

UNIVERSITÉ CHEIKH ANTA DIOP DE DAKAR



ÉCOLE DOCTORALE MATHÉMATIQUES ET INFORMATIQUE

ÉCOLE SUPÉRIEURE POLYTECHNIQUE

Année : 2019

n°ordre: 141

THÈSE DE DOCTORAT UNIQUE

Présentée pour obtenir le grade de Docteur de l'Université Cheikh Anta DIOP de Dakar

Mention : Informatique et Télécommunications

Spécialité : Télécommunications

Présentée par :

Papa Ndiaga BA

Titre : L'étude de l'optimisation des Performances des réseaux sans fil appliquée à la couche physique OFDM et GFDM pour la prochaine Génération de Téléphonie mobile 5G

Soutenue le 08/01/2020 devant le jury composé de :

Président	Hamidou	DATHE	Professeur	Université Cheikh Anta DIOP de Dakar
Rapporteurs	Pascal	LORENZ	Professeur	Université Haute Alsace, France
	Rachida	AOUDJIT	Professeur	Université Mouloud Mammeri de Tizi Ouzou, Algérie
Examineurs	Abdourahmane	RAIMY	Maître de Conférences (CAMES)	Université Cheikh Anta DIOP de Dakar
	Amadou Seidou	MAIGA	Professeur	Université Gaston Berger de Saint Louis
	Ousmane	DIALLO	Maître Assistant	Université Assane Seck de Ziguinchor
Directeur de Thèse	Joel José	Puga Coelho RODRIGUES	Professeur	National Institute of Telecommunications (INATEL), Brazil
Co-directeur de Thèse	Samuel	OUYA	Maître de Conférences (CAMES)	Université Cheikh Anta DIOP de Dakar

REMERCIEMENTS

Au terme de cette recherche doctorale, j'adresse mes chaleureux remerciements à mon Directeur de Thèse, le **Professeur Joel José Puga Coelho Rodrigues, Directeur du Laboratoire IoT Research Group de National Institute of Telecommunication (Inatel), Brazil**, pour avoir accepté d'en assurer la direction et aussi pour ces qualités humaines, scientifiques et précieux conseils;

à mon co-Directeur de Thèse le **Pr. Samuel OUYA, Directeur du Laboratoire Informatique, Réseaux et Télécoms du Département Génie Informatique de l'ESP** (Ecole Supérieure Polytechnique de Dakar), pour son suivi et engagement.

Mes plus vifs remerciements s'adressent aussi aux membres du jury, **Monsieur Hamidou DATHE, Professeur Titulaire à la Faculté des Sciences et Techniques de l'Université Cheikh Anta DIOP de Dakar**, de m'avoir fait l'honneur de présider le jury, ainsi que **Monsieur Pascal LORENZ, Professeur à l'Université de Haute Alsace (France)**, et **Monsieur Rachida AOUDJIT, Professeur à l'Université Mouloud Mammeri de Tizi Ouzou (Algérie)**, d'avoir rapporté de façon extrêmement détaillée et constructive ce travail.

Merci également à **Monsieur Amadou Seidou MAIGA, Professeur à l'Université Gaston Berger de Saint-Louis**, **Monsieur Abdourahmane RAIMY, Professeur à la Faculté des Sciences et Techniques de l'Université Cheikh Anta DIOP de Dakar** et **Monsieur Ousmane DIALLO, Maître Assistant à l'Université Assane SECK de Ziguinchor** d'avoir examiné ce travail.

Mes Remerciements vont également au **Pr. Pape Alioune NDIAYE Directeur de l'Ecole Supérieure Polytechnique de l'Université Cheikh Anta DIOP de Dakar**, au **Pr. Moussa LO Coordonnateur de l'Université Virtuelle du Sénégal** pour leur soutien et encouragements.

Ce travail a également reçu le soutien de **National Funding du FCT - Fundação para a Ciência e a Tecnologia** via le projet **UID/EEA/50008/2019**.

J'adresse également mes remerciements au **Pr. Sidi Mouhamet FARSSI Directeur du Laboratoire LIMBI de l'Ecole Supérieure Polytechnique**; au **Professeur Jalal Al-Muhtadi du College of Computer and Information Sciences(CCIS), King Saud University, Riyadh, Saudi Arabia**; au **Professeur Valery Korotaev ITMO University, Saint Petersburg, Russia**; au **Professeur Salimata Guéye DIAGNE du Laboratoire de Mathématiques Appliquées de l'UCAD** pour son soutien à mes travaux de recherche et à la réalisation de ce travail; au **Professeur Babacar Mbaye NDIAYE du Laboratoire d'analyse numérique et de Mathématiques appliquées de l'Université Cheikh Anta Diop de Dakar** pour son soutien à mes travaux de recherche; au **Professeur Smail BACHIR du Laboratoire XLIM-SIC de l'Université de POITIER, France**; au **Professeur Khaly TALL du Laboratoire LIMBI de l'ESP**; au **Professeur Tahirou DIAW Directeur du Laboratoire Géomatique de l'ESP** pour leur soutien et encouragements.

Mes Remerciements vont également à Monsieur le **Juge Babacar NGOM**, à Monsieur le **Juge Serigne Rawane DIOP** et à Monsieur le **Juge Ibrahima DIAL** pour leur soutien et encouragements.

Ma reconnaissance va au **CEA-MITIC** pour l'appui financier apporté à mes travaux de recherche.

Mes Remerciements vont également à l'endroit de mes collègues de l'Université Virtuelle du Sénégal. A l'ensemble des **enseignants** et **PATS** du Département Génie Informatique de l'Ecole Supérieure Polytechnique de l'Université Cheikh Anta Diop de Dakar pour leur soutien et encouragements ainsi qu'à toute l'équipe de recherche du Laboratoire IoT Research Group (Inatel-Brazil)

Ma reconnaissance s'adresse à tout le personnel du Laboratoire d'Informatique Réseaux Télécommunications(LIRT), du Laboratoire Bio-Informatique (LIMBI), et du Laboratoire d'Electronique Téléoms de l'UGB, professeurs et étudiants et à tous ceux qui, de près ou de loin, m'ont aidé pour l'accomplissement de ce travail de recherche (relecture, pré-soutenances), en particulier: **Dr Gervais MENDY, Dr Idy DIOP, Dr Aly NDIAYE, Dr Samba NDIAYE, Dr Déthié DIONE, Ricardo A. L. Rabêlo, Sergei Kozlov.**

DEDICACES

Je dédie cette thèse :

à mes parents : mon père, **Malick BA**;

ma mère **Thiané SOW** pour leurs conseils, leur présence et leur affection inconditionnelle;

à toute ma famille : mes frères **Alioune, Mouhamed, Baba Sall, Ousseynou** ;

mes sœurs, **Maimouna, Emilie, Coumba** et **Khardiata** pour leur soutien et leur amour ;

à tous mes amis : le Frère **Piet Jacobus VAARS, Rodney Duttweiler, Gary LAVANCHY**
pour leur soutien ;

à tous les chercheurs du Laboratoire LIRT de l'ESP et à tous les chercheurs du Laboratoire
d'IoT Research Group de Inatel-Brazil.

TABLE DES MATIERES

REMERCIEMENTS	I
DEDICACES	III
TABLE DES MATIERES	IV
LISTE DES FIGURES	VIII
LISTE DES TABLEAUX	IX
LISTE DES ABREVIATIONS, SIGLES ET ACRONYMES	X
LISTE DES SYMBOLES ET DES UNITES	XII
RESUME	XIV
MOTS-CLES :	XIV
ABSTRACT	XV
Keywords	XV
Introduction	1
Cadre d'étude	5
Problématique	5
Objectifs de la thèse	6
Les contributions de la thèse	6
Liste des Publications	8
Enoncé de la thèse	8
1. Revue de littérature sur l'OFDM et le GFDM	10
1.1. Introduction	10
1.2. Les Techniques de Modulation de la 5G	14
1.2.1. Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM)	15
1.2.1.1. Principe de la modulation multi-porteur	16
1.2.1.2. La chaîne de transmission OFDM	17
1.2.1.3. La transformée de Fourier discrète.....	18
1.2.1.4. L'orthogonalité.....	19
1.2.1.5. L'interférence entre symboles (IES)	20

1.2.1.6. L'interférence entre porteuses (IEP)	20
1.2.1.7. L'intervalle de garde	20
1.2.2. Generalized Frequency Division Multiplexing (GFDM)	21
1.2.2.1. La chaîne de transmission GFDM	22
1.2.2.2. Emetteur Generalized Frequency Division Multiplexing (GFDM).....	23
1.2.2.3. La transformée de Fourier discrète.....	25
1.2.2.4. Mise en œuvre du système GFDM.....	26
1.2.2.5. Récepteur GFDM	28
1.2.3. Préfixe Cyclique-Multiplexage par répartition orthogonale (CP-OFDM).....	29
1.2.4. Filter Bank Multicarrier (FBMC).....	30
1.2.5. Universal Filtered Multicarrier (UFMC)	31
1.3. Comparaisons des formes d'ondes	32
1.4. Interférence entre symboles	33
1.5. Filtre de formateur d'impulsions.....	33
1.5.1. Filtres passe bande Rf	34
1.5.2. Recepteur par filtre passe bande.....	35
1.5.3. Recepteur Zero Forcing Receiver (ZFR).....	35
1.5.4. Récepteur minimum d'erreurs carrés	36
1.6. Conclusion	36
2. Application de l'OFDM et du GFDM dans les Réseaux Mobiles sans Fil.....	38
2.1. Introduction.....	38
2.2. Présentation de la norme 802.11a.....	38
2.2.1. Les différentes autres normes du 802.11	39
2.3. Présentation de la norme 802.16e (WiMAX)	40
2.3.1. Le Standard 802.16.....	40
2.4. Présentation de la norme LTE	42
2.4.1. Conditions requises pour LTE	43
2.5. Présentation de la 5G	45
2.5.1. Introduction	45
2.5.2. Présentation des différents drafts de la 5G	47
2.5.3. Report ITU-R M.2320	47
2.5.4. Scénario requis et Application	48

2.5.5. Infrastructure-5GPPP	48
2.5.6. Utilisation de fréquences plus élevées en SHF - Super High Frequency et EHF - Extrêmement haute fréquence (vagues millimétriques - vagues millimétriques)	50
2.6. Les exigences de la 5G	52
2.7. Conclusion	54
3. Proposition de solutions et Evaluation des Performances de l'OFDM et du GFDM	55
3.1. Introduction	55
3.2. Etude des solutions existantes	56
3.2.1. Système de multiplexage par répartition orthogonale par répartition des fréquences	56
3.2.2. Modèle mathématique OFDM	56
3.2.3. Les pilotes	60
3.2.4. Signal-to-Noise Ratio (SNR)	61
3.2.5. Signal-to-Interference-Plus-Noise Ratio (SINR)	62
3.3. Evaluation des Performances du PSK(Phase Shift Keying) dans un canal AWGN.....	63
3.3.1. Probabilité de coupure.....	64
3.3.2. The Bit Error Rate (BER)	65
3.3.3. L'EVM (Error Vector Magnitude)	65
3.4. Evaluation des performances et analyse des resultats.....	65
3.5. Modélisation d'un système hétérogène basé sur le SINR de réseaux mobiles LTE et WIMAX : Le cas de l'Université Virtuelle du Sénégal.....	71
3.5.1. Modèle du système hétérogène.....	71
3.5.2. Algorithme de selection basee sur le SINR et le BER	73
3.5.3. Modele de mobilite : le Random WayPoint (RWP).....	74
3.5.4. Densité de probabilité	74
3.5.5. Les différents étapes et états du système	77
3.5.6. Taux de Transition des différents états	81
3.5.7. Les métriques de performances du système hétérogène	84
3.5.8. Débit moyen du système dans une zone Z_i	84
3.5.9. Probabilité de blocage et perte de connections dans la zone Z_i	85
3.6. Simulation et interprétation des résultats.....	86
3.7. Conclusion	88

4. Proposition d'une solution d'amélioration des couches physiques OFDM et GFDM de la norme LTE et de la 5G.....	89
4.1. Introduction.....	89
4.2. Etudes des solutions existantes	89
4.3. Modèle mathématique pour OFDM	90
4.4. Le canal physique AWGN.....	91
4.5. Le système de réception	92
4.6. Modulation du système GFDM	94
4.7. Zero Forcing Receiver (ZFR) Equalization	97
4.8. Evaluation des performances et analyse des resultats.....	97
4.9. Evaluation des performances du Massive multiple-input multiple-output (MIMO) 5G Systems.....	102
4.9.1. Historique et définition de concept	103
4.9.2. Modèle mathématique	104
4.9.3. Ensembles, Paramètres et Variable	104
4.9.4. Cas particulier	106
4.9.5. Cas multi-usager MIMO.....	108
4.9.6. Signal-to-Noise Ratio (SNR)	110
4.9.7. Signal-to-Interference-Plus-Noise Ratio (SINR)	111
4.10. Evaluation des Prefomances et analyse des résultats	112
5. Conclusion et Travaux Futurs.....	120
5.1. Remarque Finale.....	120
5.2. Perspectives de travaux futurs	123
Références	124

LISTE DES FIGURES

Figure 0.1 : Scénario d'applications 5G.....	3
Figure 1.1 : Les blocs d'un système OFDM.	16
Figure 1.2 : Spectre OFDM et spectre FDM.....	17
Figure 1.3 : Schéma de fonctionnement de l'OFDM.....	18
Figure 1.4 : Spectre du signal OFDM.	19
Figure 1.5 : Intervalle de garde pour un système OFDM.....	21
Figure 1.6 : Approche étant donnée l'utilisation du préfixe cyclique.....	22
Figure 1.7 : Chaîne de transmission GFDM.....	23
Figure 1.8 : Partitionnement des données en fonction du temps et de la fréquence.....	23
Figure 1.9 : Technique de caudophagie.....	24
Figure 1.10 : Emetteur GFDM.	25
Figure 1.11 : Block diagram of the transceiver.	26
Figure 1.12 : Details of the GFDM modulateur.	26
Figure 1.13 : Récepteur GFDM.....	28
Figure 1.14 : la chaîne de transmission pour la forme CP-OFDM.....	30
Figure 1.15 : la chaîne de transmission pour la forme FBMC.	30
Figure 1.16 : la chaîne de transmission pour la forme UFMC.	31
Figure 1.17 : Impulsion de racine de cosinus sur élevée (domaine temporel), atténuation progressive.	33
Figure 2.1 : IoT (Internet of Things) et IoE (Internet of Everything).....	45
Figure 2.2 : Tactile Internet Design Challenges – Network Perspectives.	45
Figure 4.1 : Modèle d'émetteur de bande de base GFDM.....	96

LISTE DES TABLEAUX

Tableau 1.1 : Tableau comparatif des différentes formes d'ondes	32
Tableau 2.1 : Tableau comparatif des différentes caractéristiques des générations mobile	46
Tableau 3.1 : Paramètres de simulation.....	66
Tableau 3.2 : Paramètres des réseaux LTE et WIMAX.	73
Tableau 4.1 : Parramètres de simulations.....	98

LISTE DES ABREVIATIONS, SIGLES ET ACRONYMES

ACPR	Adjacent Channel Power Ratio
AP	Amplificateur de Puissance
ASK	Amplitude Shift Keying
AWGN	Additive White Gaussian Noise
BER	Bit Error Rate
FFT	Fast Fourier Transform
FSK	Frequency Shift Keying
IES	Interférence Entre Symboles
IFFT	Inverse Fast Fourier Transform
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing
PAPR	Peak to Average Power Ratio
PSD	Power Spectral Density
PSK	Phase Shift Keying
PTS	Partial Transmit Sequence
QAM	Quadrature Amplitude Modulation
SER	Symbol Error Rate
SLM	Selective Mapping
1G	Première Génération
2G	Deuxième Génération
3G	Troisième Génération
4G	Quatrième Génération
5G	Cinquième Génération
ADSL	Asymmetric Digital Subscriber Line
AMPS	Advanced Mobile Phone System
CDMA	Code Division Multiple Access
DFT	Discrete Fourier Transfer.

EDGE	Enhanced Data rates pour une évolution globale
FBMC	Filtered Bank Multicarrier
FDM	Frequency Division Multiplexing
FDMA	Frequency Division Multiple Access
GFDM	Generalized Frequency Division Multiplexing
GPRS	General Packet Radio Service
GSM	Global System for Mobile Communications
HSPA +	Evolved High Speed Access Packet
ICI	Interference Cellular In networks
IoT	Internet of Things
ISI	Intersymbol Interference
LTE	Long Term Evolution
MIMO	Multiple-Input Multiple-Output
UFMC	Universal Filter Multicarrier
W-CDMA	Wideband Code Division Multiple Access
OFDMA	Orthogonal Frequency-Division Multiple Access
QoS	Quality of Service
SISO	Single-Input Single-Output
SPA	Solar Position algorithm
LTE-A	Long Term Evolution Advanced
TDM	Time Division Multiplexing
TDMA	Time Division Multiple Access
QAM	Quadrature Amplitude Modulation
SMS	Short Message Service
WiMax	Worldwide Interoperability for Microwave Access
TACS	Total Access Communication System
MIMO	Multiple Input Multiple Output

LISTE DES SYMBOLES ET DES UNITES

Variables utilisées

E_b/N_0	rapport entre énergie par bit et densité spectrale du bruit
f_c	fréquence porteuse
N	nombre de sous porteuses
T_g	durée de l'intervalle de garde
T_S	durée totale d'un symbole OFDM
T_u	durée utile d'un symbole OFDM
$S(t)$	Onde porteuse
$f_0 = \frac{\omega_0}{2\pi}$	la fréquence
φ_0	la phase
d_{min}	distance minimale en symbole
R	signal reçu
S	le signal transmis
N	le bruit
P_e	Probabilité d'erreur
T_b	Durée
b_i	données binaires
T_{OFDM}	durée de symboles
μ	la valeur moyenne du bruit
σ^2	la variance
$x_l[n]$	Symbole transmis dans le domaine temporel l-ème symbole (M-QAM ou M-PSK) transmis dans la kième sous-porteuse de symbole reçue dans le domaine temporel
$X_l[k]$	Symbole transmis dans le domaine temporel l-ème symbole (M-QAM ou M-PSK) transmis dans la kième sous-porteuse de symbole reçue dans le domaine temporel

$y_l[n]$	l -ième symbole (M-QAM ou M-PSK) reçu en k -th
$Y_l[k]$	l -ième symbole (M-QAM ou M-PSK) reçu sur la k -ième sous-porteuse Vecteur d'échantillonnage du filtre utilisé dans la transmission
D	Matrice de symboles (M-QAM ou M-PSK) en temps et en fréquence Matrice de suréchantillonnage temporel
X_D	Matrice de symboles (M-QAM ou M-PSK)
G_{T_x}	Matrice de coefficients du filtre circulaire utilisé dans la transmission
W	Matrice de coefficient IFFT
w^H	Matrice de coefficient FFT
X_G	Matrice de symboles (M-QAM ou M-PSK) filtrée dans le domaine temporel
X_W	Matrice de symboles (M-QAM ou M-PSK) en bande passante
A	Matrice de bloc de transmission de symboles GFDM Filtre adapté au domaine de fréquence
$S_n(f)$	Densité spectrale du bruit AWGN dans le domaine fréquentiel
$p(-f)$	Impulsion utilisée dans le filtre de transmission du domaine fréquentiel
$r(t)$	Filtre correspondant dans le domaine temporel
\bar{y}	Vecteur des symboles GFDM reçus dans le domaine temporel
s_N^M	Matrice de super-échantillonnage dans le temps
SNR	Signal-to-Noise Ratio
SINR	Signal-to-Interference-Plus-Noise Ratio
$SINR_m^{tot}$	SINR moyenne totale
P_i^c	Probabilité de coupure
EVM	<i>Error Vector Magnitude</i>
B_1^{mc}	Unités de bande passante
N_1^{mc}	Services
N_{PBR}	Nombre de blocs ressources
P_1^{max}	Puissance Maximale
ZFR	Recepteur Zero Forcing Receiver

RESUME

Ce travail de thèse a pour objectif d'étudier les performances du multiplexage par répartition de fréquence généralisée (GFDM) dans la 5G. Des modèles mathématiques basés sur les propriétés de la transformée de Fourier, de la chaîne de Markov et sur le calcul de covariance de matrice ont été proposés pour la 5G.

Il analyse également les performances des niveaux de puissance possible reçus en fonction du récepteur dans les canaux UHF 50 (Ultra High Frequency) et UHF 52. Les résultats obtenus montrent que le GFDM fonctionne mieux en termes d'interférences en considérant l'égalisation ZFR (Zero Forcing Receiver), en termes de BER et de probabilité de défaillance de la communication.

Pour mieux appréhender l'impact de la 5G, nous avons analysé et interprété les bases théoriques sur les MIMO massives explorant le principal comportement d'échelle de capacité que l'on peut atteindre des systèmes MIMO massifs dans les ENO (Espace Numérique Ouvert) par exemple c'est-à-dire la covariance entre les antennes de transmission (N_T) et les antennes de réception (N_R) en termes d'interférences.

Enfin, il est montré que le GFDM peut être considéré comme un candidat pour la prochaine génération de téléphonie 5G d'autant plus que son impact est important pour un pays en voie d'émergence puisqu'applicable à l'enseignement à distance comme dans le cas de l'Université Virtuelle du Sénégal (UVS). On peut aussi s'en servir dans le domaine de l'e-agriculture, de la télémédecine, du streaming (télévision numérique). L'avantage majeur de la 5G est la faible latence qui pourra être appliquée dans le pilotage des véhicules.

MOTS-CLES :

GFDM, 5G, Système MIMO, BER, Transformée de Fourier, Chaîne de Markov, UVS.

ABSTRACT

The purpose of the current thesis work is to study the performance of generalized frequency division multiplexing (GFDM) in 5G. Mathematical models based on the properties of the Fourier transform, the Markov chain and the matrix covariance calculation have been proposed for 5G.

This system allows the performance analysis of all possible receiver power levels obtained in the UHF 50 (Ultra High Frequency) and UHF 52 channels. The results obtained show that the GFDM performs better in terms of interference when considering the Zero Forcing Receiver (ZFR) equalization, in terms of BER and communication failure probability.

In order to better understand the impact of 5G, we analyzed and interpreted the theoretical bases on massive MIMOs exploring the main capacity of the capacity ladder that can be reached from the massive MIMO systems in ODS (Open Digital Spaces) for example, meaning the covariance between (N_T) and (N_R) in terms of interferences.

Finally, it has been shown that the GFDM can be considered as a candidate for the next 5G telephony generation, especially since its impact is significant for an emerging country knowing that it can be applied to distance learning, as in the case of the Université Virtuelle du Sénégal (UVS/Digital University of Senegal). It can also be used in e-agriculture, telemedicine, streaming (digital television). The major advantage of the 5G is the low latency that can be applied in vehicle driving.

Keywords

GFDM, 5G, MIMO System, BER, Fourier Transform, Markov Chain, UVS.

Introduction

L'adhésion massive de la société aux technologies sans fil a permis un développement significatif au cours de ces dernières années [1].

Les télécommunications modernes ont réellement commencé avec la deuxième génération de réseau mobile (2G), datant des années 1990 au sein duquel les téléphones cellulaires sont devenus numériques. Outre les appels vocaux, le transfert de signaux de données est devenu une réalité. Le SMS (Short Message Service) [2] a également été introduit. Ces modifications n'ont été possibles que grâce aux nouvelles technologies telles que le GSM (Système mondial de communication mobile), le CDMA2000 (Code Division Multiple Access 2000), l'EDGE (Débits de données améliorés pour une évolution globale) et le GPRS (Service général de radiocommunication par paquets). Ces deux dernières faisant partie d'une phase connue sous le nom de 2.5G [2].

Les protocoles d'accès sont les accès multiples par répartition dans le temps (TDMA), en GSM et en GPRS, pour lesquels les utilisateurs se partagent le canal sur le réseau CDMA (Code Division Multiple Access), dans lequel un code est attribué à chaque utilisateur lors de la communication [3], utilisé dans les autres technologies.

Dans les années 2000, suivant la spécification des IMT-2000 (International Mobile Telecommunications-2000) [2], la troisième étape de l'évolution de la téléphonie cellulaire, la 3G, a commencé. Les combinés ont commencé à prendre en charge le contenu multimédia et la vitesse d'itinérance sur un seul réseau sans fil a augmenté, passant de 384 Kbps à quelques Mbps. Il restait possible d'accéder à des réseaux 3G avec une fiabilité supérieure à celle entre les réseaux 1G et 2G. La qualité de service a été améliorée et les performances du système ont été à la hauteur des attentes. Ici, les protocoles d'accès conservent l'utilisation de la TDMA et ajoutent quelques variantes de la technologie CDMA, par exemple W-CDMA (Wideband CDMA). Plus tard, lorsque la technologie LTE (Long Term Evolution) est utilisée, OFDMA (accès multiple par répartition orthogonale de la fréquence) a été également utilisée [3].

Finalement, nous avons atteint la génération de téléphonie plus actuelle, utilisée vers 2010 [3]. Cette phase était appelée 4G et ses caractéristiques sont la prise en charge de l'itinérance mondiale dans plusieurs réseaux sans fil, l'interopérabilité du protocole Internet (IP) pour l'accès Internet mobile et la maintenance de l'accès aux systèmes 2G et 3G [3]. Les systèmes 4G ont amélioré la qualité de service par rapport à la 3G, mais n'ont pas encore répondu à toutes les attentes qui ont été exprimées quant à leur projet. Les réseaux 4G sont LTE (évolution à long terme), HSPA + (accès évolué à grande vitesse par paquets) et WiMax (interopérabilité mondiale pour l'accès par micro-ondes), et le protocole le plus couramment utilisé est l'OFDMA [3].

Comme on peut le constater, il y a eu une grande évolution des réseaux mobiles. Cependant, les progrès scientifiques ne s'arrêtent pas là. Nous parlons déjà de la cinquième génération de téléphonie (5G) [4] et le secteur des télécommunications, en collaboration avec des universités renommées du monde entier, étudie déjà les changements qui seront nécessaires pour cette nouvelle phase.

Ils sont utilisés dans différentes applications pour la prochaine génération et peuvent être mentionnés :

- **internet des objets (IoT - Internet of Things)** - Vista, application clé de la 5G, consiste en une connectivité massive entre des machines et, au cours des dernières décennies, des moyens de les utiliser. Il a été largement exploré. On parle, par exemple, dans la diffusion d'informations sur le trafic ou le contrôle de machines dans une industrie sans intervention humaine, uniquement via les dispositifs qui seraient interconnectés à un réseau [5] ;
- **différenciation des services et de la connectivité sans fil en gigabits / s** - Comme on peut le constater, l'utilisation des téléphones mobiles ne se limite plus aux appels vocaux et messagerie texte. On remarque un besoin de services nécessitant plus de bandes passantes que les vidéos en streaming ou plus sensibles à la latence, tels que les jeux en ligne. En plus de ceux-ci, il faut prendre en compte les applications cellulaires qui accèdent à Internet de façon sporadique, sans interaction humaine. Répondre à toutes ces demandes est un défi majeur pour les opérateurs, qui doivent trouver le moyen d'offrir des redevances d'usage plus élevées, estimées à 10 Gb / s [5] ;

- **internet tactile** : concerne différentes applications en temps réel et nécessite des niveaux de latence très faibles. Son inspiration provient des sens humains, dont les temps de réponse sont de l'ordre de 1ms. On pense appliquer cet outil à la sécurité des véhicules, à la santé et aux villes dites intelligentes [5]. La figure 1 décrit un scénario impliquant ces applications :

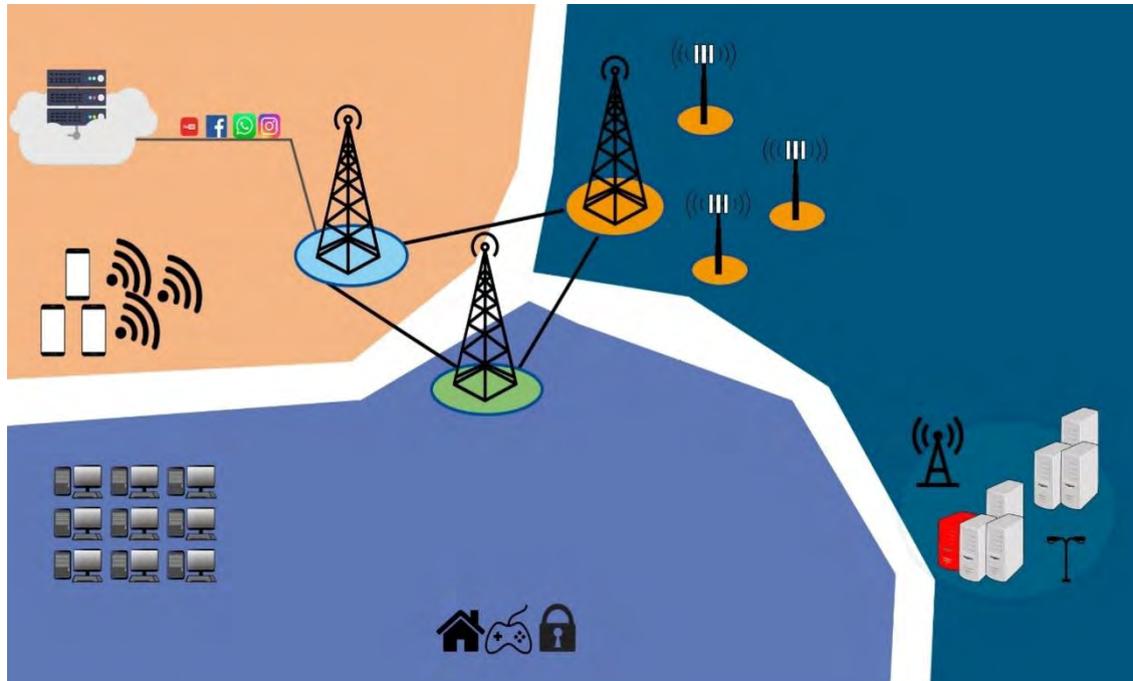


Figure 0.1 : Scénario d'applications 5G.

D'un point de vue technique, le plus grand défi consiste à offrir un service uniforme aux utilisateurs dans l'hypothèse d'un réseau hétérogène [5]. L'approche système actuelle, qui, comme on le voit, utilise OFDMA, nécessite du synchronisme et de l'orthogonalité, un obstacle majeur à l'architecture des services prédite pour l'avenir. Parmi les défis, on peut citer:

- **trafic sporadique** - Les appareils générant un trafic sporadique se réveillent parfois pour diffuser leurs messages et ne sont pas synchronisés avec ceux qui le font également. Ce type d'opération prend le problème connu sous le nom de dormance rapide. Il s'agit en fait d'une fonctionnalité utilisée par les fabricants de téléphones mobiles pour économiser la batterie en déconnectant bientôt l'appareil du réseau. Figure 1.1 - Scénario d'applications 5G [5] après réception des données. En conséquence, chaque fois que de nouvelles données sont reçues, la cellule doit être synchronisée avec

le réseau. Ce qui peut se produire plusieurs fois par jour, entraînant une croissance significative de la signalisation de contrôle, menaçant un encombrement du réseau [1] :

- **fragmentation spectrale** - Le spectre des fréquences est assez fragmenté, ce qui entraîne une pénurie de ressources. Afin de tirer parti de ce qui est disponible, les systèmes futurs emploieront une agrégation de porteuses, atteignant des débits plus élevés en joignant des bandes de fréquences non continues. Dans plusieurs régions du monde, de nouveaux espaces sont disponibles dans le spectre, notamment une utilisation opportuniste du spectre, ainsi que la recherche de techniques de détection d'espace libre pour l'attribution de signal instantanée, basées sur la radio cognitive [1] ;
- **restrictions d'applications en temps réel** - Les systèmes 4G fournissent des latences de 10 ms ou plus entre le terminal et la station de base. L'Internet tactile, en plus d'autres applications, telles que des sections de jeux en ligne, nécessite toutefois des niveaux beaucoup plus bas, proches du sens humain, permettant un maximum de 100 μ s [1].

De tout ce qui précède, la solution idéale consiste à atténuer les exigences strictes de synchronisation et d'orthogonalité des sous-porteuses OFDM. La flexibilité est souhaitée dans le temps et la fréquence et une des solutions possibles pour atteindre ces objectifs est de changer la forme d'onde utilisée dans la transmission. Parmi les candidats, on peut signaler le FBMC (groupe de filtres multi-opérateurs), UFMC (filtre universel multi-opérateurs) et GFDM (multiplexage par répartition en fréquence générale) - Multiplexage par répartition en fréquence). Au cours de la présente recherche doctorale, plusieurs articles scientifiques sur le GFDM ont été analysés. Ces articles montrent que cette forme d'onde est une option prometteuse à appliquer à la prochaine génération de téléphonie et nous avons donc choisi d'approfondir son étude dans ce présent travail de thèse.

Cadre d'étude

Au début des années 2000, les débits étaient suffisants pour développer de nouveaux services. Commence alors l'ère de l'Internet mobile et du Smartphone, celle que nous sommes en train de vivre [6].

Les technologies 3G et 4G visaient principalement l'internet mobile très haut débit alors que la 5G va continuer à adresser ce marché mais vise également à prendre en compte et favoriser les marchés verticaux tels l'Internet des Objets [6], avec plusieurs segments bien différents. Trois grandes catégories d'usages qui sont définies dans le IMT- 2020, permettront de la technologie 5G [7], à savoir le *mMTC – Massive Machine Type Communications* qui résume l'ensemble des communications entre une grande quantité d'objets avec des besoins de qualité de service variés, l'objectif de cette catégorie est de répondre à l'augmentation exponentielle de la densité d'objets connectés. Le *eMBB – Enhanced Mobile Broadband*, [8], c'est-à-dire la connexion en ultra haut débit en outdoor et en indoor avec uniformité de la qualité de service, même en bordure de cellule, et finalement le *uRLLC ou plutôt le Ultra reliable and Low Latency Communications*; ce sont des communications ultra-fiables pour les besoins critiques avec une très faible latence, pour une réactivité accrue [9]. Pour pallier aux différentes exigences du marché, plusieurs modulation et méthodes d'accès sont apparus. Pour pouvoir mettre en pratique ces différentes catégories, plusieurs indicateurs de performances sont en train d'être appliqués par l'UIT sur les différents types de formes d'ondes afin de pouvoir sortir avec une comparaison efficace entre ces nouvelles formes d'ondes – à savoir la PC- OFDM, UFMC, FMBC, GFDM... [1]- et enfin améliorer l'un des indicateurs clés de calcul des performances de la 5G.

Problématique

Le multiplexage par répartition orthogonale de la fréquence (OFDM) est une solution largement adoptée principalement en raison de sa robustesse face aux canaux à trajets multiples et de sa mise en œuvre facile basée sur des algorithmes de transformée de Fourier rapide (FFT). Mais les scénarios d'application prévus pour l'internet des objets, présentent des défis auxquels l'OFDM ne peut s'attaquer que de manière limitée. Les communications MTC et machine à

machine (M2M) nécessitent une faible consommation d'énergie, ce qui rend le processus de synchronisation strict nécessaire pour que l'orthogonalité entre sous-porteuses reste inabordable. Le faible temps de latence requis pour les applications Internet Tactile exige de courtes rafales de données, ce qui signifie que les signaux OFDM avec un préfixe cyclique (CP) par symbole présenteraient un seuil spectral bas prohibitif. La faible efficacité spectrale due à l'insertion de CP pose également un problème pour l'application WRAN, où la réponse impulsionnelle de canal typique a une durée de dixièmes de microsecondes. En outre, les émissions hors bande (OOB) d'OFDM constituent un défi pour l'accès au spectre opportuniste et dynamique. Tous ces défis ne font pas de l'OFDM la forme d'onde la plus prometteuse pour les réseaux de prochaine génération de téléphonie mobile 5G.

Objectifs de la thèse

L'objectif de cette thèse est d'étudier les performances du GFDM dans la 5G. La flexibilité est souhaitée dans le temps et une des solutions possibles pour atteindre ces objectifs est de changer la forme d'onde utilisée dans la transmission. Parmi les candidats, le FBMC (groupe de filtres multi-opérateurs), UFMC (filtre universel multi-opérateurs) et GFDM (multiplexage par répartition en fréquence généralisée). Au cours de la recherche et pour mener à bien ce travail, plusieurs articles scientifiques sur le GFDM ont fait l'objet d'une documentation. Ces articles montrent que cette forme d'onde est une option prometteuse à appliquer à la prochaine génération de téléphonie. Les outils qui nous ont permis d'étudier et d'analyser ces performances sont basés sur des modèles mathématiques.

Les contributions de la thèse

Les contributions de cette thèse sont basées sur les critères d'évaluation de l'étude des performances des réseaux mobiles appliquées à l'OFDM et au GFDM.

La première contribution de cette thèse porte sur l'analyse et l'étude des performances du Wi-Fi et du WiMAX sur les couches physiques OFDM. Cette proposition présente les différents paramètres choisis pour l'extension du 802.11a vers le 802.16e pour le système

OFDM ; ainsi qu'aux critères d'évaluation. Ces critères sont subdivisés en trois types. Dans le premier type, à savoir sa probabilité d'échec de la communication et les métriques SINR (Signal-to-Interférence-Noise Ratio). Dans le deuxième type, l'influence de la modulation sur le taux d'erreur par bit (BER) et l'influence de la modulation sur l'EVM. Dans le troisième type, nous avons vu l'influence du nombre de sous porteuses sur le BER et l'influence du nombre de sous porteuses sur l'EVM. Cette étude est décrite au chapitre 4, qui consiste en un document accepté pour publication dans le journal IEEE Wiley [115].

La deuxième contribution est basée sur un système hétérogène composé de réseau LTE et WIMAX, par exemple le cas de l'Université virtuelle du Sénégal a été proposé. Il s'agit d'étudier et d'analyser les performances du système en tenant compte du SINR, de la probabilité de blocage, des communications des utilisateurs et en tenant compte de la mobilité. Cette contribution est décrite au chapitre 4.5 qui consiste en un article publié dans IEEE International Conference on Communications Workshops (ICC Workshops) [116].

La troisième contribution présente également les performances des niveaux de puissance reçus possibles en fonction du récepteur des canaux UHF (Ultra High Frequency) dans le cas de la télévision numérique. Cette proposition présente aussi les performances de la solution existante (OFDM) et la solution proposée (GFDM). Les résultats ont montré que les performances du GFDM étaient meilleures que celle de l'OFDM. Cette contribution est décrite au chapitre 5 qui consiste en un article publié dans IEEE International Conference on Communications Workshops (ICC Workshops) [117].

La quatrième contribution vise à analyser et à optimiser les performances sur les limites fondamentales et le comportement des réseaux sans fil MIMO, ou le BS des Enos (Espace Numérique Ouvert) sont équipés d'un grand nombre d'éléments d'antennes. Les résultats obtenus ont permis d'interpréter et d'analyser les bases théoriques sur les MIMO massives explorant le principal comportement d'échelle de capacité que l'on peut atteindre des systèmes MIMO massifs dans les ENO c'est-à-dire la covariance entre les antennes de transmission (N_T) et les antennes de réception (N_R) dans des systèmes MIMO massifs étudiés dans les réseaux de la 5G utilisant un gaussien blanc additif (AWGN). Cette contribution est décrite au chapitre 5.9

sous la forme d'un article en cours de publication dans un Journal IEEE.

Liste des Publications

Journal International

- Papa Ndiaga Ba, Joel J. P. C. Rodrigues, Valery Korotaev, Jalal Al-Muhtadi, Samuel Ouya, Amadou Seidou Maiga, "Performance Evaluation of Wi-Fi and WiMAX over OFDM Physical Layer", in *International Journal of Communication Systems*, Wiley, ISSN (print): 1074-5351, ISSN (online): 1099-1131, DOI: 10.1002/dac.3871 (online; in press).
- Journal of Mathematics Research; Vol. 7, No. 3; 2015 ISSN 1916-9795 E-ISSN 1916-9809 Published by Canadian Center of Science and Education
Optimization of Heterogeneous Network Performances Based on the Signal Interferences Noise Ration (SINR)
- Journal IEEE **Performance Evaluation of Massive multiple-input multiple-output (MIMO) : The case of the virtuel University in Senegal 5 G Systems** (en cours)

Communications Internationales

- Papa Ndiaga BA, Samuel Ouya, Sidi Mohamed Farssi, AmadouSeidou Maiga, Abdourahmane Raimy, Joel J. P. C. Rodrigues, "Modeling of a LTE and WIMAX Mobile Networks SINR-based Heterogeneous System - The Case of the Virtual University of Senegal", *2017 IEEE International Conference on Communications Workshops* (IEEE ICC Workshops 2017), Paris, France, May 21-25, 2017, pp. 1293-1298.
- Papa N. Ba, Joel J. P. C. Rodrigues, Samuel Ouya, Amadou S. Maiga, Isaac Woungang, Sanjay K. Dhurandher, Shahid Mumtaz, "Performance Evaluation of LTE and 5G Modeling over OFDM and GFDM Physical Layers", *IEEE International Conference on Communications* (IEEE ICC 2018), Kansas City, MO, USA, May 20-24, 2018.

Enoncé de la thèse

Cette thèse est constituée de la présente intruduction, de quatre chapitres et d'une conclusion. Les deux premiers chapitres sont réservés à l'état d'art et les deux autres consituent nos contributions.

Le premier chapitre est consacré à l'étude des méthodes d'accès et de modulation qui sont candidates pour supporter la technologie 5G, à savoir les modulations OFDM, GFDM, CP-OFDM, FBMC et UFMC. Nous avons également discuté sur les différents types de filtres employés par ces techniques de modulation.

Dans le second chapitre, les applications de l'OFDM et du GFDM sont étudiés à travers le WiFi, le WiMAX et al 5G. Nous avons particulièrement discuté sur les différents paramètres choisis pour l'extension du 802.11a vers le 802.16e pour le système OFDM. Une présentation détaillée de la norme LTE et de la 5G sont également proposée dans ce chapitre. Nous avons dans un premier temps effectué une évaluation sur l'impact du MIMO sur les spectres LTE et 5G. Ensuite,

Le troisième chapitre regroupe nos premières contributions. Nous avons ainsi, dans un premier temps proposé une évaluation des performances du WiFi et du WiMAX en fonctions de plusieurs paramètres clefs tels que la probabilité de panne, le SINR et l'influence de la modulation sur l'EVM et sur le BER. Ensuite nous avons modélisé un réseau hétérogène constitué des technologies WIMAX et LTE pour le compte de l'Université Virtuelle du Sénégal (UVS). Le SNR et le BER sont les deux principaux critères employés pour la sélection d'interface radio. Enfin, une simulation est effectuée pour valider le modèle.

Le quatrième chapitre regroupe nos dernières contributions et consiste notamment à la proposition de schémas d'amélioration de l'OFDM et du GFDM pour la LTE et la 5G. Nous avons ensuite proposé des méthodes d'amélioration de la capacité réseau de l'UVS par le biais du massive MIMO appliqué au réseau 5G. Nous avons aussi étudié la robustesse de notre solution à travers l'évolution du SINR par rapport aux différentes interférences causées par les réseaux 2G et 3G.

Une conclusion générale et des perspectives bouclent ce travail de recherche.

