseau de 64 éléments du côté émetteur et un réseau de 16 éléments du côté récepteur. Nous avons fait varier le N_{RF}^t et N_{RF}^r pour le beamforming optimal et hybride.

E.1 Beamforming optimal

Le diagramme de faisceau des poids optimaux peut être tracé comme ce qui suit :
Pour $N_{RF}^t = 2$ et $N_{RF}^r = 2$

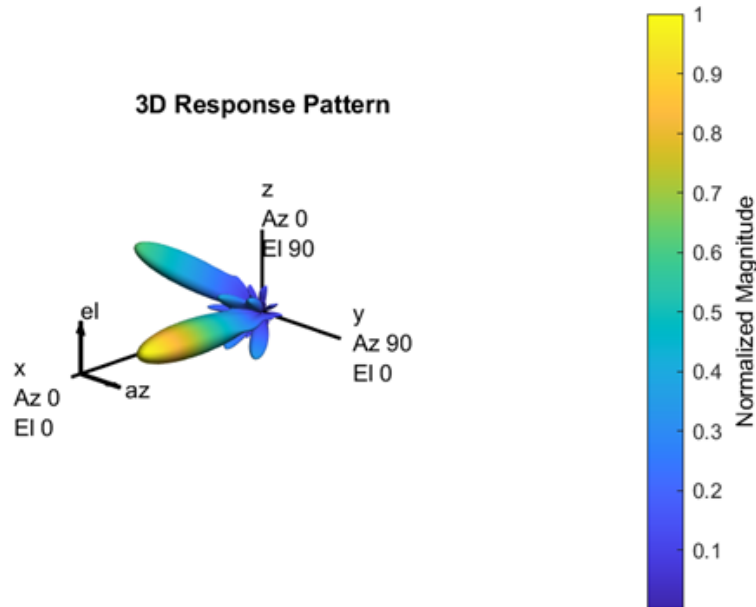


Figure E.1 – Diagramme de faisceau des poids optimaux.

Cette figure montre le rayonnement des lobes pour le beamforming numérique. C'est la même figure résultante pour tout ces cas ($N_{RF}^t = 2, N_{RF}^r = 4$), ($N_{RF}^t = 2etN_{RF}^r = 8$) et ($N_{RF}^t = 2etN_{RF}^r = 16$).

Pour $N_{RF}^t = 4$ et $N_{RF}^r = 2$

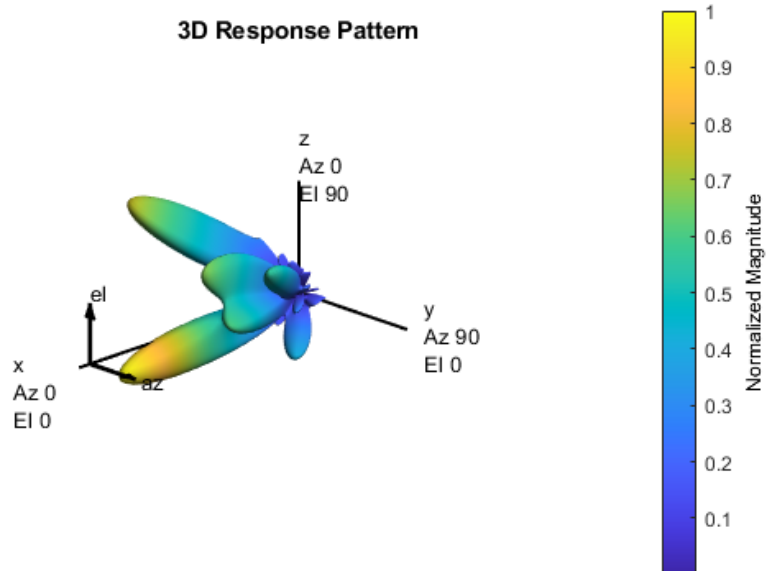


Figure E.2 – Diagramme de faisceau des poids optimaux.

