

*Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche
Scientifique*

Université Ferhat Abbas – Sétif -1-

UFAS (ALGERIE)

THESE

Présentée à la Faculté de Technologie

Département d'Électronique

Pour l'obtention du diplôme

De doctorat en sciences

Par

M. Abdellatif KHELIL

THEME

***ETUDE ET PERFORMANCE D'UN SYSTEME DE
COMMUNICATION SANS FIL A BASE D'OFDMA MIMO.***

Soutenue le 26/ 10 /2017 devant la commission d'examen

M. F. DJAHLI	Prof. à l'université de Sétif	Président
M. D. SLIMANI	Prof. à l'université de Sétif	Rapporteur
M. S. AIDEL	MCA. à l'université de BBA	Examineur
M. K. ROUABEH	MCA. à l'université de BBA	Examineur

Remerciements

Je remercie chaleureusement les membres du jury qui ont tous sans hésiter accepté de participer à cette soutenance : merci tout d'abord à Monsieur Farid DJAHLLI, Professeur à l'Université de Sétif 1, pour avoir accepté de présider celui-ci ; merci ensuite à Monsieur Salih AIDEL et Monsieur Khaled ROUABEH Maitres de conférence à l'université de BBA d'avoir accepté d'examiner ma thèse.

Toute ma reconnaissance s'adresse à mon directeur de thèse, Pr. Djamel SLIMANI, professeur du Département d'Électronique à Université de Sétif 1. La confiance et le soutien qu'il m'a accordés, l'autonomie qu'il m'a permis d'acquérir, son aide et ses conseils m'ont été précieux. Il a su m'accompagner et me guider pendant mon magister et jusqu'à la fin de ma thèse. Sans lui mon parcours n'aurait sans doute pas pu être le même.

Toute ma reconnaissance s'adresse aussi à mon co-directeur de thèse, Pr. Larbi TALBI, professeur du Département d'Informatique et d'Ingénierie de l'Université de Québec en Outaouais UQO, Canada. La confiance et le soutien moral et matériel qu'il m'a accordés durant une année de travail au sein de son laboratoire de recherche à l'UQO. Sa patience, ses écoutes, ses conseils et ses appréciations.

Je tiens à remercier aussi, Pr. Jules LeBel, professeur au Département d'Informatique et d'Ingénierie de l'Université de Québec en Outaouais UQO, Canada. La façon dont il a su se rendre disponible même à distance, ses conseils lors de nos longues discussions techniques, son enthousiasme, son support inconditionnel.

Un grand merci aussi à toute l'équipe de laboratoire de communication sans fil large bande de l'UQO pour l'accueil, pour l'aide dans les questions administratives, et pour leur sens de la camaraderie. Une pensée pour tous ceux qui ont partagé mon quotidien sur le campus de l'UQO pour avoir égayé les repas de midi, pour leur bonne humeur et pour toutes ces petites choses qui ont rendu agréables l'année passée à l'UQO.

A mes parents

A mes frères et sœurs

Tables des matières

Introduction générale.....	16
----------------------------	----

Chapitre I. Canal Radio Mobile

I.1 Introduction.....	23
I.2 La propagation dans un environnement réel	23
I.2.1 Les scénarios LOS et NLOS.....	23
I.2.2 Les environnements de propagation	27
I.2.2.1 Environnements Outdoor	28
I.2.2.2 Environnements Indoor	28
I.2.3 Les mécanismes de propagation	28
I.2.3.1 Réflexion et transmission	28
I.2.3.2 Diffraction	29
I.2.3.3 Diffusion	30
I.3 Les évanouissements (Fadings).....	31
I.3.1 Évanouissement à petite échelle	33
I.3.1.1 Paramètres d'évanouissement à petite échelle.....	33
I.3.1.2 Évanouissements à temps dispersif et évanouissements à fréquence dispersive	36
I.3.2 Évanouissements à grande échelle.....	38
I.3.2.1 Perte de trajet (Path Loss)	38
I.3.2.2 Masquage (Shadowing)	40
I.4 Caractérisation temporelle des évanouissements.....	41
I.4.1 Taux de traversée par rapport à un seuil (<i>Level Crossing Rate</i>).....	41
I.4.2 Durée moyenne des évanouissements (<i>Average fade duration</i>)	41
I.6 Les canaux MIMO.....	44
I.6.1 Représentation matricielle du canal MIMO	44
I.6.2 Étalement angulaire et sélectivité spatiale	46
I.7 Conclusion	49

Chapitre II. Single Carrier FDMA

II.1 Introduction	51
II.2 Les contraintes du terminal dans la voie montante (Uplink)	51

II.2.1 Généralités sur les amplificateurs de puissance	51
II.2.1.1 Gain et rendement	52
II.2.1.2 Caractéristique AM/AM d'un HPA	53
II.2.1.3 Le recul d'entrée et le recul de sortie	55
II.2.2 Les modèles d'amplificateurs	56
II.2.3 Effets des amplificateurs non linéaires	61
II.2.3.1 Distorsion dans la bande (in band distortion)	61
II.2.3.2 Radiation hors bande.....	63
II.2.4 Mesure de la plage dynamique du signal	64
II.3 Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM)	66
II.3.1 Orthogonalité et IEP	67
II.3.2 Intervalle de garde et IES	68
II.3.3 Le schéma synoptique du système OFDM	69
II.4 Le système OFDMA	70
II.5 Le système SC-FDE	71
II.6 Le système SC-FDMA.....	73
II.6.1 L'émetteur SC-FDMA	74
II.6.2 Le récepteur SC-FDMA	76
II.6.3 Allocation des ressources radio dans le système SC-FDMA.....	77
II.6.3.1 Allocation de ressource en mode distribué.....	77
II.6.3.2 Allocation de ressource en mode localisé	78
II.6.4 Expressions analytiques du signal SC-FDMA.....	79
II.6.4.1 IFDMA	79
II.6.4.2 LFDMA	81
II.7 Évaluation des performances de système SC-FDMA.....	82
II.7.1 Le CCDF de PAPR	82
II.7.2 Effet du facteur Roll-Off sur le CCDF	84
II.7.3 Les performances de BER.....	85
II.7.4 Effet de l'HPA sur le BER.....	87
II.8 Conclusion.....	88

Chapitre III. Réduction de PAPR d'un système SC-FDMA MIMO

III.1 Introduction.....	90
III.2 État de l'art de la réduction de PAPR.....	90
III.2.1 Les techniques d'ajout de signal.....	90

III.2.1.1 L'écrêtage et filtrage	91
III.2.1.2 La Tone Reservation (TR)	92
III.2.2 Les techniques de codage	94
III.2.2.1 Les codes en blocs	95
III.2.2.2 Les codes de Reed Muller.....	95
III.2.3 Les techniques probabilistes	96
III.2.3.1 Selective Mapping (SLM).....	96
III.2.3.2 Partial Transmit Sequence (PTS)	97
III.2.4 Les techniques de pré-distorsions	99
III.2.5 Les techniques d'étalement DFT	100
III.3 Le système SC-FDMA MIMO	100
III.4 Les performances du système SC-FDMA MIMO	105
III.4.1 Le PAPR d'un système SC-FDMA MIMO.....	105
III.4.2 Le BER d'un système SC-FDMA MIMO	107
III.5 Réduction de PAPR pour SC-FDMA	108
III.5.1 Le système SLM SC-FDMA	108
III.5.2 Le système PTS SC-FDMA	112
III.6 Réduction de PAPR pour SC-FDMA MIMO	117
III.6.1 Le système SLM SC-FDMA MIMO	117
III.6.2 Le système PTS SC-FDMA MIMO	120
III.7 SLM Modifié pour SC-FDMA MIMO	125
III.7.1 Le CCDF de PAPR pour MSLM	127
III.7.2 Nombre de bits SI	130
III.7.3 La dégradation de la bande passante.....	130
III.8 Conclusion	131

Chapitre IV. Les ondes millimétriques et les réseaux cellulaires

IV.1 Introduction	132
IV.2 Le potentiel des ondes millimétriques.....	133
IV.3 Réseaux cellulaires à ondes millimétriques.....	134
IV.4 Les défis des ondes millimétriques	136
IV.5 Les sondeurs de canal	137
IV.6 Techniques de mesure dans le domaine temporel et fréquentiel	138
IV.7 Architecture du système sondeur du canal.....	139
IV.7.1 Système de réception	141

IV.7.2 L'émetteur laser	144
IV.7.3 Le récepteur laser.....	145
IV.7.4 Le système émetteur à micro-ondes	145
IV.7.5 Les antennes.....	147
IV.8 Mesures et procédures	148
IV.8.1 Scenario SISO.....	148
IV.8.2 Scenario SIMO.....	151
IV.8.2.1 Scénario SIMO (1x2).....	151
IV.8.2.2 Scénario SIMO (1x3).....	153
IV.9 Conclusion.....	155

Chapitre V. *SC-FDMA SIMO sous un canal mesuré à 30 GHz pour la 5G*

V.1 Introduction.....	156
V.3 Diversité d'espace dans les techniques de réception	157
V.3.1 La combinaison à sélection (SC)	159
V.3.2 La combinaison à gain égale (EGC)	161
V.3.3 La combinaison à rapport maximal (MRC)	162
V.4 Le système SC-FDMA avec MRC à la réception.....	165
V.5 Capacité du canal SIMO	168
V.6 Évaluation des performances de SC-FDMA sur le canal mesuré à 30 GHz.....	169
V.6.1 CCDF de PAPR pour SC-FDMA.....	170
V.6.2 BER pour SC-FDMA.....	172
V.7.1 CCDF de PAPR pour SLM SC-FDMA	174
V.7.2 BER pour SLM SC-FDMA	175
V.8 Évaluation des performances de MRC SC-FDMA sur le canal mesuré à 30 GHz.....	177
V.8.1 CCDF de PAPR pour MRC SC-FDMA.....	178
V.8.2 BER pour MRC SC-FDMA.....	180
V.8.3 Évaluation du Capacité de canal mesuré	181
V.9 Conclusion	183
Conclusion générale et perspectives	184
Liste des publications.....	204