1. Revue de la littérature sur l'OFDM et le GFDM

1.1. Introduction

Pour faire face à la demande croissante des usagers en termes de débit de couverture et de qualité de service, l'utilisation et le déploiement des réseaux mobiles sans fil deviennent une nécessité pour la communication et dans le contexte de la mobilité de services de l'utilisateur. Ces réseaux peuvent prendre en charge divers services parce qu'ils présentent des caractéristiques spécifiques. La mobilité de l'utilisateur est considérée par point de façon aléatoire (RWP), ce qui rend possible de suivre les mouvements individuels dans une zone urbaine donnée.

Certains auteurs [10], ont analysé la puissance du signal reçu et la bande passante disponible (TBNS) des réseaux hétérogènes d'autres [11,12] et [13], ont pris en compte les interférences dans les techniques de sélection sur la base du Signal de brouillage plus bruit Ratio (SINR), ce qui leur a permis d'améliorer la probabilité de perte de connexion pendant un transfert de donnée. Cependant, ces auteurs n'ont pas examiné les paramètres de blocage développés par l'auteur [14], qui a obtenu les meilleurs résultats.

Parmi les méthodes de transmission sauvegarde et partage de bande passante, la meilleure technique de sélection de réseau a été choisie. Cette technique est basée sur la SINR et taux d'erreur binaire (BER) dont les paramètres de sélection sont les probabilités de blocage et la perte de connexion.

Pour tous les paramètres examinés par les auteurs mentionnés ci-dessus, à cette étude s'ajoute le nombre d'utilisateurs des unités de largeur de bande occupée, le BER, qui est un paramètre utile dans le choix du meilleur réseau.

D'après les auteurs [15] et [16], la recherche de solutions techniques innovantes est peu coûteuse pour l'allocation de ressources entre utilisateurs avec une qualité de service optimale. A titre d'exemple, l'émergence d'un réseau cognitif et autonome pour les futures générations

de réseaux mobiles semble être une solution les plus prometteuses pour gérer la volumétrie exponentielle de données à transiter sur le réseau, et par la même, réduire les coûts en gérant de façon optimale le spectre dédié à la téléphonie mobile en 2G/3G et 4G. Un système cognitif et intelligent aura la capacité de choisir le réseau d'accès le plus adapté, selon des critères de puissance (proximité de la station de base), de débit (bande, modulation, rendement, etc..), de latence de non saturation de la station de base et d'interférences minimales.

Dans les années 1950, les systèmes parallèles ont fait l'objet de plusieurs études. La plupart des propositions nécessitait l'utilisation de plusieurs modulations en même temps à des fréquences différentes. Comme la technologie existante ne pourrait pas minimiser la complexité de ces systèmes, presque toutes les recherches pour ce type de transmission ont été abandonnées au profit de systèmes plus simples de série. Depuis le début des années 1980, des systèmes parallèles ont été utilisés dans différentes applications. Par exemple, sur l'évolution du signal numérique de techniques de traitement, les progrès récents dans les circuits électroniques et les technologies de haute densité d'intégration d'après les auteurs [17] et [18],

Plusieurs techniques et technologies sont utilisées pour atteindre un débit élevé. Un exemple de ces techniques est la soi-disante orthogonale fréquence Division Multiplexing (OFDM) Multi-Carrier modulation [19,20] et [21]. Comme toutes les autres techniques, la modulation MULTIPORTEUSE a des avantages et des inconvénients. Un avantage est la robustesse du signal, associé au canal multivoie selon la décoloration et la taille optimale de spectrale [22].

Afin de lutter contre les interférences, qui constituent un véritable problème pour les réseaux existants, OFDM a été déployée dans les réseaux locaux utilisant le 802.11a norme [23]. En effet, la norme IEEE 802.11a a connu plusieurs évolutions mais tarde à gagner en popularité. Appelée 5 Wi-Fi, elle utilise 52 sous porteuses et présente une vitesse maximale théorique de 54 Mbit/s en utilisant une bande de fréquence de 5 GHz. initialement destiné à desservir les zones à plus haut débit possibles, cette norme est de plus en plus orientée vers la mobilité, en particulier, vers la norme IEEE 802.16e, connu sous le nom de la norme WiMAX. En fait, une amélioration de la 802.16e est l'utilisation de 256 porteurs d'un débit de 70 Mbit/s sur une bande de fréquences de 6 GHz. Certains

résultats des auteurs obtenus dans cette orientation montrent que le calibrage correct d'un système OFDM, démontrant la possibilité d'étendre le 802.11a vers le 802.16e et précédant d'un temps de symbole OFDM. Durant cette période, il y a un certain nombre de sous-porteuses transmises simultanément. Supposons que ce nombre est $N = 256$, chacune de ces sous-porteuses va être modulé, par exemple, à 16-Quadrature Amplitude Modulation (QAM). Ainsi, chaque sous-porteuse peut transporter un symbole OFDM représentant, en l'occurrence, $R = 4$ bits (c.-à-d., 256). Ainsi, le nombre total de bits transmis au cours de la durée est $R \times N = 4 \times 256 = 1,024$ bits.

L'utilisation des smartphones a augmenté considérablement ces dernières années. Cette croissance pousse les opérateurs de téléphonie mobile à offrir de nouveaux services, comme le débit de données élevé avec une plus grande couverture réseau pour rester leaders du marché [24]. Ces changements ouvrent la porte à de nouvelles applications de la téléphonie mobile. L'un d'eux est l'Internet des objets (IoT) [25], qui est considéré comme une tendance forte pour la prochaine génération Internet et appuiera également la communication entre les machines (machines) [26] [27]. IoT permettra également d'augmenter la demande, qui ne peut être réalisée que si des adaptations sont effectuées dans les systèmes actuellement utilisés. Parmi les adaptations nécessaires, il y a la mobilité accrue, l'augmentation exponentielle des données devant être transmises par l'intermédiaire du réseau, le contrôle des temps de latence et l'efficacité énergétique.

Les normes actuelles de téléphonie LTE utilisent orthogonale fréquence division multiplexing (OFDM) [28, 29, 30]. C'est un système très novateur sous certains aspects, en mettant l'accent sur la complexité de la mise en œuvre relativement faible de son émetteur-récepteur [31,32]. Toutefois, les autres caractéristiques sont de sérieux obstacles aux innovations attendues. Avec les fortes émissions hors-bande, il est difficile d'utiliser le signal dans les espaces libres du spectre des fréquences.

Cela pourrait entraîner des interférences dans les réseaux voisins, ce qui n'est pas souhaitable [33, 26, 34, 35]. En outre, l'orthogonalité entre les sous-porteuses exige un haut niveau de la synchronisation de composants de système, ce qui rend le système sensible aux variations de fréquence. Toutefois, les signaux obtenus ont des fluctuations d'enveloppe très élevée, mesurées par le critère de ratio (PAPR) pointe à moyenne puissance, qui dégradent le

bilan énergétique, principalement nuisible à l'étape d'amplification [26]. En effet, la plupart de la puissance d'un émetteur est à l'amplificateur de la transmission.

Les auteurs de [26, 36] présente une technique de transmission MULTIPORTEUSE, parmi les différents types de modulation considérée pour 5G, qui est plus apte à l'exploitation de la radio cognitive (CR) parce qu'il réduit les émissions hors-bande et permet le contrôle du PAPR. Cette technique, appelée multiplexage en fréquence généralisée (GFDM), peut être vu comme une généralisation de l'OFDM. La principale différence entre la technologie et OFDM est que GFDM transmet des symboles de données MK par image à l'aide de créneaux horaires M avec des transporteurs de void K , où chaque symbole de données est représenté par une forme de pouls $g(t)$. OFDM transmet K symboles de données à l'aide d'un créneau horaire sous-porteur K , où chaque symbole est représenté par une forme rectangulaire. Cela signifie que GFDM peut modeler la forme du spectre en choisissant la forme $g(t)$ impulsions appropriées. Par ailleurs, l'espacement de fréquence entre les sous-porteuses est plus flexible en GFDM qu'en OFDM, et l'émission réduite d'out-of-band en technologie permet une plus grande flexibilité pour la fragmentation du spectre [28].

La norme LTE a été conçue avec MIMO comme objectif pour augmenter la capacité. Cette norme a adopté diverses technologies MIMO. Dans la version LTE 8 la transmission dowlink prend en charge jusqu'à quatre antennes de la station de base. Pour les transmissions de liaison montante, une seule antenne est prise en charge pour la transmission par l'utilisateur. Il existe une option pour effectuer la communication d'antenne allant jusqu'à deux antennes d'émission MIMO multi-utilisateur, également pris en charge dans la liaison montante. D'après les auteurs [37] [38] et [39] massive MIMO a attiré une attention significative à la fois auprès des communautés académiques et industrielles.

Les auteurs [40], [41] et [42] et [43] présentent la conception linéaire du récepteur d'émetteur MIMO dans le contexte Multi-utilisateur qui implique une allocation de ressources.

Comme indiquée par les auteurs [44] [45] et [46] la principale exigence de la 5G est de supporter 1000 fois plus grande la capacité par zone par rapport à la technologie LTE actuelle, mais avec un coût similaire et la dissipation d'énergie par zone de couverture. Dans les systèmes cellulaires d'aujourd'hui, le facteur qui contribue conjointement à la capacité du système est d'augmenter l'efficacité spectrale en un nombre plus grand de station de base par

zone. Comme cette efficacité spectrale accrue par cellule, les systèmes MIMO massifs ou multiples entrée sont considérés essentiels pour contribuer au dernier facteur stocké car ils permettent de fournir une efficacité spectrale substantiellement accrue par cellule.

D'après les auteurs [47] et [48], un système MIMO massif est généralement défini comme un système qui utilise un grand nombre 100 ou plus d'éléments d'antenne individuellement contrôlables au moins d'un côté d'une liaison de communication sans fil.

Les auteurs [49], [50], [51], [52] et [53], MIMO massif est une technologie qui peut augmenter considérablement l'efficacité spectrale. MIMO massif, initialement conçu dans [54] et [55], qui consiste à utiliser un grand nombre d'antennes à la station de base (BS) pour servir simultanément plusieurs équipements.

La méthode [56] définit des groupes avec une seule antenne chacun, alors qu'une calibration complète d'Avalanche [57] équivaut à partitionner le réseau d'antennes en groupes avec max $[1, i-1]$ éléments ou i est l'indice du groupe d'antennes.

D'après les auteurs [58], les réseaux cellulaires sont avant tout limités par l'interférence intracellulaire et en particulier, l'interférence entre les cellules. Cette situation va également s'aggraver du fait que les réseaux cellulaires modernes devront servir une multitude d'utilisateurs en s'appuyant sur les mêmes ressources pour obtenir une plus grande efficacité spectrale.

1.2. Les Techniques de Modulation de la 5G

Le réseau 5G doit supporter différentes familles d'application, et donc un grand débit et une grande efficacité spectrale. Pour ce faire de nouvelles méthodes d'accès et modulation sont nécessaires.

Un certain nombre de schémas de modulation candidats ont été rapportés en tant que schémas potentiels de modulation pour la 5G, dans cette présentation nous sélectionnons 4 schémas de modulation représentatifs qui ont suscité un grand intérêt dans la 5G, en raison de leurs avantages respectifs significatifs [69].

L'un des aspects qui intéressent les chercheurs est la latence beaucoup plus courte, nécessaire pour développer les nouveaux services et applications telles que la conduite autonome qui exige un délai de latence ultra-court et une liaison de communication très robuste. Une autre approche est de transformer le préfixe cyclique en option et d'utiliser des durées de symbole plus courtes. Tout ceci a conduit à plusieurs formes d'onde candidates, telles que :

- Multiplexage par division en fréquences orthogonales **OFDM**, Orthogonal Frequency Division Multiplexing ;
- Multiplexage par répartition en fréquence généralisée **GFDM**, Generalized Frequency Division Multiplex ;
- **FBMC** (Filter Bank Multicarrier) ;
- Multi porteuse filtrée universelle (**UFMC**, Universal Filtered Multicarrier) ;
- **PC-OFDM**.

1.2.1. Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM)

Dans ce chapitre, nous nous intéressons à une technique de modulation multi-porteuse particulière, qui est le multiplexage par division en fréquences orthogonales (OFDM). Cette technique divise une large bande de fréquence en plusieurs sous-bandes ou sous-porteuses, et l'orthogonalité qui la caractérise autorise un certain recouvrement spectral entre les sous-porteuses, ce qui augmente l'efficacité spectrale du système. La division de la bande passante en N sous-bandes implique que la transmittance de chaque sous-bande est presque plate (pourvu que N soit suffisamment grand), ce qui explique la robustesse de cette technique de modulation en présence des canaux sélectifs en fréquence. Nous résumons les différentes étapes d'une transmission OFDM par le schéma bloc de la figure 1.1, avec CP qui indique le préfixe cyclique, et S/P et P/S qui représentent les conversions série-parallèle et parallèle-série, respectivement. Cependant, la technique OFDM présente le désavantage d'avoir une grande sensibilité aux décalages (offsets) fréquentiels ainsi que la présence des pics de puissance (PAPR) dans le signal transmis [60].

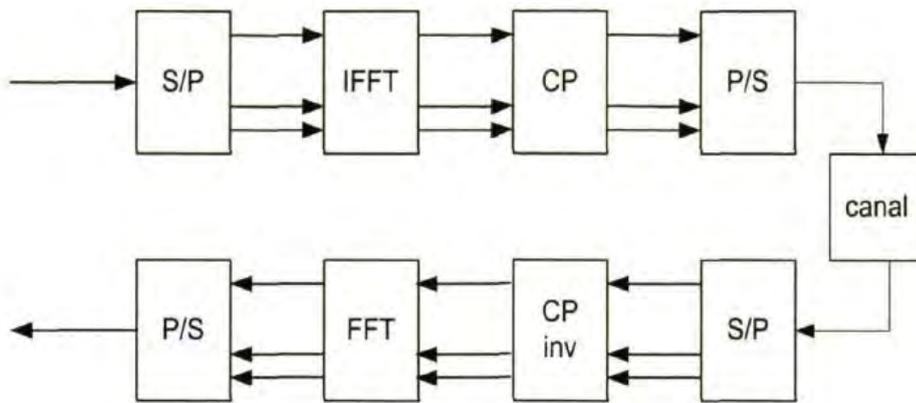


Figure 1.1 : Les blocs d'un système OFDM.

1.2.1.1. Principe de la modulation multi-porteur

L'idée de base de la modulation OFDM est de paralléliser la transmission des symboles afin d'utiliser le plus efficacement possible la largeur de bande disponible (figure 1.2). La bande totale disponible est divisée en N sous-porteuses (ou sous-canaux) uniformes et orthogonales. Les symboles de la constellation sont insérés dans chaque sous-porteuse. La trame OFDM fréquentielle est constituée de ces N sous-porteuses, après modulation par un banc de filtres orthogonaux pour obtenir une trame OFDM temporelle. La durée d'un symbole OFDM est $T = NT_s$ ou T_s est la durée d'un symbole sur une sous-porteuse. La modulation OFDM fait déjà partie de plusieurs normes de communications comme la norme IEEE 802.11a et la norme 802.11e (intitulé WIMAX) qui font l'objet de notre étude, pour les réseaux locaux sans fil. Aussi on trouve la modulation OFDM dans les standards européens de radiodiffusions (DAB, Digital Audio Broadcasting) et de télédiffusion (DAB-T, Digital Video Broadcasting - Terrestrial) et le standard HiperLAN 2[61].

La bande spectrale B allouée à la transmission est partagée entre les différentes sous-porteuses, et ainsi chaque sous-porteuse peut occuper une bande de fréquence inférieure à la bande de cohérence du canal B_c . Néanmoins, la condition d'orthogonalité n'est plus maintenue à l'entrée du récepteur, en raison de l'interférence entre symboles (IES) et de l'interférence entre porteuses (IEP), résultant des trajets multiples du canal de transmission. L'implémentation d'un intervalle de garde entre chaque symbole OFDM.

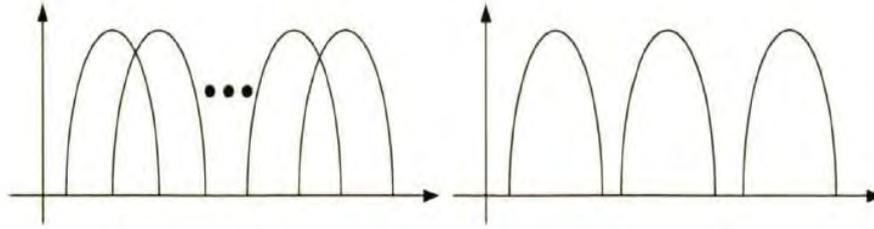


Figure 1.2 : Spectre OFDM et spectre FDM

Transmis résout ce problème avec une petite perte d'énergie de transmission [62], [63]. L'OFDM permet la simplification au maximum de l'égalisation au récepteur, contrairement à un système en série dont l'égalisation devient rapidement très complexe. Par conséquent, la modulation OFDM est un bon candidat pour les transmissions à haut débit binaire, car l'égalisation est très simple et les coûts complexité d'implantation sont réduits.

1.2.1.2. La chaîne de transmission OFDM

Le synoptique de la figure 2.3 illustre les différents modules qui composent la chaîne de transmission OFDM. Le modulateur QAM transforme les données binaires b_i , de durée T_b , en symboles complexes X_k de durée $T_q = \log_2 M T_b$, où M est la taille de la constellation de la modulation QAM utilisée. Le convertisseur série-parallèle dispose les symboles X_k en groupes (trames) de N symboles, la durée d'une trame T_u est N fois plus grande que la durée d'un symbole en série T_q . Par conséquent, l'effet de canal devient moins nuisible. En appliquant ensuite une transformée de Fourier inverse, on obtient la trame (symbole) OFDM. L'IFFT est utilisée afin de transformer le spectre du signal OFDM au domaine temporel pour la transmission à travers le canal. Un préfixe cyclique de durée T_g copie les N_g derniers symboles de la trame OFDM, et les ajoute ensuite au début de la trame. Après conversion parallèle-série, on obtient enfin le symbole OFDM, qui contient $N_a = N + N_g$ symboles de durée totale. $T_a = T_u + T_g$ que l'on transmet à travers un canal, que nous ne modélisons pas un canal à évanouissements de Rayleigh. À la réception, les opérations inverses sont réalisées, commençant par la suppression du préfixe cyclique, la décomposition spectrale des échantillons reçus calculée en utilisant l'algorithme FFT, et enfin la démodulation pour retrouver les données binaires transmises. On note que dans cette figure, on n'a pas mentionné les blocs de

codage et d'entrelacement en émetteur ainsi que le décodeur et le désentrelaceur au récepteur [64].

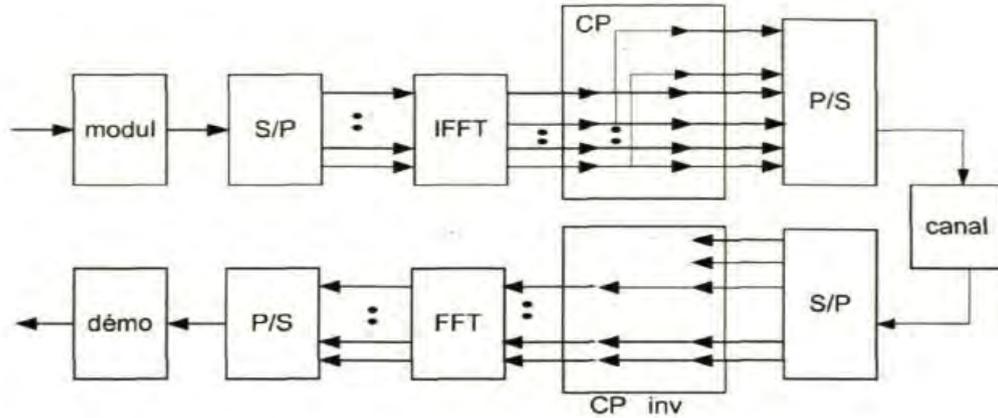


Figure 1.3 : Schéma de fonctionnement de l'OFDM.

1.2.1.3. La transformée de Fourier discrète

Une des difficultés rencontrées par les chercheurs pour l'implantation des systèmes parallèles, est la réalisation du modulateur et du démodulateur qui nécessite un circuit complexe. Mais dans les années 70, Elbert et Weinstein [65] ont conçu un système parallèle utilisant la transformée de Fourier discrète. Cette méthode a éliminé la complexité du système OFDM pour les processus de modulation et de démodulation.

Dans les systèmes numériques, la forme traditionnelle de la transformée de Fourier est remplacée par la transformée de Fourier discrète (DFT). La DFT d'un signal $x(n)$ est définie comme suit :

$$X[k] = \sum_{n=0}^{N-1} x[n] e^{-\frac{j2\pi kn}{N}}, \quad 1 \leq k \leq N \quad (1)$$

et son inverse associé, l>IDFT, est dénoté par :

$$X[n] = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} x[k] e^{-\frac{j2\pi kn}{N}}, \quad 1 \leq n \leq N \quad (2)$$

Où N représente la taille de la DFT/IDFT.

La matrice de la DFT est composée d'exponentielles complexes. Elle est définie comme suit :

$$F_N = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & \dots & 1 \\ 1 & e^{-j2\pi/N} & e^{-j2\pi2/N} & \dots & e^{-j2\pi(N-1)/N} \\ 1 & e^{-j2\pi2/N} & e^{-j2\pi4/N} & \dots & e^{-j2\pi2(N-1)/N} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & e^{-j2\pi(N-1)/N} & e^{-j2\pi2(N-1)/N} & \dots & e^{-j2\pi(N-1)(N-1)/N} \end{bmatrix} \quad (3)$$

Cependant, pour les systèmes OFDM, une autre forme de la DFT est utilisée, appelée la transformée de Fourier rapide (FFT), qui est un algorithme de DFT développé en 1965. Cette transformée rapide réduit considérablement le temps de calcul.

1.2.1.4. L'orthogonalité

Le spectre de chaque sous-porteuse correspond à un sinus cardinal ($\sin(x)/x$). La figure 1.4 représente le spectre d'un système OFDM composé de plusieurs sous-porteuses. La différence fondamentale entre les différentes techniques classiques de modulation multi-porteuses et l'OFDM est que cette dernière autorise un recouvrement spectral entre ces sous-porteuses, ce qui permet d'augmenter sensiblement leur nombre, puisque lorsqu'une sous-porteuse particulière atteint l'amplitude maximale, les sous-porteuses restantes sont à zéro.

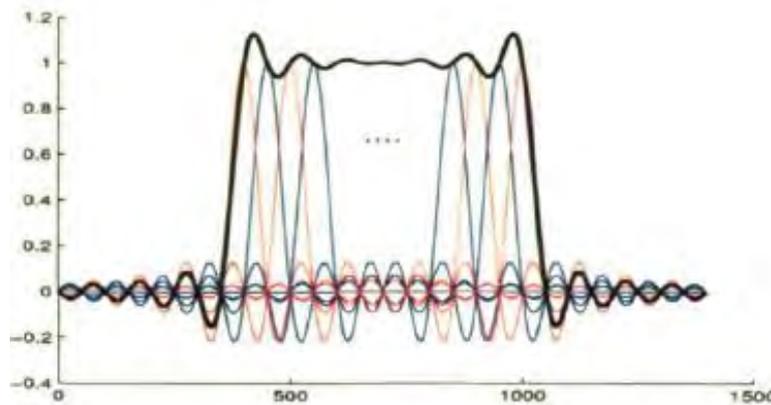


Figure 1.4 : Spectre du signal OFDM.

Un signal OFDM peut s'écrire sous la forme :

$$X_n(n) = \sum_{k=0}^{N-1} X_{n,ke}^{j2\pi f_k t} \quad (4)$$

où les éléments $X_{n,k}$, sont les symboles à émettre à l'instant n sur la k ème sous-porteuse, $f_k = f_0 + k\Delta f$ avec f_0 représentant la fréquence de la sous-porteuse originale et f_k la fréquence de la sous-porteuse d'indice k , Δf représente l'écart fréquentiel entre deux sous-porteuses voisines et N indique le nombre de sous-porteuses. De plus, pour respecter la condition d'orthogonalité sur la durée du symbole, les fréquences des sous porteuses doivent être des multiples entiers de la fréquence fondamentale.

1.2.1.5. L'interférence entre symboles (IES)

Les signaux OFDM sont transmis à des intervalles égaux, et ils doivent parcourir un certain trajet pour atteindre le récepteur. Dans le cas d'un canal multi-trajets, un symbole transmis prend différents retards pour arriver au récepteur à cause des différents chemins de propagation, ce qui cause des étalements temporels. La prolongation de la durée des symboles fait chevaucher les symboles entre eux, ce qui donne naissance à l'interférence entre symboles (IES) [66].

1.2.1.6. L'interférence entre porteuses (IEP)

L'orthogonalité dans un système OFDM signifie qu'au maximum de chaque spectre d'une sous-porteuse, tous les spectres des autres sous-porteuses sont nuls [67], et les spectres des sous-porteuses se recouvrent mais demeurent orthogonaux entre eux. L'interférence entre porteuses (IEP) est causée par la perte de l'orthogonalité et donc par la présence des symboles de données d'une sous-porteuse sur les sous-porteuses adjacentes.

1.2.1.7. L'intervalle de garde

Dans le but d'éviter l'utilisation d'égalisateurs de canaux et d'éviter la présence des interférences, il suffit d'ajouter un intervalle de garde entre deux symboles OFDM transmis successivement. Pour que cet intervalle de garde soit efficace, sa durée doit être au moins égale à la durée de l'étalement des retards non négligeable du canal. Ainsi, les derniers échos du premier symbole OFDM auront lieu durant cet intervalle, et le symbole OFDM suivant ne sera

plus perturbé tel que nous montre la figure 2.5. Généralement l'intervalle de garde évite l'IES et il conserve l'orthogonalité des sous porteuses seulement dans le cas où il est composé selon des derniers symboles de la trame OFDM [68]. Dans ce cas, l'intervalle est appelé préfixe cyclique. Par conséquent, l'égalisation au récepteur devient très simple. À partir de la figure 1.5, la relation entre la durée de symbole, la durée utile et l'intervalle de garde de l'équation (5).

$$T_s = T_u + T_g \quad (5)$$

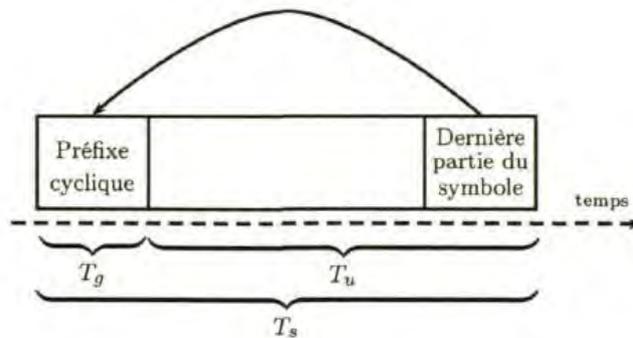


Figure 1.5 : Intervalle de garde pour un système OFDM.

Éviter l'IES et minimiser l'utilisation d'égalisation a un prix. Ce prix est l'exigence de transmettre plus d'énergie, puisque on doit envoyer N_s symbole au lieu de N . Mais il suffit de rendre la durée de symbole T_u beaucoup plus longue que la durée du préfixe cyclique T_g pour minimiser l'ajout d'énergie pour la transmission.

1.2.2. Generalized Frequency Division Multiplexing (GFDM)

Comme on l'a vu, les normes de téléphonie les plus actuelles (3G et 4G) utilisent l'OFDM, sujet d'étude précédemment. Il s'agit d'un système très avantageux à certains égards, soulignant la complexité relativement faible de la mise en œuvre de son émetteur-récepteur. Cependant, d'autres de ses caractéristiques constituent un obstacle sérieux aux innovations attendues pour les prochaines générations.

Premièrement, le rayonnement élevé hors bande rend difficile l'attribution du signal dans les espaces libres du spectre de fréquences. Cela pourrait entraîner des interférences dans les systèmes voisins, ce qui est tout à fait indésirable. De plus, l'orthogonalité entre les sous-porteuses nécessite une synchronisation élevée, ce qui rend le système sensible aux variations de fréquence. En OFDM, il n'y a qu'un seul créneau horaire. À chaque nouvelle fente, un préfixe est ajouté, ce qui entraîne un gaspillage important [70] (voir Figure 1.6).

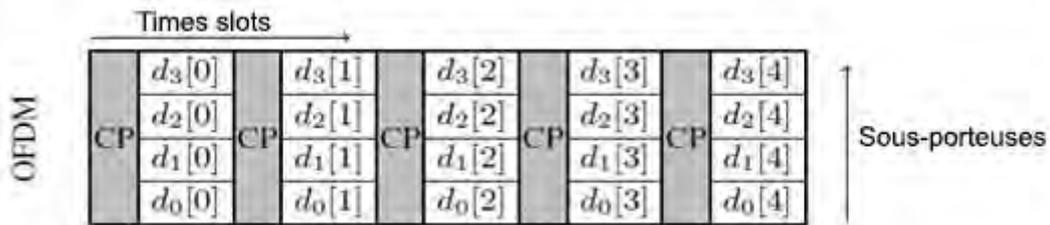


Figure 1.6 : Approche étant donnée l'utilisation du préfixe cyclique.

Pour résoudre de tels problèmes, des formes d'onde alternatives sont recherchées, l'idée principale étant d'utiliser des filtres pour résoudre le problème de la dispersion le long du spectre.

La forme d'onde choisie pour être analysée dans ce travail, comme on le sait, est GFDM. Dans ce cas, chaque sous-porteuse individuelle est formatée sur l'impulsion, ce qui permet l'utilisation d'impulsions différentes pour chacune d'elles. En raison de cette approche, on s'attend à des interférences entre Inter Carrier Interference (ICI) et inter-symbol Interference (ISI), ce qui rendra les exigences de synchronisation dans OFDM plus flexibles.

1.2.2.1. La chaîne de transmission GFDM

Le GFDM est basé sur la modulation de l'indépendance par blocs. Chaque bloc étant constitué d'un certain nombre de sous-porteuses et de sous-symboles d'après la figure 1.7.

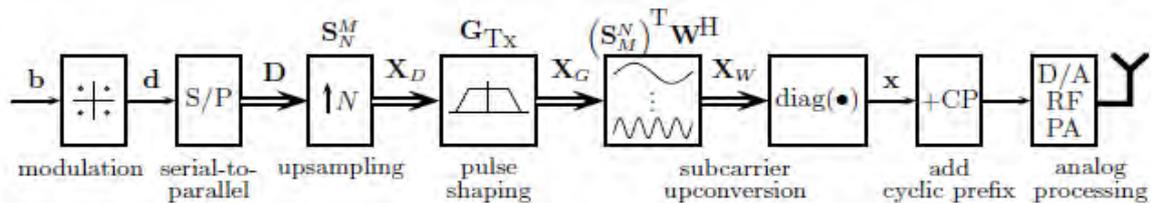


Figure 1.7 : Chaîne de transmission GFDM.

1.2.2.2. Emetteur Generalized Frequency Division Multiplexing (GFDM)

Dans cette section, les caractéristiques attendues du système de transmission à utiliser dans la prochaine génération de téléphonie ont été mentionnées. Pour les atteindre, GFDM répondra aux exigences suivantes :

- Faible rayonnement hors bande ;
- Égalisation à faible complexité ;
- Bande passante flexible ;
- Mise en œuvre numérique.

Le faible rayonnement est assuré par l'ajout de filtres de formatage d'impulsions aux sous-porteuses du signal. Ces filtres sont implémentés numériquement, ce qui, avec l'algorithme FFT, permet l'implémentation numérique du signal.

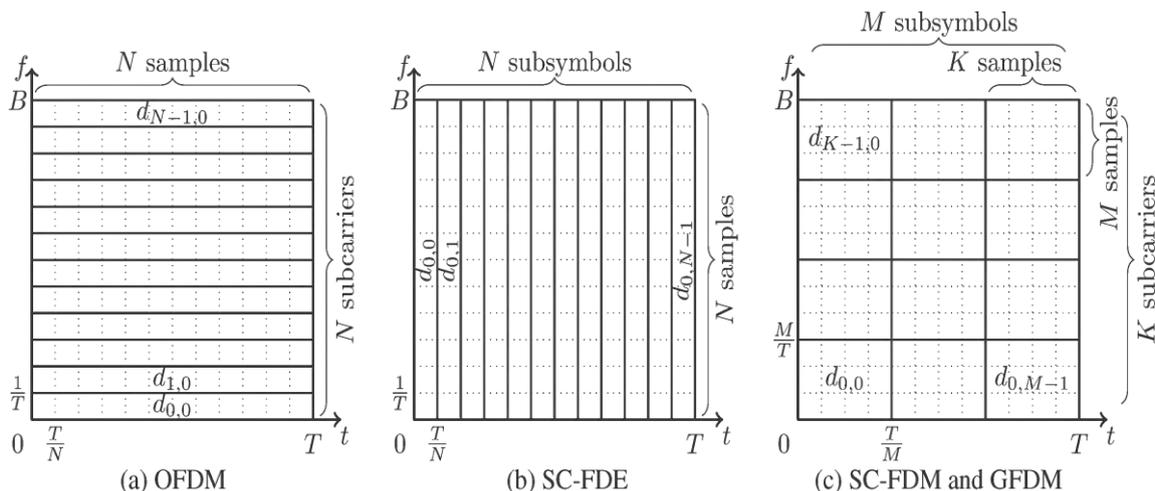


Figure 1.8 : Partitionnement des données en fonction du temps et de la fréquence.

Suivant Fig. 1.8 ci-dessus, le partitionnement du temps et de la fréquence, où les données occupent différentes ressources en fonction du schéma choisi. (a) avec $K = N$ sous-porteuses et $M = 1$ sous-symboles, (b) avec $K = 1$ sous-porteuses et $M = N$ sous-symboles et (c) avec $K = 4$, $M = 3$ et $N = 12$. (a) OFDM ; (B) SC-FDE ; (c) SC-FDM et GFDM.

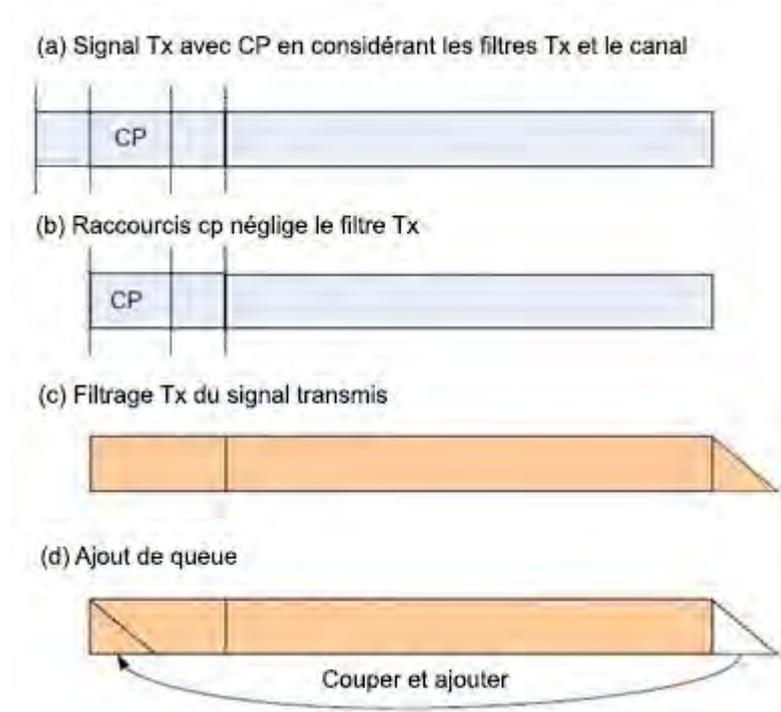


Figure 1.9 : Technique de caudophagie.

Bien que avantageux pour réduire la largeur de bande du signal transmis, les filtres de formatage d'impulsions conduisent à une extension de domaine temporel. Cette extension est visible à la figure 1.9.a. Les échantillons supplémentaires qui apparaissent à côté du préfixe cyclique (CP) ne portent pas d'information, ce qui représente un gaspillage d'énergie. Les mépriser représenterait alors une grande économie, comme le montre la figure 1.9.b.

Il existe une technique permettant de prendre en compte ces échantillons issus du processus de filtrage, appelée "queue de queue", et présentée à la figure 1.9.d. Cette fonction consiste à insérer les symboles supplémentaires (illustrés à la figure 1.9.c) dans la plage du préfixe cyclique. Avec l'insertion de préfixe cyclique, le couplage en queue simule une convolution cyclique, en maintenant la possibilité d'égaliser une prise dans le domaine

fréquentiel. Il convient de noter qu'outre les économies d'énergie, la technique décrite ici fixe le préfixe cyclique, ce qui représente une réduction de la complexité de la mise en œuvre.

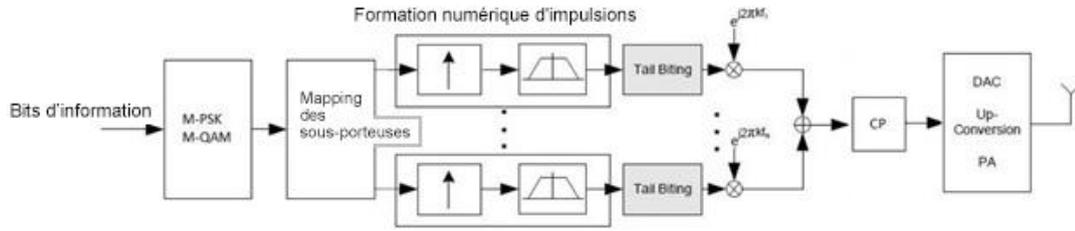


Figure 1.10 : Emetteur GFDM.

1.2.2.3. La transformée de Fourier discrète

Les Figures 1.7 et 1.10 montrent une séquence de bits d'information $x(t)$ codés et mappés en symboles QAM. Le flux dans le n -ième sous-porteuse sera représenté par :

$$y_l'[n] = x_l'[n] * h_l'[n] + n_l'[n] \quad (5)$$

Avec $n_l'[n]$ le bruit blanc gaussien et $h_l'[n]$ l'effet du canal AWGN utilisé pour transmettre le signal.

$y_l'[n]$ est ensuite convertie en sa forme parallèle et les trains de bits résultants sont décalés vers fréquences d'origine, ce qui consiste à multiplier par des exponentielles complexes, ce qui donne l'équation suivante :

$$Y_l'[k] = y_l'[n] e^{-j2\pi l' f k}$$

Ensuite l'étape suivante consiste à filtrer les flux individuellement ce qui conduit à l'expression (7) suivante :

$$Z[k, l'] = Y_l'[k] * g_{Rx}[k, l'] \quad (6)$$

Après filtrage, le signal est sous échantillonné ce qui entraîne $Z[k, l]$ le signal qui sera égalisé sans le domaine fréquentielle et qui donne l'expression suivante :

$$\hat{x}[n] = IFFT \left\{ FFT \left\{ \frac{Z[k, l]}{H_l[k]} \right\} \right\} \quad (7)$$

En possession de symboles égalisés $\hat{x}_l[n]$ ou la conversion de bit symbole est effectuée

1.2.2.4. Mise en œuvre du système GFDM

La mise en œuvre des équations du système GFDM telle que l'on a décrite dans le chapitre précédent répond considérablement au schéma de mise en œuvre décrit dans la sous-section suivante (figure 1.11) :

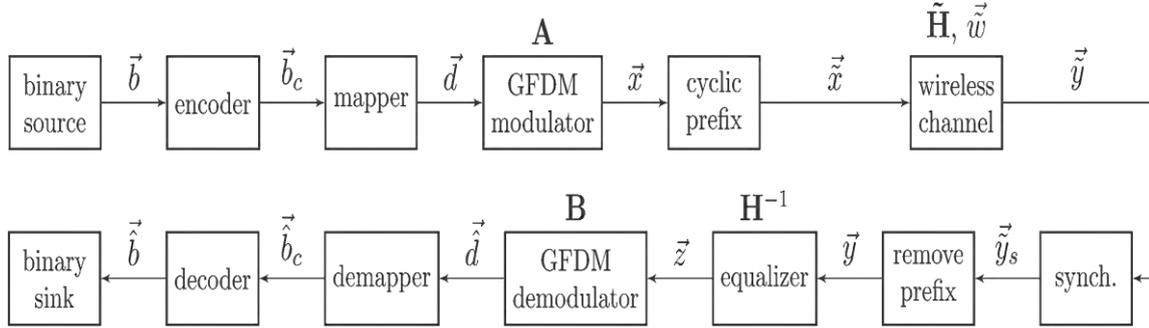


Figure 1.11 : Block diagram of the transceiver.

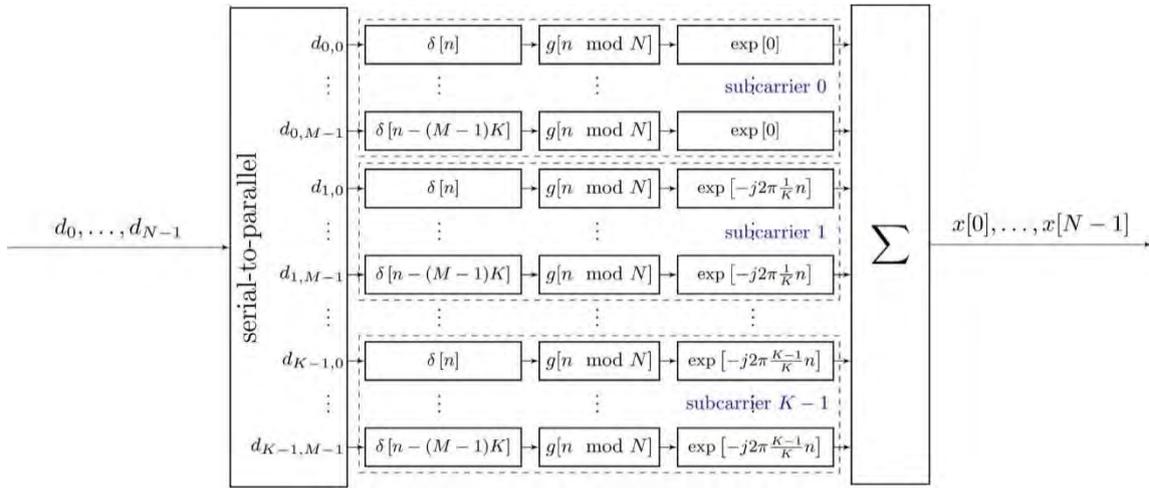


Figure 1.12 : Details of the GFDM modulateur.

Après ce processus (figure 1.12), d est transformé en matrice :

$$D = \{d_{m,k}\}_{M \times K} \quad (8)$$

La m -ème ligne de D indique les symboles transmis dans le m -ème intervalle de temps, tandis que la k -ième colonne représente les données de la k -ième sous-porteuse. Voici le total des intervalles de temps dans le temps et le total des sous-porteuses de fréquence dans un bloc

GFDM D. A propos de cette structure, il convient de noter ce qui suit : le système OFDM est une particularité du type GFDM, dans lequel il n'y a qu'un seul intervalle de temps. Le processus de filtrage décrit permet de produire la forme d'onde orthogonale. Pour revenir au GFDM, maintenant que les données sont distribuées à la fois en temps et en fréquence, nous pouvons passer au bloc d'échantillonnage ascendant, où les colonnes de D seront suréchantillonnées afin d'éviter les repliements. Les éléments de la matrice S_N^M sont décrits ainsi :

$$S_N^M = \{s_{n,m}\}_{MN \times M} \quad (9)$$

$$\{s_{n,m}\} = \begin{cases} 1 & n = (m-1)N + 1 \\ 0 & \text{sinon} \end{cases} \quad (10)$$

Dans la figure 2.7 X_D est obtenu au moyen de l'équation matricielle

$$X_D = S_N^M D \quad (11)$$

Dans le système GFDM qui sera implémenté par simulation dans le chapitre 4, il sera considéré que $N = K$.