Cette figure montre le rayonnement des lobes pour le beamforming numérique. C'est la même figure résultante pour tout ces cas ($N_{RF}^t = 4, N_{RF}^r = 4$), ($N_{RF}^t = 4, N_{RF}^r = 8$) et ($N_{RF}^t = 4, N_{RF}^r = 16$).

E.2 Beamforming hybride

Pour $N_{RF}^t = 2$ et $N_{RF}^r = 2$

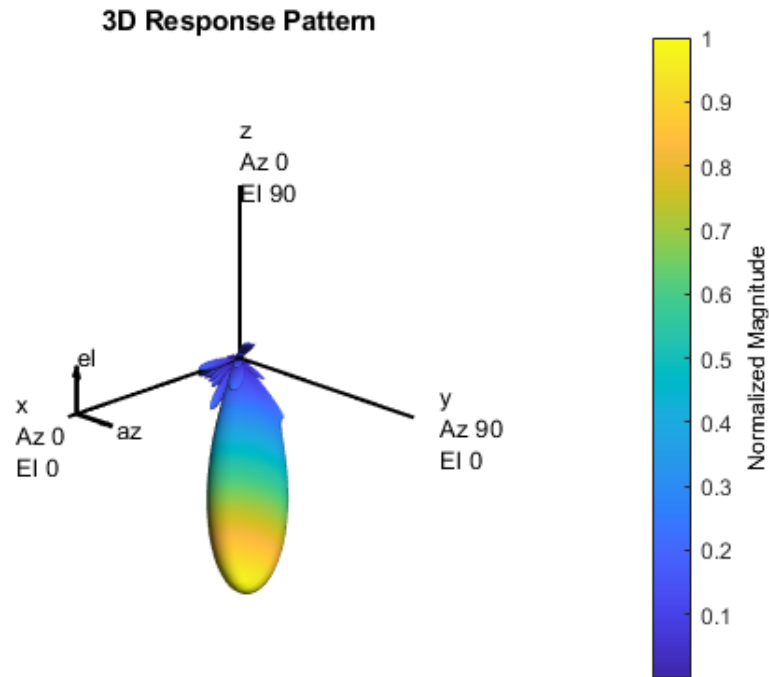


Figure E.3 – Diagramme de faisceau des poids hybride.

Cette figure montre le rayonnement des lobes pour le beamforming numérique. C'est la même figure résultante pour tout ces cas ($N_{RF}^t = 2, N_{RF}^r = 4$), ($N_{RF}^t = 2$ et $N_{RF}^r = 8$) et ($N_{RF}^t = 2$ et $N_{RF}^r = 16$).

Pour $N_{RF}^t = 4$ et $N_{RF}^r = 2$

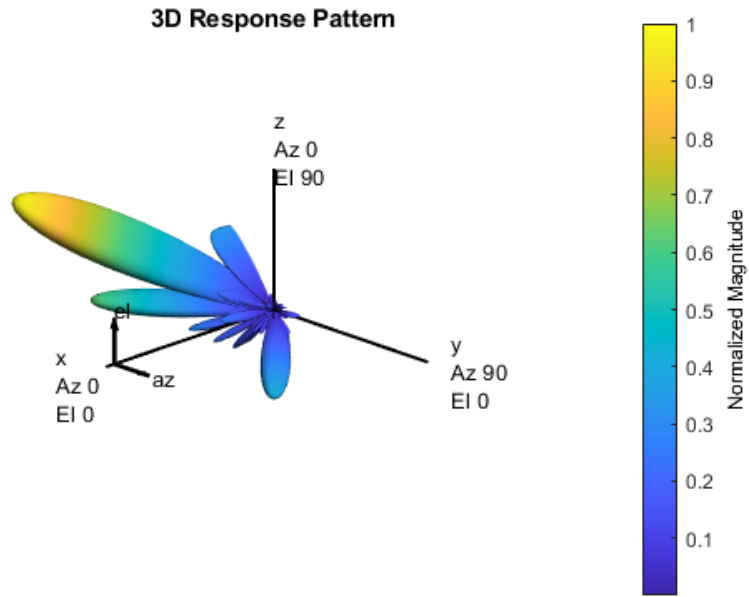


Figure E.4 – Diagramme de faisceau des poids hybride.