Liste ses figures

Figure I. 1	Environnement et mécanismes de propagation.....	24
Figure I. 2	Propagation multi-trajets NLOS.....	24
Figure I. 3	Propagation multi-trajets LOS.....	25
Figure I. 4	Distribution du canal Rayleigh.	26
Figure I. 5	Distribution du canal Rice.	27
Figure I. 6	Mécanisme de réflexion et de transmission.	29
Figure I. 7	Mécanisme de diffraction.....	30
Figure I. 8	Mécanisme de diffusion.....	31
Figure I. 9	Classification des évanouissements.....	32
Figure I. 10	Évanouissements à petite et à grande échelle.	32
Figure I. 11	Mouvement dans l'environnement de propagation.	36
Figure I. 12	System de Bello.	43
Figure I. 13	Schéma simplifié de la transmission.	44
Figure I. 14	Canal MIMO.	45
Figure I. 15	Environnement du canal SIMO.	47
Figure II. 1	Bilan énergétique de l'amplificateur de puissance.	53
Figure II. 2	Exemple de Caractéristique AM/AM d'un amplificateur de puissance.....	54
Figure II. 3	Le détail de la caractéristique AM/AM d'un amplificateur de puissance. .	56
Figure II. 4	Modèle de base de l'amplification.	56
Figure II. 5	Caractéristique AM/AM du modèle à écrêtage idéal.	58
Figure II. 6	Caractéristique AM/AM du modèle Rapp.	59
Figure II. 7	Caractéristique AM/AM du modèle Saleh.	60
Figure II. 8	Caractéristique AM/PM du modèle Saleh.....	60
Figure II. 9	Effet de la non-linéarité de l'HPA sur la constellation du signal transmis.	62
Figure II. 10	Calcul d'EVM sur un symbole d'une constellation.	62
Figure II. 11	Effet de la non-linéarité de l'HPA sur la DSP du signal transmis.	63
Figure II. 12	Modulation multi porteuse générale.	67
Figure II. 13	Exemple d'un spectre FDM.	67
Figure II. 14	Exemple d'un spectre OFDM	67
Figure II. 15	Les sous porteuses orthogonaux du signal OFDM.....	68
Figure II. 16	Le principe de cyclique préfixe.....	69
Figure II. 17	Schéma bloc d'un émetteur OFDM.....	70
Figure II. 18	Schéma bloc du récepteur OFDM.....	70
Figure II. 19	Schéma bloc d'émetteur OFDMA.	70
Figure II. 20	Schéma bloc du récepteur OFDMA.	71
Figure II. 21	Schéma bloc d'émetteur SC-FDE.....	71
Figure II. 22	Schéma bloc de récepteur SC-FDE.....	72
Figure II. 23	Égalisation dans le domaine temporel et fréquentiel.	72
Figure II. 24	Schéma bloc d'émetteur SC-FDMA.	74
Figure II. 25	Filtre de mise en forme en Cosinus surélevé dans le domaine temporel. ..	76
Figure II. 26	Filtre de mise en forme en Cosinus surélevé dans le domaine fréquentiel.	76
Figure II. 27	Schéma bloc du récepteur SC-FDMA.....	77
Figure II. 28	Le Mapping I-FDMA.....	78

Figure II. 29	Spectre du signal ISC-FDMA au récepteur.	78
Figure II. 30	Le Mapping L-FDMA.....	79
Figure II. 31	Spectre du signal LSC-FDMA au récepteur.	79
Figure II. 32	Comparaison de CCDF du PAPR entre SC-FDMA et OFDMA pour QPSK.	83
Figure II. 33	Comparaison de CCDF du PAPR entre SC-FDMA et OFDMA pour 16QAM.....	83
Figure II. 34	Comparaison des CCDFs de PAPR pour ISC-FDMA avec différentes valeurs de facteur Roll-Off.	84
Figure II. 35	Comparaison des CCDFs de PAPR pour LSC-FDMA avec différentes valeurs de facteur Roll-Off.	85
Figure II. 36	Comparaison des BERs de SC-FDMA et OFDMA avec une modulation QPSK.....	86
Figure II. 37	Comparaison des BERs de SC-FDMA et OFDMA avec une modulation 16QAM.....	86
Figure II. 38	BER de LSC-FDMA pour différentes valeurs d'IBO.....	87
Figure II. 39	BER d'ISC-FDMA pour différentes valeurs d'IBO.....	87
Figure III. 1	Principe de base de la technique TR.....	92
Figure III. 2	Principe conceptuel de la technique de codage.	94
Figure III. 3	Schéma de base de la technique SLM.....	96
Figure III. 4	Schéma de base de la technique PTS.....	98
Figure III. 5	Principe de base des techniques de pré-distorsion.	100
Figure III. 6	Schéma bloc de l'émetteur SC-FDMA MIMO.	101
Figure III. 7	Schéma bloc du récepteur SC-FDMA MIMO.	101
Figure III. 8	CCDF de PAPR pour le système SC-FDMA MIMO avec QPSK.	106
Figure III. 9	CCDF de PAPR pour le système SC-FDMA MIMO avec 16QAM.....	106
Figure III. 10	BER de système SC-FDMA MIMO avec QPSK.....	107
Figure III. 11	BER de système SC-FDMA MIMO avec 16QAM.....	108
Figure III. 12	Schéma bloc du système SLM SC-FDMA dans la voie montante.	109
Figure III. 13	CCDF de PAPR pour le système SLM ISC-FDMA.	111
Figure III. 14	CCDF de PAPR pour le système SLM LSC-FDMA.....	111
Figure III. 15	Schéma bloc du système PTS SC-FDMA dans la voie montante.	113
Figure III. 16	CCDF de PAPR pour le système PTS LSC-FDMA.....	115
Figure III. 17	CCDF de PAPR pour le système PTS ISC-FDMA.....	116
Figure III. 18	Schéma bloc du système SLM SC-FDMA MIMO dans la voie montante.	117
Figure III. 19	CCDF de PAPR pour le système SLM LSC-FDMA MIMO.....	119
Figure III. 20	CCDF de PAPR pour le système SLM ISC-FDMA MIMO.....	120
Figure III. 21	Schéma bloc du système PTS SC-FDMA MIMO dans la voie montante.	121
Figure III. 22	CCDF de PAPR pour le système PTS LSC-FDMA MIMO.....	124
Figure III. 23	CCDF de PAPR pour le système PTS ISC-FDMA MIMO.....	124
Figure III. 24	Schéma bloc du système SLM modifié SC-FDMA MIMO dans la voie montante.....	126
Figure III. 25	CCDF de PAPR pour le système MSLM LSC-FDMA MIMO avec N=256.	128

Figure III. 26	CCDF de PAPR pour le système MSLM ISC-FDMA MIMO avec N=256.	128
Figure III. 27	CCDF de PAPR pour le système MSLM LSC-FDMA MIMO avec N=512.	129
Figure III. 28	CCDF de PAPR pour le système MSLM ISC-FDMA MIMO avec N=512.	129
Figure IV. 1	Schéma bloc du système de mesure.	140
Figure IV. 2	Le schéma détaillé de la partie radio du récepteur.	141
Figure IV. 3	La deuxième partie du système de réception avec le système d'acquisition des données.	142
Figure IV. 4	Unité de réception avec le système de contrôle et le système de modulation laser.	143
Figure IV. 5	Transmetteur laser.	144
Figure IV. 6	Récepteur laser.	145
Figure IV. 7	Le schéma détaillé de la partie radio de l'émetteur.	146
Figure IV. 8	Unité d'émission et module optique.	146
Figure IV. 9	Antenne d'émission.	147
Figure IV. 10	Antenne de réception.	148
Figure IV. 11	Digramme schématique du dispositif expérimental SISO.	148
Figure IV. 12	Le bâtiment réflecteur/diffuseur utilisé dans les mesures.	149
Figure IV. 13	Réponse fréquentielle du canal mesuré SISO.	149
Figure IV. 14	Réponse impulsionnelle du canal mesuré SISO.	150
Figure IV. 15	La phase en radians.	150
Figure IV. 16	Digramme schématique du dispositif expérimental SIMO (1x2).	151
Figure IV. 17	Réponse fréquentielle du canal mesuré SIMO (1x2).	152
Figure IV. 18	Réponse impulsionnelle du canal mesuré SIMO (1x2).	153
Figure IV. 19	Digramme schématique du dispositif expérimental SIMO (1x3).	153
Figure IV. 20	Réponse fréquentielle du canal mesuré SIMO (1x3).	154
Figure IV. 21	Réponse impulsionnelle du canal mesuré SIMO (1x3).	155
Figure V. 1	La configuration du système SIMO.	157
Figure V. 2	Le Beamforming au niveau du récepteur SIMO.	159
Figure V. 3	La combinaison à sélection SC.	160
Figure V. 4	La combinaison à gain égale EGC.	161
Figure V. 5	La combinaison à rapport maximal MRC.	163
Figure V. 6	Schéma block du système MRC SC-FDMA.	165
Figure V. 7	La réponse impulsionnelle du canal mesuré à 30 GHz.	170
Figure V. 8	Comparaison de CCDF du PAPR entre SC-FDMA et OFDMA pour QPSK.	171
Figure V. 9	Comparaison de CCDF du PAPR entre SC-FDMA et OFDMA pour 16QAM.	171
Figure V. 10	Les performances BER du système QPSK SC-FDMA sur le canal mesuré à 30 GHz.	172
Figure V. 11	Les performances BER du système 16QAM SC-FDMA sur le canal mesuré à 30 GHz.	173
Figure V. 12	Comparaison de CCDF du PAPR entre SLM LSC-FDMA, LSC-FDMA et LOFDMA pour 16QAM.	175

Figure V. 13 Comparaison de CCDF du PAPR entre SLM ISC-FDMA, ISC-FDMA et IOFDMA pour 16QAM.....	175
Figure V. 14 BER du SLM LSC-FDMA comparé avec LSC-FDMA avec et sans HPA pour QPSK.....	176
Figure V. 15 BER du SLM ISC-FDMA comparé avec ISC-FDMA avec et sans HPA pour QPSK.....	176
Figure V. 16 La réponse impulsionnelle du canal mesurée SIMO à 30 GHz.....	177
Figure V. 17 CCDF de SIMO SC-FDMA sur le canal mesuré pour QPSK.....	178
Figure V. 18 CCDF de SIMO SCFDMA sur le canal mesuré pour 16 QAM.	179
Figure V. 19 BER de système MRC SC-FDMA sur le canal mesuré à 30 GHz.	180
Figure V. 20 BER de système MRC SC-FDMA sur le canal mesuré pour 16QAM.	181
Figure V. 21 Capacité de canal mesuré à 30 GHz.	182
Figure V. 22 CDFs des Capacités des canaux SISO et SIMO mesurés à 30 GHz.	182

Liste des tableaux

Tableau I. 1	Exemple d'un PDP (ITU-R Pedestrian A).....	33
Tableau II. 1	Les paramètres de simulation du système SC-FDMA.....	82
Tableau II. 2	Les valeurs de PAPR à 10^{-4} pour les différents systèmes.	84
Tableau III. 1	Paramètres de simulation de SC-FDMA MIMO.	105
Tableau III. 2	Les valeurs de PAPR à 10^{-4} pour les différents systèmes MIMO.....	107
Tableau III. 3	Paramètres de simulation de SLM SC-FDMA.	110
Tableau III. 4	Paramètres de simulation de PTS SC-FDMA.	114
Tableau III. 5	Complexité de calcul de SLM et PTS pour un système SC-FDMA.....	116
Tableau III. 6	Paramètres de simulation de SLM SC-FDMA MIMO.....	119
Tableau III. 7	Paramètres de simulation de PTS SC-FDMA MIMO.	123
Tableau III. 8	Complexité de calcul de SLM et PTS pour un système SC-FDMA MIMO.	125
Tableau III. 9	Paramètres de simulation de MSLM SC-FDMA MIMO.....	127
Tableau III. 10	Nombre de bits SI et opérations IFFT requises pour les différents systèmes SLM avec $NT = 2$	130
Tableau III. 11	Dégradation de la bande passante pour les différents systèmes SLM MIMO SC-FDMA.	131
Tableau V. 1	Paramètres de simulation.....	170
Tableau V. 2	Paramètres de simulation.....	174
Tableau V. 3	Paramètres de simulation.....	178
Tableau V. 4	Les taux de transmission pour des SNRs fixes.	183