L'étape suivante consiste à filtrer chaque sous porteuse. Pour créer cet effet, nous utilisons un filtre circulaire issu des vecteurs.

$g_{Tx} = \{g_n\}_{MN \times 1}$ à décrire plutard dans ce chapitre le filtre circulaire sera donné par la matrice comme suit :

$$G_{Tx} = \begin{cases} g_1 & g_{MN} & g_2 \\ g_2 & g_1 & g_3 \\ g_{MN} & g_{mn-1} & g_1 \end{cases} \quad (12)$$

Avec

$X_G = G_{Tx} X_D$ le résultat du filtrage.

Dans l'OFDM, il a été constaté que le processus consiste à amener chaque sous-porteuse à sa fréquence centrale peut être accompli au moyen de l'Algorithme IFFT. Dans GFDM cela est répété et représenté par le bloc de conversion ascendante de la figure 1.10 ci-dessous la description de la matrice W de la figure 1.11.

$$W = \frac{1}{\sqrt{MN}} \{W^{k,n}\}_{MN \times MN} \quad (13)$$

$$\text{avec } W^{k,n} = e^{-j2\pi \left(\frac{(k-1)(n-1)}{N} \right)} \quad (14)$$

Pour maintenir l'espacement entre les sous porteuses dans $\frac{1}{N}$ seules les i ème colonnes de W sont sélectionnés à l'aide d'une matrice d'échantillonnage selon l'équation suivant :

$$X_w = X_G (S_M^N)^T W^H \quad (15)$$

Finalement le signal transmis sera donné par la diagonale de la matrice. Etant donné que le bloc GFDM à une nature double (temps, fréquence) les q éléments hors diagonale contiennent des termes qui mélangent ces domaines et ne sont pas pertinents pour le signal transmis. L'équation qui résume tous les processus décrits précédemment est donnée ci-dessus :

$$X = \text{diag}(G_{Tx} S_M^N D (S_M^N)^T W^H) \quad (16)$$

Ceci permet l'ajout du préfixe cyclique car comme dans le système OFDM, ceci facilite l'égalisation à la réception.

1.2.2.5. Récepteur GFDM

L'utilisation d'équations matricielles permet au processus de mise en œuvre du récepteur d'être beaucoup plus compact que dans le cas OFDM, présenté au chapitre précédent, où chaque étape du processus de transmission est annulée.

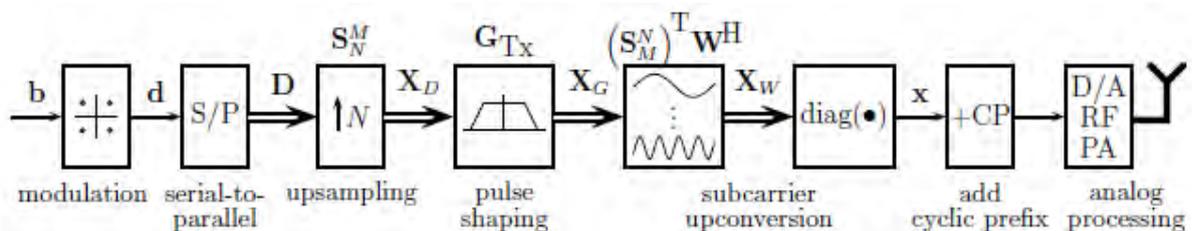


Figure 1.13 : Récepteur GFDM.

En effet, d'après la figure 1.13, x peut être obtenu au moyen de l'équation matricielle :

$$x = Ad \quad (17)$$

Où A est la matrice de dimension $MN \times MN$

Pour obtenir cette matrice, Procédons-nous ainsi :

$$G'_{Tx} = G_{Tx} S_N^M e \quad (18)$$

$$W'_{Tx} = (S_N^M)^T W^H \quad (19)$$

Et en nous rappelant que seuls les éléments de la diagonale de XW sont pertinent pour la transmission nous avons :

$$[X_W]_{n,n} = ((W'_{Tx,n})^T \otimes g'_{Tx,n}) d = a_n d \quad (20)$$

Où \otimes est le produit Kronecker.

Avec les processus décrits ci-dessus, il est possible d'obtenir certains modèles de réception. Le type de filtre utilisé dans la simulation est présenté dans la section 4.

1.2.3. Préfixe Cyclique-Multiplexage par répartition orthogonale (CP-OFDM)

Dans CP-OFDM (figure 1.14), un bloc de symboles complexes est mappé sur un ensemble de porteurs orthogonaux. En raison de l'utilisation du processus de transformée de Fourier rapide inverse (IFFT) (ou FFT) de taille N FFT, l'architecture CP-OFDM a une faible complexité. Le principe de l'OFDM est de diviser la bande passante totale en N porteuses FFT, de sorte que l'égalisation des canaux peut souvent être réduite en un seul coefficient de prise par porteuse. Enfin, un préfixe cyclique (CP) est inséré. Il garantit la circularité du symbole OFDM, si l'écart de propagation du canal multi-trajets est inférieur à la longueur CP. Cependant, cela conduit à une perte d'efficacité spectrale, car le CP est utilisé pour transmettre des données redondantes. Pour limiter le PAPR, une transformation discrète de Fourier discrète (DFT) (ou IDFT) peut être insérée avant l'IFFT (respectivement après FFT), conduisant à l'accès multiple par répartition en fréquence à porteuse unique (SC-FDMA) utilisé dans la liaison montante de 3GPP-LTE [71].

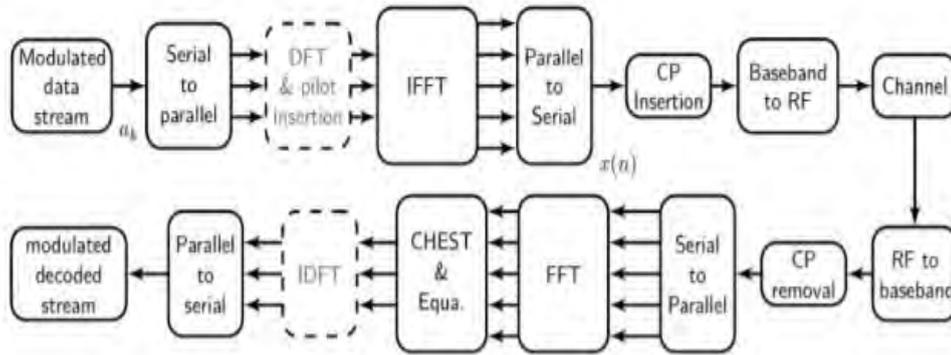


Figure 1.14 : la chaine de transmission pour la forme CP-OFDM.

1.2.4. Filter Bank Multicarrier (FBMC)

La forme d'onde FBMC (figure 1.15) consiste en un ensemble de données parallèles qui sont transmises à travers une banque de filtres modulés. Le filtre prototype, paramétré par le facteur de chevauchement K , peut être choisi pour avoir une très faible fuite du canal adjacent. On peut différencier deux variantes principales de FBMC : l'une basée sur la signalisation complexe (QAM), également appelée multi-tonalité filtrée (FMT), et l'autre basée sur des symboles QAM (OQAM) à décalage de valeur réelle, également appelés FBMC / OQAM. Ces derniers assurent l'orthogonalité dans le domaine réel pour maximiser l'efficacité spectrale. La première variante (FMT) est actuellement utilisée dans des standards tels que TEDS, et réalise l'orthogonalité parmi les sous-porteuses en réduisant physiquement leur recouvrement de domaine fréquentiel.

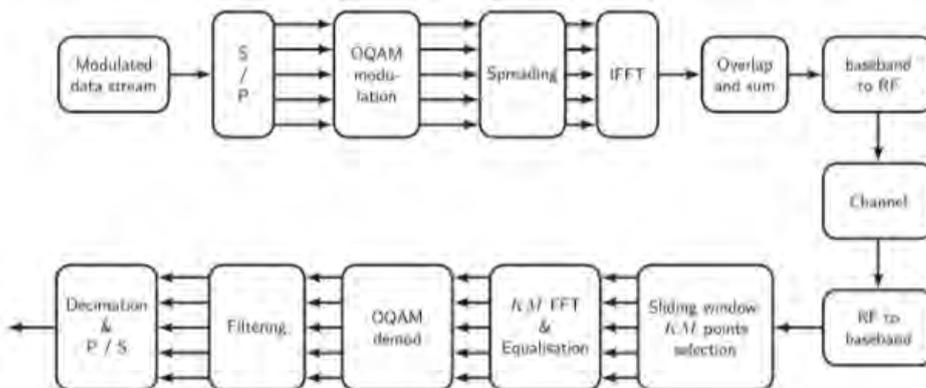


Figure 1.15 : la chaine de transmission pour la forme FBMC.

1.2.5. Universal Filtered Multicarrier (UFMC)

La forme d'onde UFMC (figure 1.16) est un dérivé de la forme d'onde OFDM combiné avec le post-filtrage, où un groupe de transporteurs est filtré en utilisant une implémentation efficace dans le domaine fréquentiel [72]. Cette opération de filtrage de sous-bande est motivée par le fait que la plus petite unité utilisée par l'ordonnancement algorithmique dans le domaine fréquentiel dans 3GPP LTE est une Ressource Bloc (RB), qui est un groupe de 12 transporteurs. Le filtrage opération conduit à une fuite hors bande plus faible que pour OFDM. L'émetteur UFMC est composé de B filtres de sous-bande qui modulent les blocs de données B. Le signal transmis n'utilise pas de CP, mais il y a encore un spectre perte d'efficacité due au temps transitoire (queues) de la mise en forme filtre. L'étage Rx est composé d'un FFT point $2N_{FFT}$, qui est ensuite décimé par un facteur 2 pour récupérer les données. Une scène de fenêtrage peut également être insérée avant la FFT. Il introduit des interférences entre les transporteurs mais est intéressant à considérer pour les transmissions montantes asynchrones cela aide à séparer les utilisateurs contigus.

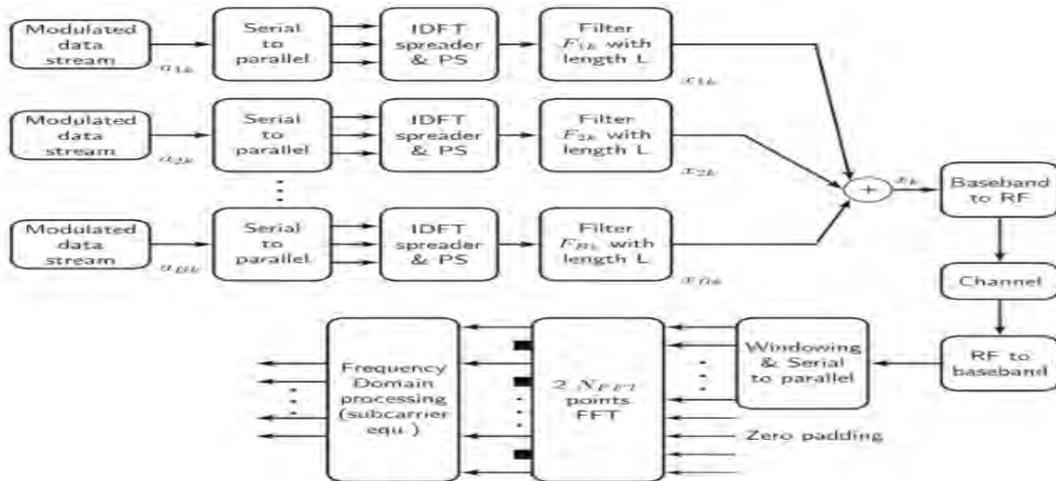


Figure 1.16 : la chaîne de transmission pour la forme UFMC.

1.3. Comparaisons des formes d'ondes

Tableau 1.1 : Tableau comparatif des différentes formes d'ondes

Forme d'onde	Avantages	Inconvénients
GFDM	Meilleure suppression des fuites OOB que le CP-OFDM	Récepteur compliqué pour gérer ISI / ICI - Le filtre prototype peut exiger plus compliquer modulation / récepteur, par ex. OQAM comme dans FBMC - Latence de traitement de bloc plus élevée (pas de pipeline) - Le multiplexage avec CP-OFDM nécessite une grande bande de garde
CP-OFDM	Mise en œuvre efficace en utilisant FFT / IFFT - Répartition du spectre flexible pour différents utilisateurs - Application directe de la technologie MIMO : - Flexibilité du signal et du multiplexage des données	Mauvaise localisation des fréquences due au filtre prototype rectangulaire
UFMC	Performances OOB similaires à CP-OFDM avec WOLA - Peut être utilisé pour multiplexer l'utilisateur avec différents numéologies	Conception d'émetteur / récepteur plus complexe - Soumis à l'ISI en raison de l'absence de PC
FBMC	Déclin supérieur des lobes latéraux par rapport aux autres formes d'ondes MC mais le bénéfice diminue avec la non-linéarité PA	Conception de récepteur compliquée due à OQAM - Soumis à ISI sous canal non plat - Intégration MIMO plus complexe qu'OFDM

1.4. Interférence entre symboles

La source de dégradation lors de la transmission d'un signal numérique était le bruit gaussien blanc additif généré principalement par un effet thermique au niveau du récepteur. Bien que cette dégradation puisse à elle seule causer suffisamment de problèmes de détection, dans la pratique, le canal peut également fausser le signal transmis, augmentant ainsi le risque d'erreur ou imposant de nouvelles techniques pour faire face à cette distorsion. Cette partie commence par examiner les conditions dans lesquelles un signal n'est pas altéré lorsqu'il est envoyé par un canal. Si ces conditions ne sont pas remplies, un type de distorsion spécifique peut survenir, conduisant au phénomène dit d'interférence intersymbole.

1.5. Filtre de formateur d'impulsions

Dans un système OFDM, les symboles sont envoyés au moyen d'une impulsion rectangulaire dans le domaine temporel. Cette forme conduit à une fonction de synchronisation dans le domaine fréquentiel, ce qui se traduit par une vaste amplification spectrale, ce qui pose un problème de taille pour les raisons déjà expliquées dans ce travail. C'est dans le processus de filtrage, absent de l'OFDM, que l'on cherche à résoudre cette question.

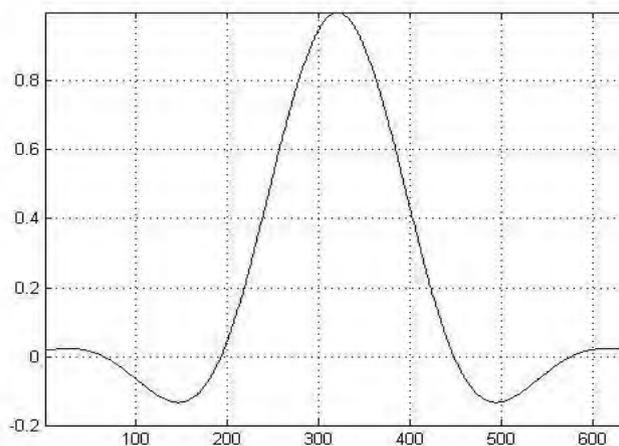


Figure 1.17 : Impulsion de racine de cosinus sur élevée (domaine temporel), atténuation progressive.

La figure 1.17 représente le spectre de cosinus élevé dans le domaine temporel. Ce filtre est représenté par l'équation suivante :

$$G_{RCL}(f) = \begin{cases} \sqrt{T}, & |f| \geq \frac{1+r}{2T} \\ \sqrt{\frac{T}{2}} \left\{ 1 + \cos \frac{\pi T}{r} \left(|f| - \frac{1-r}{2T} \right) \right\} & \frac{1-r}{2T} < |f| \leq \frac{1+r}{2T} \\ 0, & |f| > \frac{1+r}{2T} \end{cases} \quad (21)$$

Les coefficients générés sont représentés par :

$$g_{Tx} = \{g_n\}_{MN \times 1} \quad (22)$$

Pour connaître le meilleur moyen de recevoir le signal, voir la section 1.5.1.

1.5.1. Filtres passe bande $R(f)$

Au chapitre précédent, nous avons vu que l'ajout du filtre lors de la transmission du symbole GFDM augmente le taux d'erreur sur les bits (BER). L'échelon capable de minimiser ce débit consiste à utiliser à la réception un filtre adapté à celui de l'émission [73]:

$$R(f) = k \frac{P(-f)e^{-j2\pi f t_m}}{S_n(f)} \quad (23)$$

Où k est une constante arbitraire.

Le filtre $R(f)$ s'appelle un filtre passe bande $R(f)$. Dans le temps, on peut l'écrire comme $r_{(t)} = k'p(T_0 - t)$ en choisissant

$t_m = T_0$ La fonction $P(t)$ est l'impulsion utilisée dans l'émetteur.

Comme il a été dit, dans ce travail, l'utilisation du poignet levé du cosinus lors de la transmission a été faite. Du fait que cette impulsion est symétrique, sa version combinée est représentée par la même fonction, l'impulsion de réception étant donc également du type racine en cosinus surélevé (RRC – Root Raised Cosine).

Dans les sous-sections suivantes, différents types de récepteurs GFDM sont présentés.

1.5.2. Recepteur par filtre passe bande

Dans le filtre récepteur par couple, le filtre décrit à la section 1.5.1 est utilisé. Il doit être \bar{y} est donné par :

$$\bar{y} = H_x + n \quad (24)$$

Ou H est le gain de canal AWGN et n le bruit

Lorsqu'il n'y a que du bruit AWGN, il peut être considéré comme égal à 1. Avec la présence d'un canal à trajets multiples variant dans le temps, la situation est différente, comme on le verra plus loin. Dans la figure 2.7, il a été vu que l'ensemble du processus de réception peut être compressé à partir de la matrice A. Ensuite, les équations de la matrice du récepteur filtre marié sont présentées, y compris l'approche utilisant la matrice A.

$$\hat{D} = (S_N^M)^T G_{R_x} Y W S_N^M \quad (25)$$

Ou G_{R_x} peut-être écrit comme $G_{T_x}^H$ afin de répondre à l'équation 24 en prenant $vec(\hat{D})$ le vecteur de symbole reçu peut être écrit comme [74]

$$\hat{d} = A^H y \quad (26)$$

1.5.3. Recepteur Zero Forcing Receiver (ZFR)

Le deuxième récepteur sera le "forçage à zéro". La force zéro consiste à éliminer l'ISI dû au canal à trajets multiples, sans prendre en compte l'effet de bruit [73]. L'équation la décrivant est montrée ci-dessous [74]

$$\hat{d} = A^+ y \quad (27)$$

$$A^+ = (A^H A)^{-1} A^H \quad (28)$$

A^+ est la matrice pseudo-inverse de Moore-Penrose de A.

1.5.4. Récepteur minimum d'erreurs carrés

Le récepteur Zero-Forcing présente un inconvénient majeur : tout comme l'égaliseur à 1 prise, il peut amplifier le bruit en inversant simplement la matrice. Nous présentons donc une deuxième option, le récepteur MMSE, qui prend en compte cet impact négatif [73].

L'idée centrale est de calculer la distorsion totale provoquée par une égalisation nulle. Le symbole résultant sera comparé à la constellation de symboles utilisés (M-PSK ou M-QAM). Nous choisirons la position de la constellation qui minimise l'erreur quadratique moyenne par rapport au symbole égalisé [73].

En revenant aux équations de matricien, ceci est obtenu par [74] :

$$A^t = \frac{\sigma_n^2}{\sigma_d^2} I + (A^H A)^{-1} A^H \quad (29)$$

Le vecteur des symboles reçus est alors donné par :

$$\hat{d} = A^+ y \quad (30)$$

De l'équation (30), σ_n^2 est la variance du bruit et σ_d^2 la variance du signal transmis.

1.6. Conclusion

Dans ce chapitre, le principe de base de la modulation multi-porteuse à fréquences orthogonales a été expliqué. Nous avons vu que la technique de modulation OFDM propose l'utilisation d'un groupe de sous-porteuses pour la transmission des données en parallèle. On a aussi vu que l'OFDM est bien utile dans la transmission sans fil à haut débit binaire, puisqu'il est efficace en largeur de bande en plus d'être simple à implémenter grâce à la transformée de Fourier.

Plusieurs mécanismes sont donc présentés dans une transmission OFDM. L'intervalle de garde réduit les interférences entre symboles dues aux trajets multiples. L'égalisation du canal que l'on réalise avec une simple multiplication réduit les interférences à l'intérieur d'un symbole OFDM, dues principalement au bruit multiplicatif de densité de Rayleigh.

Comme cité précédemment quatre (4) techniques de transmissions sont en question en ce qui concerne le passage vers la 5G.

En éliminant les exigences de synchronisation et d'orthogonalité, un schéma de transmission plus souple, le GFDM, utilisant des bancs de filtres, a été proposé, permettant le chevauchement entre les sous-porteuses, tout en réduisant l'élargissement spectral du signal de communication. Tout au long de ce texte, il a également été montré que le système GFDM serait construit de manière à générer une plus grande efficacité énergétique, grâce à l'approche utilisée dans l'utilisation du préfixe cyclique.

Pour pouvoir mettre l'accent sur le choix du GFDM, une simulation sur l'outil Matlab est nécessaire pour pouvoir faire des schémas comparatifs, pour pouvoir conclure les paramètres manipulés pour pouvoir sortir avec une modulation dont une énergie spectrale est meilleure, un PAPR plus bas et un taux d'erreur binaire le plus bas.

2. Application de l'OFDM et du GFDM dans les Réseaux Mobiles sans Fil

2.1. Introduction

Les scénarios d'application prévus pour les réseaux 5G montrent que l'OFDM ne peut les aborder que de manière limitée. Les communications MTC et machine à machine (M2M) nécessitent faible consommation d'énergie, ce qui rend la synchronisation stricte processus nécessaire pour garder l'orthogonalité entre sous-porteuse. La faible latence requise pour l'Internet Tactile et les applications de véhicule à véhicule (V2V), ce qui signifie que les signaux OFDM avec un préfixe cyclique (CP) par symbole présenteraient un coût prohibitif faible efficacité spectrale. La faible efficacité spectrale due à l'insertion du CP pose également un problème pour l'application WRAN, où la réponse impulsionnelle typique du canal a une durée de dixièmes de microsecondes. Tous ces défis font que l'OFDM n'est pas la forme d'onde la plus prometteuse pour la prochaine génération de réseaux mobile. Dans ce chapitre, nous avons présenté une étude des différentes normes applicables à l'OFDM et du GFDM.

2.2. Présentation de la norme 802.11a

L'IEEE 802.11a est une extension d'IEEE 802.11 qui permet d'améliorer la vitesse de transmission en offrant des débits de 6 à 54 Mbit/s. Elle provient de la normalisation IEEE 802.11 sur la bande des 5GHz.

Cette norme a pour origine des études effectuées dans le cadre de la normalisation HiperLAN de l'ETSI en ce qui concerne la couche physique.

Pour la partie physique, les propositions suivantes ont été retenues pour cette norme :

- ✓ Fréquence de 5GHz dans la bande U-NII qui est une bande sans license ;
- ✓ Modulation OFDM avec 52 porteuses, autorisant des performances excellentes en cas de chemins multiples ;
- ✓ Huit débits échelonnés de 6 à 54 Mbps. Ce débit sélectionné par la carte d'accès dépend de la puissance de réception. Pour une distance de quelques mètres entre la carte d'accès et la station de base, la vitesse est de 54 Mbps.

Ce niveau physique est complexe. Il fait appel à de nombreuses techniques de transmission numérique, simples ou plus avancées, telles que la modulation de phase, la transmission par multi-porteuses OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing), le codage convolutionnel et l'entrelacement.

2.2.1. Les différentes autres normes du 802.11

Du 802.11 ont découlé plusieurs normes communément appelés des amendements dont certains sont toujours en cours de normalisation.

Ces amendements ont été publiés par les organismes de normalisation des réseaux sans fils dans l'unique but de lui ajouter des améliorations et des modes de fonctionnement plus performants.

Voici chronologiquement, les principaux amendements et leurs principales caractéristiques :

- ✓ **Norme 802.11b** : quelques temps après, toujours en 1999 apparait la norme 802.11b qui est la plus utilisée en cet année. Cette norme quant à elle offre un débit théorique de 11Mbps (6 Mbps réels) avec une portée pouvant aller jusqu'à 300m. La norme 802.11b utilise la plage de fréquences des 2.4 GHz avec trois canaux radios disponibles.
- ✓ **Norme 802.11d** : cette norme est un supplément au 802.11 permettant une internationalisation de l'utilisation des réseaux locaux 802.11. Son rôle principal est de permettre aux différents équipements d'échanger des informations sur les plages de fréquence et les puissances autorisées dans le pays d'origine du matériel.
- ✓ **Norme 802.11e** : cette norme vise une amélioration de la qualité de service. Elle définit les besoins des différents paquets en termes de bande passante et de délai de transmission. Ceci aura pour but de permettre, une meilleure transmission de la voix et de la vidéo.
- ✓ **Norme 802.11g** : elle apparait en 2001, assez similaire au 802.11b, cette norme fixe un débit moye maximum à 54 Mbps théorique sur une portée pouvant aller de 25m à 75m. Cette norme spécifie 3 canaux radio.
- ✓ **Norme 802.11i** : en 2004, nous avons l'apparition de cette norme qui améliore la sécurité (gestion et distribution des clés de chiffrement et d'authentification). Cette norme s'appuie sur l'AES (Advanced Encryption Standard) et propose un chiffrement

des communications pour les transmissions utilisant les technologies 802.11a, 802.11b et 802.11g.

- ✓ **Norme 802.11n** : la norme 802.11n apparait en 2009, offrant un débit supérieur à 270 Mbps. Cette norme s'occupe du regroupement des canaux, et de l'agrégation des paquets de données sur la bande des 2,4 GHz ou 5 GHz.
- ✓ **Norme 802.11s**: cette norme offrirait un débit de 1Gbps sur la bande de fréquence des 5GHz et améliorerait véritablement la norme 802.11n.

2.3. Présentation de la norme 802.16e (WiMAX)

Le **WiMax** signifie Worldwide Interoperability for Microwave Access. Il s'agit d'un ensemble de normes techniques basées sur le standard de transmission radio 802.16 permettant la transmission de données IP haut débit par voie hertzienne. Le débit théorique maximum supporté par le Wimax est de 70 Mbits/s sur une distance théorique de plusieurs dizaines de kilomètres.

En d'autres termes, le Wimax est une solution alternative pour le déploiement des réseaux haut-débit sur les territoires, qu'ils soient couverts ou non par d'autres technologies comme l'ADSL ou le câble. Le Wimax rend possible une utilisation à la fois sédentaire et nomade d'Internet haut-débit. D'un côté, les communes, les entreprises et les particuliers se connectent à Internet sans-fil à partir d'un poste fixe qui communique par ondes hertziennes via une antenne-relais appelée station de base. De l'autre, les internautes peuvent bénéficier d'une connexion rapide où qu'ils se trouvent à partir du moment où ils sont situés en zone couverte [75].

En effet la norme Wimax utilise la technique OFDM, qui stipule l'utilisation 256 porteuses de trois types : données, pilote, inutilisée (nulle). S'il y a 256 porteuses, un certain nombre fait office d'intervalle de garde (56 porteuses inutilisées) et 200 seulement seront effectivement utilisées. Sur ces 200 sous-porteuses, 192 transportent les données et 8 sont des pilotes.

Pour les porteuses de données, la norme spécifie les modulations BPSK, QPSK, 16-QAM ou 64-QAM (comme elles font appel à des amplitudes différentes, les constellations QAM ne se chevauchent pas), selon la robustesse du canal [76].

2.3.1. Le Standard 802.16

Les différentes normes sont :

- ✓ **La norme IEEE 802.16 :** La norme IEEE 802.16 a été approuvée en 2001 par le WIMAX Forum. Sa bande de fréquence est de 10 à 66 GHz et fonctionne en Line Of Sight (LOS). Les débits étaient élevés et la couverture large. Cette norme a connu des limitations dues à son non résistance aux obstacles.
- ✓ **La norme IEEE 802.16a :** Cette norme a été validée en janvier 2003. Elle opère dans la bande de fréquence 2-11 GHz. Cette bande de fréquence inférieure à celle utilisée par la norme IEEE 802.16 permet de travailler en No Line Of Sight (NLOS). Cette norme offre des débits pouvant aller jusqu'à 100 Mbps. Sa portée théorique est de 50Km. Comme pour la première version de la norme sa bande est figée.
- ✓ **La norme IEEE 802.16d :** Validée le 24 juin 2004 cette norme est une amélioration des normes IEEE 802.16a et IEEE 802.16. Elle se focalise principalement sur l'interface air et est aussi appelée IEEE 802.16-2004. Elle opère dans la bande 2-11 GHz et prévoit une mobilité extrêmement réduite. Elle possède la propagation NLOS. Son débit théorique est de 70 Mbps avec une portée maximale de 50 Km.
- ✓ **La norme IEEE 802.16e :** Cette variante des normes IEEE 802.16 est aussi appelée mobile Wireless Métropolitain Area Network (WMAN). Elle offre la possibilité aux utilisateurs nomades de se connecter aux fournisseurs de services internet mobiles. Elle supporte une mobilité avec des vitesses pouvant aller jusqu'à 120 Km/h pour une transmission de données. Son débit maximal théorique est de 15 Mbps en NLOS et une largeur de bande flexible allant de 1.25 MHz à 20 MHz.

D'autres normes IEEE 802.16 ont vu le jour après ces quatre variantes mais elles restent très peu différentes de la norme IEEE 802.16e. Avec toutes ces fonctionnalités le WIMAX pourrait concurrencer les normes mobiles par exemple le Global System for Mobile Communication (GSM) ou même l'Universel Mobile Télécommunications System (UMTS).

- ✓ **La norme IEEE 802.16f :** L'IEEE 802.16f a été validée en août 2004, il a permis de faire évoluer la norme 802.16 au niveau LAN (Réseau Locaux) et MAN (Réseaux métropolitains), cette norme est aujourd'hui incluse dans la norme standard du WIMAX Fixe, le 802.16d.
- ✓ **La norme IEEE 802.16g :** Elle a été validée par l'IEEE depuis le 31 décembre 2007. Il décrit des méthodes de plan de gestion des procédures et des services afin d'améliorer de façon optimale la QOS (Quality of service) et la gestion des ressources radio.

Cette norme utilise la bande de fréquence allant de 2 à 6 GHz.

- ✓ **La norme IEEE 802.16m** : L'IEEE 802.16m doit permettre la transmission de données par liaison sans fil fixe ou nomade stationnaire jusqu'à un débit de 1Gbits/s et 100Mbits/s par liaison sans fil mobile à grande vitesse. Cette norme doit rendre possible la convergence des technologies WIMAX, Wifi et 4G afin de réaliser des réseaux maillés, et faire place à la technologie MIMO (Multiple-Input Multiple-Output) pour augmenter la bande passante des transmissions.

2.4. Présentation de la norme LTE

Bien que HSDPA et HSUPA disposent de suffisamment de capacités pour rester compétitifs pendant de nombreuses années, afin de garantir la continuité des systèmes de communication 3GPP évolution concurrentielle et à long terme du réseau d'accès 3GPP en cours de normalisation (l'évolution de l'architecture du système, SAE, fait référence à l'activité réseau correspondante). Les objectifs de base de la structure LTE sont de créer un système qui réponde aux demandes de débit de données élevé, de faible temps de latence et d'optimisation du trafic dans le domaine des paquets. Le système LTE sera conçu pour atteindre un débit de données maximal de 100 Mbps en mode DL et de 50 Mbps en UL. Le paragraphe suivant décrit les caractéristiques de base du système LTE : exigences requises, techniques d'accès multiples à utiliser, évolutivité de la bande passante, architecture réseau et fonctions et structure des canaux.

Le 3GPP a commencé à travailler sur l'évolution des systèmes mobiles 3G en novembre 2004. Il s'agissait de l'atelier RAN Evolution à Toronto, au Canada. Cet atelier était ouvert à toutes les organisations intéressées, membres et non membres du 3GPP [77]. Cela a conduit à la participation de plus de 40 contributions de tous les domaines du commerce mobile. Des opérateurs, des fabricants et des instituts de recherche se sont exprimés sur l'évolution du réseau d'accès terrestre universel (UTRAN) [78].

Un ensemble d'exigences de haut niveau a été défini dans l'atelier afin d'améliorer encore la fourniture de services et de réduire les coûts pour les utilisateurs et les opérateurs. De manière plus explicite, les principaux objectifs et cibles du développement LTE peuvent être énoncés comme suit :

- Augmentation de la capacité du système et réduction du coût par bit, ainsi que l'utilisation du spectre 2G et 3G existant avec le nouveau spectre.

- Atteindre des débits de données nettement plus élevés par rapport aux systèmes 3G existants, avec un objectif de 100 Mbit / s en liaison montante et de plus de 50 Mbit / s en liaison descendante.
- Couverture plus étendue en fournissant des débits de données plus élevés sur des zones plus larges et une flexibilité d'utilisation des bandes de fréquences existantes et nouvelles.
- A la capacité du système jusqu'à trois fois la capacité des systèmes actuels et fourniture accrue de services - plus de services à moindre coût avec une meilleure expérience utilisateur

2.4.1. Conditions requises pour LTE

Le système LTE devrait rester concurrentiel pendant de nombreuses années. Les exigences et les objectifs définis pour ce système sont donc très stricts. Les principaux objectifs de cette évolution sont 7 d'améliorer encore la fourniture de services et de réduire les coûts pour les utilisateurs / opérateurs. Plus spécifiquement, certaines exigences clés et cibles de capacité pour l'évolution à long terme sont [79] :

- ✓ Faible latence : pour le plan utilisateur et le plan de contrôle, avec une allocation de spectre de 5 MHz, la cible de latence est inférieure à 5 ms ;
- ✓ Extensibilité de la bande passante : différentes largeurs de bande peuvent être utilisées en fonction des besoins (1,25 à 20 MHz) ;
- ✓ Débits de données de pointe : 100 Mbps pour DL, 50 Mbps pour UL ;
- ✓ 2 à 3 fois la capacité par rapport aux scénarios existants de la version 6 avec HSUPA ;
- ✓ 2 à 4 fois la capacité par rapport aux scénarios existants de la version 6 avec HSDPA ;
- ✓ Seul le support de domaine à commutation de paquets ;
- ✓ Amélioration des performances du bord de la cellule ;
- ✓ Interopérabilité avec les systèmes 2G et 3G existants et les systèmes non 3GPP;
- ✓ Optimisé pour les débits mobiles faibles mais prend également en charge les débits mobiles élevés ;
- ✓ réduction de la complexité du système et des terminaux ;
- ✓ facilité de migration à partir des réseaux existants ;
- ✓ simplification et minimisation du nombre d'interfaces.

Une exigence clé de la technologie LTE est de permettre une transition transparente des systèmes actuels (systèmes de télécommunication). Cela peut être rendu possible par la réutilisation des spectres actuels, l'interopérabilité entre le système actuel et le système à

venir, la réutilisation des sites existants et la production d'équipements à des prix concurrentiels. Il donne aux opérateurs la possibilité de migrer facilement vers de nouveaux systèmes. Mais cela nécessite l'adoption d'une architecture de système simplifiée, de limites de spectre strictes et l'utilisation d'une nouvelle technologie d'accès radio offrant de meilleures caractéristiques.

Selon l'étude réalisée, tenant compte de toutes les exigences du spectre, des débits de données et des performances, il a été conclu que la technologie à accès multiples utilisée serait le multiplexage par répartition en fréquence orthogonale (OFDM) en mode DL.

Pour l'UL, la sélection a été faite en faveur de la solution FDMA (accès par division de fréquence) à porteuse unique avec une bande passante dynamique. La motivation de base de cette approche était de réduire la consommation d'énergie du terminal utilisateur. Les paramètres de base.e.g. les sous-cadres et les TTI ont été mis en correspondance avec ceux de la liste de distribution.

En DL, le schéma de transmission choisi est OFDM avec préfixe cyclique (CP), principalement en raison de simplicité du récepteur (pour une discussion détaillée des modèles OFDM et OFDMA, voir [80] et [81]). OFDM fournit une structure de fréquence qui divise les données en plusieurs sous-porteuses.

L'espacement entre deux sous-porteuses est fixé à 15 kHz. Un bloc de ressources (la plus petite unité de temps et de fréquence) est défini comme comprenant 12 sous-porteuses de fréquence et 14 symboles continus de temps. Cela crée un bloc de ressources de 180 kHz et 1 ms en fréquence et en temps, respectivement. Cette sous-trame est également l'intervalle de temps de transmission (TTI). Ce choix de TTI court permet de répondre aux exigences de faible latence. En fait, bien que l'OFDM présente un rapport puissance / pointe plus élevé, cela n'est pas considéré comme un problème majeur du côté du réseau.

La flexibilité de la bande passante du canal est assurée par le choix de six options de bande passante différentes pour les opérateurs. Les largeurs de bande autorisées des canaux incluent 1,25, 2,5, 5, 10, 15 et 20 MHz. Comme mentionné ci-dessus, l'espacement des sous-porteuses est fixé pour toutes les largeurs de bande possibles à 15 KHz. Correspondant à l'espacement des sous-porteuses de 15 KHz, le temps symbole est $1 / T_b = 66,68 \mu s$. Pour éviter l'ISI, un intervalle de garde est inséré entre deux symboles consécutifs. L'intervalle de garde est ensuite rempli avec le CP. Cela signifie qu'une copie d'un nombre fixe de derniers échantillons est ajoutée au début du symbole.

2.5. Présentation de la 5G

2.5.1. Introduction

La technologie mobile a radicalement changé la société et la façon dont nous communiquons [82]. Nous avons assisté à la forte croissance de la technologie mobile ces dernières années avec la vulgarisation des smartphones et des tablettes. Les prévisions de croissance pour les années à venir sont vraiment impressionnantes. Chaque année, CISCO publie les prévisions de croissance du volume de données mobiles par le biais du VNI (Visual Network Index) et d'autres paramètres tels que le nombre d'utilisateurs mobiles, le nombre d'appareils (voir figure 3.1) etc.



Figure 2.1 : IoT (Internet of Things) et IoE (Internet of Everything).

L'objectif est de développer un modèle de référence flexible pouvant servir de base au développement d'un prototype pour la mise en oeuvre de l'interface radio (couche physique et liaison) en tenant compte des différents scénarios possibles pour les réseaux 5G.

Flexibilité – Haute capacité – Applications innovantes – Internet touch, IoT – M2 (voir figure 3.2 et figure 3.3).

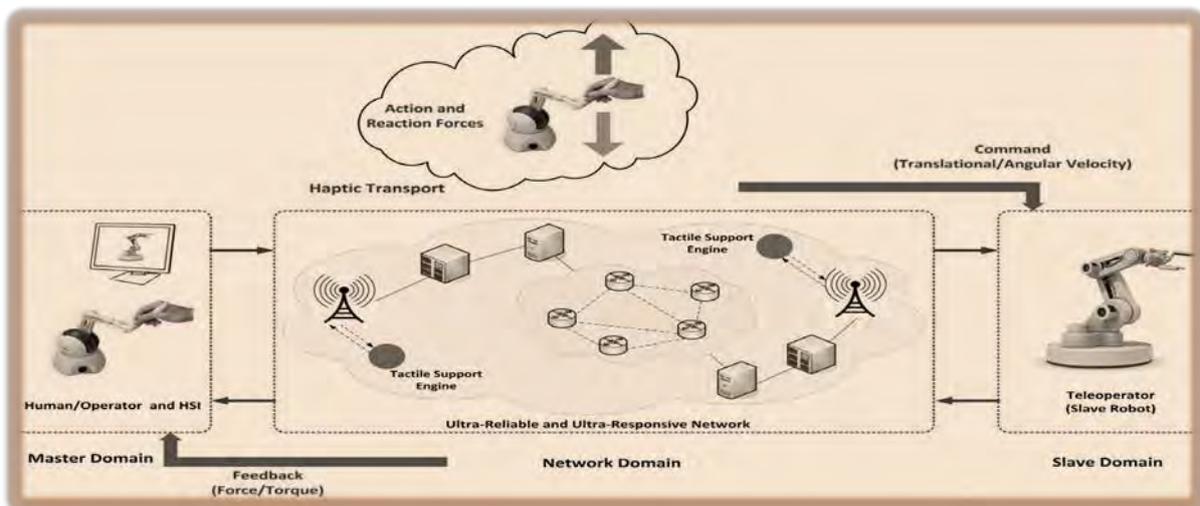


Figure 2.2 : Tactile Internet Design Challenges – Network Perspectives.

D'ici 2019, le trafic moyen par appareil mobile sera de 2,8 Go par mois. En 2014, ils atteignaient 359 Mo par mois.

Les nouvelles applications (Internet tactile) de la figure 3.2 et de la figure 3.3 exigent une latence très faible (1 ms), totalement incompatible avec les technologies actuelles.



Figure 2.3 : Tactile Internet

Tableau 2.1 : Tableau comparatif des différentes caractéristiques des générations mobile

	1G	2G	3G	4G	5G
Période	1980-1990	1990-2000	2000-2010	2010-2020	2020--
Bande passante	150/900Mhz	900Mhz	100Mhz	100Mhz	1000*BW
Fréquence	Télécommunication analogique	1.8Ghz	1.6 – 2Ghz	2 – 8Ghz	3-300Ghz
Débit des données	2kbps	64kbps	144kbps-2Mbps	100Mbps-1Gbps	<1Gbps
Caractéristique	Première génération sans fil	Numérique	Haut débit numérique	IP, THD	
Technologie	Analogique	Système cellulaire GSM	CDMA, UMTS, EDGE	LTE, WIFI	Réseau hétérogène

Le phénomène des réseaux sociaux et les changements de comportement ont placé l'utilisateur moyen dans l'état de générateur de trafic (et pas seulement de consommateur de trafic).

Le trafic sur les réseaux sans fil augmente de manière exponentielle et il existe une demande croissante pour des débits de transmission toujours plus élevés.

L'IoT, l'IoE, le M2M et l'Internet tactile promettent d'augmenter inimaginablement le nombre d'appareils connectés (7 000 milliards ?) Et, par conséquent, le trafic réseau.

Les nouvelles applications (Internet tactile) exigent une latence très faible (1 ms), totalement incompatible avec les technologies actuelles.

2.5.2. Présentation des différents drafts de la 5G

Les informations concernant les prochaines étapes de la technologie 5G visant une société parfaitement connectée vers 2020 et au-delà ont fortement augmenté.

L'identification de l'UIT pour la technologie 5G est celle des IMT-2020.

2.5.3. Report ITU-R M.2320

Latence : la qualité de l'expérience des utilisateurs peut réduire le temps de latence dans l'établissement de la connexion et de la livraison du forfait.

- Efficacité énergétique : faible consommation d'énergie pour le réseau et les appareils mobiles.
- Rentabilité : nécessité de réduire les dépenses d'investissement et d'exploitation pour motiver l'expansion et l'amélioration des réseaux, en plus de la réduction du coût d'un abonnement mobile.
- Flexibilité : topologie flexible associée à des services sans fil complexes et intégration avec différentes technologies d'accès radio (RAT).
- Services non traditionnels : nouveaux services attendus tels que la vidéo sur mobile en haute définition, communication M2M, services de localisation, informatique dans le nuage.
- Spectre : plus de spectre peut être nécessaire pour accueillir de grandes augmentations du trafic mobile. Des arrangements de fréquence sont attendus et partagés avec d'autres services. L'harmonisation du spectre peut réduire le coût des ressources technologiques.