Cette figure montre le rayonnement des lobes pour le beamforming numérique. C'est la même figure résultante pour tout ces cas ($N_{RF}^t = 4, N_{RF}^r = 4$), ($N_{RF}^t = 4, N_{RF}^r = 8$) et ($N_{RF}^t = 4, N_{RF}^r = 16$).

Bibliographie

- [Ala98] Siavash M ALAMOUTI. « A simple transmit diversity technique for wireless communications ». In : *IEEE Journal on selected areas in communications* 16.8 (1998), p. 1451-1458.
- [Bel01] Maurice BELLANGER. *Adaptive digital filters*. CRC Press, 2001.
- [Xu+02] XU et al. « Spatial and temporal characteristics of 60-GHz indoor channels ». In : *IEEE Journal on selected areas in communications* 20.3 (2002), p. 620-630.
- [HL05] Robert W HEATH et David James LOVE. « Multimode antenna selection for spatial multiplexing systems with linear receivers ». In : *IEEE Transactions on Signal Processing* 53.8 (2005), p. 3042-3056.
- [Xia08] et al XIA Pengfei. « A practical SDMA protocol for 60 GHz millimeter wave communications ». In : *2008 42nd Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers.IEEE* (2008).
- [DS09] Jinfeng DU et Svante SIGNELL. « Novel preamble-based channel estimation for OFDM/OQAM systems ». In : *2009 IEEE international conference on communications*. IEEE. 2009.
- [Bel+10] Maurice BELLANGER et al. « FBMC physical layer : a primer ». In : *PHYDYAS, January* 25.4 (2010), p. 7-10.
- [LJ10] Angel LOZANO et Nihar JINDAL. « Transmit diversity vs. spatial multiplexing in modern MIMO systems ». In : *IEEE Transactions on wireless communications* 9.1 (2010), p. 186-197.
- [Mar10] Thomas L MARZETTA. « Noncooperative cellular wireless with unlimited numbers of base station antennas ». In : *IEEE transactions on wireless communications* 9.11 (2010), p. 3590-3600.
- [RS10] Vasanthan RAGHAVAN et Akbar M. SAYEED. « Sublinear capacity scaling laws for sparse MIMO channels ». In : *IEEE Transactions on Information Theory* 57.1 (2010), p. 345-364.
- [Fer+11] S FEROUANI et al. « Performance of MIMO VBLAST-OFDM in ka-band ». In : *International Journal of Computer Science Issues (IJCSI)* 8.5 (2011), p. 291.
- [Jos+11] Jubin JOSE et al. « Pilot contamination and precoding in multi-cell TDD systems ». In : *IEEE Transactions on Wireless Communications* 10.8 (2011), p. 2640-2651.