Abréviation et acronymes

ACE	Active Constellation Extension
ACPR	Adjacent Chanel Power Ratio
ADC	Analog Digital Converter
ADS	Azimuth Delay Spread
AFD	Average Fade Duration
AM/AM	Amplitude/Amplitude
AM/PM	Amplitude/Phase
AoA	Angle of Arrival
AS	Angular Spreading
AWGN	Additive White Guassian Noise
BER	Bit Error Rate
BS	Base Station
CCDF	Complementary Cumulative Distribution Function
CDF	Cumulative Distribution Function
CDMA	Code Division Multiple Access
CFO	Crest Factor Offset
CMOS	Complementary Metal Oxide Semi-Conductor
CP	Cyclic Prefix
CSI	Channel State Information
DAQ	Data Acquisition System
DAC	Digital Analog Converter
DDS	Direct Digital Synthesizer
DFT	Discrete Fourier Transform
DS	Delay Spreading
EDGE	Enhanced Data rates for Global Evolution
EGC	Equal Gain Combiner
EVM	Error Vector Magnitude
FBMC	Filter Bank Multicarrier
FDM	Frequency Division Multiplex
FDMA	Frequency Division Multiple Access
FSK	Frequency Shift Keying
GFDM	Generalized Frequency Division Multiplexing

GMSK	Gaussian Minimum Shift Keying
GPRS	General Packet Radio Service
GSM	Global System for Mobile Communications
HARQ	Hybrid Automatic Repeat reQuest
HPA	High Power Amplifier
HSDPA	High Speed Downlink Packet Access
HSPA	High Speed Packet Access
HSUPA	High Speed Uplink Packet Access
IBO	Input Back Off
IDFT	Inverse Fourier Transform
IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers
IEP	Interférence Entre Porteuses
IES	Interférence Entre Symboles
IOFDMA	Interleaved OFDMA
IS	Interim Standard
ISI	Inter Symbol Interference
LAN	Local Area Network
LCR	Level Crossing Rate
LOFDMA	Localized OFDMA
LOS	Line of Sight
LTE	Long Term Evolution
MAC	Media Access Control
MIMO	Multiple Input Multiple Output
MMSE	Minimum Mean Square Error
MS	Mobile Station
MSLM	Modified Selective Mapping
MRC	Maximal Ratio Combiner
NI	National Instrument
NLOS	None Line Of Sight
OBO	Output Back Off
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiple
OFDMA	Orthogonal Frequency Division Multiple Access
PADS	Power Azimuth-Delay Spectrum
PAS	Power Angular Spectrum
PAN	Personal Area Network

PAPR	Peack to Average Power Ratio
PDP	Power Delay Profile
PDS	Power Delay Spectrum
PS	Pulse Shaping
PSK	Phase Shift Keying
PTS	Partial Transmit Sequence
QAM	Quadrature Amplitude Modulation
QPSK	Quadrature Phase Shift Keying
ULA	Uniform Linear Array
UMTS	Universal Mobile Telecommunications System
RC	Raised Cosine
RF	Radio Frequency
RMS	Root Mean Square
RP	Random Phasor
SC	Selected Combiner
SC-FDE	Single-Carrier Frequency Domain Equalization
SC-FDMA	Single Carrier Frequency Division Multiple Access
SI	Side Information
SIMO	Single Input Multiple Output
S/P	Serial to Parallel
SISO	Single Input Single Output
SLM	Selective Mapping
SNR	Signal to Noise Ratio
SOCP	Second Order Cone Programming
SSPA	Solid State Power Amplifier
TDMA	Time Division Multiple Access
TI	Tone Injection
TR	Tone Reservation
TWTA	Travelling Wave Tube Amplifier
VNA	Vector Network Analyzer
WDR	Wide Dynamic Range
WiFi	Wireless Fidelity
WiMAX	Worldwide Interoperability for Microwave Access
WLAN	Wireless Local Area Network
WMAN	Wireless Metropolitan Area Network

W-CDMA	Wideband-CDMA
ZF	Zero Forcing
1xRTT	Third Generation Partnership Project
3 GPP	Single Carrier Radio Transmission Technology

Introduction générale

Au cours des deux dernières décennies, nous avons vu l'introduction de diverses normes mobiles, de la 2G à la 4G en passant par la 3G et la tendance sera vers la 5G. Les systèmes de communications mobiles de deuxième génération 2G ont été introduits au début des années 1990. La technologie soutenant ces systèmes 2G réside dans la transmission des données par commutation de circuit. Le GSM (Global System for Mobile Communications) en Europe et l'IS-54 (Interim Standard-54) en Amérique du Nord ont été parmi les premières normes 2G. Tous les deux ont été basés sur la technologie d'accès multiples TDMA (Time Division Multiple Access). En termes de taux de données, par exemple, le système GSM prend en charge les services vocaux jusqu'à 13 kbps et des services de données jusqu'à 9,6 kbps.

La norme GSM a évolué plus tard vers le GPRS (General Packet Radio Service), supportant un débit de données de 171,2 kbps. La norme GPRS a marqué l'introduction des réseaux sans fil à noyau dédoublé, dans lequel la technologie de commutation par paquets prend en charge la transmission de données et la technologie à commutation de circuits soutient la transmission vocale. La technologie GPRS a encore évolué vers l'EDGE (Enhanced Data rates for Global Evolution) qui améliore encore le débit de données à 384 kbps.

Le 3GPP (Third Generation Partnership Project) est l'organisme de normalisation qui est à l'origine du standard européen de mobile et plus tard évolué vers une organisation mondiale de normalisation. Il est chargé d'établir les spécifications techniques pour les systèmes mobiles 3G et post 3G. En 1997, le 3GPP a commencé de travailler sur un effort de normalisation pour atteindre les objectifs visés par le projet UIT IMT-2000. Le but de ce projet était la transition d'une technologie GSM à base de TDMA 2G à une technologie large bande à base de CDMA 3G appelé UMTS (Universal Mobile Telecommunications System). L'UMTS représente un changement important dans les communications mobiles. Il a été normalisé en 2001 et a été surnommé la version 4 (Release 4) de la norme 3GPP. Le système UMTS peut atteindre un débit de données en liaison descendante de 1.92 Mbps. Comme une mise à niveau du système UMTS, le HSDPA (High Speed Downlink Packet Access) a été normalisé en 2002 comme

la version 5 du 3GPP. Les débits de données de 14.4 Mbps permis par cette norme ont été rendus possibles par l'introduction de la planification plus rapide avec sous trames plus courtes et l'utilisation de la modulation 16QAM. HSUPA (High Speed Uplink Packet Access) a été normalisée en 2004 comme la version 6, avec un taux maximum de 5,76 Mbps. Ces deux normes, connues sous le nom HSPA (High-Speed Packet Access), ont ensuite été mis à niveau vers la version 7 de la norme 3GPP connue sous le nom HSPA+ ou MIMO HSDPA (Multiple Input Multiple Output HSDPA). La norme HSPA+ peut atteindre des débits allant jusqu'à 84 Mbps et a été la première norme de téléphonie mobile qui introduit une technique MIMO 2x2 et utilise une modulation encore plus élevée (64QAM). Les fonctionnalités avancées qui ont été initialement introduites dans le cadre de la norme 3G en Amérique du Nord ont également été incorporées dans HSPA et HSPA+. Ces caractéristiques comprennent la modulation adaptative et de codage, HARQ, le turbo codage et la programmation plus rapide.

Une autre application sans fil importante forme une force motrice pour les débits plus élevés et l'efficacité spectrale, c'est le réseau WLAN (Wireless Local Area Network). L'objectif principal des normes WLAN est de fournir aux utilisateurs fixes dans les bâtiments (maisons, bureaux) des connexions de réseau fiable avec grande vitesse. Comme les réseaux mondiaux de communications mobiles étaient en cours de leur évolution, IEEE (Institute of Electrical and Electronics Engineers) développe les normes internationales pour WLAN et pour WMAN (Wireless Metropolitan Area Network). Avec l'introduction des normes WiFi 802.11 IEEE a/b/g/n (Wireless Fidelity) et WiMAX IEEE 802.16 d/e/m (Worldwide Interoperability for Microwave Access), IEEE établit OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiple) comme technologie d'interface radio prometteuse et innovante. Par exemple, la norme IEEE 802.11a utilise la bande de fréquence 5 GHz pour transmettre des signaux OFDM avec des débits allant jusqu'à 54 Mb/s. En 2006, IEEE a normalisée un nouveau standard WiMAX (IEEE 802.16 m) qui a introduit un système sans fil large bande à base de paquets. Parmi les caractéristiques de WiMAX, des bandes passantes évolutives jusqu'à 20 MHz, des débits plus élevés et des profils plus spécifiques d'efficacité par rapport à celui permis par UMTS et HSPA. Cette avance a commencé essentiellement par l'effort de 3GPP pour introduire une nouvelle norme de téléphonie mobile sans fil qui pourrait rivaliser avec la technologie WiMAX. Cet effort a finalement conduit à la normalisation du standard LTE (Long Term Evolution).

En observant les débits maximaux permis par ces normes, la norme LTE (3GPP version 8) est spécifiée pour fournir un débit de données maximum de 300 Mbps. Le LTE avancé (3GPP version 10) dispose d'un débit de données de 1 Gbps. Ces chiffres représentent un renforcement des taux de données par 2000 fois supérieur à ce qui a été permis par la technologie GSM/EDGE et 50-500 fois supérieur à ce qui a été permis par les systèmes W-CDMA/UMTS. Cette augmentation remarquable a été atteinte grâce à la mise au point de nouvelles technologies introduites dans un laps de temps d'environ 10 ans.

Le LTE utilise la technique de l'OFDMA (Orthogonal Frequency Division Multiple Access) pour le partage des ressources dans les transmissions de la station de base aux terminaux. Cette même technique est utilisée dans le cas du WiMAX pour les communications à voix montante. Par contre, le standard LTE propose une autre technique d'accès pour cette voix appelée le SC-FDMA (Single Carrier Frequency Division Multiple Access) qui est l'objet principal de cette thèse. Son principal intérêt est son faible PAPR (Peak to Average Power Ratio), comparativement à l'OFDMA. Cette propriété est très importante car elle permet d'optimiser les consommations énergétiques du mobile.