Actuellement, plusieurs études sont axées sur la définition d'une norme technologie mobile internationale 5G [83] [84] [85]. Il n'y a pas encore de consensus sur un délai pour la définition d'une norme, mais certaines études montrent que l'année 2020 est une étape clé pour la 5G [83] [86] [87] [88].

La technologie 5G sera développée grâce à l'intégration de techniques d'accès existants ou indiqueront une véritable révolution de ces technologies [86] [89] [90].

Certaines applications sont déjà à l'étude dans LTE-A par exemple -Diffusion eMBMS - Diffusion multimédia multidiffusion évoluée Service [93], petites cellules [83] [86] [90] [91] [92], -Dispositif pour D2D [89] [90] [91], Machine à machine - M2M [90] [93], informatique dans le nuage [83] [86] [89] [93] et ainsi de suite.

2.5.4. Scénario requis et Application

Des efforts importants sont déployés sur un certain nombre de réseaux de télécommunication prenant en charge les réseaux 5G [83] [86]. Une grande variété d'applications devrait être associée à au moins l'un des quatre scénarios suivants [94]:

1. Débit élevé
2. Faible latence
3. Communication entre machines
4. Accès dans les régions éloignées

Divers services avec un volume de trafic de données élevé avec différentes exigences de QoS et Intégrant de nouveaux applications et des services différents [83]. Exemple des applications prenant en compte l'agriculture, le transport, dans le domaine médical, Finance, Architecture, Energie, Protection de l'environnement, Divertissement et Villes intelligentes.

2.5.5. Infrastructure-5GPPP

La 5G-Infrastructure-PPP de la figure 3.4 est un projet européen qui regroupe : Industries européennes des TIC Commission européenne ayant pour objectif de repenser l'infrastructure et créer une nouvelle génération de réseaux de communication et de services qui fourniront une connectivité ultra rapide et omniprésente, avec une fourniture de services ininterrompue en toutes circonstances.

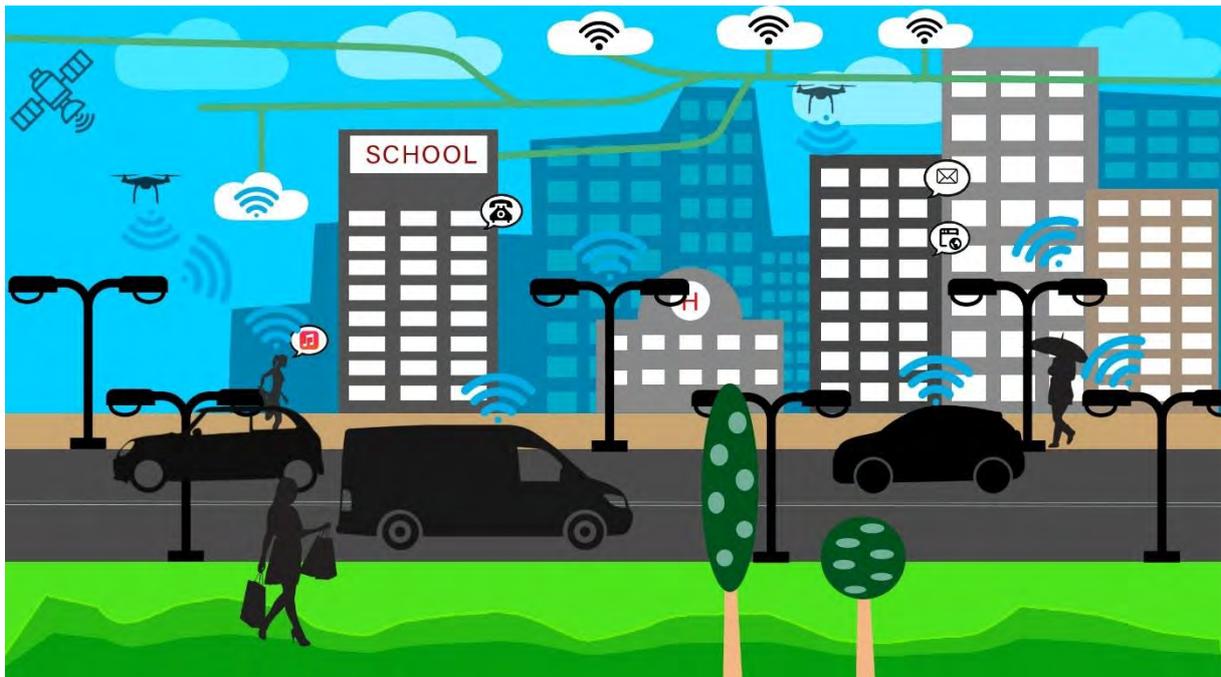


Figure 2.4 : Infrastructure 5G-PPP.

Le "Groupe de travail sur la pré-normalisation 5G-PPP" Processus de normalisation 5G qui se déroulera en 3 phases [95] :

1. 2015-2016 → phase de discussion sur ce que sera la 5G

Définition des scénarios

- améliorer l'accès haut débit mobile
- communication de masse M2M
- communications ultra-fiables et faible temps de latence
- Modélisation des canaux
- Déjà en recherche parmi les chercheurs, y compris pour l'utilisation du spectre au-dessus de 6 GHz.

2. 2017-2018 → phase de spécification des caractéristiques de la 5G

Technologies d'Accès

- nouveau transporteur
- nouvelle forme d'onde / numérologie
- MIMO massive
- techniques de réduction de la latence
- communication par ondes millimétriques (mmWaves)

- accès multiple non orthogonal
- structure de cadre adaptative / flexible
- virtualisation de cellule (C-RAN)
- centralisation des utilisateurs (NFV, division réseau, virtualisation RAN)
- réseaux ultra larges
- MIMO avancé / formation de faisceau
- TDD dynamique
- réduction de la diffusion sur le réseau (période de non-transmission des données)
- duplex flexible
- Liaison montante / descendante symétrique (par exemple MC-OFDM)
- D2D
- petites cellules
- communication sans fil (D2D)

3. 2018-2019 → phase de spécification technologique.

2.5.6. Utilisation de fréquences plus élevées en SHF - Super High Frequency et EHF - Extrêmement haute fréquence (vagues millimétriques - vagues millimétriques)

L'article [96] présente encore une architecture de réseau et une évaluation des performances du réseau d'accès (figure 3.5) :

- 3GPP Rel-12 affiche une interface (appelée X3) qui permettra à la macro-cellule de gérer les petites cellules mmWave.
- la macro cellule pourrait déconnecter les cellules mmWave et faciliter la gestion des ressources radio afin de réduire les interférences entre les cellules.



Figure 2.5 : Architecture hybride pour le réseau d'accès.

La 5GMF est un groupe japonais de recherche et développement 5G créé en septembre 2014 pour diffuser les connaissances et collaborer avec les organisations internationales concernées.

Les activités de la 5GMF sont :

1. R & D sur la 5G, ainsi que des études sur la normalisation des technologies.
2. Construire un corpus d'informations sur la 5G et les partager avec d'autres organisations internationales.
3. Connexion et coordination avec d'autres organisations liées.
4. Divulgence et clarification sur ce que sera la 5G.
5. Autres activités nécessaires pour atteindre les objectifs du forum

La 5G peut disposer d'une technologie d'accès exploitant l'utilisation de mmWaves pour compléter d'autres technologies d'accès utilisant des bandes de spectre plus faibles.

La 5G utilisera le spectre IMT inférieur à 6 GHz, existant ou nouveau, ainsi qu'au-dessus de 6 GHz (WRC 2019).

On espère potentialiser l'OFDM et la porteuse avec un seul préfixe fixe afin de prendre en charge une MIMO massive et la formation de faisceau, tout en améliorant les coûts et l'efficacité énergétique.

3GPP 5G - Les versions 14 et 15 seront présentées à la Conférence mondiale des radiocommunications de 2019. Les premiers déploiements commerciaux sont prévus pour 2020.

- Connexion d'au moins 100 milliards d'appareils.
- Capable de fournir à un utilisateur individuel 10 Gbps avec une latence extrêmement faible.

- La mise en œuvre aura lieu entre 2020 et 2030.
- Réseau d'accès : nouvelles technologies (RAT) et technologies sans fil existantes (LTE, HSPA, GSM et Wi-Fi).
- Connectivité entre les personnes et les machines

1. Immersion expérience : au moins 1 Gbps ou plus pour prendre en charge les applications d'ultra haute définition et de réalité virtuelle.

2. Expérience utilisateur de type fibre : 10 Gbps pour prendre en charge les services de cloud computing.

3. Latence la plus basse possible : latence inférieure à 1 ms pour prendre en charge les applications mobiles en temps réel et les communications entre véhicules (V2V).

La référence [97] remet en question les paradigmes de synchronisation et d'orthogonalité et montre que, pour de nombreuses applications en temps réel (par exemple, TAC Internet), une latence extrême est requise (de l'ordre de 1 ms). Cela tient compte du temps aller-retour. Pour cela, le retard dans la couche physique ne peut pas dépasser 100 μ s.

- Les exigences de latence ne peuvent pas être satisfaites avec OFDM.
- OFDM n'est pas flexible en ce qui concerne l'orthogonalité et le timing.
- Néanmoins, s'agissant de trafic sporadique (par exemple, M2M), l'effort de synchronisation dans OFDM est très important, ce qui entraîne des dépenses d'énergie inutiles. Ceci est préoccupant pour la durée de vie des capteurs dans un réseau de communications de type machine MTC d'où la nécessité du système GFDM.

2.6. Les exigences de la 5G

Les exigences majeures (figure 3.6) qui ont poussés la révolution vers les très hauts débits sont des besoins en :

- Jusqu'à 10 Gbit/s de débit de données - > de 10 à 100 fois plus que les réseaux 4G et 4.5G
- 1 milliseconde de latence
- 1 000 fois plus de bande passante par unité de surface
- Jusqu'à 100 fois plus d'appareils connectés par unité de surface (par rapport à la 4G LTE)
- 99,999 % de disponibilité
- 100 % de couverture
- 90 % de réduction en utilisation d'énergie du réseau



Figure 2.6 : les exigences de la 5G.

1. Exigence de débit :

La LTE peut présenter en théorie un débit maximal de 3Gbps en down Link, chose qui n'est pas convenable pour la 5G qui exige un débit maximal de 10 – 50 Gbps.

2. Exigence de couverture :

Disponibilité du service omniprésent qui respecte la fiabilité du système et les exigences des users aux bords des cellules qui souvent souffrent des interférences.

3. La fiabilité et la latence

Adapté de nouvelle forme d'onde et modulation pour dépasser le défi que pose le uMTC en termes de précision et de fiabilité et de faible latence.

Arriver à une latence inférieure à 1ms et plus que 1Gbps et un challenge principal pour le passage vers la 5G.

1. Minimiser la surcharge des signalisations pour tirer le maximum de la capacité.

2. Supporter plusieurs types de services

La 5G a besoin d'offrir une multi connectivité, supporter des différentes bandes de fréquences, et plusieurs services.

Supporter une large bande de fréquences

La 5G va opérer à travers une large bande des ondes millimétriques et centimétrique.

2.7. Conclusion

Ce chapitre a été consacré d'une part à la présentation de la norme 802.11a. Du 802.11 ont découlé plusieurs normes appelés amendements.

Et d'autre part, nous avons aussi présenté la norme 802.16e, de cette norme découle aussi plusieurs normes appelés amendements.

.Les différents paramètres choisis pour l'extension du 802.11a vers le 802.16e pour le système OFDM ; ainsi qu'aux critères d'évaluation ont été présentés.

L'OFDM est utilisée dans les technologies LTE et LTE-A, de troisième génération, de la téléphonie cellulaire, respectivement. Dans la liaison directe, les sous-porteuses sont séparées de 15 kHz. Les modulations QPSK, 16-QAM ou 64-QAM sont utilisées, en fonction du débit de transmission. Chaque bloc OFDM, représenté par un ensemble de douze symboles OFDM, occupe 180 kHz. Dans la liaison inverse, on utilise SC-FDMA (accès multiple par porteuse - division de fréquence). Ce changement est dû au PAPR élevé (ratio pic / moyenne), l'un des principaux inconvénients de l'OFDM.

En ce qui concerne ces inconvénients, l'OFDM présente certaines caractéristiques qui rendraient difficile son utilisation dans la prochaine génération de téléphonie.

La prochaine génération de téléphonie cherche à répondre à la demande croissante des usagers en termes de débit, de couverture et de qualité de service. Dans ce contexte, il est nécessaire de s'adapter au système de transmission pour qu'il puisse supporter, à grande vitesse et de manière fiable, un trafic important, des applications attendues, telles que l'Internet des objets (IoT - Internet des choses) et l'Internet tactile.

3. Proposition de solutions et Evaluation des Performances de l'OFDM et du GFDM

3.1. Introduction

Le multiplexage par répartition orthogonale de la fréquence (OFDM) est une technologie alternative contrainte de suivre le débit de transmission de données de plus en plus élevé en raison de sa résistance aux évanouissements sélectifs de fréquence et de sa résistance aux interférences ISI (Inter-Symbol Interference). L'objectif de ce chapitre est d'étudier et d'optimiser les performances des réseaux Wifi et Wimax d'une part et d'autre part, présenter les performances d'un système hétérogène constitué de réseaux LTE et Wimax sur la couche physique OFDM, à savoir sa probabilité d'échec de la communication et les métriques SINR (Signal-to-Interference-Noise Ratio). L'outil mathématique utilisé pour effectuer l'évaluation et l'analyse de l'OFDM est la transformée de Fourier et les propriétés de la chaîne de markov. Les résultats des équations obtenues ont initialement conduit à la démonstration de la probabilité de défaillance de la communication et à la constatation du fait que l'heure de coupure survient après l'itération 10 pour les valeurs de λ inférieures ou égales à 1. Il est également possible de vérifier que cette période de coupure est petite si λ dépasse 1 en considérant le facteur de sensibilité. Les résultats des calculs, en termes de taux d'erreur sur les bits (BER) et de rapport signal sur bruit (SINR), l'influence de la modulation sur l'amplitude du vecteur d'erreur (EVM) montrent que le facteur de sensibilité Ω joue un rôle fondamental dans la chaîne de transmission.

Voir **journal Published online in INTERNATIONAL JOURNAL OF COMMUNICATION SYSTEMS Wiley *Int. J. Commun. Syst.* 2018; 00:1–29** Published online in Wiley InterScience (www.interscience.wiley.com). DOI: 10.1002/dac **Performance Evaluation of Wi-Fi and WiMAX over OFDM Physical Layer.**

3.2. Etude des solutions existantes

La communication mobile est devenue un outil essentiel pour la société moderne. La première génération de cellulaire système fournis une transmission vocale basique mais innovante, [98].

La communication a commencé à devenir personnelle plutôt que d'être connecté à des emplacements fixes. La deuxième génération a numérisé la voix pour augmenter la capacité du système, la durée de vie de la batterie des appareils et qualité de service (QoS). Il a également introduit le court Message Service, qui a révolutionné la façon dont les gens communiquent.

La troisième génération de l'accès Internet mobile activé et les débits de données pas trop loin derrière les solutions câblées de cette époque.

Actuellement, le multiplexage par répartition orthogonale de la fréquence (OFDM) [99] est une solution largement adoptée principalement en raison de sa robustesse contre les canaux à trajets multiples [100] et mise en œuvre facile basé sur des algorithmes de transformée de Fourier rapide (FFT) [101].

3.2.1. Système de multiplexage par répartition orthogonale par répartition des fréquences

3.2.2. Modèle mathématique OFDM

L'OFDM peut être modélisé de plusieurs manières. Sa représentation comprend les innovations technologiques. Le canal de transmission proposé pour le système OFDM sera d'abord présenté, puis la modélisation en bande de base discrète sera établie

► L'émetteur

Considérant un système OFDM composé de N sous-porteuses complexes orthogonales réparties dans une bande passante. Les symboles QAM (Modulation d'Amplitude en Quadrature) transmis, avec une durée de T secondes, comprend un préfixe cyclique avec la durée. Cet émetteur utilise les formes d'onde présentées dans l'équation (31) peut être simplifié comme on peut le voir dans:

$$\phi_b(t) = \begin{cases} e^{j2\pi\frac{b}{T_s}t}, & t \in [-T_g, T_u] \\ 0, & otherwise \end{cases} \quad (31)$$

avec $b \in [-N/2, N/2 - 1]$, $T_u = NT_s$, $T_g = N_g T_s$, et $T = T_u + T_g$. on peut noter que $\phi_b(t) = \phi_b(t + T_u)$, avec t étant le prefix cyclique comprise entre $[-T_g, 0]$. Ces formes d'onde satisfont la relation d'orthogonalité disponible chez Eq. (32).

$$\frac{1}{T_u} \int_0^{T_u} \phi_b(t) \phi_{b'}^*(t) dt = \delta_{b,b'} \quad (32)$$

avec $\delta_{b,b'}$ est le symbole de Kronecker. L'équivalent en bande de base (*i.e.*, on the $[-W/2, W/2]$ bande de fréquence) du signal transmis pour le nième symbole OFDM est présenté dans Eq.(33):

$$s_{(n)}(t) = \sum_{b=-N/2}^{(N/2)-1} x_{(n)}[b] \phi_b(t - nT) \quad (33)$$

Les symboles d'information sont envoyés toutes les T_s secondes de manière indépendante et normalisée (*i.e.*, $E[x_{(n)}[b] x_{(n)}^*[b] = 1$).

Lorsqu'une séquence infinie de symboles OFDM est transmise, le signal de sortie de l'émetteur est une juxtaposition de symboles OFDM présentée dans Eq. (34) (Hieu, Kim, & Ryu, 2005) (Tranter, Taylor, Ziemer, Maxemchuk, & Mark, 2007).

$$s(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} s_{(n)}(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \sum_{b=-N/2}^{(N/2)-1} x_{(n)}[b] \phi_b(t - nT) \quad (34)$$

► Le Canal Physical AWGN(Bruit Additif blanc Gaussien)

On suppose que la fonction de réponse impulsionnelle du canal, $h(t, \tau)$ (variant dans le temps et la fréquence), est limitée à l'intervalle $\tau \in [0, T_g]$ (*i.e.*, $\tau_{max} \leq T_g$).

Le signal reçu devient à Eq. (35).

$$r(t) = (h \otimes s)(t) + b(t) = \int_0^{T_g} h(t, \tau) s(t - \tau) d\tau + b(t) \quad (35)$$

avec $b(t)$ qui est la densité spectrale circulaire additive gaussienne additive circulaire par dimension (*i.e.*, pour les parties réelles et imaginaires).

► **Le récepteur**

Le récepteur est constitué d'une banque de filtres adaptée à la dernière partie ($[0, T_u]$) des formes d'onde de l'émetteur, comme il est présenté dans Eq. (36).

$$\psi_b(t) = \begin{cases} \frac{1}{T_u} \phi_b^*(-t), & t \in [-T_u, 0] \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases} \quad (36)$$

Cela signifie que le préfixe cyclique est supprimé du récepteur. En prenant en considération le préfixe cyclique contient, par définition, toutes les interférences entre les symboles OFDM du symbole précédent, et en utilisant des équations(34), (35) et (36), on obtient la k-ième sous-porteuse reçue au nième symbole OFDM présenté dans Eq. (37).

$$\begin{aligned} y_{(n)}[b] &= y_b(t)|_{t=nT} \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} r(t)\psi_b(nT - t)dt \\ &= \sum_{n=-\infty}^{\infty} \sum_{b=-N/2}^{(N/2)-1} x_{(n')}[b'] \int_{nT}^{nT+T_u} \left(\int_0^{T_g} h(t, \tau)\phi_{\psi}(t - n'T - \tau)d\tau \right) \psi_b(nT - t)dt \\ &\quad + \int_{nT}^{nT-T_u} b(t)\psi_b(nT - t)dt \end{aligned} \quad (37)$$

avec $y_b(t) = (r \otimes \psi_b)(t)$.

On Remarque que $\phi_b(t - n', T - \tau) \neq 0$ pour $t \in [nT + \tau - T_g, nT + T_u + \tau]$, puisque $\tau \leq T_g$. ensuite, les deux intervalles $[n'T + \tau - T_g, n'T + T_u + \tau]$ et $[nT, nT + T_u]$ chauvauchement seulement pour $n'=n$. Ceci vérifie que l'insertion d'un préfixe cyclique $T_g \geq \tau_{max}$ supprime l'ISI. alors, l'Equation (38) devient (Baudin, 2014).

$$y_{(n)}[b] = \sum_{b=-N/2}^{(N/2)-1} x_{(n)}[b'] \int_{nT}^{nT+T_u} \left(\int_0^{T_g} h(t, \tau)\phi_{b'}(t - nT - \tau)d\tau \right) \psi_b(nT - t)dt + \omega_{(n)}[b] \quad (38)$$

avec $\omega_{(n)}[b] = \int_{nT}^{nT-T_u} b(t)\psi(nT - t)dt$ est un bruit blanc gaussien avec variance $\sigma^2 = 2N_0/T_u$ and N_0/T_u est sa dimension. La forme exponentielle de $\phi_b(t)$ est une intégrale intérieure, qui peut être écrite dans l'équation. (39).

$$\int_0^{T_g} h(t, \tau) \phi_{b'}(t - nT - \tau) d\tau = \phi_{b'}(t - nT) \int_0^{T_g} h(t, \tau) e^{-j2\pi \frac{b'}{T_u} \tau} d\tau = \phi_{b'}(t - nT) H(t, b' \frac{W}{N}) \quad (39)$$

avec $H(t, b' \frac{W}{N})$ est l'échantillon de transformée de Fourier prélevé à la fréquence $f = b' \frac{W}{N}$ (i.e., la b^{th} fréquence de sous-porteuse). Utiliser la notation $h(t, \tau)$, i.e., $H(t, f) = TF_{\tau}[h(t, \tau)]$, Eq. (39) peut être simplifié comme on peut le voir dans Equation. (40) et l'Eq. (41).

$$\begin{aligned} y_{(n)}[b] &= \sum_{b'=-N/2}^{(N/2)-1} x_{(n)}[b'] \frac{1}{T_u} \int_0^{T_u} H\left(t + nT, b' \frac{W}{N}\right) \phi_{b'}(t) \phi_b^*(t) dt + \omega_{(n)}[b] \\ &= \sum_{b'=-N/2}^{(N/2)-1} H_{(n)}[b, b'] x_{(n)}[b'] + \omega_{(n)}[b] \end{aligned} \quad (40)$$

avec

$$H_{(n)}[b, b'] = \frac{1}{T_u} \int_0^{T_u} H\left(t + nT, b' \frac{W}{N}\right) e^{-j2\pi \frac{b'-b}{T_u} t} dt \quad (41)$$

Afin d'approcher la valeur de l'intégrale ci-dessus, nous utilisons la méthode du rectangle avec une étape de T_s , on obtient en Eq.(42).

$$H_{(n)}[b, b'] \cong \frac{1}{N} \sum_{q=0}^{N-1} H\left(qT_s + nT, b' \frac{W}{N}\right) e^{-j2\pi \frac{b'-b}{N} q} \quad (42)$$

La k-sous-porteuse reçue $y(n)[b]$ apparaît à la $b^{\text{ième}}$ sous-porteuse pendant le $n^{\text{ième}}$ symbole OFDM et est définie par Eq. (43).

$$y_{(n)}[b] = H_{(n)}[b, b'] x_{(n)}[b] + IEP_{(n)}[b] + \omega_{(n)}[b] \quad (43)$$

où $IEP(n)[b]$ est l'interférence entre les sous-porteuses de la deuxième sous-porteuse pendant le $n^{\text{ième}}$ symbole OFDM, défini par Eq(44).

$$IEP_{(n)}[b] = \sum_{\substack{b'=-N/2 \\ b' \neq b}}^{(N/2)-1} H_{(n)}[b, b'] x_{(n)}[b'] \quad (44)$$

En utilisant la notation matricielle, nous décrivons l'équation globale du système OFDM présentée dans l'équation (45).

$$y_{(n)} = H_{(n)} x_{(n)} + w_{(n)} \quad (45)$$

où $x(n)$ est le nième symbole OFDM transmis, $y(n)$ est le nième symbole OFDM reçu, $w(n)$ est le bruit complexe du nième symbole OFDM et $H(n)$ est la matrice du canal pendant le nième Symbole OFDM $x(n)$, $y(n)$ et $w(n)$ sont des vecteurs de taille $N \times 1$ et $H(n)$ est une matrice $N \times N$. Ces quatre composantes peuvent être écrites d'après les auteurs [23,24] et [25].

$$\begin{aligned}
 x_{(n)} &= \left[x_{(n)} \left[\frac{-N}{2} \right], x_{(n)} \left[\frac{-N}{2} + 1 \right], \dots, x_{(n)} \left[\frac{N}{2} - 1 \right] \right]^T \\
 y_{(n)} &= \left[y_{(n)} \left[\frac{-N}{2} \right], y_{(n)} \left[\frac{-N}{2} + 1 \right], \dots, y_{(n)} \left[\frac{N}{2} - 1 \right] \right]^T \\
 w_{(n)} &= \left[w_{(n)} \left[\frac{-N}{2} \right], w_{(n)} \left[\frac{-N}{2} + 1 \right], \dots, w_{(n)} \left[\frac{N}{2} - 1 \right] \right]^T \\
 H_{(n)} &= \begin{bmatrix} H_{(n)} \left[\frac{-N}{2}, \frac{-N}{2} \right] & \dots & H_{(n)} \left[\frac{-N}{2}, \frac{N}{2} + 1 \right] \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ H_{(n)} \left[\frac{N}{2} + 1, \frac{-N}{2} \right] & \dots & H_{(n)} \left[\frac{N}{2} + 1, \frac{N}{2} + 1 \right] \end{bmatrix}
 \end{aligned}$$

La matrice de canal $H(n)$ contient la durée moyenne d'un symbole OFDM de la réponse en fréquence de canal $H(n)$ [b, b'] sur sa diagonale. Les coefficients d'interférence entre sous-porteuse (IEP) sont donnés par $H(n)$ [b, b'], $b \neq b'$, 0 sinon.

3.2.3. Les pilotes

Cette sous-section présente le modèle général de répartition des symboles pilotes dans un bloc temps-fréquence. Dans l'eq. (38), les composants correspondent à l'emplacement des sous-porteuses pilotes chez le destinataire [28,29] et [30]. Un symbole OFDM comprenant N sous-porteuses et un préfixe cyclique de longueur N_g est décrit par Eq. (46) et l'équation (47).

$$y_{(n)} = H_{(n)}x_{(n)} + w_{(n)} \quad (46)$$

$$[H_{(n)}]_{k,m} = \frac{1}{N} \sum_{l=1}^L \left[e^{-j2\pi \left(\frac{m-1}{N} - \frac{1}{2} \right) \tau l} \sum_{q=0}^{N-1} \alpha_l^{(n)}(qT_s) e^{j2\pi \frac{m-k}{N} q} \right] \quad (47)$$

Les symboles de type pilote N_p sont fixes pendant la transmission et régulièrement espacés parmi les symboles de données. Leur distance, en termes de nombre de sous-

porteuses entre deux symboles pilotes consécutifs, peut être choisie sans qu'il soit nécessaire de souscrire à la théorie de l'échantillonnage dans le domaine fréquentiel.

3.2.4. Signal-to-Noise Ratio (SNR)

Les courbes de performance seront généralement exprimées en fonction du Rapport Signal Bruit obtenu après démodulation OFDM. Cependant, il est utile de pouvoir connecter cette métrique au paramètre d'entrée conventionnel du récepteur, qui est le rapport / Le rapport signal sur bruit du symbole $[x(n)]_m$ est donné par Eq. (48).

$$SNR_m = \frac{\sum_{k=1}^N E \left[\left| [H(n)]_{k,m} [x(n)]_m \right|^2 \right]}{E \left[\left| [w(n)]_m \right|^2 \right]} = \frac{\sum_{k=1}^N P_{k,m}}{\sigma^2} = \frac{1}{\sigma^2} \quad (48)$$

Le SNR complet du symbole OFDM $x(n)$ est donc donné par Eq. (49).

$$SNR = \frac{\sum_{m=1}^N \sum_{k=1}^N P_{k,m}}{\sum_{m=1}^N E \left[\left| [w(n)]_m \right|^2 \right]} = \frac{1}{\sigma^2} = SNR_m \quad (49)$$

Le bit d'énergie moyenne à l'entrée du récepteur est défini par Eq. (50).

$$E_b = \frac{1}{2} E[|r(t)|^2] T_b \quad (50)$$

où $T_b = T_u / N \cdot N_b$ est la durée en bits, N_b est le nombre de bits par symbole et $[x(n)]_m$ est l'effet du canal AWGN. Donc, nous avons Eq. (51)

$$E_b = \frac{1}{2} E \left[[x(n)]_m [x(n)]_m^* \right] N T_b = N \frac{T_b}{2} \quad (51)$$

Enfin, nous pouvons déduire la relation entre le RSB et le rapport E_b / N_0 dans Eq. (52) et l'équation (53) (Surweera et Armstrong, 2005).

$$RSB = \frac{2 E_b / N T_b}{2 N_0 / T_u} = N_b \frac{E_b}{N_0} \quad (52)$$

$$(SNR)_{dB} = \left(\frac{E_b}{N_0} \right)_{dB} + 10 \log_{10}(N_b) \quad (53)$$

Par exemple, nous avons la relation suivante pour les symboles QPSK est donnée par Eq. (54).

$$\left(\frac{E_b}{N_0}\right)_{dB} = (SNR)_{dB} - 3dB \quad (54)$$

3.2.5. Signal-to-Interference-Plus-Noise Ratio (SINR)

La qualité du signal à la réception est également une fonction numérique des émetteurs fonctionnant dans la même bande passante. Notez que (E) est l'énergie moyenne du signal reçu sur les points de la constellation et P (E) est la probabilité que le système reste en équilibre. Ainsi, la valeur SINR moyenne totale reçue est donnée par Eq. (55), (56) et (57)

$$\begin{aligned} SINR_m^{tot} &= \sum_{k=1}^N \left(\lambda_{z_i}^{c(k)} + P(z_i > z_l) \right) P(E) SINR_m^{avg}(E) \\ s. t. \quad \sum_{j=1}^N (b_{l,j} + C_{PRB}^k) &\leq B_l^c \\ \sum_{j=1}^N (c_{l,j} + c_0^k) &\leq C_l^c \end{aligned} \quad (55)$$

de

$$SINR_m^{avg}(E) = SINR_m^{avg} \left[1 - \Omega \sqrt{\frac{\sum_{j=1}^m (b_{l,j} + b_j) \sum_{j=1}^m (c_{l,j} + c_j)}{B_l^{uc} + B_l C_l^{mc} + C_l}} \right] \quad (56)$$

avec

$$SINR_m^{avg} = \frac{P_l^{max} g_l |x|^{\alpha_l}}{\sum_{j=1}^Q P_j^{max} h_{pj} |Y_{pj}|^{-\alpha_j} + \sigma} \quad (57)$$

où $|x|$ est la longueur du bloc de réception, P_l^{max} est la puissance maximale de transmission, g_l est la distribution exponentielle de la puissance du canal, α_l est l'affaiblissement du chemin du canal, $|Y_{pj}|$ est la distance du point de constellation source j au point de constellation reçu p , P_j^{max} est la puissance maximale du points de constellation, h_{pj} est la distribution exponentielle moyenne de la puissance du canal à partir des points de constellation p et α_j est la perte de trajet de canal pour les points de constellation p .

3.3. Evaluation des Performances du PSK(Phase Shift Keying) dans un canal AWGN

L'efficacité de la bande passante d'un système de modulation PSK est accrue en utilisant une modulation M-PSK. Une utilisation plus efficace de la bande passante est obtenue lorsque chaque symbole représente m bits, réalisant M = symboles possibles. La durée du symbole est T = m et correspond à la durée du bit Pour BPSK, la probabilité d'erreur sur les bits (BER) est donnée par l'Eq. (58).

$$P_b = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{E_b}{N_0}} \right) \quad (58)$$

où E_b / N_0 est le rapport signal sur bruit(RSB), Lorsque nous augmentons l'énergie des bits dans le signal transmis, les points de la constellation, correspondant aux symboles 1 et 0, s'éloignent du BER M-PSK pour un canal AWGN. Cette probabilité est donnée par Eq. (59).

$$P_b = \frac{1}{m} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{mE_b}{N_0}} \right) \sin \left(\frac{\pi}{M} \right) \quad (59)$$

où $M = 2m$, avec $m = 2, 3, \dots$

L'alphabet du signal MAQ-16 est $\Lambda_{16} = \{\pm 1 \pm j, \pm 3 \pm j, \pm 1 \pm 3j, \pm 3 \pm 3j\}$. Sans perte de généralité, nous supposons que le symbole X_0 transmis sera reçu dans le premier quadrant : Dans le cas QPSK, la probabilité de décision correcte peut être écrite comme un produit de la fonction d'erreur. Il est donc pratique de définir le paramètre Eq. (60).

$$\psi(\alpha, \beta) = Q \left(\frac{\alpha - \Re\{z\}}{\sigma} \right) Q \left(\frac{\beta - \Re\{z\}}{\sigma} \right) \quad (60)$$

où α et β représentent la région de décision. Il deviendra bientôt évident que la probabilité d'erreur requise peut être exprimée en termes d'équation. (61).

$$\phi(\omega_I, \omega_Q) = e^{j[\omega_I \Re\{S_0 X_0\} + \omega_Q \Im\{S_0 X_0\}]} \times \prod_{l=1}^{N-1} \frac{1}{16} \sum_{X_l \in \Lambda_{16}} e^{j[\omega_I \Re\{S_l X_l\} + \omega_Q \Im\{S_l X_l\}]} \quad (61)$$

Afin d'évaluer Eq. (61), défini par Eq. (62)

$$Q(x) = \frac{1}{2} - \frac{2}{\pi} \sum_{m \in \mathbb{N}_0} \frac{e^{-m^2 \omega_0^2 / 2} \sin(m \omega_0 x)}{m} + \varepsilon(x, \omega_0) \quad (62)$$

En utilisant les propriétés de la fonction caractéristique de l'équation (62) définie par l'équation (63).

$$\begin{aligned} P_{c,av} &= \frac{1}{4} + \frac{1}{\pi} \sum_{m \in \mathbb{N}_0} \frac{\Re \left\{ \phi \left(\frac{m \omega_0}{\sigma}, 0 \right) \right\}}{m} + \frac{1}{\pi} \sum_{n \in \mathbb{N}_0} \frac{\Re \left\{ \phi \left(\frac{n \omega_0}{\sigma}, 0 \right) \right\}}{n} \\ &\quad + \frac{2}{\pi^2} \sum_{n \in \mathbb{N}_0} \sum_{m \in \mathbb{N}_0} \frac{\Re \left\{ \phi \left(\frac{-m \omega_0}{\sigma}, \frac{n \omega_0}{\sigma} \right) - \phi \left(\frac{-m \omega_0}{\sigma}, \frac{n \omega_0}{\sigma} \right) \right\}}{nm} \end{aligned} \quad (63)$$

et l'équation (64) devient.

$$\begin{aligned} \psi(\alpha, \beta) &= \frac{1}{4} + \frac{1}{\pi} \sum_{m \in \mathbb{N}_0} \frac{e^{-m^2 \omega_0^2 / 2} \Re \left\{ \phi \left(\frac{m \omega_0}{\sigma}, 0 \right) \right\}}{m} + \frac{1}{\pi} \sum_{n \in \mathbb{N}_0} \frac{e^{-n^2 \omega_0^2 / 2} \Re \left\{ \phi \left(\frac{n \omega_0}{\sigma}, 0 \right) \right\}}{n} \\ &\quad + \frac{2}{\pi^2} \sum_{n \in \mathbb{N}_0} \sum_{m \in \mathbb{N}_0} \frac{2e^{-(m^2+n^2)\omega_0^2/2}}{nm\pi^2} \\ &\quad \times \Re \left\{ e^{j(m\omega_0\alpha - n\omega_0\beta)/\sigma} \phi \left(\frac{-m\omega_0}{\sigma}, \frac{n\omega_0}{\sigma} \right) - e^{j(m\omega_0\alpha + n\omega_0\beta)/\sigma} \phi \left(\frac{-m\omega_0}{\sigma}, \frac{n\omega_0}{\sigma} \right) \right\} \end{aligned} \quad (64)$$

3.3.1. Probabilité de coupure

La probabilité de coupure ou de non-opérabilité exprime la probabilité qu'une liaison sans fil se trouve dans un état où le RSB instantané est inférieur à β , un seuil prédéfini tel que la transmission n'est plus possible. Cette probabilité est donnée par l'Eq. (65)

$$\begin{aligned} P_l^c &= P_{ro}(SINR_m^{avg} \leq \beta) = P_{ro} \left(\frac{P_l^{max} g_l |x|^{\alpha_l}}{\sum_{j=1}^Q P_j^{max} h_{pj} |Y_{pj}|^{-\alpha_j} + \sigma} \leq \beta \right) \\ &= P_{ro} \left(P_l^{max} g_l |x|^{\alpha_l} \leq \beta \left(\sum_{j=1}^Q P_j^{max} h_{pj} |Y_{pj}|^{-\alpha_j} \right) + \beta \sigma \right) \\ &= P_{ro} \left(z_l \leq \sum_{i=2}^n z \right) = 1 - \prod_{i=2}^n \frac{1}{1 + \lambda_i / \lambda_i} \end{aligned} \quad (65)$$

où est le taux de la distribution exponentielle mentionné comme cela dans Eq (66).

$$P_l^c = P_{ro} \left(P_l^{max} g_l |x|^{\alpha_l} \leq \sum_{j=1}^Q \beta P_j^{max} h_{pj} |Y_{pj}|^{-\alpha_j} + \frac{\beta \sigma}{Q} \right) = 1 - \prod_{j=2}^Q \frac{1}{1 + \lambda_l / \lambda_j} \quad (66)$$

où est le paramètre de la variable z, qui suit la distribution exponentielle.

3.3.2. The Bit Error Rate (BER)

Le BER est calculé par l'équation. (67)

$$BER = \frac{\text{nombre de bit d'erreur Total}}{\text{nombre Total de bits transmis}} \quad (67)$$

Il est également possible de calculer le taux d'erreur sur les symboles par Eq. (68).

$$SER = \frac{\text{nombre de symbole d'erreur Total}}{\text{nombre Total de symbole transmis}} \quad (68)$$

3.3.3. L'EVM (Error Vector Magnitude)

L'erreur de magnitude vectorielle ou EVM est une mesure utilisée pour quantifier les performances des données d'un système radio. Un signal envoyé par un émetteur idéal ou reçu par un récepteur idéal aurait tous les points de sa constellation principalement aux positions idéales, donc diverses imperfections de canaux dues au bruit, la plupart du temps, des points de déplacement de constellation conduisant à une déviation du signal aux bruits.

La formule EVM est la suivante de la formule (69).

$$EVM (\%) = \sqrt{\frac{\text{Perreur}}{\text{Preference}}} * 100 \quad (69)$$

3.4. Evaluation des performances et analyse des resultats

Dans cette section, à travers différents paramètres, on peut voir les performances du système en relation avec la probabilité de panne, le SINR, l'influence de la modulation sur l'EVM et le BER. Ces critères d'évaluation sont subdivisés en différents types.

Dans le premier type, le SINR peut afficher la qualité du signal en fonction de la puissance et du bruit. Dans le deuxième type, nous avons vu l'influence de la modulation sur l'EVM et l'influence de la modulation sur le taux d'erreur sur les bits (BER) et dans le troisième type, nous avons observé l'influence du nombre de sous-porteuses sur le BER et l'EVM.

En termes de BER, il y a nécessairement une influence sur le type de modulation, à savoir 16-QAM, 64QAM et 128QAM sur la norme 802.11a et la norme 802.16e. Sur l'EVM, nous notons également que le type de modulation affecte nos résultats.

En termes de sous-porteuses, concernant les normes 802.11a et 802.16e, le type de modulation n'affecte pas les résultats aussi bien que le EVM. Ceci est normal car nous utilisons un canal AWGN.

L'évaluation des performances et l'analyse des résultats ainsi que les différentes étapes suivies par les études de simulation ont permis de présenter les étapes suivantes :

La probabilité de panne

Le SINR

L'influence de la modulation sur l'EVM et sur le BER

En outre, les discussions sur les résultats sont mentionnées. Les simulations ont été effectuées avec MATLAB®. Les paramètres utilisés figurent dans le tableau 3.1 et figurent dans la plupart des articles cités en référence.

Tableau 3.1 : Paramètres de simulation

Parametre	Valeur
Puissance du Signal	450 W
Type de canal	AWGN
Noise power	20 dBm/Hz
Probability d'équilibre	70%
Contrainte lié à la constellation	C
Bande Passante	B

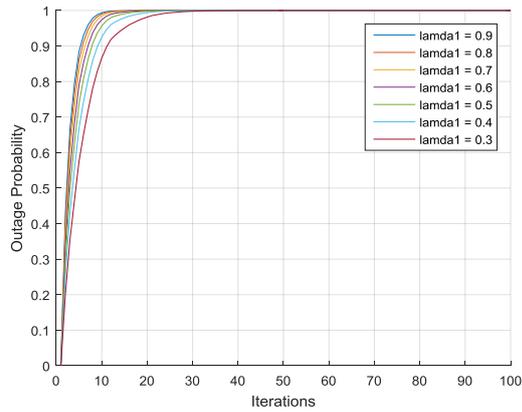


Figure 3.1. Probabilité de coupure en fonction de l'itération pour le facteur de sensibilité $\lambda_l \in \{0.9, 0.8, 0.7, 0.6, 0.5, 0.4, 0.3\}$.

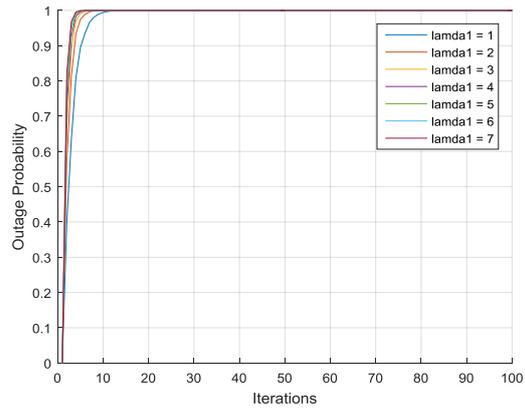


Figure 3.2 Probabilité de coupure en fonction de l'itération pour le facteur de sensibilité $\lambda_l \in \{1, 2, 3, 4, 5, 6, 7\}$.

Nous avons estimé la valeur de la probabilité de coupure en fonction du nombre d'itérations pour $\lambda \leq 1$. Le nombre d'itérations est plus petit si $\lambda > 1$, comme illustré à la Fig. 3.1. La Fig. 3.2 présente la probabilité de panne du facteur de sensibilité.

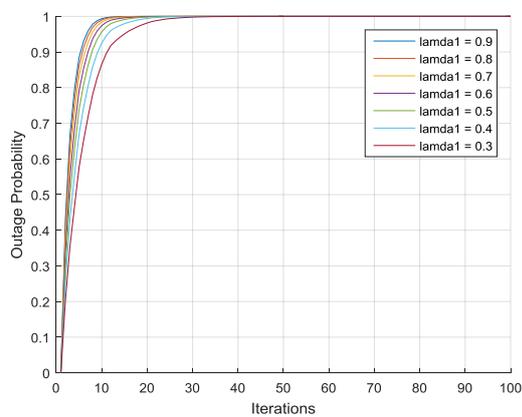


Figure 3.3 Probabilité de coupure en fonction de l'itération pour le facteur de sensibilité $\lambda_l \in \{1, 0.9, 0.7, 0.5, 0.4, 0.3, 0.1\}$.