- [KYM12] Narayanan KRISHNAN, Roy D YATES et Narayan B MANDAYAM. « Cellular systems with many antennas : Large system analysis under pilot contamination ». In : *2012 50th Annual Allerton Conference on Communication, Control, and Computing (Allerton)*. IEEE. 2012, p. 1220-1224.
- [Rus+12] Fredrik RUSEK et al. « Scaling up MIMO : Opportunities and challenges with very large arrays ». In : *IEEE signal processing magazine* 30.1 (2012), p. 40-60.
- [SNA12] Vinodhkumar SELVAKUMAR, Samuel NEMALLADINNE et Premkumar ARUMUGAM. *Analysis of LTE Radio Frame by eliminating Cyclic Prefix in OFDM and comparison of QAM and Offset-QAM*. 2012.
- [HTD13] Jakob HOYDIS, Stephan TEN BRINK et Mérouane DEBBAH. « Massive MIMO in the UL/DL of cellular networks : How many antennas do we need? » In : *IEEE Journal on selected Areas in Communications* 31.2 (2013), p. 160-171.
- [Hur13] et al HUR Sooyoung. « Millimeter wave beamforming for wireless backhaul and access in small cell networks ». In : *IEEE transactions on communications* 61.10 (2013), p. 4391-4403.
- [Wan13] Zhengdao WANG. « Performance of Uplink Multiuser Massive MIMO Systems ». In : *arXiv preprint arXiv :1311.1288* (2013).
- [And+14] Jeffrey G ANDREWS et al. « What will 5G be? » In : *IEEE Journal on selected areas in communications* 32.6 (2014), p. 1065-1082.
- [Ban+14] Paolo BANELLI et al. « Modulation formats and waveforms for 5G networks : Who will be the heir of OFDM? : An overview of alternative modulation schemes for improved spectral efficiency ». In : *IEEE Signal Processing Magazine* 31.6 (2014), p. 80-93.
- [El 14] et al EL AYACH Omar. « Spatially sparse precoding in millimeter wave MIMO systems ». In : *IEEE transactions on wireless communications* 13.3 (2014), p. 1499-1513.
- [Jun+14] Volker JUNGNICHEL et al. « The role of small cells, coordinated multi-point, and massive MIMO in 5G ». In : *IEEE communications magazine* 52.5 (2014), p. 44-51.
- [Lar+14] Erik G LARSSON et al. « Massive MIMO for next generation wireless systems ». In : *IEEE communications magazine* 52.2 (2014), p. 186-195.
- [KS15] Shajahan KUTTY et Debarati SEN. « Beamforming for millimeter wave communications : An inclusive survey ». In : *IEEE communications surveys & tutorials* 18.2 (2015), p. 949-973.
- [LZL15] Boyu LI, Dengkui ZHU et Ping LIANG. « Small cell in-band wireless backhaul in massive MIMO systems : A cooperation of next-generation techniques ». In : *IEEE Transactions on Wireless Communications* 14.12 (2015), p. 7057-7069.
- [Ngo15] Hien Quoc NGO. *Massive MIMO : Fundamentals and system designs*. T. 1642. Linköping University Electronic Press, 2015.