Objectif de la thèse

OFDM et OFDMA ont reçu beaucoup d'attention au cours des dernières années en raison de leur capacité à surmonter les évanouissements sélectifs en fréquence en transmettant les données sur des bandes étroites en parallèles. Cependant, ils présentent plusieurs inconvénients, tels que le PAPR et le CFO (Crest Factor Offset). Pour résoudre les problèmes rencontrés dans la liaison montante de ces systèmes, la concentration est orientée vers un autre système, à savoir le SC-FDE (Single Carrier Frequency Division Equalization), car il a un PAPR plus faible. Pour fournir un accès multiple dans les réseaux sans fil à large bande, le système SC-FDE a été naturellement associé à la technique FDMA, où les différentes sous-porteuses orthogonales sont attribuées à différents utilisateurs, et le nouveau système est appelé SC-FDMA. Cette technique d'accès est combinée aussi avec la technique multi-antennaire MIMO pour augmenter le débit et assurer la fiabilité de la communication. Cette dernière combinaison affecte et dégrade le faible PAPR d'SC-FDMA. Cette dégradation de PAPR se traduit par une perte de SNR (Signal to Noise Ratio) à un BER (Bit Error Ratio)

donné avec une repousse spectrale qui provoque un rayonnement dans la bande utile et aussi dans les bandes adjacentes. Par conséquent, il devient intéressant de trouver dans le premier volet de cette thèse des solutions efficaces pour préserver cette propriété très importante dans le système SC-FDMA MIMO pour la fiabilité de la communication et pour l'efficacité énergétique du système.

Dans un deuxième volet, nous nous intéressons à la cinquième génération (5G) des réseaux cellulaires, accessible au-delà de 2020, qui doit être capable de gérer un très grand nombre de cas et des exigences d'utilisation. La partie radio de la 5G doit satisfaire la demande croissante du trafic de données et permettre aux utilisateurs et aux dispositifs de bénéficier des débits plus élevés avec une latence plus faible en utilisant des fréquences porteuses plus élevées et des bandes passantes plus larges comparativement à la technologie 4G. Par conséquent, les ondes millimétriques sont considérées comme d'excellents candidats pour les futurs systèmes 5G. Habituellement, les ondes millimétriques ont été utilisées pour les liaisons radios point à point et elles sont utilisées pour le backhauling des réseaux mobiles actuels. L'utilisation de ces ondes millimétriques dans la partie radio des réseaux 5G permet d'augmenter la capacité et le débit disponible pour les terminaux. Cependant, la propagation à haute fréquence et la puissance limitée de l'émetteur sont les défis de notre objectif. La propagation se caractérise par des graves limitations dans la plage de transmission en raison de la perte de trajet qui augmente avec le carré de la fréquence. En outre, la plupart des objets ne peuvent pas être pénétrés par le signal; également la réflexion est très limitée et dépend des matériaux et des angles d'arrivée (AoA). Mais, la technologie CMOS RF (Complementary Metal Oxide Semiconductor Radio Frquence), nous permet de fabriquer des grands réseaux d'antennes (≥ 32 antennes) sur une surface de moins de 2 cm^2 . Ceci permet de fournir une diversité de trajet pour éviter le blocage dû aux différents obstacles. De plus, les larges bandes passantes des signaux à ondes millimétriques peuvent fournir une alternative de la division cellulaire en augmentant de manière significative la capacité des petites cellules. Ces tendances ont encouragé un réexamen de la viabilité et de la faisabilité des ondes millimétriques cellulaires. Donc, il devient très important de faire des mesures NLOS (Non Line of Sight) sur une bande de 1GHz centrée à 29.5 GHz pour démontrer la viabilité d'une telle onde et de proposer des scénarios basés sur SC-FDMA et SC-FDMA MIMO pour la 5G.

Plan de la thèse

Le présent rapport de thèse s'articule autour de cinq chapitres.

Le premier chapitre expose les problèmes liés à la propagation multi-trajet. Il décrit les scénarios LOS et NLOS, les environnements indoor et outdoor ainsi que les mécanismes de propagation à savoir, la réflexion, la transmission, la diffraction et la diffusion. Les évanouissements à petite échelle et à grande échelle sont par la suite présentés en détails avec leurs paramètres. Ce chapitre aborde ensuite les caractéristiques temporelles des évanouissements à savoir, le taux de traversé par rapport à un seuil et la durée moyenne des évanouissements. La modélisation analytique du canal sans fil est aussi abordée dans ce chapitre. Enfin, le canal MIMO, sa représentation matricielle et ses paramètres caractéristiques de propagation sont exposés.

Le deuxième chapitre présente dans un premier temps les contraintes du terminal dans la voie montante et met l'accent sur les caractéristiques des amplificateurs de puissance, leurs modèles, l'effet de la non-linéarité sur le système et la mesure de la plage dynamique du signal PAPR. Le chapitre s'intéresse dans un deuxième temps au système OFDM et sa version multi utilisateur OFDMA. A cause de fort PAPR de ces deux derniers systèmes, nous présentons ensuite les systèmes SC-FDE et SC-FDMA qui offrent les mêmes performances assurées par les systèmes multi-porteuses avec un faible PAPR. Une grande partie de ce chapitre est consacrée pour le SC-FDMA qui est choisi par 3GPP LTE comme technique d'accès pour la voie montante de la 4G à savoir, l'émetteur SC-FDMA, le récepteur SC-FDMA, l'allocation des ressources radios et les expressions analytiques IFDMA et LFDMA. A la fin de ce chapitre, nous présentons une évaluation détaillée des performances de ce système, le CCDF de PAPR, l'effet du facteur Roll-Off sur de CCDF, les performances de BER et l'effet de l'HPA sur le BER.

Le troisième chapitre constitue la première partie de nos contributions. Il présente le système SC-FDMA MIMO en détail ainsi que les simulations de PAPR et de BER correspondantes et les différentes techniques de réduction de PAPR qui existent dans la littérature. Il s'agit d'appliquer dans ce chapitre dans un premier temps les

techniques probabilistes de réduction de PAPR, SLM et PTS sur le système SC-FDMA simple. Dans un deuxième temps nous proposons l'utilisation des mêmes techniques dans le contexte SC-FDMA MIMO avec une comparaison consistante entre les performances et la complexité. Ces deux techniques exigent l'envoi d'une information latérale au récepteur afin qu'il puisse détecter l'information de brouillage utilisée dans l'émission, cette information occupe une partie de la bande passante et par conséquent, dégrade l'efficacité spectrale. A la fin de ce chapitre, on propose une nouvelle technique de réduction de PAPR, MSLM (Modified SLM), pour SC-FDMA MIMO afin de réduire le nombre de bits nécessaires pour l'information latérale et par conséquent, réduire les pertes de la bande passante et optimiser l'efficacité spectrale.

Le quatrième chapitre aborde la force et les défis des ondes millimétriques promis pour les réseaux de 5G. Il présente l'évolution des sondeurs de canal, les techniques de mesure dans le domaine temporel et fréquentiel ainsi que l'architecture du sondeur utilisé dans nos mesures. Ce chapitre présente aussi les procédures et les résultats de mesure à 30 GHz pour les différents scénarios SISO, SIMO (1x2) et SIMO (1x3). Ces résultats sont des amplitudes normalisées de la réponse fréquentielle et impulsionnelle sur une bande de 1 GHz centrée à 29.5 GHz. Ceux-ci seront utilisés dans le prochain chapitre pour évaluer les performances de SC-FDMA, SLM SC-FDMA et SC-FDMA MIMO (SIMO) dans un contexte de la 5G.

Le cinquième chapitre s'inscrit dans la continuité du chapitre IV. Il traite en premier temps le canal SIMO et les différentes techniques de diversité d'espace à la réception à savoir, la combinaison à sélection SC, la combinaison à gain égal EGC et la combinaison à rapport maximal MRC. Dans un deuxième temps, il développe les expressions analytiques du système SC-FDMA avec MRC à la réception ainsi que les expressions de capacité de canal. L'idée principale issue de ce chapitre est d'utiliser les réponses impulsionnelles obtenues dans le chapitre précédent pour tester la validité des scénarios proposés pour SC-FDMA, SLM SC-FDMA et MRC-SCFDMA dans le contexte de 5G à 30 GHz. Ces tests sont basés sur la simulation de PAPR, BER et la capacité de canal.

Chapitre I

Le Canal Radio Mobile

Sommaire

I.1 Introduction.....	23
I.2 La propagation dans un environnement réel	23
I.2.1 Les scénarios LOS et NLOS	23
I.2.2 Les environnements de propagation	27
I.2.2.1 Environnements Outdoor	28
I.2.2.2 Environnements Indoor	28
I.2.3 Les mécanismes de propagation	28
I.2.3.1 Réflexion et transmission	28
I.2.3.2 Diffraction	29
I.2.3.3 Diffusion	30
I.3 Les évanouissement (Fading)	31
I.3.1 Évanouissement à petite échelle.....	33
I.3.1.1 Paramètres d'évanouissement à petite échelle	33
I.3.1.2 Évanouissements à temps dispersif et évanouissements à fréquence dispersive	36
I.3.2 Évanouissements à grande échelle	38
I.3.2.1 Perte de trajet (Path Loss)	38
I.3.2.2 Masquage (Shadowing).....	40
I.4 Caractérisation temporelle des évanouissements.....	41
I.4.1 Taux de traversée par rapport à un seuil (Level Crossing Rate).....	41
I.4.2 Durée moyenne des évanouissements (Average fade duration).....	41
I.6 Les canaux MIMO.....	44
I.6.1 Représentation matricielle du canal MIMO	44
I.6.2 Étalement angulaire et sélectivité spatiale	46
I.7 Conclusion	49

I.1 Introduction

Le canal de communication est l'entité principale qui transforme un message transmis en un signal reçu. Différents concepts de canaux de communications ont été développés durant ces dernières années, destinés à différents domaines de recherche : de la propagation électromagnétique à la théorie de l'information et de la communication. La compréhension du canal sans fil : ses paramètres physiques, ses propriétés et sa modélisation sont fondamentales pour la conception des systèmes de communications mobiles.

Dans ce chapitre, nous présenterons, dans un premier temps les différents mécanismes de propagation, les environnements Indoor et Outdoor ainsi que les scénarios LOS et NLOS. Nous aborderons, dans un deuxième temps, les évanouissements à grande et à petite échelles y compris leurs caractéristiques. Nous présenterons, dans un troisième temps, les caractéristiques temporelles des évanouissements et la modélisation analytique du canal sans fil et Nous finirons par évoquer la représentation matricielle des canaux sans fil MIMO, l'étalement angulaire et la sélectivité spatiale.