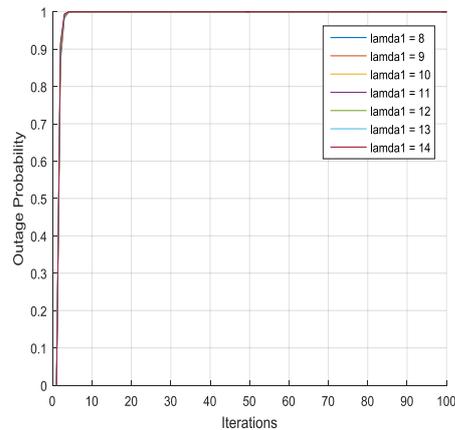


Figure 3.4 Probabilité de coupure en fonction de l'itération pour le facteur de sensibilité $\lambda_l \in \{8, 9, 10, 11, 12, 13, 14\}$.

La probabilité d'arrêt du facteur de sensibilité est prise en compte dans la Fig. 3.3 et la Fig. 3.4 montre la probabilité d'arrêt du facteur de sensibilité.

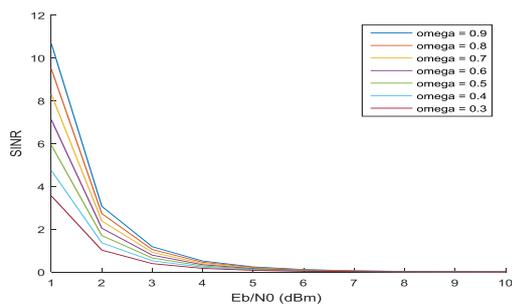


Figure 3.5 SINR pour le Wi-Fi en fonction de Eb/NO.

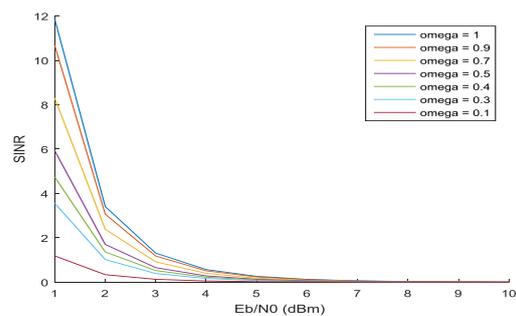


Figure 3.6. SINR pour le WiMAX en fonction de Eb/NO.

Le facteur de sensibilité Ω modifie le SINR pour le WiFi, comme illustré à la Fig.3.5. La figure 3.6 représente le SINR de WiMAX lorsqu'il est estimé en fonction des interférences. Par conséquent, lorsque le bruit de la voie augmente, la qualité du signal diminue.

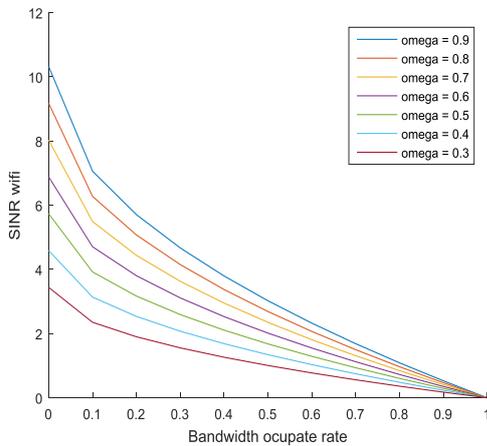


Figure 3.7 SINR pour le Wi-Fi en fonction de l'occupation de la bande passante.

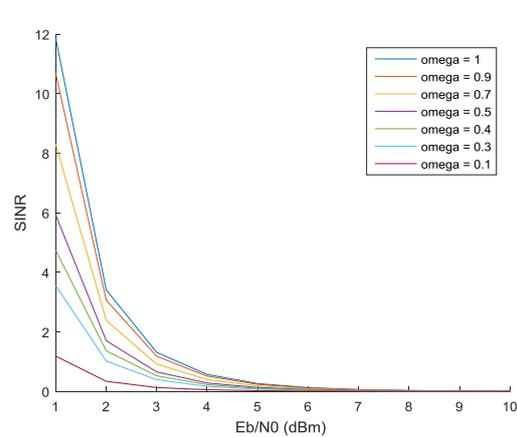


Figure 3.8 SINR pour le WiMAX en fonction de l'occupation de la bande passante.

La qualité du signal a été calculée en fonction de l'occupation de la bande passante, comme illustré à la Fig.3.7. La figure 3.8 montre les résultats du SINR pour WiMAX en fonction de l'occupation de la bande passante. Cette métrique dépend également du facteur de sensibilité.

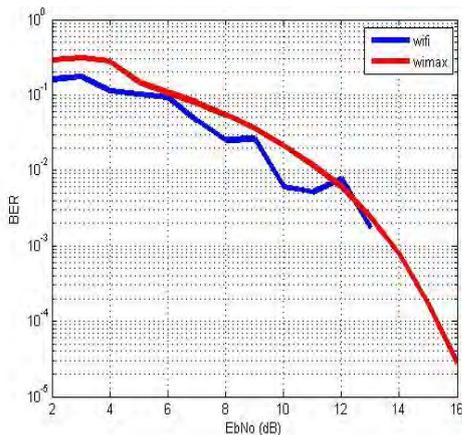


Figure 3.9 l'influence de la modulation sur le BER 64-QAM) en fonction de Eb/No.

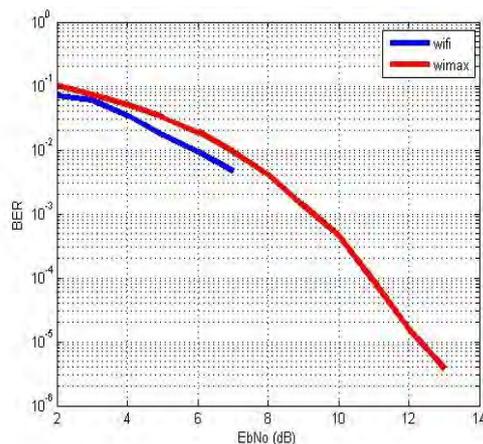


Figure 3.10 l'influence de la modulation sur le BER (16-QAM) en fonction de Eb/No.

De plus, les performances en termes de BER ont été calculées avec différents types de modulations et il est possible de remarquer, à partir des résultats obtenus, représentés sur la Fig.3.9, cela représente l'influence de la modulation sur le BER pour 64-QAM et la Fig. 3.10 montre l'influence de la modulation sur le BER pour 16-QAM.

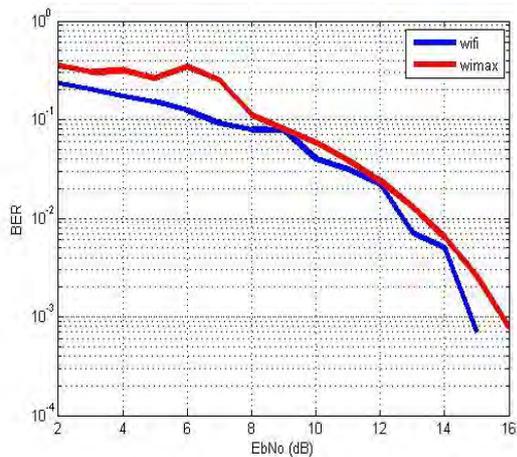


Figure 3.11 l'influence de la modulation sur le BER (128-QAM) en fonction de Eb/N0

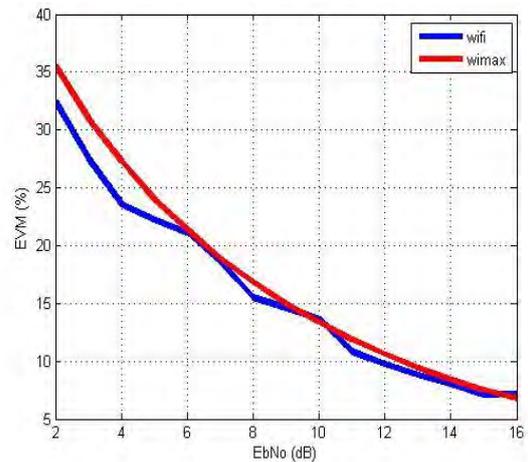


Figure 3.12 l'influence de la modulation sur l'EVM (16QAM) en fonction de Eb/N0.

La figure 3.11 montre l'influence de la modulation sur le BER pour 128-QAM conformément à la norme 802.11 A et à la norme 802.16e. Sur la base des résultats présentés, on peut en conclure que le type de modulation n'affecte pas les résultats dans un canal AWGN. Le type de modulation influe sur le calcul du BER puisque, au récepteur, la distance entre les points des constellations diminue lorsque le nombre de points augmente. Ainsi, la probabilité de prendre une mauvaise décision augmente. Ces figures 3.9, 3.10 et 3.11 illustrent l'effet de la modulation sur le BER. Avec les modulations QAM 16, QAM 64 et QAM 128, on remarque que le changement de type de modulation produit des effets sur les résultats dans un canal AWGN. La Figure 3.12 illustre l'influence de la modulation sur l'EVM (16-QAM $N = 64$ et $N = 256$).

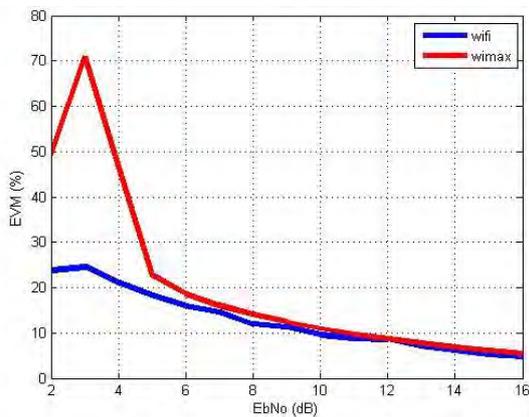


Figure 3.13 l'influence de l'EVM (64-QAM) en fonction de Eb/N0.

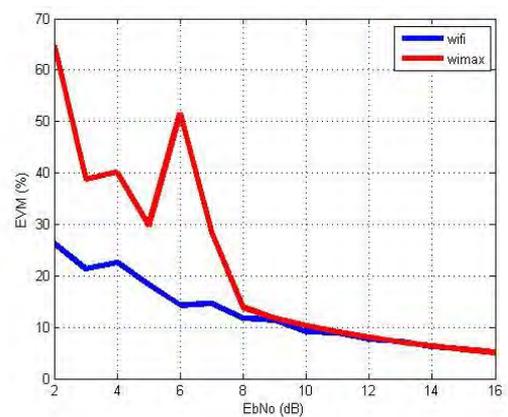


Figure 3.14 l'influence de l'EVM (128-QAM) en fonction de Eb/N0.

La Figure 3.13 illustre l'influence de la modulation sur l'EVM (64-QAM $N = 64$ et $N = 256$) et la Figure 3.14. Illustrent l'influence de la modulation sur l'EVM (128-QAM $N = 64$ et $N =$

256). Nous remarquons que le changement de type de modulation produit des effets sur les résultats dans un canal AWGN.

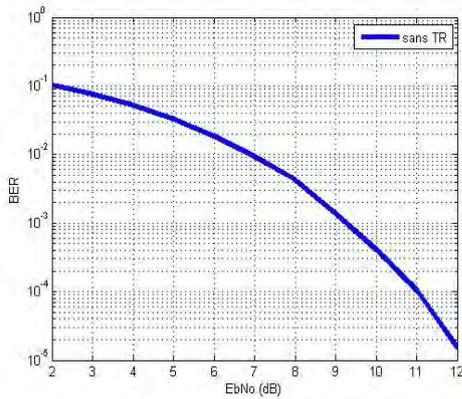


Figure 3.15 l'influence du nombre de sous-porteuses sur le BER (16-QAM N = 64) en fonction de E_b/N_0 .

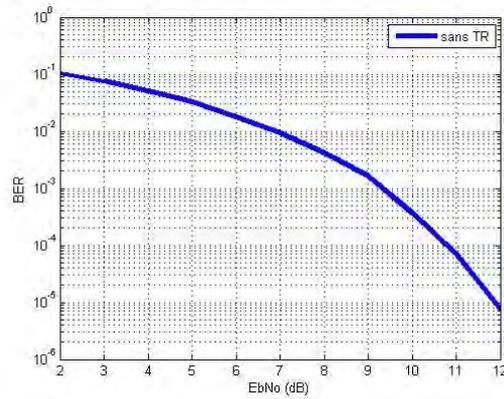


Figure 3.16 l'influence du nombre de sous-porteuses sur le BER (16-QAM N =256) en fonction de E_b/N_0 .

Les figures 3.15 et 4.16 illustrent l'influence du nombre de sous-porteuses sur le BER selon la norme 802.11 A et l'influence du nombre de sous-porteuses sur la norme 802.16e. Nous remarquons que le nombre de sous-porteuses n'affecte pas les résultats dans un canal AWGN.

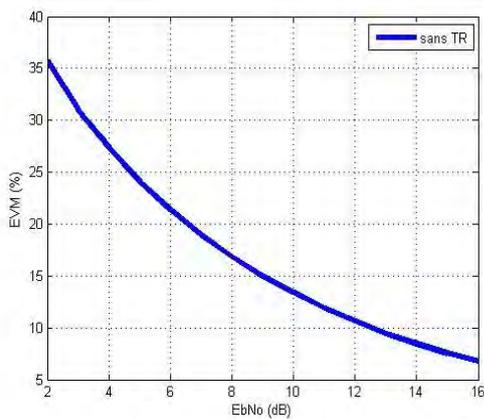


Figure 3.17 l'influence du nombre de sous-porteuses sur l'EVM (16-QAM N = 64) en fonction de E_b/N_0 .

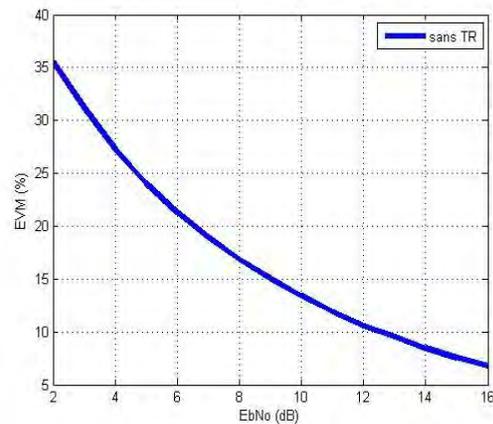


Figure 3.18 l'influence du nombre de sous-porteuses sur l'EVM (16-QAM N =256).

La figure 3.17 illustre l'influence du nombre de sous-porteuses sur l'EVM (16-QAM N = 64) et la figure 3.18 illustre l'influence du nombre de sous-porteuses sur l'EVM (16-QAM N = 256). Nous remarquons que le nombre de sous-porteuses n'affecte pas les résultats dans un canal AWGN [98].

3.5. Modélisation d'un système hétérogène basé sur le SINR de réseaux mobiles LTE et WIMAX : Le cas de l'Université Virtuelle du Sénégal

Un système hétérogène est une intégration de différents types de réseaux. Dans cet article, le système ici développé, est constitué des réseaux LTE et WIMAX par exemple : le cas de l'UVS. L'objectif de ce papier est d'étudier et d'optimiser leurs performances, en l'occurrence le SINR, la probabilité de blocage et les pertes de communications des utilisateurs ainsi que la mobilité. L'outil mathématique qui a permis d'évaluer et d'analyser ces performances est une chaîne de Markov. Les résultats des équations ainsi obtenus nous ont d'abord conduit à mettre en évidence la probabilité de blocage et les pertes de connexions dans la zone 2 pour le W_1 , et de noter, ensuite, que les réseaux sont inférieurs à la barre de 40% quand ils sont déterminés en fonction de la vitesse de la bande passante et de l'occupation. Mieux, ils restent inférieurs à la barre de 50% dans la sous-cellule de la zone quand nous les estimons en fonction de la charge offerte par le trafic des données en considérant le facteur de sensibilité. Voir **article: Modeling of a LTE and WIMAX mobile networks SINR-based heterogeneous system - the case of the Virtual University of Senegal** May 2017 DOI: 10.1109/ICCW.2017.7962837 Conference: 2017 IEEE International Conference on Communications Workshops (ICC Workshops).

3.5.1. Modèle du système hétérogène

La figure 3.19 présente le modèle d'un prototype de système hétérogène de réseaux. En effet, nous avons une zone de service circulaire z de rayon R couverte intégralement par le réseau mobile LTE (4). Cette zone de service est répartie en plusieurs sous-zones circulaires homogènes $(z_i)_{1 \leq i \leq N}$ de rayon R_i dont chacune est couverte par un réseau Wimax. La zone de couverture du réseau sera fortement réduite afin d'améliorer la QoS des moyens de l'utilisateur. Cette stratégie de densification du réseau prouvera son efficacité dans les zones à très forte concentration d'utilisateurs (stade, meeting, aéroport ...)

Ainsi les réseaux LTE et WIMAX se chevauchent dans les sous-zones z_i et les réseaux WIMAX sont disjoints entre eux. Nous notons par z_s la partie de la zone de service non couverte par un réseau WIMAX. D'où l'équation (70).

$$z_s = z_1 - \sum_{i=1}^N Z_i \quad (70)$$

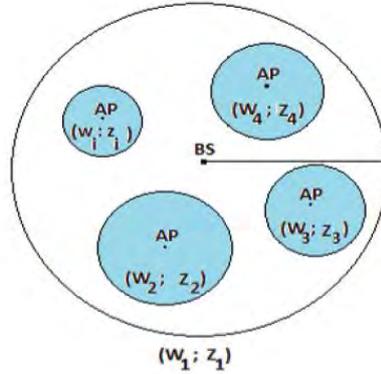


Figure 3.19 : Le modèle d'une zone de service.

Les utilisateurs se dotant d'appareil à accès multiples, ont la possibilité de changer de connections dans les zones où les réseaux se chevauchent en choisissant automatiquement le réseau ayant le meilleur débit binaire et le SINR le plus élevé. Dans notre étude, nous supposons que le réseau LTE fournit deux types de services: ceux Multicast ou Unicast dont les nombres d'unités de bande passante sont respectivement B_1^{mc} et B_1^{uc} , le nombre maximal d'utilisateurs pouvant se connecter à ces services sont respectivement N_1^{mc} et N_1^{uc} . Par ailleurs, les nombres d'unités de bande passante et d'utilisateurs se connectant à chaque réseau WIMAX sont respectivement B_j et N_j . Dans la zone de service Z_1 , nous considérons Q sources d'interférences réparties suivant une distribution aléatoire normale: $Q = \{I(q), q = 1 \dots Q\}$.

Tableau 3.2 : Paramètres des réseaux LTE et WIMAX.

Paramètres	Réseau LTE W_1	Réseau WIMAX $W_{i=2...N}$
Interférences	Distribution normale de Q sources	Distribution normale de Q sources
Zones couvertes	Z_1	$Z_{i=2...N}$
Qualité de services	Faible bande passante	Large bande passante
Types de services	Multicast Unicast	Unicast
Nombre d'unités de bande passante	B_1^{mc} B_1^{uc}	B_j
Nombre d'utilisateurs	N_1^{mc} N_1^{uc}	N_j

La méthode de sélection étant basée sur le SINR et le BER les interférences jouent alors un rôle capital au niveau de la stratégie adoptée qui permet de sélectionner un réseau. Les différents paramètres du système hétérogène de réseaux sont assignés dans le tableau précédent 3.2.

3.5.2. Algorithme de selection basee sur le SINR et le BER

Si un utilisateur est dans une zone Z_i où coexistent les réseaux LTE et WIMAX, il a la possibilité de se connecter ou d'effectuer un handover du réseau LTE vers le réseau WIMAX. Si le SINR est élevé pour le réseau LTE alors l'utilisateur se connecte, sinon il est bloqué pour se connecter au réseau WIMAX (figure 3.20).

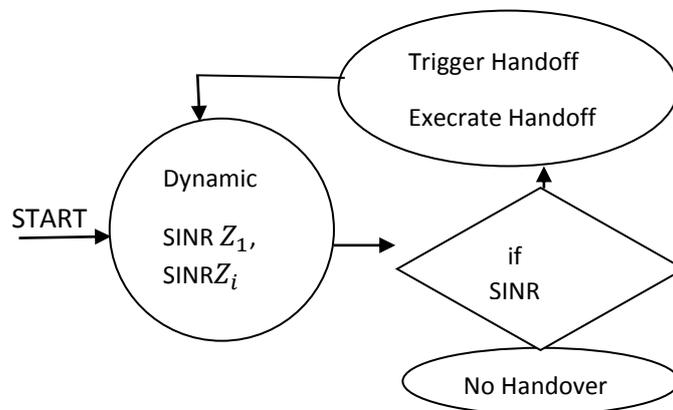


Figure 3.20 : Algorithme de sélection du réseau

3.5.3. Modele de mobilite : le Random WayPoint (RWP)

Le modèle RWP est le mieux adapté aux mouvements individuels des utilisateurs. En effets, il prend en compte leurs comportements individuels tels que les arrêts, départs et toutes actions relatives au déplacement individuel dans une zone donnée.

3.5.4. Densité de probabilité

La densité de probabilité de trouver un utilisateur situé à une distance x du centre de la zone de service convexe z_1 et dans une zone circulaire de rayon r_i placé à une distance d_i du centre cluster est définie par [7] est donné par l'expression (71):

$$h(x) = (1-x^2) \int_0^\pi \sqrt{1-x^2 \cos(\phi + \alpha - \beta)} d\phi \quad (71)$$

Avec

$$x = \sqrt{d_i^2 + 2d_i r_i \cos \alpha + r_i^2}$$

$$\beta = \arctan(d_i + r_i \cos \alpha; r_i \sin \alpha)$$

Le taux d'arrivé $\tau_a(z_i)$ d'un utilisateur dans une zone z_i

Suivant le modèle RWP et en se basant sur les résultats obtenus par [8], nous avons montré que le taux moyen d'arrivée d'un utilisateur dans une zone z_i de rayon r_i et située à une distance d_i du centre de zone de service est établi par l'équation (72):

$$\tau_a(z_i) = \frac{2}{c_v} \int_0^\pi \int_0^\pi r_i (1-x^2) \sqrt{1-x^2 \cos(\phi + \alpha - \beta)} \sin \phi d\phi d\alpha \quad (72)$$

Probabilité $P(z_i)$ de trouver des utilisateurs dans une zone z_i

La probabilité de trouver des utilisateurs dans une zone z_i de rayon r_i situé à une distance d_i du centre du cluster dépend directement de la mobilité des utilisateurs.

Ainsi, d'après le modèle Random Way Point et les travaux des auteurs [9] pour prouver l'espérance suivant l'équation(73):

$$P(z_i) = \int_0^R \int_0^\pi \int_0^{2\pi} r_i (1-x^2) \sqrt{1-x^2 \cos(\phi + \alpha - \beta)} d\phi d\alpha dr_i \quad (73)$$

Taux moyen $\lambda_{z_i}^{sk}$ de nouvelles demandes d'accès à un service :

On note par $\lambda_{z_i}^{CS_k}$ le taux moyen de demande d'accès de service S_k dans une zone z_i . Ainsi le taux moyen de demande d'accès à un service S_k , $\lambda_{z_i}^{CS_k}$, situé à une sous cellule z_i est définie par la formule(74):

$$\lambda_{z_i}^{CS_k} = P(z_i) \cdot \lambda_{z_1}^{CS_k} \quad (74)$$

Taux moyen de demandes de handovers :

- **Horizontal**

Soit $n_{z_s}^{S_k}$ le nombre moyen d'utilisateurs accédant au service S_k dans la zone Z_s . Le taux moyen de demandes de handover horizontal $\tau_{z_s}^{HS_k}$ au réseau W_1 pour un service S_k est donné par la relation (75):

$$\tau_{z_s}^{HS_k} = n_{z_s}^{S_k} \cdot \eta_{z_s}^{z_1} \quad (75)$$

Où $\eta_{z_s}^{z_1}$ est le flux de sortie des utilisateurs de la zone z_s à l'extérieur de la cellule z_1 et est définie par (76):

$$\eta_{z_s}^{z_1} = \frac{P(z_s)}{\Delta CS_k} \quad (76)$$

Avec ΔCS_k le temps de séjour moyen des utilisateurs dans une zone z_i .

- **Vertical**

Notons par $n_{z_s}^{S_k}$ le nombre moyen d'utilisateurs mobile accédant au service S_k dans la zone z_s . Le taux moyen de demandes de handover vertical $\tau_{z_s}^{VS_k}$ au réseau w_1 des utilisateurs accédant au service S_k dans la zone z_s et se déplaçant vers la zone z_i sans avoir fini leurs connections est donné par la formule (77):

$$\tau_{z_s}^{VS_k} = n_{z_s}^{S_k} \cdot \eta_{z_s}^{z_i} \quad (77)$$

où $\eta_{z_s}^{z_i}$ est le flux de sortie des utilisateurs de la zone z_s vers la cellule z_i est définie par (78):

$$\eta_{z_s}^{z_i} = \frac{P(z_s)}{\Delta CS_k} \quad (78)$$

Avec ΔCS_k le temps de séjour moyen des utilisateurs dans la zone z_i .

Modélisation basée sur la chaîne de Markov

Nous avons utilisé une chaîne de Markov pour modéliser et définir toutes les étapes et les états de réseaux hétérogènes en fonction du nombre d'unités de bande passante occupée et du nombre d'utilisateurs occupant ces unités en temps réel.

En notant M et S toutes les zones du cluster et des services qui sont disponibles sur elle, donc la taille de notre chaîne de Markov est : $S: (2m - 1) | M | = m$ et $| S | = s$

- **Différentes étapes et états du système**

Lorsque nous considérons le système à un moment donné, et que nous le caractérisons comme étant une étape de changement dynamique, les connexions et déconnexions des utilisateurs du système définissent l'espace des états qui est donné par :

$$\left\{ \begin{array}{l} (n_{1,1}^k ; b_{1,1}^k) ; (n_{1,2}^k ; b_{1,2}^k) ; \dots ; \\ (n_{1,i}^k ; b_{1,i}^k) ; \dots ; (n_{1,m}^k ; b_{1,m}^k) ; \\ (n_2^k ; b_2^k) ; \dots ; (n_i^k ; b_i^k) ; \dots ; \\ (n_m^k ; b_m^k) \end{array} \right.$$

$$s.q / \left\{ \begin{array}{l} \sum_{j=1}^m \sum_{k=1}^s (b_{1,j}^k) \leq B_1^{uc} \\ \sum_{j=1}^m \sum_{k=1}^s (n_{1,j}^k) \leq N_1^{uc} \\ \sum_{k=1}^m (b_i^k) \leq B_i \\ \sum_{k=1}^s (n_i^k) \leq N_i \end{array} \right.$$

Tableau 3.3 Définition des paramètres du système

Paramètre :	Définitions
$n_{1,1}^k$	Nombre d'utilisateurs connectés au réseau LTE au service s_k dans la zone z_0
$n_{1,i}^k$	Nombre d'utilisateurs connectés au réseau LTE au service s_k dans la zone z_i
n_i^k	Nombre d'utilisateurs connectés au réseau WIMAX au service s_k dans la zone z_i
$b_{1,1}^k$	Nombre d'unités de bande passante occupée du réseau LTE du service s_k dans la zone z_0
$b_{1,i}^k$	Nombre d'unités de bande passante occupée du réseau LTE du service s_k dans la zone z_i
b_i^k	Nombre d'unités de bande passante occupée du réseau WIMAX du service s_k dans la zone z_i
N_{PBR}	Nombre de blocs ressources demandés pour fournir un service s_k du réseau LTE

3.5.5. Les différents étapes et états du système

➤ Etape 0:

$$E_0 = ((n_{1,1}; b_{1,1}); (n_{1,2}; b_{1,2}); \dots; (n_{1,i}; b_{1,i}); \dots; \\ (n_{1,n}; b_{1,n}); (n_2; b_2); (n_2; b_2); \dots; \\ (n_i; b_i); \dots; (n_n; b_n))$$

➤ Etape1:

$$\begin{aligned}
 E_1 = & ((n_{1,1} + \gamma n_0; b_{1,1} + \gamma N_{PRB}); \\
 & (n_{1,1}^k; b_{1,1}^k); (n_{1,2}^k; b_{1,2}^k); \dots; \\
 & (n_{1,i}^k; b_{1,i}^k); \dots; (n_{1,m}^k; b_{1,m}^k); (n_2^k; b_2^k); \dots; \\
 & (n_i^k; b_i^k); \dots; (n_m^k; b_m^k); (n_{1,2}^k; b_{1,2}^k); \dots; (n_{1,i}^k; b_{1,i}^k); \dots \\
 & (n_{1,n}^k; b_{1,n}^k); (n_2^k; b_2^k); (n_2^k; b_2^k); \dots \\
 & ; (n_i^k; b_i^k); \dots; (n_m^k; b_m^k)) \\
 \gamma = & \begin{cases} 1 & \text{si un utilisateur } n_0 \text{ se connecte} \\ & \text{au r\u00e9seau LTE dans la zone } Z_s \text{ Etat}(E_{1,1}) \\ -1 & \text{si un utilisateur } n_0 \text{ se connecte} \\ & \text{au r\u00e9seau LTE dans la zone } Z_s \text{ Etat}(E_{1,2}) \\ 0 & \text{Sinon} \quad \text{Etat}(E_{1,3}) \end{cases}
 \end{aligned}$$

➤ Etape2:

$$\begin{aligned}
 E_2 = & ((n_{1,1}^k; b_{1,1}^k); (n_{1,2}^k; b_{1,2}^k); \dots \\
 & (n_{1,i}^k + \gamma n_0^k; b_{1,i}^k + \gamma N_{PRB}^k); \dots \\
 & (n_{1,m}^k; b_{1,m}^k); (n_2^k; b_2^k); \dots \\
 & (n_i^k; b_i^k); (n_m^k; b_m^k)) \\
 \gamma = & \begin{cases} 1 & \text{si un utilisateur } n_0 \\ & \text{se connecte au r\u00e9seau LTE} \\ & \text{dans la zone } z_i \text{ Etat}(E_{2,4}) \\ -1 & \text{si un utilisateur } n_0 \\ & \text{se d\u00e9connecte au r\u00e9seau LTE} \\ & \text{dans la zone } z_i \text{ Etat}(E_{2,5}) \\ 0 & \text{sin on} \quad \text{Etat}(E_{2,6}) \end{cases}
 \end{aligned}$$

➤ Etape 3:

$$\begin{aligned}
 E_3 = & ((n_{1,1}^k; b_{1,1}^k); (n_{1,2}^k; b_{1,2}^k); \dots \\
 & (n_{1,i}^k; b_{1,i}^k); \dots (n_{1,m}^k; b_{1,m}^k); \dots \\
 & (n_2^k; b_2^k)(n_2^k; b_2^k); \dots \dots \\
 & (n_i^k + \gamma n_0^k; b_i^k + \gamma); \dots \\
 & (n_m^k; b_m^k)
 \end{aligned}$$

$$\gamma = \begin{cases} 1 & \text{si un utilisateur } n_0 \text{ se connecte} \\ & \text{au r\u00e9seau WIMAX dans la zone } Z_i \text{ Etat}(E_{3,7}) \\ -1 & \text{si un utilisateur } n_0 \text{ se d\u00e9connecte} \\ & \text{au r\u00e9seau WIMAX dans la zone } Z_i \text{ Etat}(E_{3,8}) \\ 0 & \text{sin on} \quad \text{Etat}(E_{3,9}) \end{cases}$$

➤ Etape4 :

$$\begin{aligned}
 E_4 = & ((n_{1,1}^k + \gamma n_{0,1}^k; b_{1,1}^k + \gamma N_{PRB}^K); \dots \\
 & (n_{1,2}^k + b_{1,2}^k); \dots; (n_{1,i}^k + \gamma' n_0^k; b_{1,i}^k + \gamma' N_{PRB}^K); \dots \\
 & (n_{1,m}^k; b_{1,m}^k); (n_2^k; b_2^k); \dots \dots \\
 & (n_i^k; b_i^k); (n_m^k; b_m^k)
 \end{aligned}$$

$$(\gamma \cdot \gamma') = \begin{cases} (1, -1) & \text{si un utilisateur } n_0 \text{ se connecte} \\ & \text{au r\u00e9seau LTE dans la zone } Z_0 \\ & \text{en se d\u00e9connectant du r\u00e9seau} \\ & \text{LTE de la zone } Z_i \text{ Etat}(E_{4,10}) \\ (-1, 1) & \text{si un utilisateur } n_0 \text{ se d\u00e9connecte} \\ & \text{du r\u00e9seau LTE dans la zone } Z_0 \text{ en se connectant} \\ & \text{au r\u00e9seau LTE dans la zone } Z_i \text{ Etat}(E_{4,11}) \\ (0, 0) & \text{Sinon} \quad \text{Etat}(E_{4,12}) \end{cases}$$

➤ Etape 5 :

$$E_5 = ((n_{1,1}^k + \gamma n_0^k; b_{1,1}^k + \gamma N_{PRB}^k); \dots \\ (n_{1,2}^k + b_{1,2}^k); \dots; (n_{1,i}^k; b_{1,i}^k); \dots \\ (n_{1,m}^k; b_{1,m}^k); (n_2^k; b_2^k); \dots \\ (n_i^k + \gamma' n_0^k; b_i^k + \gamma')) ; \dots; (n_m^k; b_m^k))$$

$$(\gamma, \gamma') = \begin{cases} (1, -1) & \text{si un utilisateur } n_0 \text{ se connecte} \\ & \text{au réseau LTE dans la zone } Z_0 \\ & \text{en se déconnectant du réseau} \\ & \text{WIMAX de la zone } Z_i \text{ Etat}(E_{5,13}) \\ (-1, 1) & \text{si un utilisateur } n_0 \text{ se déconnecte} \\ & \text{du réseau LTE dans la zone } Z_0 \text{ en se connectant} \\ & \text{au réseau WIMAX dans la zone } Z_i \text{ Etat}(E_{5,14}) \\ (0, 0) & \text{Sinon Etat}(E_{5,15}) \end{cases}$$

➤ Etape 6 :

$$E_6 = ((n_{1,1}^k; b_{1,1}^k); (n_{1,2}^k + b_{1,2}^k); \dots; \\ (n_{1,i}^k + \gamma n_0^k; b_{1,i}^k + \gamma N_{PRB}^k); \dots \\ (n_{1,m}^k; b_{1,m}^k); (n_2^k; b_2^k); \dots \\ (n_i^k + \gamma' n_0^k; b_i^k + \gamma')) ; \dots; (n_m^k; b_m^k))$$

$$(\gamma, \gamma') = \begin{cases} (1, -1) & \text{si un utilisateur } n_0 \text{ se connecte} \\ & \text{au réseau LTE dans la zone } Z_i \\ & \text{en se déconnectant du réseau} \\ & \text{WIMAX de la zone } Z_i \text{ Etat}(E_{6,16}) \\ (-1, 1) & \text{si un utilisateur } n_0 \text{ se déconnecte} \\ & \text{du réseau LTE de la zone } Z_i \text{ en se connectant} \\ & \text{au réseau WIMAX dans la zone } Z_i \text{ Etat}(E_{6,17}) \\ (0, 0) & \text{Sinon Etat}(E_{6,18}) \end{cases}$$

3.5.6. Taux de Transition des différents états

$$\begin{aligned} \tau(E_0 \rightarrow E_{1,1}) &= (\lambda_{z_0}^{c(k)} + \lambda_{N_1}^{H(k)}) \cdot \left(\frac{b_{1,1}^k}{N_{PRB}^k} + 1 \right) \\ &\quad \left(\frac{n_{1,1}^k}{n_0^k} + 1 \right) \cdot \left(\frac{1}{\Delta_{c(k)}} + \eta_{z_0}^{z_1} \right) \\ s.q / &\left\{ \begin{array}{l} \sum_{j=1}^m (b_{1,j} + N_{PRB}^k) \leq B_1^{uc} \\ \sum_{j=1}^m (n_{1,j} + n_0^k) \leq N_1^{mc} \end{array} \right. \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \tau(E_0 \rightarrow E_{1,2}) &= (\lambda_{z_0}^{c(k)} + \lambda_{N_1}^{H(k)}) \cdot \left(\frac{b_{1,1}^k}{N_{PRB}^k} \right) \\ &\quad \left(\frac{n_{1,1}^k}{n_0^k} \right) \cdot \left(\frac{1}{\Delta_{c(k)}} + \eta_{z_0}^{z_1} \right) \\ s.q / &\left\{ \begin{array}{l} b_{1,1}^k \geq N_{PRB}^k \\ n_{1,1}^k \geq n_0^k \end{array} \right. \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \tau(E_1 \rightarrow E_{2,4}) &= (\lambda_{z_i}^{c(k)} + \lambda_i^{c(k)}) \cdot P(W_1 \geq W_i) \\ &\quad \left(\frac{b_{1,i}^k}{N_{PRB}^k} + 1 \right) \cdot \left(\frac{n_{1,i}^k}{n_0} + 1 \right) \cdot \frac{1}{\Delta_{c(k)}} \\ s.q / &\left\{ \begin{array}{l} b_i = B_i \\ \sum_{j=1}^m (b_{1,j} + N_{PRB}^k) \leq B_1^{uc} \\ n_i = N_i \\ \sum_{j=1}^m (n_{1,j} + n_0^k) \leq N_1^{uc} \end{array} \right. \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \tau(E_1 \rightarrow E_{2,5}) &= (\lambda_{z_i}^{c(k)} + \lambda_{z_i}^{c(k)}) \cdot P(W_1 \geq W_i) \\ &\quad \left(\frac{b_{1,i}^k}{N_{PRB}^k} \cdot \frac{n_{1,i}^k}{n_0} \right) \cdot \frac{1}{\Delta_{c(k)}} \\ s.q / &\left\{ \begin{array}{l} b_i = B_i \\ b_{1,i}^k \geq N_{PRB}^k \\ n_i = N_i \\ n_{1,i}^k \geq n_0^k \end{array} \right. \end{aligned}$$

$$\tau(E_2 \rightarrow E_{3,7}) = (\lambda_{z_i}^{c(k)} + \lambda_{z_i}^{c(k)} \cdot P(W_1 > W_i))(b_i^k + 1)$$

$$\left(\frac{n_i^k}{n_0^k} + 1\right) \cdot \frac{1}{\Delta_{c(k)}}$$

$$s.q / \begin{cases} b_i & \leq B_i \\ \sum_{j=1}^m (b_{1,j} + N_{PRB}^k) & = B_1^{uc} \\ n_i & \leq N_i \\ \sum_{j=1}^m (n_{1,j} + n_0^k) & = N_1^{mc} \end{cases}$$

$$\tau(E_2 \rightarrow E_{3,8}) = (\lambda_{z_i}^{c(k)} + \lambda_{z_i}^{c(k)} \cdot P(W_1 > W_i))(b_i^k)$$

$$\left(\frac{n_i^k}{n_0^k} + 1\right) \cdot \frac{1}{\Delta_{c(k)}}$$

$$s.q / \begin{cases} b_i^k & \geq 1 \\ \sum_{j=1}^m (b_{1,j} + N_{PRB}^k) & = B_1^{uc} \\ n_i^k & \geq n_0^k \\ \sum_{j=1}^m (n_{1,j} + n_0^k) & = N_1^{mc} \end{cases}$$

$$\tau(E_3 \rightarrow E_{4,10}) = \left(\frac{b_{1,1}^k}{N_{PRB}^k} + 1\right) \left(\frac{n_{1,1}^k}{n_0^k} + 1\right)$$

$$\left(\frac{b_{1,i}^k}{N_{PRB}^k}\right) \left(\frac{n_{1,i}^k}{n_0^k}\right) \cdot \tau_{z_0 > z_i}^{H(k)}$$

$$s.q / \begin{cases} b_i & = B_i \\ \sum_{j=1}^m (b_{1,j} + N_{PRB}^k) & \leq B_1^{uc} \\ b_{1,i}^k & \geq N_{PRB}^k \\ n_i & = N_i \\ \sum_{j=1}^m (n_{1,j} + n_0^k) & \leq N_1^{mc} \\ n_{1,i}^k & = n_0^k \end{cases}$$

$$\tau(E_3 \rightarrow E_{4,11}) = \left(\frac{b_{1,1}^k}{N_{PRB}^k}\right)\left(\frac{n_{1,1}^k}{n_0^k}\right)$$

$$\left(\frac{b_{1,i}^k}{N_{PRB}^k} + 1\right)\left(\frac{n_{1,i}^k}{n_0^k} + 1\right) \cdot \tau_{z_i > z_0}^{H(k)}$$

$$s.q / \begin{cases} b_i & = & B_i \\ \sum_{j=1}^m (b_{1,j} + N_{PRB}^k) & \leq & B_1^{uc} \\ b_{1,i}^k & \geq & N_{PRB}^k \\ n_i & = & N_i \\ \sum_{j=1}^m (n_{1,j} + n_0^k) & \leq & N_1^{mc} \\ n_{1,i}^k & = & n_0^k \end{cases}$$

$$\tau(E_4 \rightarrow E_{5,13}) = (b_i^k)\left(\frac{n_i^k}{n_0^k}\right)\left(\frac{b_{1,1}^k}{N_{PRB}^k} + 1\right)$$

$$\left(\frac{n_{1,1}^k}{n_0^k} + 1\right) \cdot \tau_{z_i > z_0}^{V(k)}$$

$$s.q / \begin{cases} b_i^k & \geq & 1 \\ \sum_{j=1}^m (b_{1,j} + N_{PRB}^k) & \leq & B_1^{uc} \\ n_i^k & \geq & n_0^k \\ \sum_{j=1}^m (n_{1,j} + n_0^k) & \leq & N_1^{mc} \end{cases}$$

$$\tau(E_4 \rightarrow E_{5,14}) = (b_i^k + 1)\left(\frac{n_i^k}{n_0^k} + 1\right)\left(\frac{b_{1,1}^k}{N_{PRB}^k}\right)$$

$$\left(\frac{n_{1,1}^k}{n_0^k}\right) \cdot \tau_{z_0 > z_i}^{V(k)}$$

$$s.q / \begin{cases} b_i & < & B_i \\ b_{1,i}^k & \geq & N_{PRB}^k \\ n_i & < & N_i \\ n_{1,i}^k & \geq & n_0^k \end{cases}$$

$$\tau(E_5 \rightarrow E_{6,16}) = \left(\frac{b_{1,i}^k}{N_{PRB}^k} + 1 \right) \left(\frac{n_{1,i}^k}{n_0^k} + 1 \right) (b_i^k) \left(\frac{n_i^k}{n_0^k} \right)$$

$$s.q / \left\{ \begin{array}{l} b_i^k \geq 1 \\ \sum_{j=1}^m (b_{1,j} + N_{PRB}^k) \leq B_1^{uc} \\ n_i^k \geq n_0^k \\ \sum_{j=1}^m (n_{1,j} + n_0^k) \leq N_1^{mc} \end{array} \right.$$

$$\tau(E_5 \rightarrow E_{6,17}) = \left(\frac{b_{1,i}^k}{N_{PRB}^k} \right) \left(\frac{n_{1,i}^k}{n_0^k} \right) (b_i^k + 1) \left(\frac{n_i^k}{n_0^k} + 1 \right)$$

$$s.q / \left\{ \begin{array}{l} b_{1,i}^k \geq N_{PRB}^k \\ b_i \leq B_i \\ n_{1,i}^k \geq n_0^k \\ n_i \leq N_i \end{array} \right.$$

3.5.7. Les métriques de performances du système hétérogène

Nous calculons les performances d'une technique de sélection d'un réseau basé sur le SINR en termes de probabilité de blocage et de la qualité des connexions.