- [Rod15] Jonathan RODRIGUEZ. *Fundamentals of 5G mobile networks*. John Wiley & Sons, 2015.
- [Ser15] M SERIES. « IMT Vision–Framework and overall objectives of the future development of IMT for 2020 and beyond ». In : *Recommendation ITU 2083* (2015).
- [TSM15] Abdesslem TRIMECHE, Anis SAKLY et Abdellatif MTIBAA. « FPGA implementation of ML, ZF and MMSE equalizers for MIMO systems ». In : *Procedia Computer Science* 73 (2015), p. 226-233.
- [BLM16] Emil BJÖRNSON, Erik G LARSSON et Thomas L MARZETTA. « Massive MIMO : Ten myths and one critical question ». In : *IEEE Communications Magazine* 54.2 (2016), p. 114-123.
- [KJ16] Robert J KERCZEWSKI et Loftur JONASSON. « Outcomes of the 2015 world radiocommunication conference for aeronautical spectrum and applications ». In : *2016 Integrated Communications Navigation and Surveillance (ICNS)*. IEEE. 2016, p. 5D1-1.
- [Mes16] Gregoratti et MESTRE. « Canal d'accès multiple basé sur FBMC/OQAM en liaison montante : analyse de distorsion sous une forte sélectivité en fréquence ». In : *IEEE Transactions on Signal Processing* (2016).
- [Roe16] A ROESSLER. « 5G waveform candidates application note ». In : *Rohde&Schwarz, Munich, Germany, Tech. Rep. 1MA271* (2016).
- [Vu+16] Trung Kien VU et al. « Joint in-band backhauling and interference mitigation in 5G heterogeneous networks ». In : *European Wireless 2016 ; 22th European Wireless Conference*. VDE. 2016, p. 1-6.
- [Zha+16] Ke ZHANG et al. « Energy-efficient offloading for mobile edge computing in 5G heterogeneous networks ». In : *IEEE access* 4 (2016), p. 5896-5907.
- [Ali+17] Ehab ALI et al. « Beamforming techniques for massive MIMO systems in 5G : overview, classification, and trends for future research ». In : *Frontiers of Information Technology & Electronic Engineering* 18.6 (2017), p. 753-772.
- [HF17] Noha HASSAN et Xavier FERNANDO. « Massive MIMO wireless networks : An overview ». In : *Electronics* 6.3 (2017), p. 63.
- [KS17] Parnika KANSAL et Ashok Kumar SHANKHWAR. « FBMC vs OFDM waveform contenders for 5G wireless communication system ». In : *Wireless Engineering and Technology* 8.4 (2017), p. 59-70.
- [Liz+17] Aitor LIZEAGA et al. « Evaluation of 5G modulation candidates WCP-COQAM, GFDM-OQAM, and FBMC-OQAM in low-band highly dispersive wireless channels ». In : *Journal of Computer Networks and Communications* 2017 (2017).
- [NR17] Ronald NISSEL et Markus RUPP. « OFDM and FBMC-OQAM in doubly-selective channels : Calculating the bit error probability ». In : *IEEE Communications Letters* 21.6 (2017), p. 1297-1300.
- [NC17] A NORDRUM et K CLARK. « 5G Bytes : Massive MIMO Explained ». In : *IEEE Spectrum* (2017).

- [NC+17] Amy NORDRUM, Kristen CLARK et al. « Everything you need to know about 5G ». In : *IEEE Spectrum* 27 (2017), p. 1.
- [Rap+17] Theodore S RAPPAPORT et al. « Overview of millimeter wave communications for fifth-generation (5G) wireless networks—With a focus on propagation models ». In : *IEEE Transactions on antennas and propagation* 65.12 (2017), p. 6213-6230.
- [Shi+17] Wonjae SHIN et al. « Non-orthogonal multiple access in multi-cell networks : Theory, performance, and practical challenges ». In : *IEEE Communications Magazine* 55.10 (2017), p. 176-183.
- [Zha17] et al ZHAO Jianwei. « Angle domain hybrid precoding and channel tracking for millimeter wave massive MIMO systems ». In : *IEEE Transactions on Wireless Communications* 16.10 (2017), p. 6868-6880.
- [Ald+18] Mahmoud ALDABABSA et al. « A tutorial on nonorthogonal multiple access for 5G and beyond ». In : *wireless communications and mobile computing* 2018 (2018).
- [Dai+18] Linglong DAI et al. « A survey of non-orthogonal multiple access for 5G ». In : *IEEE communications surveys & tutorials* 20.3 (2018), p. 2294-2323.
- [FDa18] FAN, DIAN et et AL. « Angle domain channel estimation in hybrid millimeter wave massive MIMO systems ». In : *IEEE Transactions on Wireless Communications* 17.12 (2018), p. 8165-8179.
- [18] « Huawei 5G Spectrum ». In : *Public Policy Position* (2018).
- [Orn18] et al ORNGUGA Ianngi Gabriel. « ON JAMB SCORES AND CUMULATIVE GRADE POINT AVERAGE : A COMPARATIVE ANALYSIS ». In : *Children* (2018).
- [Pop+18] Petar POPOVSKI et al. « 5G wireless network slicing for eMBB, URLLC, and mMTC : A communication-theoretic view ». In : *Ieee Access* 6 (2018), p. 55765-55779.
- [Zha+18] Long ZHAO et al. *Massive MIMO in 5G networks : selected applications*. Springer, 2018.
- [CF19] CHALLITA et FRÉDÉRIC. *Massive MIMO channel characterization and propagation-based antenna selection strategies : application to 5G and industry 4.0 : Caractérisation des canaux massive MIMO et stratégies de sélection d'antenne : application pour la 5G et l'industrie 4.0*. Université Lille I—Sciences et Technologies. 2019.
- [Cho19] Marwa CHOUK. « Annulation des interférences inter-cellulaires pour les systèmes MIMO massif dans les réseaux hétérogènes 5G ». In : (2019).
- [Dem+19] Ali Fatih DEMIR et al. « Waveform design for 5G and beyond ». In : *arXiv preprint arXiv :1902.05999* (2019).
- [LPW19] Leibo LIU, Guiqiang PENG et Shaojun WEI. *Massive MIMO Detection Algorithm and VLSI Architecture*. Springer, 2019.
- [LXH19] Zilong LIU, Pei XIAO et Su HU. « Low-PAPR preamble design for FBMC systems ». In : *IEEE Transactions on Vehicular Technology* 68.8 (2019), p. 7869-7876.