I.2 La propagation dans un environnement réel

La base de la communication sans fil et la propagation des ondes électromagnétiques sont régies par les équations de Maxwell. Théoriquement, avec la connaissance de la forme d'onde rayonnée et de tous les obstacles présents dans un environnement de propagation, on peut calculer le champ électromagnétique incident sur l'antenne réceptrice en résolvant, justement, ces équations de Maxwell. Trois mécanismes principaux régissent la propagation des ondes radio entre une station de base (BS) et une station mobile (MS) : la réflexion sur les grandes surfaces lisses, la diffraction sur des arêtes aiguës et la diffusion sur des surfaces rugueuses [1-3]. Dans la littérature, tous les objets qui interagissent sont généralement appelés diffuseurs (scatterers), même lorsque le processus d'interaction est non diffusant.

I.2.1 Les scénarios LOS et NLOS

Lors de la propagation multi-trajet, deux situations de propagation sont généralement distinguées [2]. La première est désignée par le terme NLOS (None Line Of Sight) où il n'y a pas de visibilité directe entre l'émetteur et le récepteur. Dans ce cas, la densité de probabilité de l'amplitude d'évanouissement du signal total reçu suit la loi de Rayleigh. Alors que, la deuxième situation a lieu lorsqu'il existe un trajet direct

prépondérant LOS (Line Of Sight) et par conséquent l'amplitude d'évanouissement est caractérisée par la distribution de Rice.

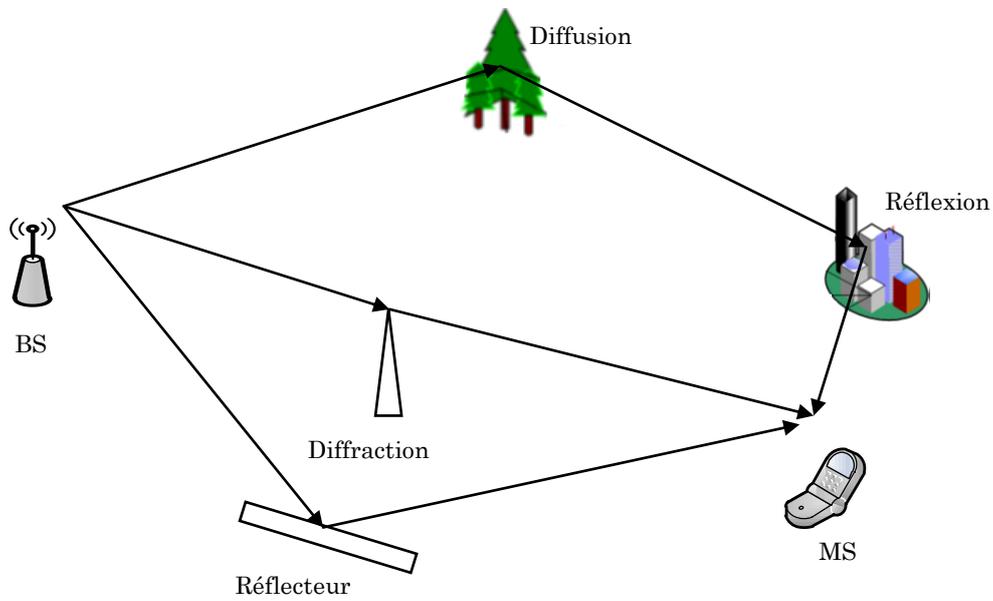


Figure I. 1 Environnement et mécanismes de propagation.

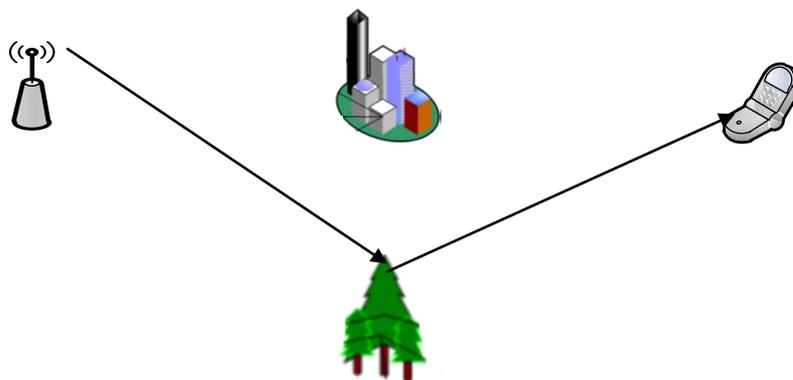


Figure I. 2 Propagation multi-trajets NLOS.

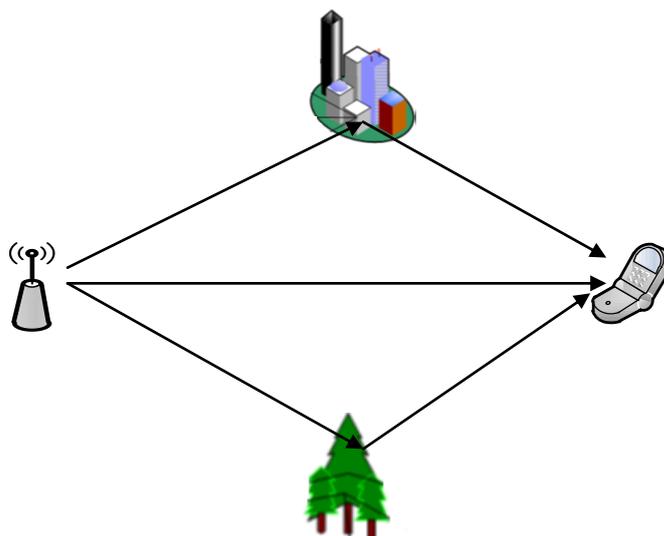


Figure I. 3 Propagation multi-trajets LOS.

I.2.1.1 Distribution de Rayleigh

Considérons la propagation d'un BS à un MS dans un environnement multi-trajet sans élément dominant (NLOS). L'évaluation du champ électrique $E(t)$ au niveau du MS à un certain moment montre que ses deux composantes en phase et en quadrature sont la somme de nombreuses variables aléatoires. Par conséquent, le théorème de la limite centrale nous assure qu'ils peuvent être modélisés par une variable aléatoire gaussienne de moyenne nulle. La séparation de la partie réelle et imaginaire nous donne les statistiques indépendantes d'amplitude ($r = E$) et de phase ($\psi = \arg(E)$) du signal reçu. L'amplitude suit une distribution de Rayleigh, avec une fonction de densité de probabilité (pdf) donnée par:

$$pdf(r) = \frac{r}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{r^2}{2\sigma^2}\right), 0 \leq r < \infty \quad \text{I. 1}$$

Tandis que la phase est répartie uniformément dans $[0, 2\pi]$. σ est l'écart-type.

La distribution de Rayleigh (I.1) est une excellente approximation dans un grand nombre de scénarios NLOS. Par contre, elle peut être perçue comme le pire des cas d'un point de vue puissance reçue, car en absence du composant LOS, il y a un grand nombre de creux d'évanouissement.

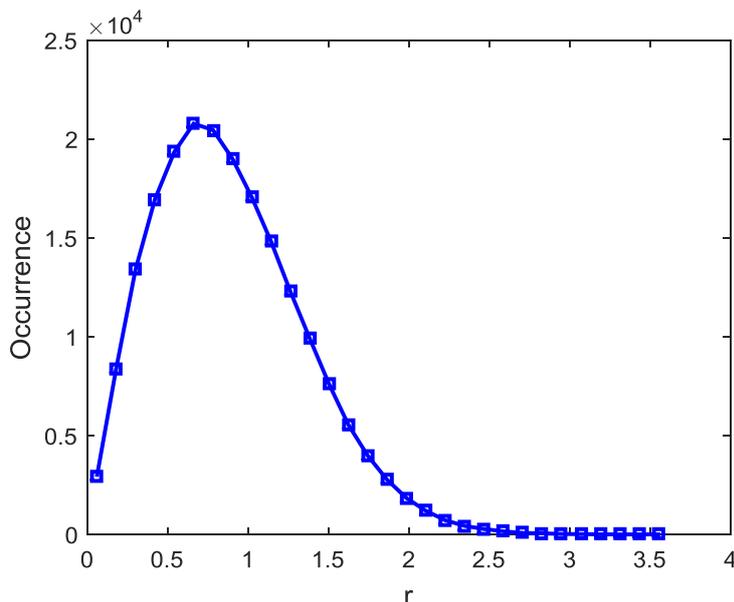


Figure I. 4 Distribution du canal Rayleigh.

I.2.1.2 Distribution de Rice

Si on ajoute un composant LOS au scénario précédent (Rayleigh), nous pouvons prouver d'une manière similaire que l'amplitude du signal reçu suit une distribution de Rice avec la fonction la densité de probabilité suivante:

$$pdf(r) = \frac{r}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{r^2 + A^2}{2\sigma^2}\right) \cdot I_0\left(\frac{rA}{\sigma^2}\right), 0 \leq r < \infty \quad \text{I.2}$$

Avec $k = \frac{A}{\sigma^2}$ représente le facteur de Rice.

Où $I_0(\cdot)$ est la fonction de Bessel modifiée de première espèce d'ordre zéro, et A représente l'amplitude de la composante LOS. Plus l'amplitude du composant LOS est grande, l'apparition d'évanouissements profonds est moins probable. La distribution de Rice est une bonne approximation quand il y a un grand nombre de composants qui s'ajoutent au composant dominant.

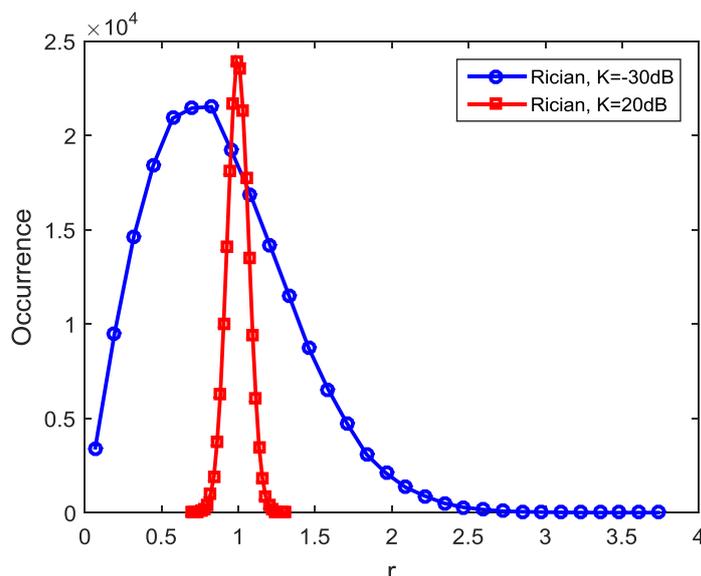


Figure I. 5 Distribution du canal Rice.