3.5.8. Débit moyen du système dans une zone Z_i

La valeur de qualité de signal reçu en un SINR sous-zone Z_i à partir du réseau W_1 en fonction du nombre d'unités de bande passante présente dans les réseaux W_1 et W_i .

En notant $SINR_1^{avg}(E)$ la capacité moyenne du signal reçu à partir du réseau et $P(E)$ la probabilité de l'état du système de l'équilibre, alors la valeur moyenne totale du SINR reçu dans une zone Z_i du réseau $W_1^{avg}(E)$ est donnée par la formule (79) et (80):

$$SINR_{W_1}^{tot} = \sum_{k=1}^s (\lambda_{z_i}^{c(k)} + P(z_i > z_1)) \cdot P(E) SINR_1^{avg}(E)$$

$$s.q / \left\{ \begin{array}{l} \sum_{j=1}^m (b_{1,j} + N_{PRB}^k) \leq B_1^{uc} \\ \sum_{j=1}^m (n_{1,j} + n_0^k) \leq N_1^{mc} \end{array} \right. \quad (79)$$

D'où nous avons la formule (57) de la page 64

Avec

$|x|$ est la distance de l'utilisateur à la station de base

P_1^{max} la puissance maximale transmise par BS

g_1 distribution exponentielle de la puissance du canal dans l'unité moyenne découlant de BS

α_1 est la perte de la route de canal provenant de BS

$|Y_{nj}|$ est la distance de la source j à l'utilisateur n

$P_{1(j)}^{max}$ est la puissance maximale provenant de la source d'interférence

h_{nj} est la distribution exponentielle de la puissance de canal dans l'unité moyenne provenant de la source d'interférences j ;

α_j est la perte du canal de la source d'interférence j est de l'itinéraire;

Ensuite, nous avons (80):

$$\overline{SINR}_{z_i} = \frac{SINR_{W_1}^{tot}}{\eta_{z_i}^{c(k)}} \quad (80)$$

3.5.9. Probabilité de blocage et perte de connexions dans la zone z_i .

A l'aide des états d'équilibre de probabilité du système $P(E)$, nous avons déterminé la probabilité de blocage de la connexion dans une zone z_i . En effet, nous avons ajouté la probabilité de l'état du système où le nombre d'unités de bande passante occupée, la largeur de bande est supérieure à celle existant dans le réseau W_1 comme suit (81), (83) et (84):

$$P_{W_1}^B = \sum_{k=1}^s (\lambda_{W_1}^{c(k)} + P(z_i > z_1)) \cdot P(E) \cdot P_1^B(E)$$

$$s.q / \begin{cases} \sum_{j=1}^m (b_{1j}) + N_{PRB}^k > B_1^{uc} \\ \sum_{j=1}^m (n_{1j} + n_0^k) > N_1^k \end{cases} \quad (81)$$

Avec

$$P_1^B(E) = P_{z_i}^B \cdot (1 - \Theta \sqrt{\frac{\sum_{j=2}^m (b_{1j} + b_j) \sum_{j=2}^m (n_{1j} + n_j)}{B_1^{uc} + B_i \quad N_1^{mc} + N_i}}) \quad (82)$$

D'où nous avons:

$$P_{Z_i}^B = \sum_{k=1}^s \left(\frac{\lambda_{Z_i}^{c(k)} \cdot P_{Z_i}^{B(k)}}{\lambda_{Z_i}^c} \right) \quad (83)$$

Avec $P_{Z_i}^{B(k)}$ est la probabilité que l'utilisateur est bloqué à un service k dans la zone z_i .

3.6. Simulation et interprétation des résultats

Pour tester nos résultats, nous avons réduit notre cadre d'étude à une cellule z_1 couverte par le network W_1 (LTE) dans laquelle nous avons implanté W_2 (WIMAX) dans la sous-cellule Z_2 de Z_1 .

Tableau 3.4: Paramètre de simulation.

Paramètres	Données
Taux moyen d'accès à un service	70%
Taux de transfert moyen	60%
Taux d'équilibre de l'état moyen	80%
Unités de bande passante dans Lte	60
Puissance du bruit	-174 dBm/Hz
la puissance du signal	400 dBm
Nombre de services	2 services unicast
Rayon de la cellule	600m Z_1 , 200m Z_2
Distance entre le centre de la zone	300m

Nous avons estimé la valeur moyenne de $SINR^{tot}$ de W_1 obtenue par un n_0 utilisateur dans sa sous-zone Z_2 . Comme la technique de sélection d'un réseau est directement liée à la meilleure SINR entre réseaux W_1 et W_2 qui se chevauchent dans la sous-zone Z_2 , alors l'utilisateur choisit celui qui a la meilleure qualité de service qui est le SINR le plus élevé. Les résultats que nous avons obtenus, montrent qu'une faible modification de la qualité du signal est produit à cause de la congestion du réseau.

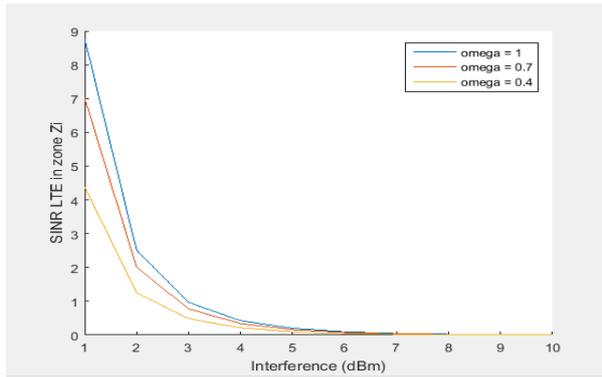


Figure 3.21 SINR moyen du réseau de dans la zone Z_2 , en fonction de l'interférence.

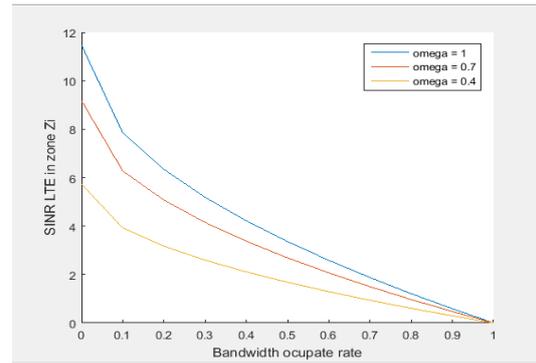


Figure 3.22 SINR moyen de là de réseau dans la zone Z_2 , en fonction de la vitesse de la bande passante occupée

Le Ω facteur réalise ce changement comme l'indique la figure 3.21 lorsque le SINR est estimé en fonction de l'interférence. Donc, plus nous augmentons les sources d'interférence plus la qualité du signal diminue dans la sous-zone Z_2 , Néanmoins, nous avons calculé la qualité du signal en fonction de la bande passante, du taux occupé comme illustrer par la figure 3.22. Elle dépend aussi Ω sur le facteur de sensibilité. Nous définissons le taux de bande passante occupée comme étant le produit du nombre d'unités de fraction de la largeur de la bande occupée sur le nombre d'unités de bande passante disponible sur le réseau et du nombre d'utilisateurs ayant consommé ces unités de bande passante.

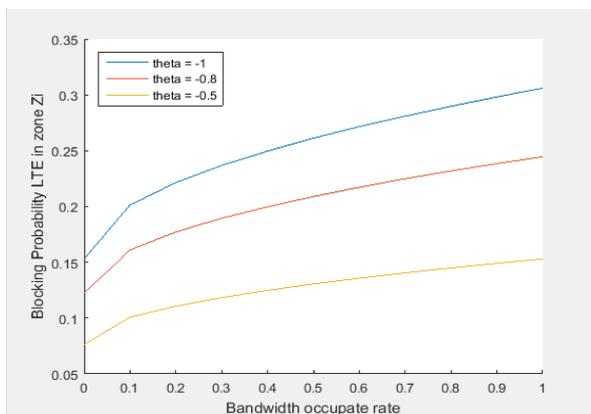


Figure 3.23 Probabilité de blocage dans la zone Z_2 , en fonction de la vitesse de la bande passante occupée.

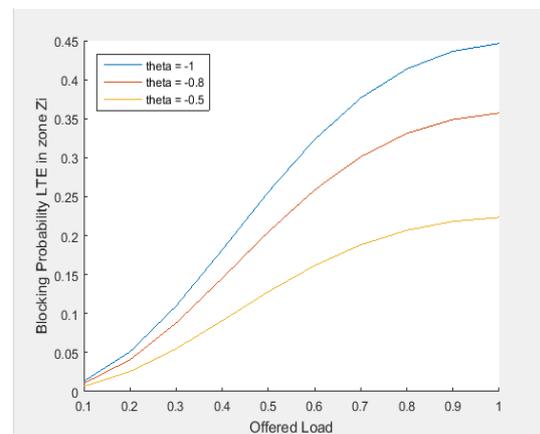


Figure 3.24 Probabilité de blocage dans la zone Z_2 , en fonction du taux de charge offerte.

D'autre part, nous avons calculé les performances en fonction de la probabilité de blocage total moyen et les pertes de connexions pour les services en sous-cellule Z_2 . Le Ω de facteur de sensibilité joue un rôle fondamental dans la congestion et la décongestion du réseau comme illustrée par les figures 3.23 et 3.24. On remarque que, pour les facteurs de sensibilité

$\Omega \in \{1; 0,7; 0,4\}$, la probabilité de blocage et les pertes de connexions dans la sous-zone Z_2 pour le W_1 , les réseaux sont inférieurs à la barre de 40% quand ils sont déterminés en fonction de la vitesse de la bande passante de l'occupation comme illustrer par la figure 3.22. Mieux, ils restent inférieurs à la barre de 50% dans la sous-cellule Z_2 de la zone quand nous les estimons en fonction de la charge offerte par le trafic des données. Cette situation est compréhensible par une forte congestion du système de réseaux hétérogènes [99].

3.7. Conclusion

Ce chapitre a été consacré aux résultats de simulations d'un système OFDM pour la norme 802.11a et la norme 802.16^e:

d'une part, à la lumière des résultats obtenus, on peut déduire que l'influence de la modulation sur le BER et sur l'EVM que si Le rapport signal sur bruit le plus élevé possible que cela n'affecte pas les résultats, mais si le rapport signal sur bruit devient faible, ceci implique que tous les points de sa constellation précisément aux positions idéales, cependant divers imperfections des canaux causées par la présence de bruit, cause la plupart du temps des déplacements des points de la constellation conduisant ainsi à une vulnérabilité du signal aux bruits et les résultats sont affectés par rapport à la norme 802.11a et la norme 802.16e.

Nous remarquons aussi que la probabilité de coupure survient après l'itération 10. Cela se produit lorsque $\lambda \leq 1$ et que le temps est petit si $\lambda > 1$.

et de l'autre part, nous avons présenté aussi une technique de sélection de réseau sur la base de la valeur de la plus haute SINR reçu par un utilisateur s'appuyant sur un composé de réseaux LTE et WIMAX. Les résultats obtenus sur les performances optimales du système d'intégration de réseaux sans fil et mobiles nouvelles générations, nous ont permis de préciser un facteur qui reste très sensible aux variations du SINR calculé en fonction de l'interférence. Ces mêmes résultats en rapport avec la puissance du signal émis par le bas-ling voix, nous ont également conduits à une meilleure connaissance des évolutions dynamiques du système liée à la SINR, avec par exemple une probabilité de blocage estimée à des taux proches de la barre de 40%. En termes de perspectives, nous pensons travailler sur le même facteur de sensibilité en considérant les performances du système lié au taux de bit.

4. Proposition d'une solution d'amélioration des couches physiques OFDM et GFDM de la norme LTE et de la 5G

4.1. Introduction

La prochaine génération de téléphonie mobile vise à répondre aux exigences croissantes des utilisateurs en termes de flexibilité, bande passante, efficacité spectrale, efficacité énergétique, faible temps de latence et qualité de service. Dans ce contexte, des adaptations au système de transmission sont nécessaires pour pouvoir faire face à l'augmentation fiable et exponentielle des données à haute vitesse, mais également pour faire face aux applications attendues, telles que l'Internet des objets (IoT) et l'Internet tactile. Les chercheurs ont étudié les adaptations à effectuer et l'une des modifications est la couche physique utilisée pour transmettre le signal. Ce chapitre a pour objectif d'analyser et d'optimiser les performances en taux d'erreur en bits du multiplexage par répartition orthogonale en fréquence (OFDM) et du multiplexage par répartition en fréquence générale (GFDM), technique utilisée parmi les différents types de modulation étudiés pour la 5G, fonctionnant en mode additif. Canal gaussien (AWGN). Ce travail présente également les performances des niveaux de puissance reçus possibles en fonction du récepteur et des canaux UHF (Ultra High Frequency) dans le cas de la télévision numérique. La transformée de Fourier est utilisée comme modèle mathématique pour l'évaluation et les analyses de performance. Les résultats obtenus montrent que le GFDM fonctionne mieux en termes d'interférences en considérant l'égalisation ZFR (Zero Forcing Receiver), qui joue un rôle clé dans la transmission numérique. Voir **article : Performance Evaluation of LTE and 5G Modeling over OFDM and GFDM Physical Layers** May 2018 DOI: 10.1109/ICC.2018.8422621 Conference: 2018 IEEE International Conference on Communications (ICC 2018).

4.2. Etudes des solutions existantes

L'avènement des smartphones avec de grandes capacités de stockage et de traitement capacités équipées d'écran haute définition et de caméras, en combinaison avec les réseaux

sociaux qui a tourné les utilisateurs de consommateurs de médias en fournisseurs de contenu, a poussé la quatrième génération vers un débit encore plus élevé. En commençant par la deuxième génération, l'évolution de la communication mobile s'est concentrée sur l'augmentation du débit.

Cependant, les scénarios prévus pour la cinquième génération future Réseaux (5G) ont des exigences qui vont clairement au-delà débits de données [102], [103]. Les principaux scénarios pour les réseaux 5G sont les suivants :

Communication de type machine (MTC) [3], Internet tactile [104] réseau régional sans fil (WRAN) [105], tandis que les réseaux classiques la communication bit pipe est toujours considérée comme un élément important application.

Actuellement, le multiplexage par répartition orthogonale de la fréquence (OFDM) [106] est une solution largement adoptée principalement en raison de sa robustesse contre les canaux à trajets multiples [107] et mise en œuvre facile basé sur des algorithmes de transformée de Fourier rapide (FFT) [108].

Mais les scénarios d'application prévus pour les réseaux 5G actuels les défis que l'OFDM ne peut aborder que de manière limitée. Les communications MTC et machine à machine (M2M) [109] nécessitent faible consommation d'énergie, ce qui rend la synchronisation stricte processus nécessaire pour garder l'orthogonalité entre sous-porteurs inabordables [110]. La faible latence requise pour Tactile Internet et les applications de véhicule à véhicule (V2V) [111] pour de courtes rafales de données, ce qui signifie que les signaux OFDM avec un préfixe cyclique (CP) par symbole présenteraient un coût prohibitif faible efficacité spectrale. La faible efficacité spectrale due à l'insertion de CP pose également un problème pour l'application WRAN, où la réponse impulsionnelle typique du canal a une durée de dixièmes de microsecondes [112]. De plus, le haut hors bande (OOB) L'émission d'OFDM [113] pose un défi aux opportunistes et accès dynamique au spectre [114]. Tous ces défis font OFDM n'est pas la forme d'onde la plus prometteuse pour la prochaine génération réseaux.

4.3. Modèle mathématique pour OFDM

Il est considéré comme un système OFDM composé de N sous-porteuses complexes orthogonales réparties dans une bande passante. Les symboles de modulation QAM

(Quadrature Amplitude Modulation) transmis, d'une durée de T secondes [66], comprennent un préfixe cyclique de durée T_g . Cet émetteur utilise les formes d'onde suivantes :

$$\phi_b(t) = \begin{cases} e^{j2\pi\frac{b}{T_s}t}, & t \in [-T_g, T_u] \\ 0, & \text{ailleurs} \end{cases} \quad (84)$$

Où $b \in [-N/2, N/2 - 1]$, $T_u = NT_s$, $T_g = N_g T_s$, and $T = T_u + T_g$. Remarquez que

$\phi_b(t) = \phi_b(t + T_u)$, où t décrit le préfixe cyclique $[-T_g, 0]$. Ces formes d'onde satisfont la relation d'orthogonalité suivante [67]:

$$\frac{1}{T_u} \int_0^{T_u} \phi_b(t) \phi_{b'}^*(t) dt = \delta_{b,b'} \quad (85)$$

Où $\delta_{b,b'}$ est le Kronecker symbole. La bande de base équivalent (*i.e.*, sur $[-W/2, W/2]$ bande de fréquence) du signal transmis pour la n^{th} Le symbole OFDM est le suivant:

$$s_{(n)}(t) = \sum_{b=-N/2}^{(N/2)-1} x_{(n)}[b] \phi_b(t - nT) \quad (86)$$

Les symboles d'information sont envoyés tous les T_s secondes par une voie indépendante et standardisée (*i.e.*, $E[x_{(n)}[b] x_{(n)}^*[b] = 1]$). Lorsqu'une séquence infinie de symboles OFDM est transmise, le signal de sortie de l'émetteur est une juxtaposition de symboles OFDM.:

$$s(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} s_{(n)}(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \sum_{b=-N/2}^{(N/2)-1} x_{(n)}[b] \phi_b(t - nT) \quad (87)$$

4.4. Le canal physique AWGN

On suppose que la fonction de réponse impulsionnelle du canal, $h(t, \tau)$ (variant dans le temps et la fréquence), est limité à l'intervalle $\tau \in [0, T_g]$ (*i.e.*, $\tau_{max} \leq T_g$). Le signal reçu devient comme suit :

$$r(t) = (h \otimes s)(t) + b(t) = \int_0^{T_g} h(t, \tau) s(t - \tau) d\tau + b(t) \quad (88)$$

Où $b(t)$ est la densité spectrale circulaire additive gaussienne additive circulaire par dimension (*i.e.*, pour les parties réelles et imaginaires).

4.5. Le système de réception

Le récepteur consiste en une banque de filtres adaptée à la dernière partie ($[0, T_u]$) des formes d'onde de l'émetteur, comme suit:

$$\psi_b(t) = \begin{cases} \frac{1}{T_u} \phi_b^*(-t), & t \in [-T_u, 0] \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases} \quad (89)$$

Cela signifie que le préfixe cyclique est supprimé du récepteur. La prise en compte du préfixe cyclique contient, par définition, toutes les interférences entre les symboles OFDM du symbole précédent, et l'utilisation des équations(89), (90), et (91), la k^{th} sous-porteuse reçue à la n^{th} Le symbole OFDM est le suivant:

$$\begin{aligned} y_{(n)}[b] &= y_b(t)|_{t=nT} \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} r(t)\psi_b(nT - t)dt \\ &= \sum_{n=-\infty}^{\infty} \sum_{b=-N/2}^{(N/2)-1} x_{(n')}[b'] \int_{nT}^{nT+T_u} \left(\int_0^{T_g} h(t, \tau)\phi_\psi(t - n'T - \tau)d\tau \right) \psi_b(nT - t)dt \\ &\quad + \int_{nT}^{nT-T_u} b(t)\psi_b(nT - t)dt \end{aligned} \quad (90)$$

avec $y_b(t) = (r \otimes \psi_b)(t)$.

Remarquez que

$\phi_{b'}(t - n', T - \tau) \neq 0$ avec $t \in [nT + \tau - T_g, nT + T_u + \tau]$, puisque $\leq T_g$.

Ensuite, les deux intervalles $[n'T + \tau - T_g, n'T + T_u + \tau]$ et $[nT, nT + T_u]$ chevauchement seulement pour $n'=n$. Ceci vérifie que l'insertion d'un préfixe cyclique

$T_g \geq \tau_{max}$ supprime l'ISI. Donc, Eq. (92) devient [49] comme suit:

$$y_{(n)}[b] = \sum_{b=-N/2}^{(N/2)-1} x_{(n)}[b'] \int_{nT}^{nT+T_u} \left(\int_0^{T_g} h(t, \tau) \phi_{b'}(t - nT - \tau) d\tau \right) \psi_b(nT - t) dt + \omega_{(n)}[b] \quad (91)$$

où

$\omega_{(n)}[b] = \int_{nT}^{nT+T_u} b(t) \psi(nT - t) dt$ est un bruit blanc gaussien avec variance

$\sigma^2 = 2N_0/T_u$ et sa dimension est N_0/T_u . La forme exponentielle de

$\phi_{b'}(t)$ est une intégrale intérieure, qui peut être écrite comme suit:

$$\int_0^{T_g} h(t, \tau) \phi_{b'}(t - nT - \tau) d\tau = \phi_{b'}(t - nT) \int_0^{T_g} h(t, \tau) e^{-j2\pi \frac{b'}{T_u} \tau} d\tau = \phi_{b'}(t - nT) H(t, b' \frac{W}{N}) \quad (92)$$

Où $H(t, b' \frac{W}{N})$ est un échantillon de transformée de Fourier pris à la fréquence $f = b' \frac{W}{N}$ (i.e., la b'^{th} fréquence de sous-porteuse). Utiliser la notation $h(t, \tau)$, i.e. $H(t, f) = TF_\tau[h(t, \tau)]$, L'équation (94) peut être simplifiée comme suit :

$$\begin{aligned} y_{(n)}[b] &= \sum_{b'=-N/2}^{(N/2)-1} x_{(n)}[b'] \frac{1}{T_u} \int_0^{T_u} H\left(t + nT, b' \frac{W}{N}\right) \phi_{b'}(t) \phi_b^*(t) dt + \omega_{(n)}[b] \\ &= \sum_{b'=-N/2}^{(N/2)-1} H_{(n)}[b, b'] x_{(n)}[b'] + \omega_{(n)}[b] \end{aligned} \quad (93)$$

Où

$$H_{(n)}[b, b'] = \frac{1}{T_u} \int_0^{T_u} H\left(t + nT, b' \frac{W}{N}\right) e^{-j2\pi \frac{b'-b}{T_u} t} dt \quad (94)$$

Pour approcher la valeur de l'intégrale ci-dessus, la méthode du rectangle avec une étape de T_s iest utilisé. Ensuite, l'équation (95) est obtenue:

$$H_{(n)}[b, b'] \cong \frac{1}{N} \sum_{q=0}^{N-1} H\left(qT_s + nT, b' \frac{W}{N}\right) e^{-j2\pi \frac{b'-b}{N} q} \quad (95)$$

Le reçu k^{th} sous-porteuse $y_{(n)}[b]$ apparaît à la b^{th} sous-porteuse pendant la n^{th} Symbole OFDM et il est défini par l'équation(96).

$$y_{(n)}[b] = H_{(n)}[b, b']x_{(n)}[b] + IEP_{(n)}[b] + \omega_{(n)}[b] \quad (96)$$

Où $IEP_{(n)}[b]$ est l'interférence entre les sous-porteuses sur le b^{th} sous-porteuse pendant la n^{th} symbole OFDM, défini par l'équation (97).

$$IEP_{(n)}[b] = \sum_{\substack{b'=-N/2 \\ b' \neq b}}^{(N/2)-1} H_{(n)}[b, b'] x_{(n)}[b'] \quad (97)$$

À l'aide de la notation matricielle, l'équation globale du système OFDM est décrite comme suit:

$$y_{(n)} = H_{(n)}x_{(n)} + w_{(n)} \quad (98)$$

Où $x_{(n)}$ est le n^{th} symbole OFDM transmis, $y_{(n)}$ est le n^{th} symbole OFDM reçu, $w_{(n)}$ est le bruit complexe sur le n^{th} Symbole OFDM, et $H_{(n)}$ est la matrice du canal pendant la n^{th} symbole OFDM. $x_{(n)}$, $y_{(n)}$, et $w_{(n)}$ sont des vecteurs de taille $N \times 1$, et $H_{(n)}$ est un matrice de taille $N \times N$.

La matrice de canaux $H_{(n)}$ contient la durée moyenne d'un symbole OFDM de la réponse en fréquence du canal $H_{(n)}[b, b']$ sur sa diagonale. Les coefficients IEP sont donnés par $H_{(n)}[b, b']$, $b \neq b'$, 0 ailleurs.

4.6. Modulation du système GFDM

Le travail présenté dans [49] montre que GFDM a été considéré comme un système générique multi-porteur avec modélisation par impulsions. Le système modélisé en bande de base considère K sous-porteuses sur un filtre appliqué individuellement $gTx[n]$. Les blocs ayant la longueur de M symboles sont tracés par des sous-porteuses. Chaque symbole est échantillonné N fois. Les sous-porteuses sont des modules avec une fréquence centrale respective. Compte tenu de ces définitions, le signal transmis peut être écrit comme suit [50]:

$$x[n] = \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{k=0}^{K-1} d_{m,k} gTx[n - nN] e^{j2\pi \frac{km}{N}} \quad (99)$$

qui est obtenu en superposant toutes les sous-porteuses, à savoir des copies de $gTx[n]$. Ces copies sont pondérées avec des symboles de données de valeur complexes, différés de mN dans le temps et décalés dans le domaine fréquentiel, où $1/N$ représente l'espacement de la

sous-porteuse. Le filtre $g_{Tx}[n]$ est circulaire avec la périodicité $n \bmod mN$ afin de faciliter le taraudage de la queue sur l'émetteur.

En supposant que $y[n]$ représente les échantillons de temps obtenus chez le récepteur. Une façon de reconstruire les données consiste à concevoir le récepteur de manière à ce qu'il soit obtenu en inversant le décalage de fréquence en appliquant le filtre $g_{Rx}[n]$ et en échantillonnant le signal résultant à $n = mN$ comme suit:

$$d_{m,k} = \left(y[n] e^{-j2\pi \frac{kn}{N}} \right) \otimes g_{Rx}[n] \Big|_{n = mN} \quad (100)$$

Où \otimes indique une convolution circulaire par rapport à n . Selon l'équation (17), il est déjà clair qu'il doit exister un modèle linéaire (matrice) décrivant la génération d'un signal de transmission GFDM, c'est-à-dire que les sous-porteuses K et M sont modulées conjointement en une seule étape. Pour obtenir ce modèle, les étapes de traitement du signal requises dans l'émetteur GFDM sont d'abord représentées par une opération matricielle, à savoir le produit Kronecker, qui est ensuite réorganisées en une expression matricielle. L'opérateur Vec crée une colonne à partir d'un tableau en remplissant ses vecteurs de colonne les uns sous les autres:

$$v(A) = \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ \vdots \\ a_n \end{bmatrix} \quad (101)$$

A partir du théorème 1, on a:

$$\text{vec}(AYB) = (B^T \otimes A) \text{vec}(Y) \quad (102)$$

La preuve du théorème 1 est donnée comme suit: Let $B = [b_1 \ b_2 \dots \ b_n]$ être une matrice de taille $m \times n$ et $y = [y_1 \ y_2 \dots \ y_n]$ la K^{th} colonne de $A \times B$ est:

$$\begin{aligned} (AYB)_{i,k} &= AYb_k = A \sum_{i=1}^m y_i b_{i,k} \\ &= [b_{1,k}A \ b_{2,k}A \dots \ b_{m,k}A] [y_1 y_2 \dots y_m]^T \\ &= ([b_{1,k} \ b_{2,k} \dots \ b_{m,k}] \otimes A) \text{vec}(Y) = (b_k^T \otimes I) \text{vec}(Y) \end{aligned} \quad (103)$$

En utilisant les colonnes, il a les caractéristiques suivantes

$$\text{vec}(AYB) = \begin{bmatrix} (AYB)_{:,1} \\ (AYB)_{:,2} \\ \vdots \\ (AYB)_{:,n} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} b_1^T \otimes A \\ b_2^T \otimes A \\ \vdots \\ b_n^T \otimes A \end{bmatrix} \text{vec}(Y) = (B^T \otimes A) \text{vec}(Y) \quad (104)$$

Ceci est calculé en fonction de la chaîne de transmission numérique présentée à la Fig. 5.1 pour l'émetteur en bande de base GFDM.

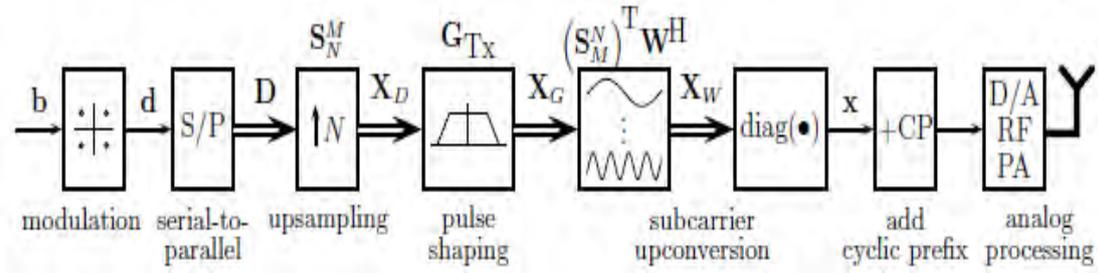


Figure 4.1 : Modèle d'émetteur de bande de base GFDM

La matrice des symboles reçus, X_W :

$$X_W = (G_{Tx} S_N^M D (S_M^N)^T (W^H)) \quad (105)$$

Cela implique que

$$G'_{Tx} = G_{Tx} S_N^M \quad \text{et} \quad W'_{Tx} = (S_M^N)^T W^H \quad (106)$$

Où $X_W = (G'_{Tx} D W'_{Tx})$. Les éléments de la diagonale de X_W peut être obtenu à partir de l'équation suivante :

$$\text{diag}(X_W) = (g'_{Tx,n} D W'_{Tx,n}) \quad (107)$$

dans lequel $g'_{Tx,n}$ représente les éléments du n^{th} colonne de W'_{Tx} .

Des calculs précédents, $\text{diag}(X_W)$ peut être écrit comme suit:

$$X = \text{diag}(X_W) = ((W'_{Tx})^T \otimes g'_{Tx,n}) \text{vec}(D)$$

Si mappé sur D conformément à :

$$(AYB)_{:,k} = AYb_k = A \sum_{i=1}^m Y_i b_{i,k}$$

Ensuite, on a:

$$d_m = ((l-1) \text{mod } M) + 1, k = \lceil \frac{l-1}{M} \rceil + 1 = \check{d}l \quad (108)$$

qui donne alors :

$$d = \text{vec}(D)$$

Enfin, on a :

$$X = \text{diag}(X_W) = (W'_{Tx})^T \otimes g'_{Tx,n} d = Ad \quad (109)$$

4.7. Zero Forcing Receiver (ZFR) Equalization

Le filtre reçu doit être adapté à la forme de l'impulsion de transmission. L'égaliseur doit compenser toute distorsion du canal. L'intersymbol Interference (ISI) est éliminé par cet égaliseur en compensant la distorsion du canal, il obligera la réponse impulsionnelle composite à avoir des zéros aux instants d'échantillonnage. C'est la raison pour laquelle le nom de l'égaliseur à forçage nul (ZF) [52].

Selon l'équation (20), une autre méthode de réception peut être obtenue en calculant A^+ , l'inverse de A , tel que celui $A^+ A = I$.

En fonction de A , nous pouvons écrire $A^+ = (A^H A)^{-1} A^+$, ou $A^+ = A^H (A A^H)^{-1}$, qui donne le nombre de symboles de données $\tilde{d} = A^+ y$ ça s'appellera le Zero Forcing Retriever (ZF).

Application à la télévision numérique

Dans ce contexte, les deux canaux ont été proposé : le canal UHF 50 et le canal UHF 52. L'analyseur de spectre a été utilisé pour extraire les données afin de réaliser les simulations sur Matlab® tout en considérant un récepteur autonome.

4.8. Evaluation des performances et analyse des resultats

Cette section est consacrée à la présentation des paramètres utilisés pour réaliser l'étude d'évaluation et l'analyse des résultats obtenus.

Quatre (4) paramètres de simulation

L'étude a été réalisée par simulation, en utilisant Matlab®, avec les paramètres

indiqués dans le tableau 4.1. Elle vise à comparer les performances optimales de GFDM à OFDM, de sorte qu'elles puissent être justifiées et considérées comme une option pour la 5G. Les performances du BER en ce qui concerne le rapport signal / bruit et les niveaux de puissance reçus possibles en fonction du récepteur utilisant des canaux UHF dans le cas de la télévision numérique ont été analysées.

Tableau 4.1 : Paramètres de simulations.

Parameter	Value
Modulation	BPSK
Channel	AWGN
Transmit Filter	RL
Roll Off	0.25
Number of Subcarriers (M)	64
Number of Subsymbols (k)	9
N _{pd}	48
N _{pp}	4
Channels	50 et 52
Modulation Index (J)	16

Pour cette étude de performance, un canal AWGN a été considéré, une modulation BPSK, et il est nécessaire d'étudier les interférences. Les résultats obtenus montrent que les performances optimales des récepteurs sont améliorées à mesure que le rapport signal sur bruit augmente à l'approche de la courbe théorique.

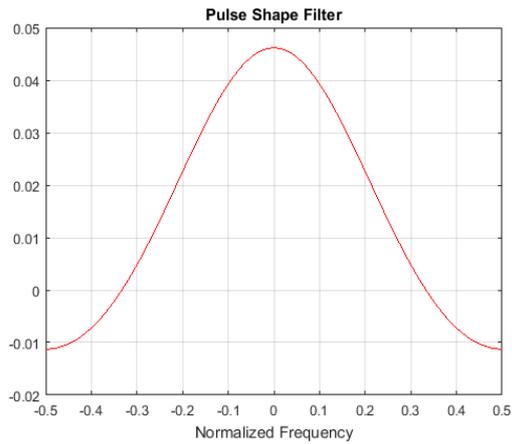


Figure 4.2 ZF impulse filter.

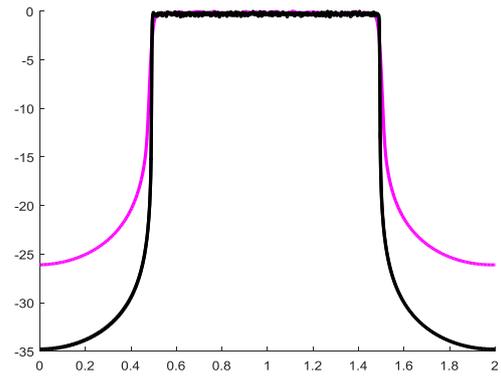


Figure 4.3 Comparison du spectre OFDM et GFDM.

Les propriétés spectrales du signal transmis par un filtre ZFR de mise en forme d'impulsions ont été appliquées aux résultats de la simulation de la figure 4.2. La figure 4.3 présente une comparaison des spectres OFDM et GFDM.

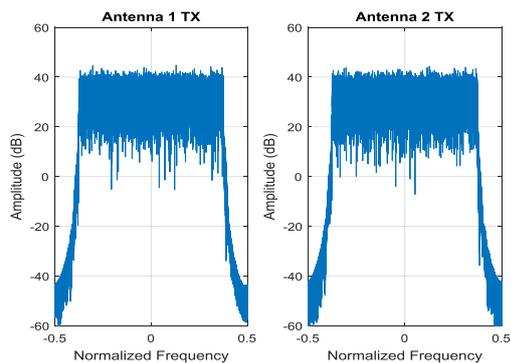


Figure 4.4 Spectre OFDM dans un system MIMO

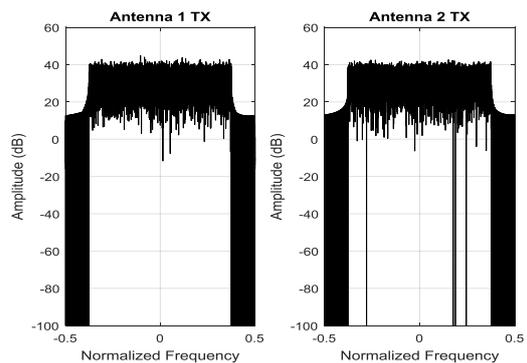


Figure 4.5. Spectre GFDM dans un system MIMO.

Le spectre OFDM dans un système MIMO (entrées multiples, sorties multiples) est pris en compte sur la figure 4.4 et la figure 4.5 montre le spectre GFDM dans un système MIMO

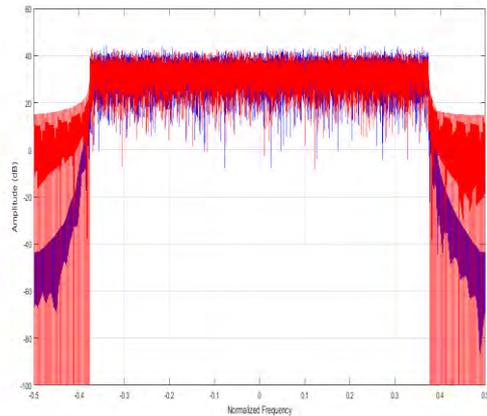


Figure 4.6 Comparaison du spectre OFDM et GFDM dans un système MIMO.

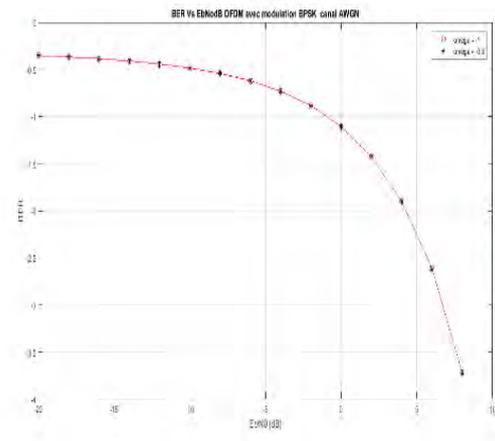


Figure 4.7. BER OFDM utilisant BPSK modulation dans un canal AWGN.

La figure 4.6 illustre une comparaison des spectres OFDM et GFDM dans un système MIMO. Comparaison des courbes du BER pour OFDM utilisant la modulation BPSK dans un canal AWGN, illustrée à la Fig. 4.7 et du BER pour GFDM utilisant une modulation BPSK dans un canal AWGN pour différentes valeurs de α , présentées dans la Fig. 4.7, ce qui correspond au paramètre En filtrant le récepteur, il présente un comportement avec un faible rapport signal sur bruit, ce qui explique l'application du zéro-forçage qui joue un rôle important dans l'amélioration des performances optimales. Les filtres de mise en forme d'impulsions ZFR offrant de meilleures performances selon le modèle mathématique, qui doivent être calculés à chaque échange, tandis que et AH sont indépendants du canal.

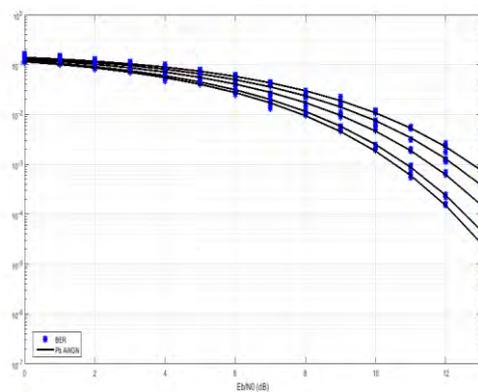


Figure 4.8 BER GFDM utilisant BPSK modulation dans un canal AWGN avec différentes valeurs de α

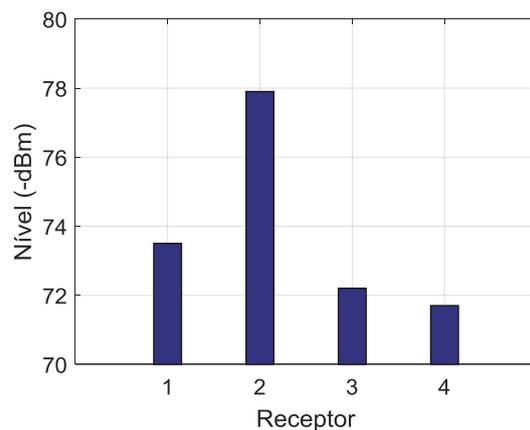


Figure 4.9 Recepteur de base.

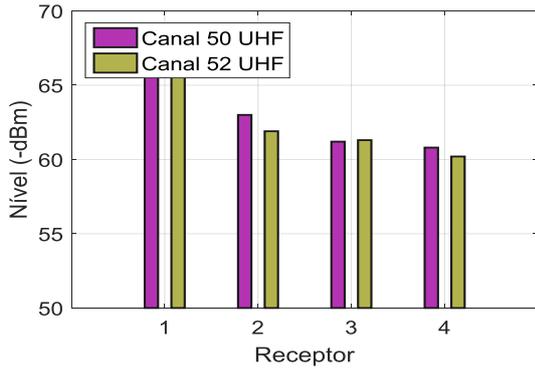


Figure 4.10 OFDM et GFDM UHF50/52

La figure 4.9 présente une opération de base du récepteur. Les niveaux de puissance OFDM et GFDM dans les UHF 50 et UHF 52 sont pris en compte dans la figure 4.10.

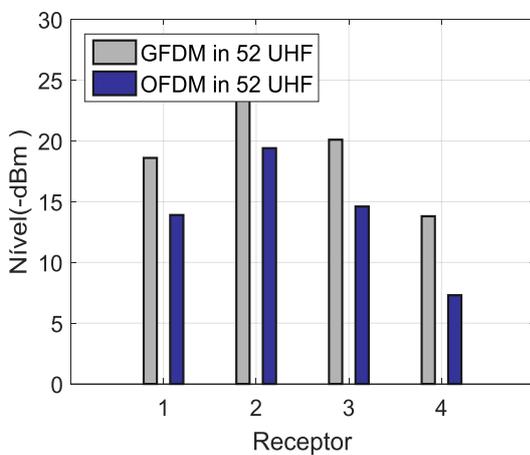


Figure 4.11 OFDM et GFDM UHF52.

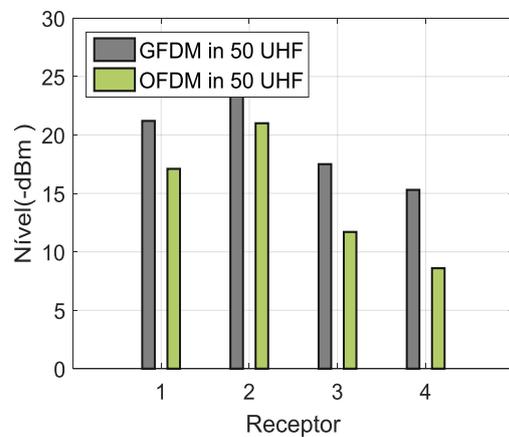


Figure 4.12 OFDM et GFDM UHF 50.

La figure 4.11 montre les niveaux de fonctionnement OFDM et GFDM dans le canal UHF 50. Les niveaux de fonctionnement OFDM et GFDM dans le canal UHF 52 sont présentés dans la figure 4.12 Sur la base des résultats présentés, on peut conclure que les performances optimales du GFDM constituent également une amélioration considérable pour la télévision numérique [100].

4.9. Evaluation des performances du Massive multiple-input multiple-output (MIMO) 5G Systems

Le massive MIMO (Massive Multiple-Input, Multiple Output) est considéré comme une technologie clé pour la prochaine génération de téléphonie mobile (5G). Afin d'effectuer des algorithmes de formation de faisceau de liaison descendante (DL) avec un nombre d'antenne, le plus grand défi est l'acquisition d'information d'état de canal précise au niveau de l'émetteur (CSIT). Pour relever ce défi, le duplex à répartition dans le temps (TDD) est favorable aux systèmes Massives MIMO grâce à sa réciprocité de canal dans DL et Uplink (UL).