- [She19] Mohamed SHEHATA. *large MIMO» en ondes millimétriques pour les futurs réseaux 5G*. Etude des techniques de précodage pour des systèmes multiutilisateurs. 2019.
- [SR19] Sara SMIHILY et Mounir RIFI. « Utilisation des antennes adaptatives dans les systèmes RADAR de poursuite ». In : *Revue Méditerranéenne des Télécommunications* 9.2 (2019).
- [Vae+19] VAEZI et al. *Multiple access techniques for 5G wireless networks and beyond*. T. 159. Springer, 2019.
- [CA20] 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.
- [She21] et al SHEVADA Laxmikant. « Comparative Study of different beamforming techniques for 5G : A Review ». In : *Inventive Communication and Computational Technologies* (2021), p. 8589-595.
- [ZZ21] Xue ZHANG et Feng ZHAO. « Hybrid Precoding Algorithm for Millimeter-Wave Massive MIMO Systems with Subconnection Structures ». In : *Wireless Communications and Mobile Computing* (2021).
- [Abd+] ABDULRAZAK et al. « Improved zero forcing mimo estimation scheme over additive white gaussian noise and rayleigh fading channel in wireless ». In : ().
- [BOU+] Btissam BOUSTANI et al. « Amélioration de la capacité d'un système MIMO à travers l'allocation de différent types de puissances ». In : ().
- [GH] Delisle GILLES et Khelifa HETTAK. *Conception et réalisation d'antennes intelligentes*.
- [Kum+] KUMAR et al. « Design of Analog and Digital Beamformer for 60GHz MIMO Frequency Selective Channel through Second Order Cone Programming ». In : ().
- [The+] THEODORET et al. « MODULATION FBMC/OQAM ». In : ().
- [TK] Emmanuel TONYE et Simon KEPCHABE. « Simulation des performances des antennes intelligentes par approches analytiques ». In : ().