1.2.1.3 Distribution de Nakagami

La distribution de Nakagami qui employée lorsque le théorème de la limite centrale n'est pas nécessairement valable pour les composants non dominants ou lorsque la distribution de Rice ne convient pas (par exemple, les canaux ultra large bande) [23]. Cette distribution d'amplitude est donnée comme suit:

$$pdf(r) = \frac{2}{\Gamma(m)} \left(\frac{m}{\mathcal{E}}\right)^m r^{2m-1} \exp\left(-\frac{m}{\mathcal{E}} r^2\right), 0 \leq r < \infty, m \geq 1/2 \quad \text{I.3}$$

Où $\Gamma(m)$ est la fonction Gamma d'Euler, $\mathcal{E} = \overline{r^2}$ est la valeur quadratique moyenne de r et le paramètre m est donné par $m = \mathcal{E}^2 / (\overline{r^2} - \mathcal{E})^2$

1.2.2 Les environnements de propagation

Dans le but d'évaluer les performances des systèmes de communications mobiles, divers modèles statistiques, de canaux radio réalistes représentant des environnements réels, ont été proposés dans la littérature. Ainsi, différentes mesures de la distribution des angles d'arrivées ont été réalisées au niveau d'un terminal mobile dans des environnements urbains [4-6] et dans des environnements Indoor [6].

I.2.2.1 Environnements Outdoor

Nous savons que dans un environnement urbain de propagation multi-trajet NLOS, il n'y a pas de visibilité directe entre l'émetteur et le récepteur. Les auteurs dans [7] ont montré que la répartition angulaire en azimut, des différents trajets aux alentours d'un terminal mobile, est soumise à une loi uniforme. D'autre part, une distribution uniforme a été également proposée dans [4], [5] grâce à des mesures de la densité de probabilité des angles d'arrivées dans différents lieux.

La distribution des angles d'arrivées (AoA) en élévation est plus compliquée qu'en azimut puisqu'il y a une variation de hauteur entre les stations de bases et les divers obstacles. Cette variation change d'un environnement à un autre. Pour cela, il est fort probable que les statistiques de la densité de probabilité angulaire de puissances reçues dans les différents environnements ne soient pas les mêmes. Aussi, les mesures à différentes fréquences peuvent affecter l'étalement angulaire des trajets reçus [8]. Cependant, malgré cette différence, la plupart des travaux ont indiqué que la distribution des angles d'arrivées en élévation se situe dans l'intervalle $[0 ; 30]$ [4], [7], [9-11]. Notons que, l'étalement des angles d'arrivées (AoA) est dû aux sources secondaires (Points de réflexion, réfraction et diffusion) et le mouvement aléatoire d'un terminal mobile dans un environnement a un impact sur les angles d'arrivées de manière favorisant la distribution gaussienne de leurs densités de probabilités [7].

I.2.2.2 Environnements Indoor

Les travaux effectués dans ce domaine sont relativement récents. Les résultats obtenus sont limités et ne donnent pas une indication claire sur les modèles qui peuvent être appliqués. Les auteurs dans [12], [13] ont montré que la distribution des angles d'arrivées (AoA) en azimut apparaît uniforme dans la plupart des cas. Par contre, la distribution des AoA en élévation est plus complexe ce qui augmente la difficulté de définir un modèle approprié.

I.2.3 Les mécanismes de propagation

I.2.3.1 Réflexion et transmission

La réflexion spéculaire (figure I.6) se produit quand une onde radio est incidente sur un objet lisse considéré important par rapport à la longueur d'onde de propagation. Si l'objet de l'incident est un conducteur parfait toute l'énergie des ondes est réfléchie dans le milieu d'origine. Lorsque l'objet de l'incident est une couche diélectrique (par

exemple, un mur), l'onde incidente est partiellement réfléchiée et transmise. Les angles d'incidence, de réflexion et de transmission sont donnés par la loi de Snell:

$$\begin{cases} \theta_r = \theta_i \\ \sqrt{\delta_2} \sin \theta_t = \sqrt{\delta_1} \sin \theta_i \end{cases} \quad \text{I.4}$$

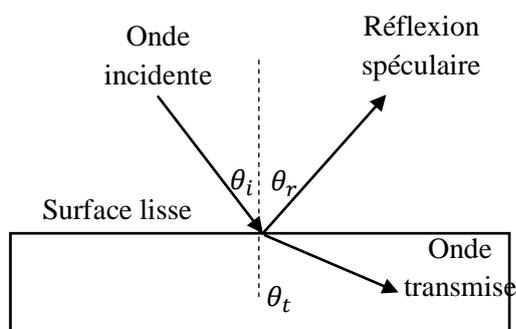


Figure I. 6 Mécanisme de réflexion et de transmission.

Où θ_i , θ_r and θ_t sont, respectivement, les angles des ondes incidente, réfléchiée et transmise. δ_1 et δ_2 sont les constantes diélectriques complexes pour les deux milieux.

Dans les matériaux à pertes élevées, les lois de Snell ne sont pas applicables. Le phénomène de transmission est très important pour la propagation des ondes à l'intérieur des bâtiments, par exemple, lorsque les ondes ont besoin de pénétrer dans un mur pour arriver au récepteur.

I.2.3.2 Diffraction

La diffraction apparaît lorsque la direction de l'onde est obstruée par un obstacle à arêtes aigues. Les ondes secondaires générées sur les discontinuités d'obstacles se propagent derrière l'obstacle: l'onde derrière l'obstacle, génère un champ électromagnétique, même dans les zones ombragées quand aucune ligne de vue directe (LOS) existe entre l'émetteur et le récepteur. Ceci est expliqué par le principe Huygens-Fresnel, qui stipule que chaque point d'un front d'onde peut être considéré comme la source d'une onde sphérique, comme le montre la figure I.7.

Le calcul du champ diffracté au niveau du récepteur est un problème assez complexe. Dans le cas idéal d'un écran absorbant semi-infini, une solution basée sur l'intégrale de Fresnel existe. Si la diffraction se produit sur une structure de coin unique, une formule pour le champ lointain est donnée dans [14]. À l'exception de plusieurs cas particuliers, les formes fermées n'existent que lorsque plusieurs obstacles contribuent au mécanisme de diffraction (se qui est souvent le cas pratique). Aussi, une multitude de méthodes approximatives existent: Bullington [15], Epstein-Peterson [16] et Deygout [17].

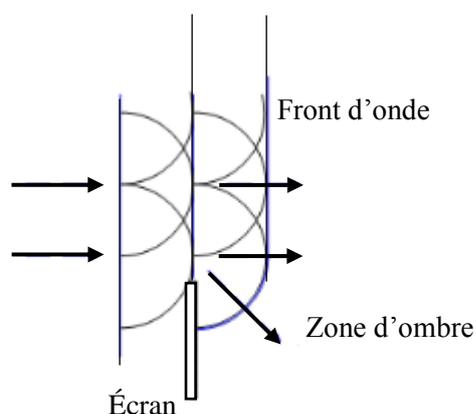


Figure I. 7 Mécanisme de diffraction.

I.2.3.3 Diffusion

La diffusion survient à la suite d'une interaction entre une onde radio et des surfaces rugueuses ou de petites formes irrégulières (figure I.8). La dimension de l'irrégularité est de l'ordre de la longueur d'onde, ou même plus petite. Les irrégularités dispersent la forme d'onde incidente dans toutes les directions, ce qui rend impossible la détermination de la quantité exacte d'énergie rayonnée sur une direction donnée. Les éléments générateurs de diffusion sont les gouttes de pluie, les flocons de neige, les feuilles et plus généralement tout petit objet non inclus dans les cartes et les plans de construction.

La diffusion a été largement étudiée, principalement en raison de sa grande importance pour les techniques de radar [18]. Deux théories principales ont émergées dans l'étude des surfaces rugueuses, à savoir la théorie de Kirchhoff et la théorie des perturbations [19]. La théorie de Kirchhoff suppose que les différents points de diffusion, sur la surface sont suffisamment petits pour ne pas s'influencer mutuellement. La fonction de densité de probabilité de la hauteur de surface suffit pour modéliser la dispersion. La théorie des perturbations généralise la théorie de Kirchhoff en utilisant

non seulement la fonction de densité de probabilité de la hauteur de surface, mais aussi la fonction de corrélation spatiale.

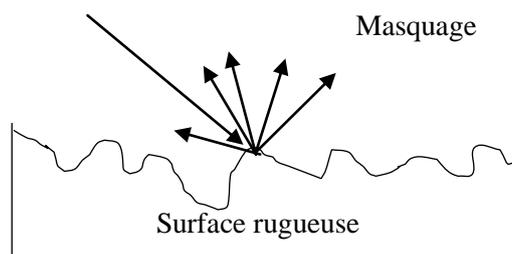


Figure I. 8 Mécanisme de diffusion.

I.3 Les évanouissements (Fadings)

Une caractéristique principale dans un canal sans fil est le phénomène appelé "fading", la variation de l'amplitude du signal dans le temps et dans la fréquence. En contraste avec le bruit additif qui est la source la plus courante de la dégradation du signal, le fading est une autre source de dégradation du signal qui se caractérise comme une perturbation du signal non-additif dans le canal sans fil. Le fading peut être soit dû par la propagation à trajets multiples, appelé évanouissement multi-trajet, soit dû à l'absorption par des obstacles affectant la propagation de l'onde radio, appelé évanouissement d'absorption (shadow fading).

Le phénomène d'évanouissement est classé en deux types différents: évanouissements à grande échelle (large-scale fading) et évanouissements à petite échelle (small-scale fading).

L'évanouissement à grande échelle se produit lorsque le mobile se déplace à travers une grande distance, par exemple, à une distance de l'ordre de la taille des cellules [20]. Il est causé par la perte de trajet (path loss) du signal en fonction de la distance et aussi par l'absorption des grands objets tels que les bâtiments, les terrains intermédiaires et la végétation. Le Shadowing est un processus d'évanouissement lent (slow fading) caractérisé par la variation de perte de trajet entre l'émetteur et le récepteur dans des endroits fixes. En d'autres termes, l'évanouissement à grande échelle est caractérisé par une perte moyenne de trajet et une perte d'absorption. D'autre part, l'évanouissement à petite échelle se réfère à une variation rapide (fast fading) de niveau du signal en raison de l'interférence constructive et destructive des trajets multiples du signal lorsque la station mobile se déplace sur des courtes distances. En fonction de

l'ampleur relative de la propagation à trajets multiples, le canal est sélectif en fréquence ou à fréquence plate pour l'évanouissement à petite échelle. En fonction de la variation du temps dans un canal en raison de la vitesse de mobile (caractérisé par l'étalement Doppler), l'évanouissement peut être classé comme évanouissement rapide (fast fading) ou évanouissement lent (slow fading).