Les recherches effectuées, montrent que les massives MIMO utilisent beaucoup plus d'antennes. Les résultats obtenus ont permis d'interpréter et d'analyser les bases théoriques sur les MIMO massives explorant le principal comportement d'échelle de capacité que l'on peut atteindre des systèmes MIMO massifs dans les ENO c'est-à-dire la covariance entre les antennes de transmission (N_T) et les antennes de réception (N_R) dans des systèmes MIMO massifs étudiés dans les réseaux de la 5G utilisant un gaussien blanc additif (AWGN).

Cette contribution présente aussi les performances optimales des bandes passante 3G, 4G et 5G en fonction du SINR. La matrice Random Lineaire est le modèle mathématique qui nous a permis d'étudier et d'analyser ces performances.

On peut noter aussi que les valeurs des SINR sont inférieures à 40% quand ils sont déterminés en fonction du rapport signal sur bruit.

4.9.1. Historique et définition de concept

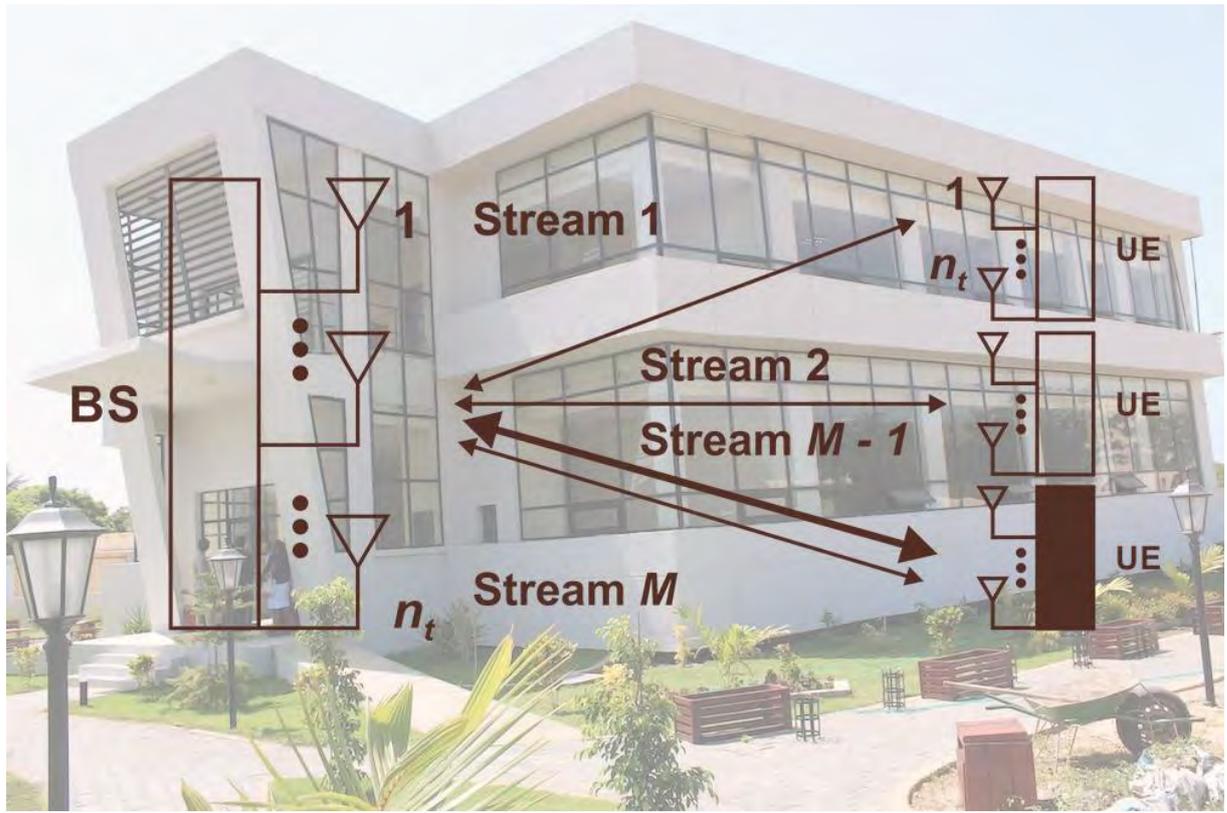


Figure 4.13 Prototype de modèle : le cas de l'Espace Numérique Ouvert (ENO) avec Massive MIMO.

L'innovation majeure de l'Enseignement Supérieur sénégalais, c'est la création de l'Université Virtuelle du Sénégal (UVS) en particulier sa modalité c'est-à-dire les **Espaces Numériques Ouverts (ENO)** de la figure 4.13 équipés d'un système Massive Input/output MIMO. Puisque l'enseignement à distance existe mais ailleurs on n'a pas ce concept-là d'où la nécessité de bien le comprendre et de bien le mettre en œuvre. Parce que c'est cela qui fera que nous réussirons le projet que nous avons.

D'où est venu le concept d'Espace Numérique Ouvert c'est important de comprendre l'historique de ceux-là pour pouvoir saisir :

- Quesque qu'on veut en faire et pourquoi on veut faire ceux-là !

D'après la littérature, l'UVS doit être une Université reliée à sa communauté, au développement ; une Université entreprise.

L'idée de l'UVS est venue ; nous avons besoin de mettre en place d'Open espaces.

- Des Open espaces

- Des espaces spécialisés et ces espaces doivent être ouverts à tout le monde.

Par exemple : un vieux qui n'a jamais été à l'école ; il doit pouvoir venir à l'ENO trouver une ressource soit pour s'alphabétiser ; soit en Pulaar ou apprendre le français.

C'est un instrument pour l'UVS mais aussi bien pour les communautés.

L'ENO doit être un instrument de renforcement de capacité, de diffusion de la connaissance, un instrument de sociabilisations de la connaissance car les gens vont avoir un lieu pour pouvoir se retrouver et apprendre ensemble et chacun apprenant des choses différentes et chacun trouve dans la salle l'espace et les ressources qui lui permettent d'apprendre.

C'est ça le défi de l'ENO et de l'UVS.

4.9.2. Modèle mathématique

Le modèle proposé s'appuie sur un système de matrice Random Lineaire utilisant les matrices des covariances appliquée à la loi centrée réduite.

4.9.3. Ensembles, Paramètres et Variable

Supposons un modèle de canal MIMO AWGN invariant dans le temps avec :

$n_t = T_x$: antennes d'émission

$n_r = R_x$: antennes de réception

H^t = la transposée de la matrice

C_{sum} = Capacité somme

SNR = Signal to Noise Ratio

$SINR$ = Signal to Interférence Plus-Noise Ratio

Le vecteur signal de réception à l'instant m peut-être décrit par Eq (110)

$$y[m] = H_x [m] + n [m] \quad (110)$$

Avec $x \in \mathbb{C}^{n_t}$: signal de transmission T_x telque $T_r([E[xx^H]]) \leq p$

$y \in \mathbb{C}^{n_r}$: Signal de transmission R_x

$n \sim (N(0, N_0, I_{n_t}))$ Ou (I_{n_r} : matrice Identité de taille n_r)

n : Bruit blanc Gaussien complexe de variance N_0

H : Matrice complexe de taille $n_r \times n_t$ c'est à dire $H \in \mathcal{M}(\mathbb{C})_{n_r \times n_t}$

La capacité maximum du canal H mesuré en bit par canal d'usage est borné par l'information mutuelle d'entrée x et de sortie y est donnée par l'expression (111)

$$C = \max_{T_r([E[xx^H]) \leq p} I(x, y) = \max_{K_x: T_r([E[xx^H]) \leq p} I(x, y) \log \left| I_{n_r} + \frac{1}{N_0} H K_x H^t \right| \quad (111)$$

Avec $K_x = Q P Q^t$ la matrice de variance covariance de $x \sim CN(0, K_x)$

Q : Matrice Unitaire de direction

P : $P_1, \dots, \dots, \dots, P_{n_t}$

Lorsque le canal est connu du côté du transmetteur alors la stratégie optimale est d'assigner Q aux vecteurs triangulaires supérieur de H tandis que la puissance d'allocation P est trouvé par le principe de l'équation suivante : $P_k^* = \max(0, \mu - \frac{N_0}{n_t a_k})$

Par ailleurs, lorsque les composants de H sont, i.e : $CN(0,1)$ et que le canal de transmission est inconnu alors k_x optimal est donnée par l'Eq (112)

$$K_x = \frac{p}{n_r} I_{n_t} \quad (112)$$

Dans un tel cas la capacité du canal MIMO C est simplifiée par l'expression suivante :

$$C = \max_{K_x: T_r([K_x]) \leq p} \log \left| I_{n_r} + \frac{1}{N_0} H K_x H^t \right| \quad (113)$$

Avec $K_x = \frac{p}{n_r} I_{n_t}$ se qui donne l'Eq (114)

$$\begin{aligned} C &= \log \left| I_{n_r} + \frac{1}{N_0} H \frac{p}{n_t} I_{n_t} H^t \right| \\ &= \log \left| I_{n_r} + \frac{1}{N_0 n_t} H P H^t \right| \\ &= \log \left| I_{n_r} + \frac{p}{N_0 n_t} H H^t \right| \\ &= \sum_{i=1}^{n_m+} \log \left(1 + \frac{p}{N_0 n_t} \lambda_i^2 \right) \end{aligned} \quad (114)$$

Avec $n_{min} = \min(n_t, n_r)$,

λ_i = les valeurs propres de H

$SNR = \frac{P}{N_0}$: Le Rapport signal sur bruit.

Alors $C(SNR) \sim \min(m, n) \log SNR$ (bps/Hz)

4.9.4. Cas particulier

Si H est une matrice carrée et $n_t = n_r = n$ alors : nous avons l'Equation (115)

$$C_{nn}(SNR) = C = \sum_{i=1}^{n_{min}} \log \left(1 + SNR \frac{\lambda_i^2}{n} \right) \quad (115)$$

Dans un contexte à grande échelle i.e. lorsque $n \rightarrow +\infty$ alors :

$\frac{\lambda_i}{\sqrt{n}} = \sqrt{\frac{\lambda_i^2}{n}} \sim$ une loi de densité :

$$f(x) = \begin{cases} \frac{1}{\pi} \sqrt{4 - x^2} & 0 \leq x \leq 2 \\ 0 & \text{sinon} \end{cases}$$

Lorsque n croit la capacité normalisée du SNR par unité spéciale est égale à l'Eq (116)

$$C(SNR) = \frac{C_{nn}(SNR)}{n} = \frac{1}{n} C_{nn}(SNR) \quad (116)$$

Ce qui donne :

$$\lim_{n \rightarrow \infty} C(SNR) = \lim_{n \rightarrow \infty} \frac{1}{n} C_{nn}(SNR) = \lim_{n \rightarrow \infty} \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n \log \left(1 + SNR \frac{\lambda_i^2}{n} \right)$$

$$= \int_0^2 \log(1 + SNR x) f^*(x) dx$$

$$= 2 \log \left(\frac{1 + \sqrt{4SNR + 1}}{2} \right) - \frac{\log e}{4SNR} (\sqrt{4SNR + 1})^2$$

En définitive, lorsque $n \sim +\infty$ la capacité des $n \times n$ liens MIMO est approximativement égale à:

$$\lim_{n \rightarrow \infty} \frac{C_{nn}(SNR)}{n} = C(SNR) = C(SNR) \approx n C(SNR)$$

On suppose que les canaux de réception dépassent très largement les canaux de transmission (offre \gg demande : $n_r \gg n_t$) et que les composants de H sont des *iid CN* (0,1) lorsque n_r deviant très grand, alors les vecteurs colonnes de $H = [h_1 \dots \dots \dots h_{n_t}]$ deviennent orthogonaux, *i.e* :

$\frac{H^t H}{n_r} \approx I_{n_t}$ Ce qui donne l'expression suivant (117)

$$\begin{aligned} C &= \log \left| I_{n_r} + \frac{P H H^t}{n_t N_0} \right| = \log \left| I_{n_t} + \frac{P H^t H}{n_t N_0} \right| \\ &\approx \sum_{i=1}^{n_t} \log \left(1 + \frac{P |h_i|^2}{n_t N_0} \right) \approx n_t \log \left(1 + \frac{P n_r}{n_t N_0} \right) \end{aligned} \quad (117)$$

Remarque :

Avec ou sans CSIT sous réserve que $\|h_i\|^2 = n_r$ avec h_i : des vecteurs unitaires $\|h_i\|^2 = 1$ dans le cas inverse ($n_t \gg n_r$) dans les mêmes conditions, *i.e* : *NC*(0,1), les colonnes h_i de la matrice transposée de H , $H^t = [h_1, \dots \dots \dots h_{n_r}]$ deviennent aussi orthogonaux *i.e* $\frac{H^t H}{n_r} \approx I_{n_t}$

Alors l'expression de la capacité sans CSIT (Channel State Information at the Transmitter) c'est à dire que $n_r = n_t$, l'expression simplifiée donne l'Eq (118)

$$\log \left| I_{n_r} + \frac{P H H^t}{n_t N_0} \right| = n_r \log \left(1 + \frac{P}{N_0} \right) \quad (118)$$

Remarque :

Il n'y a pas un gain d'atteindre les n_t antennes de transmission du fait du défaut de connaissance du canal de transmission, et du fait que la puissance s'est dissipée à partir de toutes les n_t antennes.

Au fait les lignes de H sont asymptotiquement orthogonaux, les n_r vecteurs singuliers dominants de H sont aussi asymptotiquement équivalents à ces lignes normalisées ; et donc la matrice des covariances de transmission K_x est approximativement égale à l'Eq (119)

$$K_x = V P V^t \approx \frac{P}{n_t n_r} H^t H \quad (119)$$

Avec un SNR très élevé en supposant une charge de puissance égale.

V : Matrice des vecteurs singuliers droits de H .

De ce fait, l'usage des précodeurs MF constitue la solution asymptotiquement optimale.

Dans un tel cas, l'expression du taux de capacité en plein CSIT est donnée par l'Eq (120)

$$C = \log \left| I_{n_r} + \frac{1}{N_0} H K_x H^t \right| = \sum_{i=1}^{n_r} \log \left(1 + \frac{P \|h_i\|^2}{n_r N_0} \right) \approx n_r \log \left(1 + \frac{P n_t}{n_r N_0} \right) \quad (120)$$

Avec un gain de l'ordre de $\frac{n_t}{n_r} = \text{CSIT}$.

4.9.5. Cas multi-usager MIMO

- Uplink channel

Même condition que dans le cas simple usage avec K antennes simples, avec le même modèle BS, reproduit K fois, avec n antennes de réception et $n_r \gg K$.

On a l'Eq (121)

$$g[m] = \sum_{k=1}^K h_k X_k[n] + n[m] = Hx[m] + n[m] \quad (121)$$

Avec X_k : Tx de l'utilisateur k sous la contrainte $E[\|x\|^2] \leq P_k$,

$$Y \in \mathbb{C}^{N_r \times R_x} \text{ Signal}$$

$R \sim CN(0, N_0 I_n)$ Bruit gaussien complexe.

$h_k = \sqrt{a_k} \bar{h}_k \in \mathbb{C}^{N_r}$, le vecteur canal de l'utilisateur k ; a_k : Grande échelle affecté au \bar{h}_k le composant canal normalisée par l'Eq (122)

$$\bar{h}_k = \frac{h_k}{\|h_k\|} \quad (122)$$

L'expression de la capacité somme, dans le cas du MIMO multiutilisateur vaut au SU (Simple $U_x \cong$ utilisateur simple)

MIMO sans CSIT : donnée par l'équation suivant (123)

$$C_{sum} = \log \left| I_{n_r} + \sum_{k=1}^K \frac{P_o}{N_o} h_k h_k^t \right| = \log \left| I_{n_r} + \frac{1}{N_o} H k_x H^t \right| \quad (123)$$

Avec $H = [h_1 \dots h_k]$ et $k_x = \text{diag}(a_1, \dots, a_k)$

Considérons $n_r \gg K$ et les h_k sont, *i.e.* : $\text{CN}(0,1)$

Alors $\frac{H^t H}{n_r} \cong A_k$, avec $A_k = \text{diag}(a_1 \dots a_k)$

Alors C_{sum} est approximativement égale à l'Eq(124)

$$\begin{aligned} \log \left| I_{n_r} + \frac{1}{N_o} H k_x H^t \right| &= \log \left| I_k + \frac{1}{N_o} k_x H^t H \right| \\ &\cong \sum_{k=1}^K \log \left(1 + \frac{P_k a_k \|h_k\|^2}{N_o} \right) \cong \sum_{k=1}^K \log \left(1 + \frac{n_r P_k a_k}{N_o} \right) \end{aligned} \quad (124)$$

Et en cas, le récepteur de filtre adapté est la solution asymptotiquement optimale.

- Downloading channel

Sous les mêmes conditions que précédemment avec K antennes simples et BS simple avec n antennes de transmissions tel que $n_t \gg K$. Le vecteur signal de réception de l'utilisateur k au temps m est donné par l'expression (125)

$$y_k[m] = h_k^t x[m] + n_k[m] = h_k^t u_k \sqrt{p_k} d_k[m] + \sum_{\substack{i=1 \\ i \neq k}}^K h_i^t u_i \sqrt{p_i} d_i[m] w_k[m], \quad (125)$$

Avec $x \in \mathbb{C}^{n_r}$: vect T_x Signal sous la contrainte

$E(T_r[x x^t]) = \sum_{k=1}^K P_k \leq P$, $U_k \in \mathbb{C}^{n_t}$ est le précodeur normalisé tel que $\|U_k\| = 1$, $d_k \in \mathbb{C}$ est le symbole de données normalisées avec $E(|d_k|^2) = 1$,

$y_k \in \mathbb{C}$: est le signal Rx

$n_k \sim \text{CN}(0, N_o)$: BB complexe Gaussien et

$h_k = \sqrt{a_k} \bar{h}_k \in \mathbb{C}^{n_t}$: Vecteur canal de l'utilisateur k connu.

L'expression de la capacité somme dans de la liaison descendante est tirée d'une reformulation du dual de la liaison montante, où le rôle du transmetteur et des récepteurs est réversible.

La solution optimale de cette somme est égale à l'expression (126)

$$\max_{q_k} \log_2 |I_{n_t} + \frac{1}{N_o} \sum_{k=1}^K q_k h_k h_k^t| \quad (126)$$

(S/C) $\sum_{k=1}^K h_k \leq P, q_k \geq 0, k = 1, \dots, K$ avec

q_k : Puissance dans le cas de la liaison montante duale définie comme étant la puissance de la liaison montante du cas dual reformulé précédemment telle que la puissance somme de la liaison descendante et des puissances de la liaison montante duale donnant $\sum_{k=1}^K q_k = \sum_{k=1}^K p_k = P$

Lorsque $n_t \gg K$, l'expression simplifiée de la solution optimale donne l'Eq (127)

$$\max_{q_k} \log \left| I_k + \frac{1}{N_o} K_x H^t H \right| \cong \max_{q_k} \sum_{k=1}^K \log \left(1 + \frac{q_k x_t a_k}{N_o} \right) \quad (127)$$

avec $K_x = \text{diag}(a_1, \dots, a_k)$

Puisque l'interférence inter-utilisateur varie selon $n_t \gg K$, l'allocation de la puissance de la liaison montante duale est égale à l'allocation de la puissance de la liaison descendante, c'est-à-dire $p_k = q_k, \forall k$.

En combinant ces relations, l'allocation optimale de puissance peut être obtenue par un simple waterfilling principe: $P_k^* = \max(0, \mu - \frac{N_o}{n_t a_k})$, où le seuil optimal μ satisfait à la contrainte $\sum_{k=1}^K p_k \leq P$ (μ : seuil optimal d'eau dans le principe du waterfilling).

4.9.6. Signal-to-Noise Ratio (SNR)

Les courbes de performance seront généralement exprimées en fonction du rapport signal sur bruit SNR obtenu après la demodulation GFDM. Cependant, il est utile de pouvoir connecter cette métrique au parameter d'entrée Classique du receptrer à savoir le rapport E_b/N_0 . Le rapport signal sur bruit (SNR) pour le m-ème symbol $[x(m)]_m$ est donné par l'expression (128)

$$SNR_m = \frac{\sum_{k=1}^N E \left[\left| [H(m)]_{k,m} [x(m)]_m \right|^2 \right]}{E \left[\left| [w(m)]_m \right|^2 \right]} = \frac{\sum_{k=1}^N P_{k,m}}{\sigma^2} = \frac{1}{\sigma^2} \quad (128)$$

Le SNR complet du symbole GFDM de $x(n)$ est donné par Equation (129)

$$SNR = \frac{\sum_{m=1}^N \sum_{k=1}^N P_{k,m}}{\sum_{m=1}^N E \left[\left| [W(n)]_m \right|^2 \right]} = \frac{1}{\sigma^2} = SNR_m \quad (129)$$

L'énergie moyenne par bit à l'entrée du récepteur est définie par (130)

$$E_b = \frac{1}{2} E[|r(t)|^2] T_b \quad (130)$$

Avec $T_b = T_u / N \cdot N_b$ est la durée en bits, N_b est le nombre de bits par symbole et $[x(n)]_m$ est l'effet du canal AWGN souligné par Equation (131)

$$E_b = \frac{1}{2} E \left[[x(n)]_m [x(n)]_m^* \right] N T_b = N \frac{T_b}{2} \quad (131)$$

Enfin, on peut déduire la relation entre SNR et le ratio E_b/N_0 donné par l'Equation (132)

$$SNR = \frac{2 E_b / N T_b}{2 N_0 / T_u} = N_b \frac{E_b}{N_0} \quad (132)$$

$$(SNR)_{dB} = \left(\frac{E_b}{N_0} \right)_{dB} + 10 \log_{10}(N_b)$$

Par exemple, nous avons la relation suivante pour les symboles QPSK avec l'Equation (133)

$$\left(\frac{E_b}{N_0} \right)_{dB} = (SNR)_{dB} - 3dB \quad (133)$$

4.9.7. Signal-to-Interference-Plus-Noise Ratio (SINR)

En notant $SINR_1^{avg}(E)$ la capacité moyenne du signal reçu à partir des points de constellation et $P(E)$ la probabilité de l'état du système de l'équilibre, alors la valeur moyenne totale du SINR reçu est donnée par l'équation (134)

$$\begin{aligned}
SINR_m^{tot} &= \sum_{k=1}^N \left(\lambda_{z_i}^{c(k)} + P(z_i > z_l) \right) P(E) SINR_m^{avg}(E) \\
s. t. \quad &\sum_{j=1}^N (b_{l,j} + C_{PRB}^k) \leq B_l^c \\
&\sum_{j=1}^N (c_{l,j} + c_0^k) \leq C_l^c
\end{aligned} \tag{134}$$

D'où nous avons

$$SINR_m^{avg}(E) = SINR_m^{avg} \left[1 - \Omega \sqrt{\frac{\sum_{j=1}^m (b_{l,j} + b_j) \sum_{j=1}^m (c_{l,j} + c_j)}{B_l^{uc} + B_l C_l^{mc} + C_l}} \right]$$

alors

$$SINR_m^{avg} = \frac{P_l^{max} g_l |x|^{\alpha_l}}{\sum_{j=1}^Q P_j^{max} h_{pj} |Y_{pj}|^{-\alpha_j} + \sigma}$$

ou $|x|$ est la longueur de la chaîne de réception numérique, p_1^{max} la puissance maximale transmise, g_1 distribution exponentielle de la puissance du canal, α_1 est la perte de la route de canal, $|Y_{pj}|$ est la distance de la source j au point de constellation p , $p_{i(j)}^{max}$ est la puissance maximale provenant des points de constellation, h_{pj} est la distribution exponentielle de la puissance du canal dans l'unité moyenne provenant des points de constellation p et α_j est la perte du canal des points de constellation p et de l'itinéraire.

4.10. Evaluation des Performances et analyse des résultats

Pour cette étude de performance, un canal AWGN a été proposé, une modulation BPSK et il est nécessaire d'étudier les interférences. Les résultats des équations obtenus ont permis d'interpréter et d'analyser les bases théoriques sur les MIMO massifs explorant le principal comportement d'échelle de capacité que l'on peut atteindre des systèmes MIMO massifs dans les ENO c'est-à-dire la covariance entre les antennes de transmission (N_T) et les antennes de réception (N_R) dans des systèmes MIMO massifs étudiés dans les réseaux de la 5G utilisant un gaussien blanc additif (AWGN).

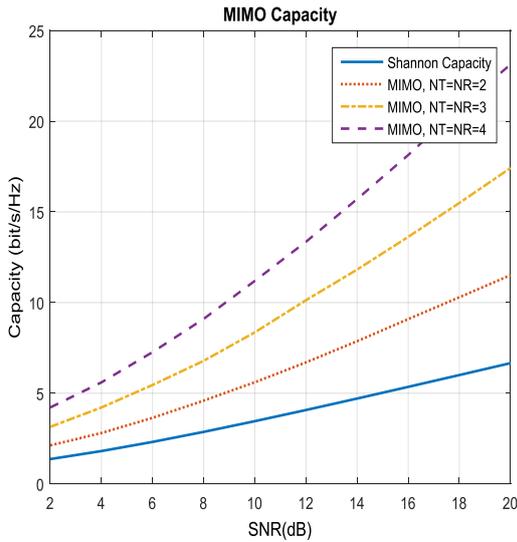


Figure 4.6.2 La capacité par rapport à SNR avec des valeurs des $N_T = N_R = 2, 3$ et 4.

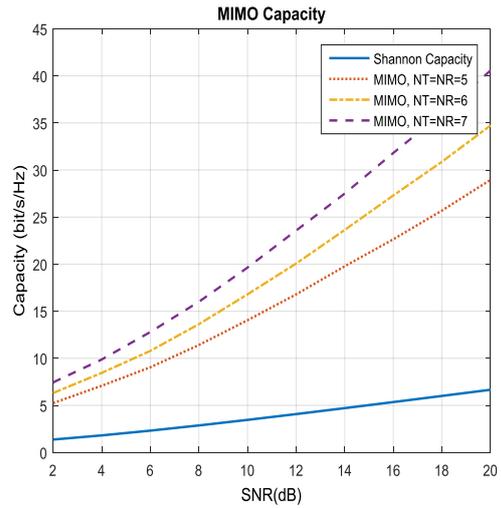


Figure 4.6.3 La capacité par rapport à SNR avec des valeurs des $N_T = N_R = 5, 6$ et 7.

La figure 4.6.2 présente la covariance avec des valeurs des $N_T = N_R = 2, 3$ et 4. On peut noter ici une très bonne performance sans interférence car on est proche de la courbe de Shannon. Plus on est proche de la courbe de Shannon plus nous avons moins d'interférence.

La figure 4.6.3 présente aussi le degré de dépendance avec des valeurs de $N_T = N_R = 5, 6$ et 7. On remarque que plus ou moins la performance est bonne; car on est proche de la courbe de Shannon

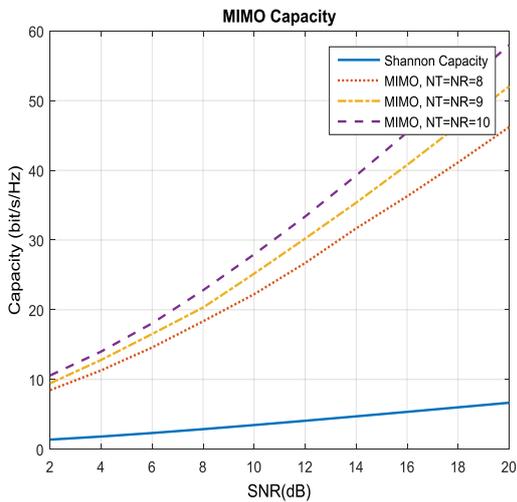


Figure 4.6.4 La capacité par rapport à SNR avec des valeurs des $N_T = N_R = 8, 9$ et 10

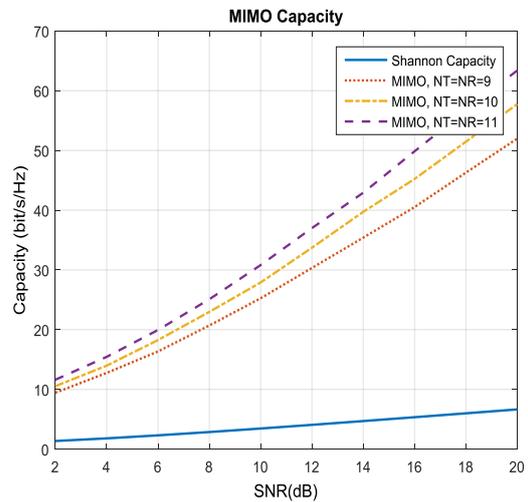


Figure 4.6.5 La capacité par rapport à SNR avec des valeurs des $N_T = N_R = 9, 10$ et 11.

La figure 4.6.4 présente la covariance pour des valeurs des $N_T = N_R = 8,9$ et 10 . On peut noter une perte de performance. D'autant plus qu'on commence à s'éloigner de la courbe de Shannon.

La figure 4.6.5 présente le degré de dépendance avec des valeurs de $N_T = N_R = 9,10$ et 11 . On peut noter une perte de performance, car plus le nombre d'antennes augmente, plus on s'éloigne de la courbe de Shannon.

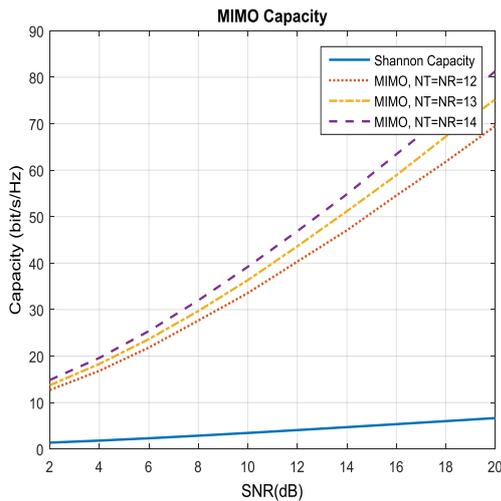


Figure 4.6.6 La capacité par rapport à SNR avec des valeurs des $N_T = N_R = 12,13$ et 14 .

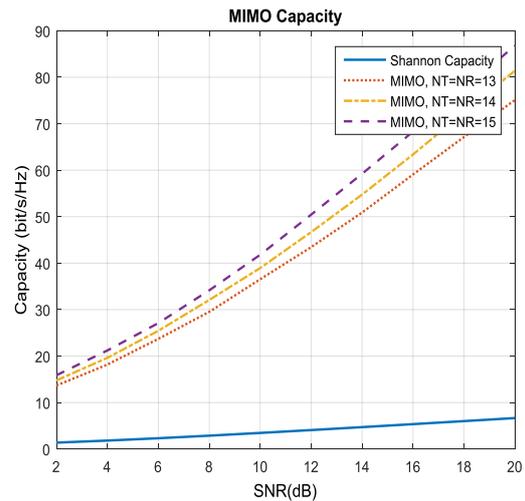


Figure 4.6.7 La capacité par rapport à SNR avec des valeurs des $N_T = N_R = 13,14$ et 15 .

La figure 4.6.6 présente la corrélation avec des valeurs des $N_T = N_R = 12,13$ et 14 . On peut noter que plus le nombre d'antennes augmente, plus on s'éloigne de la courbe de Shannon. Alors on est dans la zone d'interférence.

La figure 4.6.7 présente la covariance avec des valeurs des $N_T = N_R = 13,14$ et 15 . Idem que 4.6.6, car on est dans la zone d'interférence.

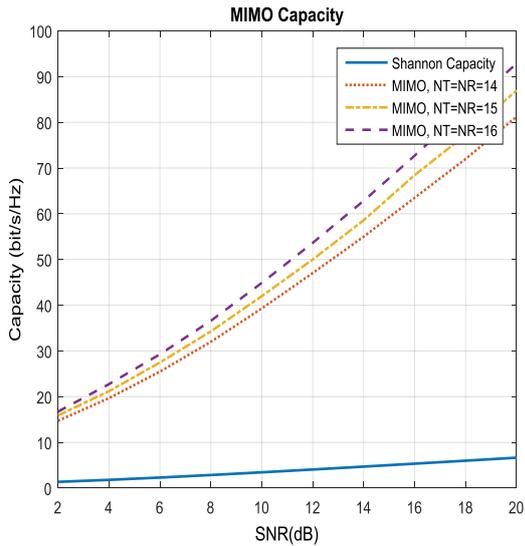


Figure 4.6.8 La capacité par rapport à SNR avec des valeurs des $N_T = N_R = 14, 15$ et 16 .

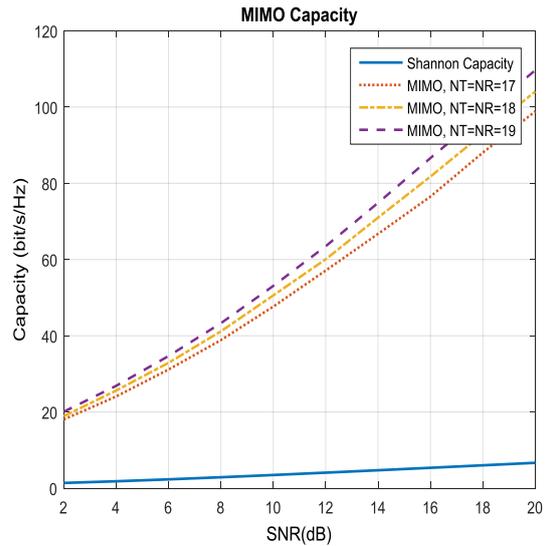


Figure 4.6.9 La capacité par rapport à SNR avec des valeurs des $N_T = N_R = 17, 18$ et 19 .

La figure 4.6.8 présente le degré de dépendance avec des valeurs de $N_T = N_R = 14, 15$ et 16 . Idem que 4.6.7, on est dans la zone d'interférence.

La figure 4.6.9 présente la covariance avec des valeurs des $N_T = N_R = 17, 18$ et 19 . Idem que 4.6.8, on est dans la zone d'interférence.

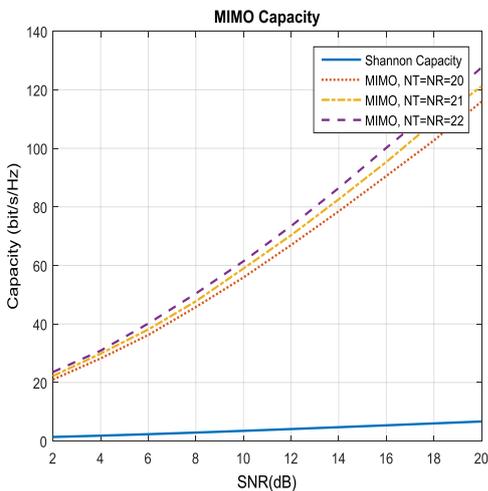


Figure 4.6.10 La capacité par rapport à SNR avec des valeurs des $N_T = N_R = 20, 21$ et 22 .

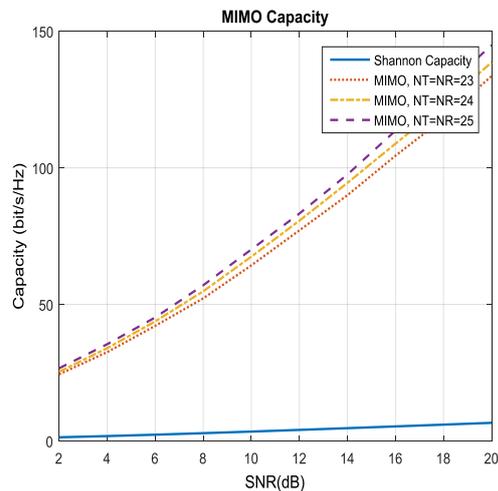


Figure 4.6.11 La capacité par rapport à SNR avec des valeurs des $N_T = N_R = 23, 24$ et 25 .

La figure 4.6.10 présente la corrélation avec des valeurs des $N_T = N_R = 20, 21$ et 22 . Idem que 4.6.9, on est dans la zone d'interférence.

La figure 4.6.11 présente le degré de dépendance avec des valeurs des $N_T = N_R = 23, 24$ et 25 . Idem que 4.6.10, on est dans la zone d'interférence.

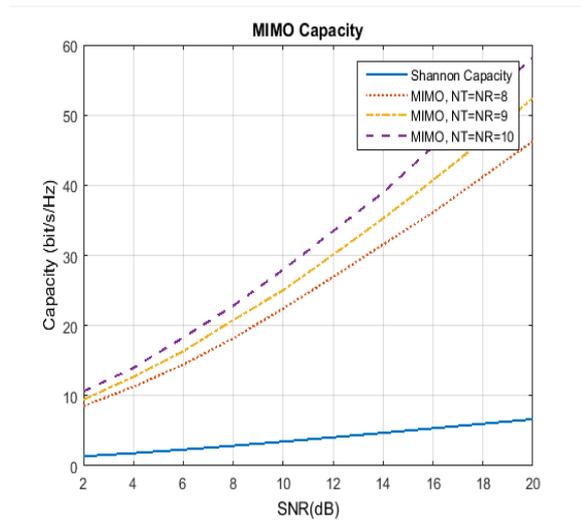


Figure 4.6.12 La capacité par rapport à SNR avec des valeurs des $N_T = N_R = 8, 9$ et 10 .

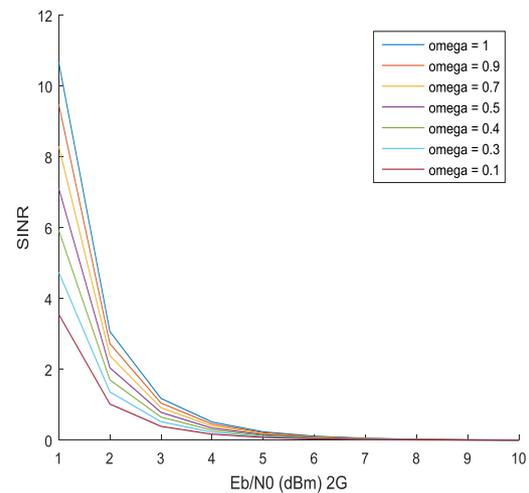


Figure 4.6.13 SINR moyen en fonction de l'interférence dans la bande 2G.

La figure 4.6.12 présente les performances optimales du SINR en fonction du SNR des réseaux 2G avec des valeurs de sensibilités ($\omega = 1, 0.9, 0.7, 0.5, 0.4, 0.3, 0.1$).

La figure 4.6.13 présente les performances optimales du SINR en fonction de l'unicité de la bande passante des réseaux 2G avec des valeurs de sensibilités ($\Omega = 0.9, 0.8, 0.7, 0.6, 0.5, 0.4, 0.3$).

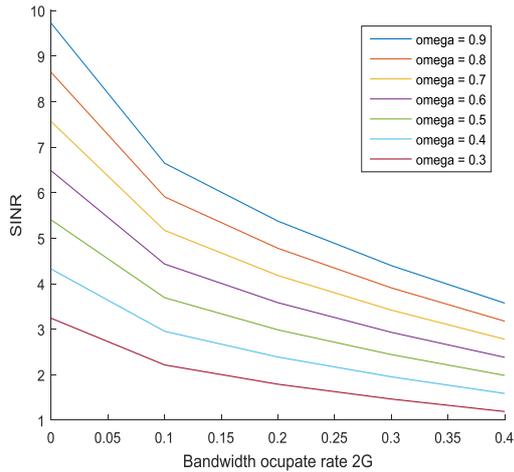


Figure 4.6.14 SINR moyen en fonction de la vitesse de la bande passante 2G occupée.

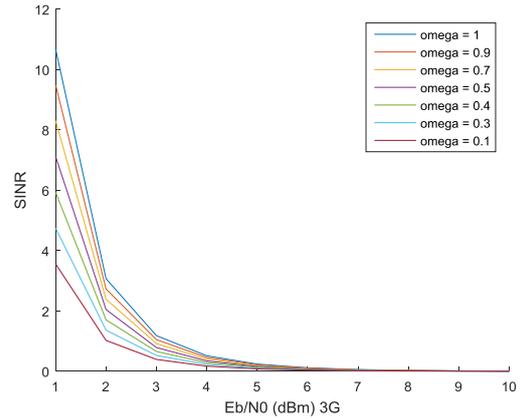


Figure 4.6.15 SINR moyen en fonction de l'interférence dans la bande 3G.

La figure 4.6.14 présente les performances optimales du SINR en fonction du SNR sur bruit des réseaux 3G avec des valeurs de sensibilités ($\Omega=1, 0.9, 0.7, 0.5, 0.4, 0.3, 0.1$).

La figure 4.6.15 présente les performances optimales du SINR en fonction de l'unicité de la bande passante des réseaux 3 G avec des valeurs de sensibilités ($\Omega=0.9, 0.8, 0.7, 0.6, 0.5, 0.4, 0.3$).

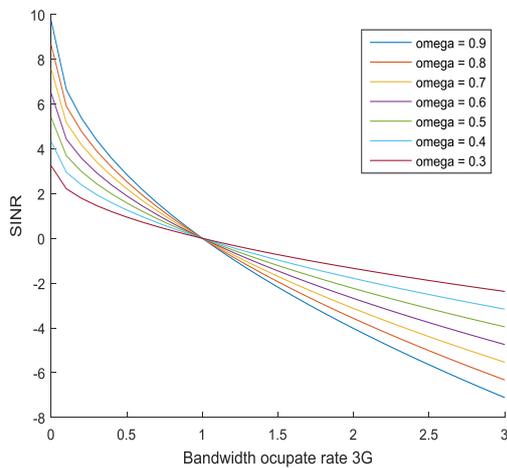


Figure 4.6.16 SINR moyen en fonction de la vitesse de la bande passante 3G occupée.

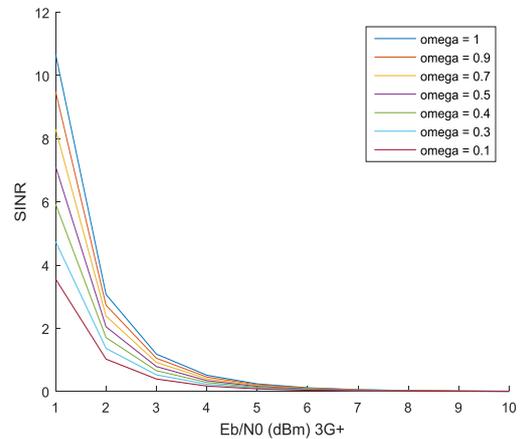


Figure 4.6.17 SINR moyen en fonction de l'interférence dans la bande 3G+.

La figure 4.6.16 présente les performances optimales du SINR en fonction du SNR sur bruit des réseaux 3G+ avec des valeurs de sensibilités ($\Omega=1, 0.9, 0.7, 0.5, 0.4, 0.3, 0.1$).

La figure 4.6.17 présente les performances optimales du SINR en fonction de l'unicité de la bande passante des réseaux 3G+ avec des valeurs de sensibilités ($\Omega = 0.9, 0.8, 0.7, 0.6, 0.5, 0.4, 0.3$).