Webographie

- [Al-] Mahmoud AL-DABABSEH. *FBMC-OFDM : Prototype Filter*. URL : https://www.mathworks.com/matlabcentral/mlc-downloads/downloads/submissions/42271/versions/1/previews/FBMC_OFDM_Prototype_m/index.html.
- [JOB] JOB. *Fast Convolution FBMC-OQAM*. URL : https://www.mathworks.com/matlabcentral/fileexchange/72798-fast-convolution-fbmc-oqam?s_tid=srchtitle.
- [MT] TECHPACS MASTERS (GUIDE FOR M.TECH et PHD THESIS). *Performance analysis of MMSE equalization technique for MIMO systems in wireless communication*. URL : <https://www.youtube.com/watch?v=SUL43rNGbt4>.
- [Mat] MATHWORKS. *Introduction to Hybrid Beamforming*. URL : https://www.mathworks.com/help/phased/ug/introduction-to-hybrid-beamforming.html?s_tid=srchtitle_beamforming_7.
- [NC] AMY NORDRUM et KRISTEN CLARK. *5G Bytes : Full Duplex Explained Full duplex could double the capacity of wireless networks, making it a key technology for 5G*. URL : <https://spectrum.ieee.org/5g-bytes-full-duplex-explained>.
- [Pet] Grace PETRIN. *L'UIT achève une évaluation facilitant l'adoption des technologies IMT 2020 à l'échelle mondiale*. URL : <https://www.itu.int/fr/mediacentre/Pages/pr26-2020-evaluation-global-affirmation-imt-2020-5g.aspx>.
- [Rem] Harald REMMERT. *What Is 5G Network Architecture ?* URL : https://www.digi.com/blog/post/5g-network-architecture?utm_source=subscribe%5C&utm_medium=rss.
- [sab] SABUJ22. *BPSK Modulation*. URL : <https://fr.scribd.com/doc/220517876/BPSK-Modulation>.
- [Sad] Khan SADAF. *Beamforming using M-QAM modulation*. URL : https://www.mathworks.com/matlabcentral/fileexchange/33640-beamforming-using-m-qam-modulation?s_tid=srchtitle.
- [Wia] Joe WIART. *EXPOSITION AUX CHAMPS ÉLECTROMAGNÉTIQUES LIÉE AUX TÉLÉCOMMUNICATIONS DE 5ÈME GÉNÉRATION (5G)*. URL : <https://events.vtools.ieee.org/m/214222>.

Résumé

Les systèmes de communication sans fil sont devenus l'un des sujets de recherche courants en raison de son rôle important dans presque tous les domaines. Le but de cette étude est de satisfaire les clients et d'obtenir une bonne qualité de service en plus des débits élevés et réduire ainsi le nombre d'erreurs grâce à l'utilisation d'une variété de nouvelles technologies. Tout d'abord les technologies de réseau d'antennes Beamforming sont utilisées pour éliminer et résoudre de nombreux problèmes techniques rencontrés par la mise en œuvre des systèmes Massive MIMO, Différentes techniques de formation de faisceaux telles que la formation de faisceaux analogique, numérique, hybride et leurs méthodes associées ont été étudiées. Ensuite, l'utilisation du système Massive MIMO est la meilleure solution pour atteindre l'énorme capacité du système souhaitée, la transmission à haute vitesse. Enfin, le forçage du Zéro (ZF), l'erreur quadratique moyenne minimale (MMSE) qui sont utilisées pour la détection du signal. L'objectif principal de ce travail est de clarifier l'importance de l'utilisation du réseau d'antennes et de la formation de faisceau pour atteindre la performance optimale et d'étudier et de simuler l'amélioration apportée à l'efficacité spectrale par l'utilisation de cette technologie de Massif MIMO, étudier notamment une nouvelle technique utilisée en 5G qui s'appelle banc de filtres multi-porteuse avec modulation d'amplitude en quadrature décalée (FBMC/OQAM) qui conduit à un débit de transmission de données maximum.

Abstract

Wireless communication systems have become one of the common research topics due to its important role in almost every field. The aim of this study is to satisfy the customers to get good quality of service in addition to high data rates and thus reduce the number of errors through the use of a variety of new technologies. Firstly, Beamforming antenna array technologies are used to eliminate and solve many technical problems faced by the implementation of Massive MIMO systems, Different beamforming techniques such as analog, digital, hybrid beamforming and their associated methods have been studied. Secondly, the use of Massive MIMO system is the best solution to achieve the desired huge system capacity, high speed transmission. Finally, the Zero Forcing (ZF) and Minimum Mean Square Error (MMSE) which are used for signal detection. The main objective of this work is to clarify the importance of the use of the antenna array and beamforming to achieve the optimal performance and to study and simulate the improvement in spectral efficiency by using this Massive MIMO technology, in particular to study a new technique used in 5G which is called multicarrier filter bank with offset quadrature amplitude modulation (FBMC/OQAM) which leads to a maximum data transmission rate.