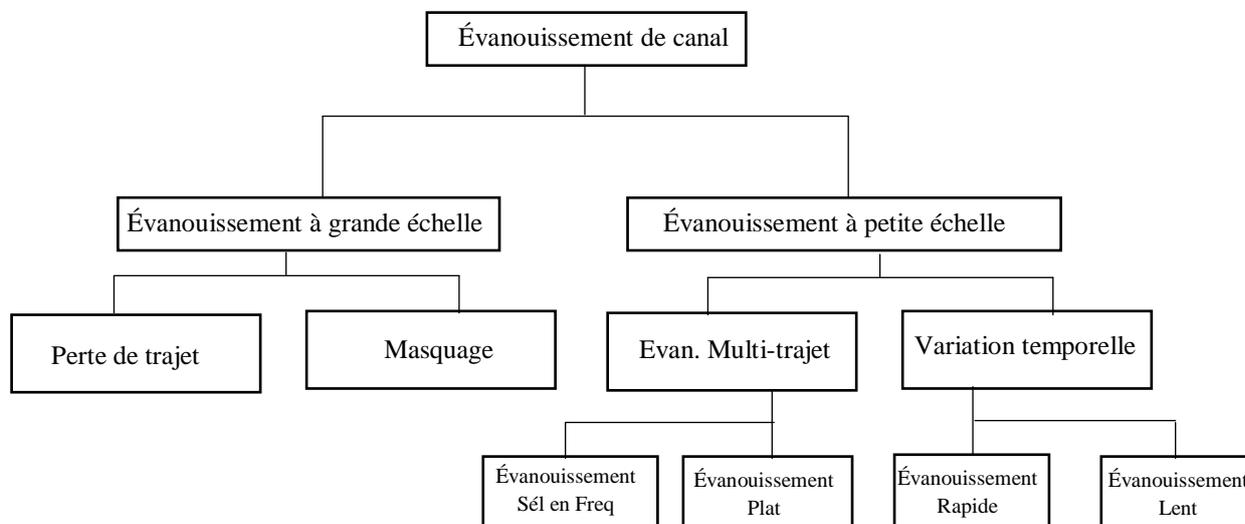


Figure I. 9 Classification des évanouissements.

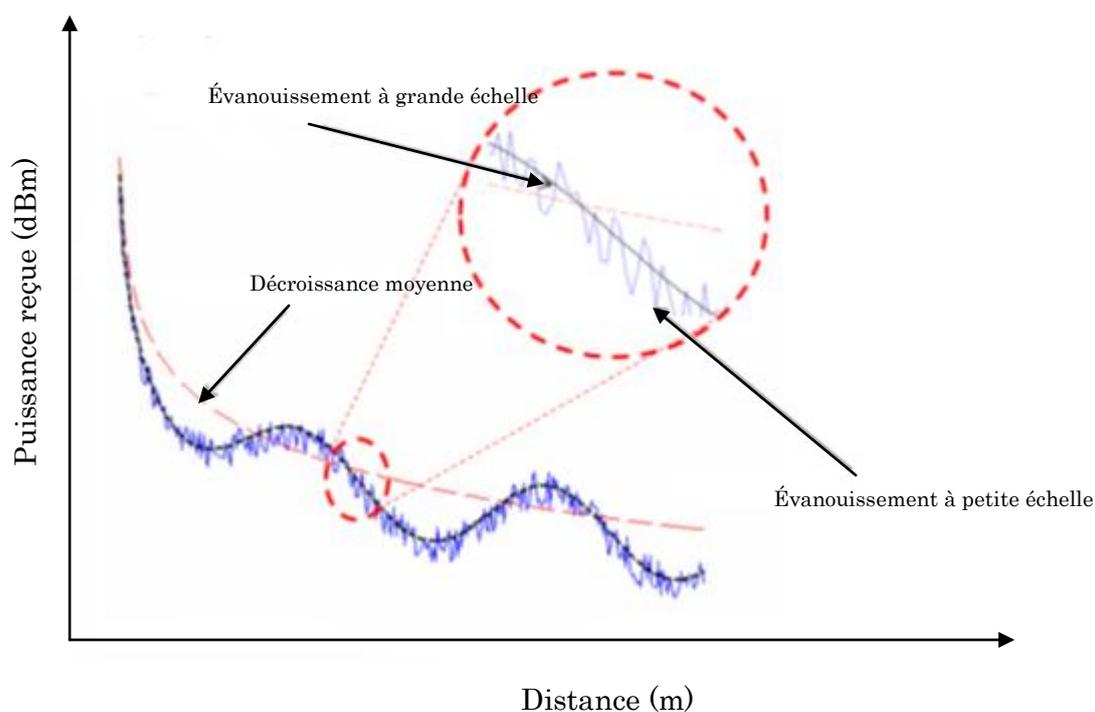


Figure I. 10 Évanouissements à petite et à grande échelle.

I.3.1 Évanouissement à petite échelle

L'évanouissement à petite échelle est la variation rapide du niveau de signal reçu à court terme lorsque l'utilisateur se déplace sur une courte distance. Il est dû à l'effet des signaux multi-trajets qui provoquent des interférences lorsqu'ils arrivent à la réception avec des phases différentes (à savoir, une interférence constructive avec la même phase et une interférence destructive avec une phase différente). En d'autres termes, la variation de niveau du signal reçu dépend de la relation des phases relatives des signaux réfléchis par les réflecteurs locaux. En outre, chacun des signaux multi-trajets peut subir des changements qui dépendent de la vitesse de la station mobile et des objets environnants. En résumé, L'évanouissement à petite échelle est attribué à la propagation multi-trajet, à la vitesse de mobile, à la vitesse des objets environnants et à la bande passante de signal.

I.3.1.1 Paramètres d'évanouissement à petite échelle

A. Profil des retards de puissance

Les évanouissements d'un canal multi-trajet sont souvent spécifiés par un profil des retards de puissance (PDP). Le tableau I.1 présente un exemple particulier de PDP spécifié pour le modèle d'un canal piéton UIT-R, dans lequel quatre trajets différents du signal sont caractérisés par leurs retards relatifs et leurs puissances moyennes. Ici, le retard relatif est un retard en excès par rapport au temps de référence alors que la puissance moyenne de chaque trajet est normalisée par celle du premier trajet [21].

Tab	Retard relatif (ns)	Puissance moyenne (dB)
1	0	0.0
2	110	-9.7
3	190	-19.2
4	410	-22.8

Tableau I. 1 Exemple d'un PDP (ITU-R Pedestrian A).

B. Retard d'excès moyen et RMS de l'étalement de retard

Le retard d'excès moyen et le RMS de l'étalement des retards sont des paramètres utiles qui fournissent une référence de comparaison entre les différents canaux multi-trajets et présentent une ligne directrice générale de conception des systèmes de transmission sans fil. Soit τ_k le retard du trajet k tandis que a_k et $p(\tau_k)$ représentent respectivement le gain et la puissance du trajet k .

Le retard d'excès moyen $\bar{\tau}$ est donné par le premier moment de PDP comme suit :

$$\bar{\tau} = \frac{\sum_k a_k^2 \tau_k}{\sum_k a_k^2} = \frac{\sum_k \tau_k p(\tau_k)}{\sum_k p(\tau_k)} \quad \text{I.5}$$

Le RMS de l'étalement des retards est donné par la racine carré du second moment central de PDP :

$$\sigma_\tau = \sqrt{\overline{\tau^2} - (\bar{\tau})^2} \quad \text{I.6}$$

Avec,

$$\overline{\tau^2} = \frac{\sum_k a_k^2 \tau_k^2}{\sum_k a_k^2} = \frac{\sum_k \tau_k^2 p(\tau_k)}{\sum_k p(\tau_k)} \quad \text{I.7}$$

C. La bande de cohérence

En générale, la bande de cohérence B_C est inversement proportionnelle au RMS de l'étalement de retard, elle est donnée par:

$$B_C \approx \frac{1}{\sigma_\tau} \quad \text{I.8}$$

La relation de l'équation I.8 peut varier avec la définition de la bande de cohérence. Par exemple dans le cas où la bande de cohérence est définie comme une bande avec une corrélation supérieure ou égale 0.9, la bande de cohérence et le RMS sont reliés comme suit :

$$B_C \approx \frac{1}{50 \sigma_\tau} \quad \text{I.9}$$

Dans le cas où la bande de cohérence est définie comme une bande avec une corrélation supérieure ou égale 0.5, elle est donnée par :

$$B_c \approx \frac{1}{5 \sigma_\tau} \quad \text{I.10}$$

D. Spectre de Doppler

Quand un récepteur est en mouvement relatif par rapport à la source de l'onde émise ou lorsque l'environnement de propagation lui-même comprend des obstacles mobiles, le récepteur constate une variation de la fréquence et de la longueur d'onde reçue. On appelle ceci l'effet Doppler. Chaque trajet k arrive au récepteur avec un angle α_k subit un décalage de Doppler f_{dk} qui est la différence entre la fréquence de la porteuse reçue f_{R_x} et la fréquence de la porteuse émise f_c , $f_{dk} = f_{R_x} - f_c$. Cela dépend de la vitesse de déplacement dans le sens de la propagation des ondes ($v \cos(\alpha_k)$) et de la longueur d'onde λ

$$f_{dk} = -\frac{|v|}{\lambda} \cos(\alpha_k) = -f_{d,max} \cos(\alpha_k) \quad \text{I.11}$$

Considérons maintenant qu'une onde sinusoïdale (cas à bande étroite) est transmise dans un environnement multi-trajets. Donc, différentes composantes multi-trajets ont différentes directions d'arrivées sont reçues avec différents décalages Doppler dans la gamme $f_c - f_{d,max} \dots f_c + f_{d,max}$. Ici, $f_{d,max}$ représente le décalage Doppler maximal. Une hypothèse communément utilisée est celle d'une diffusion isotrope: les angles d'arrivées sont répartis uniformément dans $[0, 2\pi]$. On obtient ainsi ce qu'on appelle le spectre de puissance Jakes Doppler [22] donné par:

$$S_d(f_{dk}) = \frac{1}{\pi \sqrt{f_{d,max}^2 - f_{dk}^2}}, \forall f_{dk} \in (-f_{d,max}, f_{d,max}) \quad \text{I.12}$$

Le spectre Doppler décrit la dispersion de la fréquence du canal, particulièrement inquiétant dans les systèmes à bande étroite où elle conduit à des erreurs de transmission (par exemple, dans la modulation à déplacement de fréquence FSK, des décalages de fréquence conduisent à des erreurs de démodulation) ou dans des systèmes à large bande comme OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) où des décalages Doppler peuvent conduire à des interférences inter-porteuses.

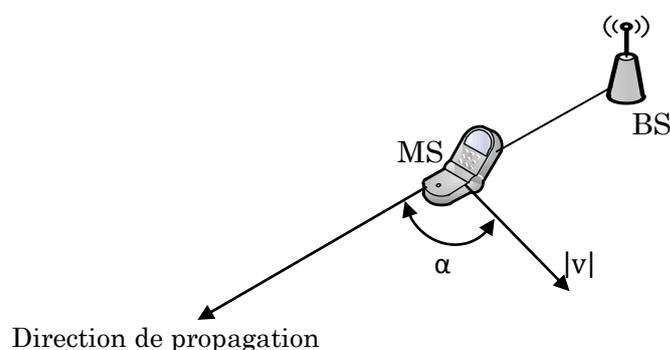


Figure I. 11 Mouvement dans l'environnement de propagation.