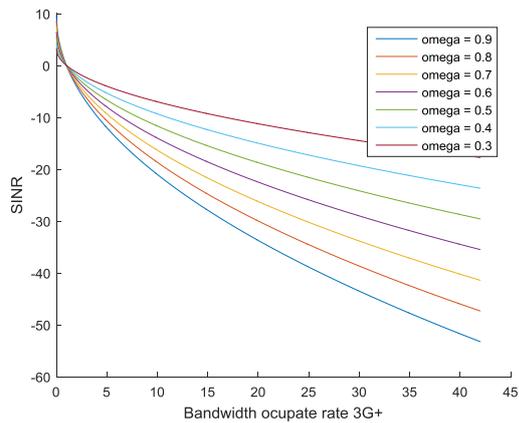


Figure 4.6.18 SINR moyen en fonction de la vitesse de la bande passante 3G+ occupée.

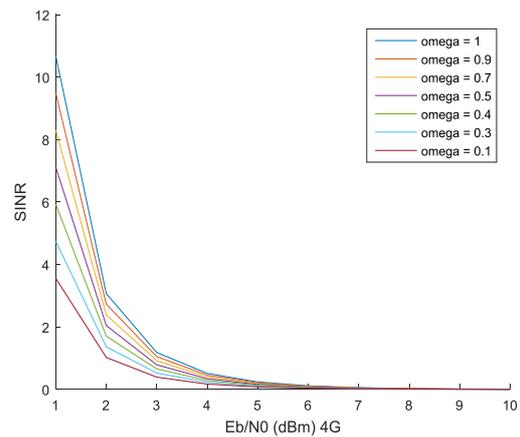


Figure 4.6.19 SINR moyen en fonction de l'interférence dans la bande 4G.

La figure 4.6.18 présente les performances optimales du SINR en fonction du SNR sur bruit des réseaux 4G avec des valeurs de sensibilités ($\Omega = 1, 0.9, 0.7, 0.5, 0.4, 0.3, 0.1$).

La figure 4.6.19 présente les performances optimales du SINR en fonction de l'unicité de la bande passante des réseaux 4G avec des valeurs de sensibilités ($\Omega = 0.9, 0.8, 0.7, 0.6, 0.5, 0.4, 0.3$).

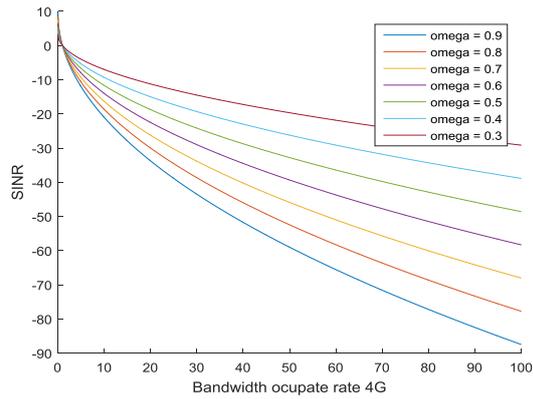


Figure 4.6.20 SINR moyen en fonction de la vitesse de la bande passante 4G occupée.

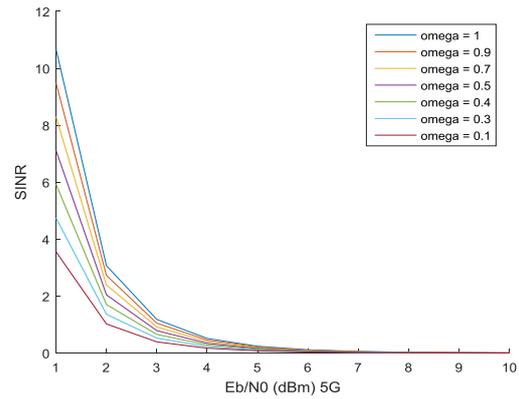


Figure 4.6.21 : SINR moyen en fonction de l'interférence dans la bande 5G.

La figure 4.6.20 présente les performances optimales du SINR en fonction du SNR sur bruit des réseaux 5G avec des valeurs de sensibilités ($\Omega = 1, 0.9, 0.7, 0.5, 0.4, 0.3, 0.1$).

La figure 4.6.21 présente les performances optimales du SINR en fonction de l'unicité de la bande passante des réseaux 5G avec des valeurs de sensibilités ($\Omega = 0.9, 0.8, 0.7, 0.6, 0.5, 0.4, 0.3$).

Les résultats montrent que l'approximation est très proche pour les valeurs relativement petites de N_T et N_R alors on peut retenir :

- Plus la covariance est élevée, plus le lien de dépendance entre le nuage de la zone de couverture des antennes N_T et le nuage de la zone de couverture des antennes N_R est fort. Alors ce lien qui existe entre les N_T et N_R est une puissance d'interférence.
- Plus la covariance est élevée, plus le lien de corrélation entre le nuage de la zone de couverture des antennes N_T et le nuage de la zone de couverture des antennes N_R est élevé, alors ce lien de corrélation qui existe aussi entre les N_T et N_R est une puissance d'interférence.
- Si la covariance est égale à zéro, le nuage de la zone de couverture des antennes N_T et le nuage de la zone de couverture des antennes N_R sont indépendants alors pas d'interférence.
- Si la covariance est égale à zéro, le nuage de la zone de couverture des antennes N_T et le nuage de la zone de couverture des antennes N_R sont indépendants alors pas d'interférence.

5. Conclusion et Travaux Futurs

5.1. Remarque Finale

Le grand motivateur de cette thèse était la nécessité d'un système de communication plus flexible, capable de répondre à toutes les demandes de la téléphonie mobile de demain.

Lorsqu'on a souligné les besoins qui découleraient de l'utilisation de l'IoT, de la transmission en gigabits / s et de l'Internet tactile, il a été compris qu'un système rigide comme OFDM ne serait pas la proposition la plus adéquate. En éliminant les exigences de synchronisation et d'orthogonalité, un schéma de transmission plus souple, le GFDM, utilisant des bancs de filtres, a été proposé, permettant le chevauchement entre les sous-porteuses, tout en réduisant l'élargissement spectral du signal de communication. Tout au long de ce texte, il a également été montré que le système GFDM serait construit de manière à générer une plus grande efficacité énergétique, grâce à l'approche utilisée dans l'utilisation du préfixe cyclique.

Au chapitre trois, premièrement, les performances optimales 802.11a et IEEE 802.16e par rapport à la couche physique OFDM ont été présentées. Les résultats obtenus dans le cadre de cette étude montrent l'intérêt du réseau mobile nouvelle génération Wi-Fi et WiMAX. Cela nous permet d'enquêter sur des facteurs très sensibles aux variations de la probabilité de panne et du SINR calculé. Les mêmes résultats obtenus nous ont également permis de mieux comprendre les performances du système liées au BER du Wi-Fi et du WiMAX. Nous concluons que le type de modulation, concernant les deux normes, n'affecte pas les résultats. Ceci est normal pour un canal AWGN. Nous remarquons la probabilité de panne de communication et l'heure de coupure survient après 10 itérations. Cela se produit lorsque $\lambda \leq 1$ et que le temps est petit si $\lambda > 1$. Ces résultats permettent de conclure que l'influence de la modulation sur le BER et sur l'EVM a une influence sur les résultats, entre-temps sur le nombre de sous-porteurs sur le BER et sur l'EVM n'a aucun effet sur les résultats. En conséquence, on peut remarquer des sous-porteuses et la norme 802.11a et la norme 802.16e, le type de modulation n'a pas d'effet sur les résultats, ni sur le BER ni sur l'EVM dans le canal AWGN.

Deuxièmement, nous avons considéré une technique de sélection de réseau sur la base de la valeur de la plus haute SINR reçu par un utilisateur s'appuyant sur un composé de réseaux LTE et WIMAX. Les résultats obtenus sur les performances optimales du système d'intégration de réseaux sans fil et mobiles nouvelles générations, nous ont permis de préciser un facteur qui reste très sensible aux variations du SINR calculé en fonction de l'interférence. Ces mêmes résultats en rapport avec la puissance du signal émis par le bas-lin voix, nous ont également conduits à une meilleure connaissance des évolutions dynamiques du système liée à la SINR, avec par exemple une probabilité de blocage estimée à des taux proches de la barre de 40%. En termes de perspectives, nous pensons travailler sur le même facteur de sensibilité en considérant les performances du système lié au taux de bit.

Au chapitre quatre, nous avons montré la comparaison des performances de l'OFDM et du GFDM candidat de la 5G appliqué dans le cadre de la télévision numérique utilisant un canal AWGN a été présentée. La croissance exponentielle des données à transmettre sur les réseaux et l'Internet tactile a montré qu'un système aussi strict que l'OFDM ne serait pas le plus approprié.

Un modèle mathématique utilisant les transformées de Fourier et ses propriétés a été proposé. La description de la matrice linéaire pour l'émetteur GFDM a été dérivée. Cela permet d'appliquer des techniques d'égalisation de réception standard, telles que ZFR.

Les résultats ont montré que les performances optimales, en termes de BER et de niveaux de puissance de réception en fonction du récepteur utilisant des canaux UHF50 et UHF52 dans le cas de la télévision numérique de GFDM, dans un canal AWGN étaient meilleures que celles présentées par OFDM.

Et enfin, nous avons pu présenter les performances optimales sur les limites fondamentales et le comportement d'échelle de capacité que l'on peut atteindre des systèmes MIMO massifs dans les Enos, c'est-à-dire la covariance entre les antennes de transmission N_T et les antennes de réception N_R des systèmes massifs MIMO 5G en termes d'interférence.

L'outil mathématique qui nous a permis d'évaluer et d'étudier ces performances est un système linéaire basé sur une matrice random linéaire appliquée à la loi centrée réduite. Etant donné que les dimensions d'un système MIMO grandissent et qu'il est possible d'appliquer

ces outils pour fournir des approximations simples par exemple pour le signal spécifique de l'utilisateur à l'expression SINR d'interférence plus bruit.

Les résultats obtenus montrent que l'approximation est très proche de l'ergotique de Shannon pour les valeurs relativement petites de N_T et N_R et que on peut noter que les valeurs des SINR sont inférieures à 40% quand ils sont déterminés en fonction du rapport signal sur bruit en considérant le facteur de sensibilité Oméga.

Ce qui a été dit et analysé montre que le système GFDM est plutôt une approche intéressante de la prochaine génération de téléphonie, puisque sa perte de performance par rapport aux systèmes OFDM est compensée par les avantages de son utilisation, les principaux étant la réduction de l'élargissement, augmenter l'efficacité énergétique et la flexibilité du système, qui ne répond pas aux exigences de synchronisation et d'orthogonalité de l'OFDM.

Au regard des résultats obtenus, la croissance exponentielle des données à transmettre sur les réseaux et l'Internet tactile a montré qu'un système aussi strict que l'OFDM ne serait pas le plus approprié. Une technique de transmission plus souple, telle que le GFDM, utilisant des filtres a été proposée, permettant un chevauchement entre les sous-porteuses, mais réduisant également l'élargissement spectral du signal de communication.

La description de la matrice linéaire pour l'émetteur GFDM a été dérivée. Cela permet d'appliquer des techniques d'égalisation de réception standard, telles que ZFR.

Les résultats ont montré que les performances optimales, en termes de BER et de niveaux de puissance de réception en fonction du récepteur utilisant des canaux UHF dans le cas de la télévision numérique de GFDM, dans un canal AWGN étaient meilleures que celles présentées par OFDM. Par conséquent, le GFDM peut être suggérer comme une technique promise pour la prochaine génération de téléphonie mobile - 5G.

5.2. Perspectives de travaux futurs

En termes de perspectives, il est considéré de travailler sur :

- Les performances d'un système liées au débit binaire en tenant compte du facteur de sensibilité pour mieux appréhender le SINR en fonction du facteur de sensibilité ;
- De présenter les performances optimales du Backhaul Network de la 5G caractérisant la capacité, la latence et la disponibilité du Mobile Backhaul Network (MBN) ;
- De faire l'étude des performances en tenant compte du GFDM et du FBMC dans le cadre de la télévision numérique pour le comparer à la solution proposée ;
- Une étude des performances des différents types de modulations proposées pour la 5G.

Références

- [1] WUNDER, Gerhard et al. 5GNOW: Challenging the LTE Design Paradigms of Orthogonality and Synchronicity. In: Vehicular Technology Conference (VTC Spring), 2013 IEEE 77th. IEEE, 2013. p. 1-5.
- [2] SHUKLA, Sapna et al. Comparative Study of 1G, 2G, 3G and 4G Journal of Engineering, Computers & Applied Sciences (JEC&AS) ISSN No: 2319- 5606 Volume 2, No.4, April 2013
- [3] L. Becchetti, F. Delli Priscoli, T. Inzerilli, P. Mahonen and L. Munoz, "Enhancing IP service provision over heterogeneous wireless networks: a path toward 4G," in *IEEE Communications Magazine*, vol. 39, no. 8, pp. 74-81, Aug. 2001.
- [4] S. Gökceli, B. Canli and G. K. Kurt, "Universal filtered multicarrier systems: Testbed deployment of a 5G waveform candidate," *2016 IEEE 37th Sarnoff Symposium*, Newark, NJ, 2016, pp. 94-99.
- [5] Orthogonality and Synchronicity. In: Vehicular Technology Conference (VTC Spring), 2013 IEEE 77th. IEEE, 2013. p. 1-5.
- [6] IST-WINNER D1.1.2 P. Kyösti, et al., "WINNER II Channel Models", ver 1.1, Sept. 2007. Disponible : <https://www.ist-winner.org/WINNER2-Deliverables/D1.1.2v1.1.pdf>
- [7] N. Tadayon and S. Aissa, "Modeling and analysis of cognitive radio-based IEEE 802.22 wireless regional area networks," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 12, no. 9, pp. 4363–4375, Sep. 2013.
- [8] G. Fettweis and S. Alamouti, "5G: Personal mobile Internet beyond what cellular did to telephony," *IEEE Commun. Mag.*, vol. 52, no. 2, pp. 140–145, Feb. 2014.
- [9] G. Wunder *et al.*, "5GNOW: Non-orthogonal, asynchronous waveforms for future mobile applications," *IEEE Commun. Mag.*, vol. 52, no. 2, pp. 97–105, Feb. 2014
- [10] Y. Ding, Y. Jin, L. Ren, and K. Hao, "An intelligent self-organization scheme for the Internet of things," *IEEE Comput. Intell. Mag.*, vol. 8, no. 3, pp. 41–53, Aug. 2013.
- [11] G. P. Fettweis, "The tactile Internet: Applications and challenges," *IEEE Veh. Technol. Mag.*, vol. 9, no. 1, pp. 64–70, Mar. 2014.
- [12] G. Eason, B. Noble, and I.N. Sneddon, "On certain integrals of Lipschitz-Hankel type involving products of Bessel functions," *Phil. Trans. Roy. Soc. London*, vol. A247, pp. 529-551, April 1955. (*references*)
- [13] J. Clerk Maxwell, *A Treatise on Electricity and Magnetism*, 3rd ed., vol. 2. Oxford : Clarendon, 1892, pp.68-73.
- [14] I.S. Jacobs and C.P. Bean, "Fine particles, thin films and exchange anisotropy," in *Magnetism*, vol. III, G.T. Rado and H. Suhl, Eds. New York: Academic, 1963, pp. 271-350.
- [15] Einstein, A., B. Podolsky, and N. Rosen, 1935, "Can quantum-mechanical description of physical reality be considered complete", *Phys. Rev.* **47**, 777-780.
- [16] H. Goto, Y. Hasegawa and M. Tanaka, "Efficient Scheduling Focusing on the Duality of MPL Representation," *2007 IEEE Symposium on Computational Intelligence in Scheduling*, Honolulu, HI, 2007, pp. 57-64.

- [17] Y. Yorozu, M. Hirano, K. Oka, and Y. Tagawa, "Electron spectroscopy studies on magneto-optical media and plastic substrate interface," *IEEE Transl. J. Magn. Japan*, vol. 2, pp. 740-741, August 1987 [Digests 9th Annual Conf. Magnetics Japan, p. 301, 1982].
- [18] M. Young, *The Technical Writer's Handbook*. Mill Valley, CA: University Science, 1989.
- [19] B. L. Floch, R. H. Lassalle and D. Castelain, "Digital Sound Broadcasting to Mobile Receivers," *IEEE Transactions on Consumer Electronics*, vol. 35, no. 3, pp. 493–503, Aug 1989.
- [20] Z. Qiu and K. Sun, "A photovoltaic generation system based on wide voltage-gain DC-DC converter and differential power processors for DC microgrids," in *Chinese Journal of Electrical Engineering*, vol. 3, no. 1, pp. 84-95, 2017.
- [21] Xiang Zhou; Chongjin Xie, "Wiley Series in Microwave & Optical Engineering," in *Enabling Technologies for High Spectral-efficiency Coherent Optical Communication Networks*, 1, Wiley Telecom, 2016, pp.64810 doi: 1002/9781119078289.scard
- [22] D. L. Goeckel and G. Ananthaswamy, "On the Design of Multidimensional Signal Sets for OFDM Systems," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 50, no. 3, pp. 442–452, Mar 2002.
- [23] E. Tokgöz and S. C. Başaran, "Wideband meander line ring monopole antenna design for WiFi/WiMAX applications," *2016 24th Signal Processing and Communication Application Conference (SIU)*, Zonguldak, 2016, pp. 2177-2180.
- [24] S. Garg and S. Yadav, "A novel polarization independent transmissive type frequency selective surface for WiFi, WiMax & WLAN applications," *2017 International Conference on Computer, Communications and Electronics (Comptelix)*, Jaipur, 2017, pp. 216-220.
- [25] B. R. Vidhale and M. M. Khanapurkar, "Design of ultra wideband low noise amplifier with the negative feedback using micro strip line matching structure for multiple band application and its simulation-based performance analysis," in *2016 International Conference on Wireless Communications, Signal Processing and Networking (WiSPNET)*, Chennai, pp. 1845–1848, 2016.
- [26] G. e. a. Wunder, "5GNOW: Challenging the LTE Design Paradigms of Orthogonality and Synchronicity," *77th IEEE Vehicular Technology Conference (VTC Spring)*, Dresden, Germany, June 2-5, 2013.
- [27] G. Wunder *et al.*, "5GNOW: Intermediate frame structure and transceiver concepts," *2014 IEEE Globecom Workshops (GC Wkshps)*, Austin, TX, USA, December 8-12, 2014, pp. 565-570.
- [28] Pierre Jarry, Jacques N. Beneat, "Multistage Active Microwave Filters," in *Microwave Amplifier and Active Circuit Design Using the Real Frequency Technique*, Wiley-IEEE Press, 2016, pp. 288.
- [29] A. Peled and A. Ruiz, "Frequency domain data transmission using reduced computational complexity algorithms," *ICASSP '80. IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing*, Denver, Colorado, USA, April 9-11, 1980, pp. 964-967.
- [30] R. Datta, N. Michailow, M. Lentmaier and G. Fettweis, "GFDM Interference Cancellation for Flexible Cognitive Radio PHY Design," *2012 IEEE Vehicular Technology Conference (VTC Fall)*, Quebec City, Canada, September 3-6, 2012, pp. 1-5.
- [31] H. Ochiai and H. Imai, "Performance analysis of deliberately clipped OFDM signals," in *IEEE Transactions on Communications*, vol. 50, no. 1, January 2002, pp. 89-101.

- [32] U. Varshney and R. Jain, "Issues in Emerging 4G Wireless Networks," *Computer*, vol. 34, no. 6, 2001, p. 94–96.
- [33] Xiang Zhou; Chongjin Xie, "Wiley Series in Microwave & Optical Engineering," in *Enabling Technologies for High Spectral-efficiency Coherent Optical Communication Networks*, 1, Wiley Telecom, 2016, pp.648-
- [34] A. J. M. Adnan, R. Mohamad, I. A. Tengku and S. Shaari, "Notice of Violation of IEEE Publication Principle 1310/1550 nm photonic crystal based on multimode interference demultiplexer," *OECC/ACOFT 2008 - Joint Conference of the Opto-Electronics and Communications Conference and the Australian Conference on Optical Fibre Technology*, Sydney, Australia, July 7-10, 2008, pp. 1-2
- [35] I. Puillat *et al.*, "Strategy for sustainability of the Joint European Research Infrastructure Network for Coastal Observatories - JERICO," *OCEANS 2015 - MTS/IEEE Washington*, Washington, DC, USA, October 19-22, 2015, pp. 1-8.
- [36] G. Fettweis, M. Krondorf and S. Bittner, "GFDM - Generalized Frequency Division Multiplexing," *IEEE 69th Vehicular Technology Conference (VTC Spring 2009)*, Barcelona, Spain, April 26-29, 2009, pp. 1-4, doi: 10.1109/VETECS.2009.5073571
- [37] N. Michailow, M. Lentmaier, P. Rost and G. Fettweis, "Integration of a GFDM secondary system in an OFDM primary system," *2011 Future Network & Mobile Summit*, Warsaw, Poland, June 15-17, 2011, pp. 1-8.
- [38] Pierre Jarry; Jacques N. Beneat, "Appendix D Network Synthesis Using the Transfer Matrix," in *Microwave Amplifier and Active Circuit Design Using the Real Frequency Technique*, 1, Wiley-IEEE Press, 2016, pp.288-
- [39] Ahmed Bannour, Yichuang Sun, "Duality of antennas and subcarriers in massive MIMO-OFDM downlink system", *Electronics Letters*, vol. 51, no. 14, pp. 1115-1117, 2015.
- [40] Bannour, A., Ammari, M.L., Sun, Y., Bouallegue, R.: „The capacity performance of ASTC-MIMO-OFDM system in a correlated Rayleigh frequency-selective channel“, *Wirel. Pers. Commun.*, 2013, 68, (4), pp. 1365–1376 (doi : 10.1007/s11277-012-0527-4).
- [41] Chen Qian, Zhaocheng Wang, Linglong Dai, Jinhui Chen, Chen Sun, "Downlink training scheme for massive MIMO systems", *Electronics Letters*, vol. 51, no. 24, pp. 2059-2060, 2015
- [42] Ngo, H.Q., Larsson, E.G., Marzetta, T.: „Massive MU-MIMO downlink TDD systems with linear precoding and downlink pilots. 51st Annual Allerton Conf. on Communication, Control and Computing, Monticello, IL, USA, October 2013, pp. 293–298.
- [43] Talha Younas, Jiandong Li, Jehangir Arshad, Muluneh Mekonnen Tulu, "Performance analysis of improved ZF algorithm for massive MIMO in uplink", *Electronics Letters*, vol. 53, no. 23, pp. 1554-1556, 2017.
- [44] Larsson, E., Edfors, O., Tufvesson, F., et al: „Massive MIMO for next generation wireless systems“, *IEEE Commun. Mag.*, 2014, **52**, (2), pp. 186–195 (doi : 10.1109/MCOM.2014.6736761).
- [45] J. Minango, C. de Almeida, "Optimum and quasi-optimum relaxation parameters for low-complexity massive MIMO detector based on Richardson method", *Electronics Letters*, vol. 53, no. 16, pp. 1114-1115, 2017.
- [46] Al-Falahy, N., Alani, O.Y.: „Technologies for 5G networks: challenges and opportunities“, *IT Prof.*, 2017, 19, (1), pp. 12–20 (doi: 10.1109/MITP.2017.9).

- [47] Wu, M., Yin, B., Wang, G., Dick, C., Cavallaro, J.R., Studer, C.: „Large-scale MIMO detection for 3GPP LTE: algorithms and FPGA implementations“, *IEEE J. Sel. Top. Signal Process.* 2014, 8, (5), pp. 916–929 (doi: 10.1109/JSTSP.2014.2313021).
- [48] Dai, I., L., Gao, X., Su, X., et al: „Low-complexity soft-output signal detection based on Gauss–Seidel method for uplink multiuser large-scale MIMO systems“, *Trans. Veh. Technol.*, 2015, 64, (10), pp. 4839–4845 (doi: 10.1109/TVT.2014.2370106)
- [49] Hoydis, J., Brink, S.T., Debbah, M.: „Massive MIMO in the UL/DL of cellular networks: how many antennas do we need“ *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, 2013, **31**, (2), pp. 160–171 (doi: 10.1109/JSAC.2013.130205).
- [50] Hua Tang, Zaiping Nie, "Massive MIMO antenna selection algorithms based on iterative swapping", *Electronics Letters*, vol. 54, no. 4, pp. 190-192, 2018.
- [51] Long Zhao, Kan Zheng, Hang Long, Hui Zhao, Wenbo Wang, "Performance analysis for downlink massive multiple-input multiple-output system with channel state information delay under maximum ratio transmission precoding", *Communications IET*, vol. 8, no. 3, pp. 390-398, 2014
- [52] Jiamin Li, Dongming Wang, Pengcheng Zhu, Xiaohu You, "Spectral efficiency analysis of single-cell multi-user large-scale distributed antenna system", *Communications IET*, vol. 8, no. 12, pp. 2213-2221, 2014.
- [53] Mohammad Kazemi, Hassan Aghaieinia, "Approximate ergodic capacity of multiuser massive multiple input multiple output in a Rayleigh fading uplink channel with variance profile", *Communications IET*, vol. 9, no. 6, pp. 844-852, 2015.
- [54] Jiamin Li, Dongming Wang, Pengcheng Zhu, Xiaohu You, "Spectral efficiency analysis of large-scale distributed antenna system in a composite correlated Rayleigh fading channel", *Communications IET*, vol. 9, no. 5, pp. 681-688, 2015
- [55] Jinho Choi, "Interference-leakage based non-cooperative beamforming with low-dimensional approximation", *Communications IET*, vol. 9, no. 8, pp. 1060-1067, 2015.
- [56] Qiang Sun, Shi Jin, Jue Wang, Yuan Zhang, Xiqi Gao, Kai-Kit Wong, "Downlink massive distributed antenna systems scheduling", *Communications IET*, vol. 9, no. 7, pp. 1006-1016, 2015.
- [57] Shi Jin, Mingmei Li, Yongming Huang, Yinggang Du, Xiqi Gao, "Pilot scheduling schemes for multi-cell massive multiple-input–multiple-output transmission", *Communications IET*, vol. 9, no. 5, pp. 689-700, 2015.
- [58] Hossein Asgharimoghaddam, Antti Tölli, Luca Sanguinetti, Merouane Debbah, "Decentralized multi-cell beamforming with QoS guarantees via large system analysis", *Computational Advances in Multi-Sensor Adaptive Processing (CAMSAP) 2015 IEEE 6th International Workshop on*, pp. 409-412, 2015.
- [59] Wassim Tabikh, Yi Yuan-Wu, Dirk Slock, "Decentralizing multi-cell maximum weighted sum rate precoding via large system analysis", *Signal Processing Conference (EUSIPCO) 2016 24th European*, pp. 2350-2354, 2016
- [60] Luca Sanguinetti, Emil Björnson, Mérouane Debbah, Aris L. Moustakas, "Optimal linear precoding in multi-user MIMO systems: A large system analysis", *Global Communications Conference (GLOBECOM) 2014 IEEE*, pp. 3922-3927, 2014.
- [61] Guan Gui, Ning Liu, Li Xu, Fumiyuki Adachi, "Low-complexity large-scale multiple-input multiple-output channel estimation using affine combination of sparse least mean

square filters", *Communications IET*, vol. 9, no. 17, pp. 2168-2175, 2015.

- [62] Wassim Tabikh, Dirk Slock, Yi Yuan-Wu, "A large system analysis of weighted sum rate maximization of single stream MIMO interference broadcast channels under linear precoding", *Wireless Communication Systems (ISWCS) 2016 International Symposium on*, pp. 6-10, 2016.
- [63] N. T. Hieu, Sang-Woo Kim et Heung-Gyoon Ryu, "PAPR Reduction of the Low Complexity Phase Weighting Method in OFDM Communication System", *IEEE Transactions on Consumer Electronics*, Vol. 51, No. 3, pp. 776-782, août 2005.
- [64] B. L. J. Cimini, "Analysis and Simulation of a Digital Mobile Channel Using Orthogonal Frequency Division Multiplexing", *IEEE Transactions on Communication*, Vol. 33, No. 27, pp. 665-675, juillet 1985.
- [65] J. C. Rault, D. Castelain et B. Le Castelain, "The Coded Orthogonal Frequency Division Multiplexing (COFDM) Technique, and its Application to Digital Radio Broadcasting Towards Mobile Receivers", *IEEE Global Telecommunications Conference*, Vol. 1, pp. 428-432, novembre 1989.
- [66] S. B. Weinstein et P. M. Elbert, "Data Transmission by Frequency-Division Multiplexing Using the Discrete Fourier Transform", *IEEE Transactions on Communications*, Vol. 21, No. 5, pp. 628-634, octobre 1971.
- [67] J. G. Proakis, "Digital communications", McGraw-Hill, 4e édition, 2001.
- [68] T. Pollet, M. van Bladel and M. Moeneclaey, "BER Sensitivity of OFDM Systems to Carrier Frequency Offset and Wiener Phase Noise", *IEEE Transactions on Communications*, Vol. 43, No. 2, pp. 187-190, 1995.
- [69] FETTWEIS, Gerhard; KRONDORF, Marco; BITTNER, Steffen. GFDM-generalized frequency division multiplexing. In: *Vehicular Technology Conference, 2009. VTC Spring 2009. IEEE 69th. IEEE, 2009. p. 1-4.*
- [70] MICHAÏLOW, Nicola et al. Generalized frequency division multiplexing: Analysis of an alternative multi-carrier technique for next generation cellular systems. In: *Wireless Communication Systems (ISWCS), 2012 International Symposium on. IEEE, 2012. p. 171-175.*
- [71] FBMC vs OFDM Waveform Contenders for 5G Wireless Communication System. Parnika Kansal, Ashok Kumar Shankhwar# Department of Electronics, School of Engineering, Harcourt Butler Technical University (HBTU), Kanpur, India
- [72] The 5G candidate waveform race: a comparison of complexity and performance. Robin Gerzaguet^{1*}, Nikolaos Bartzoudis², Leonardo Gomes Baltar³, Vincent *Berg¹, Jean-Baptiste Doré¹, Dimitri Kténas¹, Oriol Font-Bach², Xavier Mestre², Miquel Payaró², Michael Färber³ and Kilian Roth³ # Gerzaguet et al. *EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking* (2017)
- [73] 8 LATHI, Bhagwandas Pannalal. *Modern Digital and Analog Communication Systems 4e Osece. Oxford university press, 2011.*
- [74] MICHAÏLOW, Nicola et al. Bit error rate performance of generalized frequency division multiplexing. In: *Vehicular Technology Conference (VTC Fall), 2012 IEEE. IEEE, 2012. p. 1-5.*
- [75] H. A. Surweera and J. Armstrong, "Error Performance Analysis of clipped Alamouti Space-Time Coded OFDM Systems", *TENCON 2005 IEEE Region 10*, pp. 1-6, 21-24 novembre

2005.

- [76] H. Gy. Ryu, T. P. Hoa, N. T. Hieu et J. Jianxue, "BER Analysis of Clipping Process in the Forward Link of the OFDM-FDMA Communication System", *IEEE Transactions on Consumer Electronics*, Vol. 50, No. 4, pp. 1058-1064, novembre 2004
- [77] H. Ochiai et H. Imai, "Performance Analysis of Deliberately Clipped OFDM Signal", *IEEE Transactions on Communications*, Vol. 50, No. 1, pp. 89-101, Janvier 2002.
- [78] Y. Xiao, X. L. Ingsong Wen et S. Li, "A Class of Low complexity PTS Techniques for PAPR Reduction in OFDM Systems", *IEEE Signal Processing Letters*, Vol. 14, No. 10, pp. 680-683, octobre 2007.
- [79] FETTWEIS, Gerhard; ALAMOUTI, Siavash. 5G: Personal mobile internet beyond what cellular did to telephony. *IEEE Communications Mag.*, [s.l.], v. 52, n. 2, p.140-145, fev. 2014. Institute of Electrical & Electronics Engineers (IEEE). DOI:10.1109/mcom.2014.6736754.
- [80] YIFEI, Yuan; LONGMING, Zhu. Application scenarios and enabling technologies of 5G. *China Communications*, [s.l.], v. 11, n. 11, p.69-79, nov. 2014. Institute of Electrical & Electronics Engineers (IEEE). DOI: 10.1109/cc.2014.7004525.
- [81] PIRINEN, Pekka. A Brief Overview of 5G Research Activities. *Proceedings Of The 1st International Conference On 5g For Ubiquitous Connectivity*, [s.l.], p.17-22, 2014. Institute for Computer Sciences, Social Informatics and Telecommunications Engineering (ICST). DOI: 10.4108/icst.5gu.2014.258061.
- [82] MENDES, Luciano Leonel et al. Cenários de aplicações das redes 5G no Brasil. Santa Rita do Sapucaí: Inatel, 2015. 31 p. (DE R5G 15.001). Centro de Referência em Radiocomunicações - Inatel.
- [83] MUMTAZ, Shahid; HUQ, Kazi Mohammed Saidul; RODRIGUEZ, Jonathan. Direct mobile-to-mobile communication: Paradigm for 5G. *IEEE Wireless Communications*, [s.l.], v. 21, n. 5, p.14-23, out. 2014. Institute of Electrical & Electronics Engineers (IEEE). DOI: 10.1109/mwc.2014.6940429.
- [84] BOCCARDI, Federico et al. Five disruptive technology directions for 5G. *IEEE Communications Mag.*, [s.l.], v. 52, n. 2, p.74-80, fev. 2014. Institute of Electrical & Electronics Engineers (IEEE). DOI: 10.1109/mcom.2014.6736746.
- [85] CHIN, Woon; FAN, Zhong; HAINES, Russell. Emerging technologies and research challenges for 5G wireless networks. *IEEE Wireless Communications*, [s.l.], v. 21, n. 2, p.106-112, abr. 2014. Institute of Electrical & Electronics Engineers (IEEE). DOI: 10.1109/mwc.2014.6812298
- [86] CHEN, Shanzhi; ZHAO, Jian. The requirements, challenges, and technologies for 5G of terrestrial mobile telecommunication. *IEEE Communications Mag.*, [s.l.], v. 52, n. 5, p.36-43, maio 2014. Institute of Electrical & Electronics Engineers (IEEE). DOI: 10.1109/mcom.2014.6815891.
- [87] MARSCH, Patrick et al. Future Mobile Communication Networks: Challenges in the Design and Operation. *IEEE Veh. Technol. Mag.*, [s.l.], v. 7, n. 1, p.16-23, mar. 2012. Institute of Electrical & Electronics Engineers (IEEE). DOI:10.1109/mvt.2011.2179343
- [88] CALABUIG, Jordi; MONSERRAT, Jose F.; GOMEZ-BARQUERO, David. 5th generation mobile networks: A new opportunity for the convergence of mobile broadband and broadcast services. *IEEE Communications Mag.*, [s.l.], v. 53, n. 2, p.198-205, fev. 2015.

- Institute of Electrical & Electronics Engineers (IEEE). DOI: 10.1109/mcom.2015.7045409
- [89] WUNDER, Gerhard et al. 5GNOW: non-orthogonal, asynchronous waveforms for future mobile applications. *IEEE Communications Mag.*, [s.l.], v. 52, n. 2, p.97-105, fev. 2014. Institute of Electrical & Electronics Engineers (IEEE). DOI: 10.1109/mcom.2014.6736749.
- [90] BANGERTER, Boyd et al. Networks and devices for the 5G era. *IEEE Communications Mag.*, [s.l.], v. 52, n. 2, p.90-96, fev. 2014. Institute of Electrical & Electronics Engineers (IEEE). DOI: 10.1109/mcom.2014.6736748.
- [91] NUNES, Bruno Astuto A. et al. A Survey of Software-Defined Networking: Past, Present, and Future of Programmable Networks. *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, [s.l.], v. 16, n. 3, p.1617-1634, 2014. Institute of Electrical & Electronics Engineers (IEEE). DOI : 10.1109/surv.2014.012214.00180.
- [92] DAI, Linglong et al. Non-orthogonal multiple access for 5G: solutions, challenges, opportunities, and future research trends. *Ieee Commun. Mag.*, [s.l.], v. 53, n. 9, p.74-81, set. 2015. Institute of Electrical & Electronics Engineers (IEEE). <http://dx.doi.org/10.1109/mcom.2015.7263349>.
- [93] Rapport, T. S.; SUN, Shu; MAYZUS, R. Millimeter Wave Mobile Communications for 5G Cellular: It Will Work!. *IEEE Access*, [s.l.], v 1, p.335-349, 2013. Institute of Electrical & Electronics Engineers (IEEE). DOI:10.1109/access.2013.2260813.
- [94] 4G AMERICAS (Org.). Summary of Global 5G Initiatives. 2014. Disponível em: <http://www.4gamericas.org/files/2114/0622/1680/2014_4GA_Summary_of_Global_5G_Initiatives__FINAL.pdf>. Acesso em: 01 jun. 2015.
- [95] Kyeongcheol Yang and S. Chang. Peak to Average Power Control in OFDM using standard arrays of Linear Block Codes. *IEEE Communi- cations Letters*, 7(4), April 2003.
- [96] Hyunwook Kim, Jaewoon Kim, Suckchel Yang, Minki Hong, and Yoan Shin. An effective mimo - ofdm system for ieee 802.22 wran channels. *IEEE Transactions on Circuits and Systems*, 55(8), August 2008.
- [97] Y. Yorozu, M. Hirano, K. Oka, and Y. Tagawa, "Electron spectroscopy studies on magneto-optical media and plastic substrate interface," *IEEE Transl. J. Magn. Japan*, vol. 2, pp. 740-741, August 1987 [Digests 9th Annual Conf. Magnetism Japan, p. 301, 1982].
- [98] William H. Tranter; Desmond P. Taylor; Rodger E. Ziemer; Nicholas F. Maxemchuk; Jon W. Mark, "Analysis and Simulation of a Digital Mobile Channel Using Orthogonal Frequency Division Multiplexing," in *The Best of the Best: Fifty Years of Communications and Networking Research*, 1, Wiley-IEEE Press, 2007, pp.145-155.
- [99] C. Kim, J. Yang and J. Y. Kim, "Novel OFDM frame synchronization and frequency offset compensation scheme for wireless multimedia communication systems," in *IEEE Transactions on Consumer Electronics*, vol. 55, no. 3, pp. 1141-1148, August 2009.
- [100] Marzuki and M. D. Baba, "Downlink performance evaluation of multi-mode devices in WiMAX and WiFi environment," in 2011 IEEE Control and System Graduate Research Colloquium, Shah Alam, 2011, pp. 150–158.
- [101] P. Duangkird, S. Kraisingsoomnuek and C. Kotchasarn, "BER of Alamouti STC with Multiple Relays Using Amplify and Forward Cooperative Diversity over Rayleigh Fading Channel," 2011 Second International Conference on Intelligent Systems, Modelling and

Simulation, Kuala Lumpur, 2011, pp. 324-328

- [102] Lajos L. Hanzo ; Yosef Akhtman; Li Wang; Ming Jiang, "Coded Modulation Assisted Multiuser SDMAOFDM Using Frequency Domain Spreading," in MIMO-OFDM for LTE, WiFi and WiMAX:Coherent versus Non-coherent and Cooperative Turbo Transceivers , 1, Wiley-IEEE Press, 2011, pp.109-137
- [103] X. Xia, "A family of pulse-shaping filters with isi-free matched and unmatched filter properties," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 45, no. 10, pp. 1157–1158, Oct. 1997.
- [104] N. Michailow and G. Fettweis, "Low peak-to-average power ratio for next generation cellular systems with generalized frequency division multiplexing," in *Proc. Int. Symp. ISPACS*, Naha, Japan, Nov. 2013, pp. 651–655.
- [105] C. Berrou, A. Glavieux, and P. Thitimajshima, "Near shannon limit error- correcting coding and decoding: Turbo-Codes. 1," in *Proc. IEEE ICC*, May 1993, vol. 2, pp. 1064–1070.
- [106] T. Schmidl and D. Cox, "Robust frequency and timing synchronization for OFDM," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 45, no. 12, pp. 1613–1621, Dec. 1997.
- [107] H. Kim, J. Kim, S. Yang, M. Hong, and Y. Shin, "An Effective MIMO- OFDM System for IEEE 802.22 WRAN Channels," *IEEE Trans. Circuits Syst. II, Exp. Briefs*, vol. 55, no. 8, pp. 821–825, Aug. 2008.
- [108] B. Farhang-Boroujeny, "OFDM versus filter bank multicarrier," *IEEE Signal Process. Mag.*, vol. 28, no. 3, pp. 92–112, May 2011.
- [109] T. Schmidl and D. Cox, "Robust frequency and timing synchronization for OFDM," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 45, no. 12, pp. 1613–1621, Dec. 1997.
- [109] M. Nekovee, "Quantifying performance requirements of vehicle-to- vehicle communication protocols for rear-end collision avoidance," in *Proc. IEEE 69th Veh. Technol. Conf.*, Barcelona, Spain, Apr. 2009, vol. 1, pp. 1–5.
- [110] R. Ayadi, M. Siala, and I. Kammoun, "Transmit/receive pulse-shaping design in bfdm systems over time-frequency dispersive AWGN channel," in *Proc. IEEE ICSPC*, Dubai, UAE, Nov. 2007, pp. 772–775.
- [111] S. Garg and S. Yadav, "A novel polarization independent transmissive type frequency selective surface for WiFi, WiMax& WLAN applications," 2017 International Conference on Computer, Communications and Electronics (Comptelix), Jaipur, 2017, pp. 216-220.
- [112] J. Lee *et al.*, "Coordinated multipoint transmission and reception in LTE- advanced systems," *IEEE Commun. Mag.*, vol. 50, no. 11, pp. 44–50, Nov. 2012.
- [113] Kaiping Xue, Jiangping Han, Dan Ni, Wenjia Wei, Ying Cai, Qing Xu, Peilin Hong, "DPSAF: Forward Prediction Based Dynamic Packet Scheduling and Adjusting With Feedback for Multipath TCP in Lossy Heterogeneous Networks", *Vehicular Technology IEEE Transactions on*, vol. 67, no. 2, pp. 1521-1534, 2018.
- [114] I. Gaspar *et al.*, "Low complexity GFDM receiver based on sparse frequency domain processing," in *Proc. 77th IEEE VTC Spring*, Dresden, Germany, Jun. 2013, pp. 1–6.
- [115] Papa Ndiaga Ba, Joel J. P. C. Rodrigues, Valery Korotaev, Jalal Al-Muhtadi, Samuel Ouya, Amadou Seidou Maiga, "Performance Evaluation of Wi-Fi and WiMAX over OFDM Physical Layer", in *International Journal of Communication Systems*, Wiley, ISSN (print): 1074-5351, ISSN (online): 1099-1131, DOI: 10.1002/dac.3871 (online; in press)
- [116] Papa Ndiaga BA, Samuel Ouya, Sidi Mohamed Farssi, AmadouSeidou Maiga,

Abdourahmane Raimy, Joel J. P. C. Rodrigues, “Modeling of a LTE and WIMAX Mobile Networks SINR-based Heterogeneous System - The Case of the Virtual University of Senegal”, 2017 IEEE International Conference on Communications Workshops (IEEE ICC Workshops 2017), Paris, France, May 21-25, 2017, pp. 1293-1298.

- [117] Papa N. Ba, Joel J. P. C. Rodrigues, Samuel Ouya, Amadou S. Maiga, Isaac Woungang, Sanjay K. Dhurandher, Shahid Mumtaz, “Performance Evaluation of LTE and 5G Modeling over OFDM and GFDM Physical Layers”, IEEE International Conference on Communications (IEEE ICC 2018), Kansas City, MO, USA, May 20-24, 2018