I.3.1.2 Évanouissements à temps dispersif et évanouissements à fréquence dispersive

Comme les terminaux mobiles se déplacent, la spécification de type d'évanouissement pour le récepteur dépend à la fois du système de transmission et des caractéristiques du canal. Le système de transmission est spécifié par les paramètres du signal tels que la bande passante et la période des symboles. D'autre part, les canaux sans fil peuvent être caractérisés par deux paramètres différents, l'étalement des retards des multi-trajets et l'étalement Doppler, dont chacun provoque la dispersion en temps et en fréquence, respectivement. En fonction de la dispersion temporelle et fréquentielle, les évanouissements, sélectif en fréquence et sélectif en temps, sont induits respectivement.

A. Canal sélectif en fréquence

En raison de la dispersion temporelle, un signal de transmission peut subir un évanouissement dans le domaine fréquentiel soit d'une manière sélective ou non sélective, ce qui est considéré comme évanouissements sélectifs en fréquence ou évanouissements non sélectifs en fréquence, respectivement. En raison de la dispersion temporelle des trajets multiples, la réponse du canal varie avec la fréquence. Dans ce

cas, le signal transmis est soumis à un évanouissement non sélectif en fréquence lorsque la bande passante du signal est suffisamment étroite de telle sorte qu'il peut être transmis sur la réponse plate. D'autre part, le signal est soumis à l'évanouissement sélectif en fréquence lorsque la bande passante du signal est suffisamment large de telle sorte qu'il peut être filtré par la bande passante finie du canal.

Pour résumer les observations ci-dessus, un signal transmis est soumis à un évanouissement non sélectif en fréquence dans les conditions suivantes:

$$B_S \ll B_C \text{ et } T_S \gg \sigma_\tau \quad \text{I.13}$$

Où B_S et T_S sont la bande passante et la période de symbole du signal transmis, tandis que B_C et σ_τ sont la bande de cohérence et le RMS de l'étalement des retards, respectivement.

Par contre, un signal est soumis à un évanouissement sélectif en fréquence dans les conditions suivantes :

$$B_S > B_C \text{ et } T_S < \sigma_\tau \quad \text{I.14}$$

B. Canal sélectif en temps

Selon l'ampleur de l'étalement Doppler, le signal reçu subit un évanouissement rapide ou lent. Dans un canal à évanouissement rapide, le temps de cohérence est inférieur à la période de symbole et par conséquent, la réponse impulsionnelle du canal varie rapidement dans la période du symbole. La variation dans le domaine temporel est étroitement liée au déplacement de l'émetteur ou du récepteur, ce qui entraîne un étalement dans le domaine fréquentiel, appelé décalage de Doppler (Doppler shift). Soit $f_{d,max}$ le décalage Doppler maximal. La bande passante du spectre Doppler B_d est donnée par $B_d = 2f_{d,max}$. En général, le temps de cohérence T_c est inversement proportionnel à l'étalement Doppler, à savoir

$$T_c = \frac{1}{2f_{d,max}} \quad \text{I.15}$$

Le signal est soumis à un évanouissement rapide dans les conditions suivantes

$$T_s > T_c \text{ et } B_s < B_d \quad \text{I.16}$$

D'autre part, Le signal est soumis à un évanouissement lent dans les conditions suivantes :

$$T_s \ll T_c \text{ et } B_s \gg B_d \quad \text{I.17}$$

I.3.2 Évanouissements à grande échelle

Dans l'évanouissement à grande échelle, l'intensité de champ (et la puissance reçue correspondante) varie lentement lorsque le MS se déplace à une distance fixe de la BS, par exemple, sur un cercle autour de la BS. La raison de ces variations est l'absorption par des objets de grandes tailles, la moyenne de la variation de l'absorption elle-même est inversement proportionnelle à la distance BS-MS et est liée à la perte déterministe du trajet.

I.3.2.1 Perte de trajet (Path Loss)

La perte de trajet correspond à la différence entre la puissance d'émission et la puissance de réception (en dB) en raison de l'atténuation introduite par le canal de propagation. La perte de trajet en espace libre peut être directement dérivée de la loi de Friis [19]

$$L_{(dB)} = 10 \log_{10} \left(\frac{P_{Tx}}{P_{Rx}} \right) = -10 \log_{10} \left(G_{Tx} G_{Rx} \frac{\lambda^2}{(4\pi)^2 d^2} \right) \quad \text{I.18}$$

Où

P_{Tx} et P_{Rx} : La puissance d'émission et de réception respectivement.

G_{Tx} et G_{Rx} : Gain d'antenne d'émission et de réception respectivement.

d : La distance entre l'émetteur et le récepteur.

$\lambda = \frac{c}{f_c}$: La longueur d'onde rayonnée

$c = 3 \times 10^8$ m/s est la vitesse de la lumière et f_c la fréquence de la porteuse.

Le facteur $\left(\frac{\lambda}{4\pi d}\right)^2$ est aussi appelé le facteur de perte en espace libre. La perte en espace libre dans l'équation I.18 est inversement proportionnelle au carré de la distance. Dans la pratique, l'hypothèse d'avoir seulement un chemin direct LOS est irréaliste. On doit supposer que, une seconde onde réfléchie de sol avec l'onde directe LOS arrivent à l'antenne R_x , une estimation approximative de la perte de trajet peut être déduite pour remplacer la loi de Friis standard:

$$L_{(dB)} = -10 \log_{10} \left(G_{T_x} G_{R_x} \frac{h_{T_x}^2 h_{R_x}^2}{d^4} \right) \quad \text{I.19}$$

Où h_{T_x} et h_{R_x} sont les hauteurs des antennes T_x et R_x . La puissance reçue ne dépend pas seulement de la fréquence porteuse et de la quatrième puissance de la distance car le signe du champ électrique est inversé sur le trajet réfléchi, les deux ondes interfèrent et commencent à s'annuler l'une de l'autre, ce qui explique la décroissance plus rapide de la puissance reçue. Le facteur de décroissance de 4 est valable pour les grandes distances et est particulièrement utile dans les zones rurales, où le modèle à deux rayons est une bonne approximation.

En pratique, ces lois ne donnent pas des résultats précis, parce que le facteur de décroissance dépend fortement de l'environnement; l'onde radio sera entravée par de multiples obstacles, qui absorbent une partie de l'énergie incidente et dispersent le reste. Plusieurs lois empiriques ou semi-empiriques existent pour différents types de scénarios (métropole, urbain, suburbain, LOS/NLOS). Les lois empiriques sont fondées uniquement sur des mesures, tandis que les lois semi-empiriques prennent en compte des lois théoriques modifiées par des facteurs de correction qui ont été déduites par des mesures expérimentales. Parmi ces lois les plus connues, nous allons citer: Okumura-Hata [24-25], Walfisch-Ikegami [26-27]. Une évaluation précise de la perte de trajet est très importante dans la conception d'un système de téléphonie mobile cellulaire, car elle

détermine le nombre de cellules et la position des stations de bases; la dimension de la cellule est déterminée par la perte maximale du chemin tolérable. Puisque la perte de trajet est très dépendante de l'environnement physique, des mesures pratiques sur le canal sont indispensables pour le déploiement d'un tel réseau cellulaire.

I.3.2.2 Masquage (Shadowing)

Les mesures effectuées dans la pratique montrent que la puissance moyenne reçue a des variations stochastiques pour une distance donnée fixe, n'est pas simplement calculée d'une manière déterministe en évaluant uniquement la perte de trajet. Imaginez un déplacement de mobile dans un environnement donné, qui a des grands obstacles tels que les bâtiments de grande taille ou les collines. Étant donné que la position relative du mobile par rapport aux obstacles est en variation permanente, les conditions de propagation sont également en train de changer, mais il pourrait prendre une grande distance (de l'ordre de plusieurs dizaines de longueurs d'onde) afin de modifier d'une manière significative l'intensité de champ reçue. Ce phénomène engendre des variations lentes qui sont appelés shadowing.

L'intensité moyenne de champ E suit une distribution log normale [19]:

$$pdf_E(E) = \frac{20/\ln(10)}{E\sqrt{2\pi\sigma_E^2}} \exp\left(-\frac{(20\log_{10}(E) - \mu_{dB})^2}{2\sigma_E^2}\right) \quad \text{I.20}$$

Où σ_E est l'écart-type de E et μ_{dB} est la moyenne de E , exprimées en dB. En effet, nous devrions considérer que la station mobile subit plusieurs réflexions et diffractions aléatoires, la perte causée par chacun de ces mécanismes correspond à l'ajout ou la soustraction d'une perte aléatoire (exprimée en dB) à partir de la valeur moyenne de la perte de trajet. Nous pouvons donc modéliser cet effet par une somme de variables aléatoires exprimées en dB, ce qui suit une distribution log normale.

L'effet combiné de la perte de trajet et l'effet de shadowing sont reflétés par une atténuation globale appelée également l'atténuation moyenne locale (LM), utilisée pour prédire la puissance moyenne reçue du signal à partir d'un emplacement aléatoire. D'autres statistiques existent pour inclure à la fois l'évanouissement à grande échelle et l'effet d'interférence à petite échelle comme la distribution de Suzuki [28].

I.4 Caractérisation temporelle des évanouissements

I.4.1 Taux de traversée par rapport à un seuil (Level Crossing Rate)

Le taux de traversée par rapport à un seuil (LCR) est défini comme étant le taux moyen avec lequel l'amplitude r du signal reçu traverse un certain niveau r_0 dans le sens positif (r_0 définit la profondeur des creux d'évanouissement). Pour Rayleigh par exemple, le LCR peut être calculé par [29]:

$$LCR(r_0) = \sqrt{2\pi} f_d \frac{r_0}{\sqrt{2\sigma^2}} \exp\left(-\frac{r_0^2}{2\sigma^2}\right) \quad \text{I.21}$$

f_d représente le décalage Doppler et σ est l'écart type de l'amplitude du signal.

LCR est proportionnelle à la vitesse du MS.

I.4.2 Durée moyenne des évanouissements (Average fade duration)

La Durée moyenne des évanouissement (AFD) détermine, en moyenne, combien de temps, l'amplitude r du signal reçu, reste en dessous d'un certain niveau r_0 . Il est par conséquent le rapport entre la fonction de distribution cumulative (CDF), à savoir la probabilité que l'amplitude r du signal reçu peut être inférieure à un seuil r_0 et le taux de traversée d'un seuil [19]. Pour Rayleigh, avec les notations du paragraphe précédent, ceci donne:

$$AFD(r_0) = \frac{1 - \exp\left(-\frac{r_0^2}{2\sigma^2}\right)}{LCR(r_0)} \quad \text{I.22}$$

L'AFD est un bon indicateur si nous voulons déterminer, par exemple, combien de bits sont susceptibles d'être perdus lors d'un évanouissement. AFD diminue lorsque la vitesse de mobile augmente: À des vitesses plus élevées, les creux d'évanouissements longs sont moins probables.

I.5 La modélisation analytique du canal sans fil

La section I.1 décrit les phénomènes physiques qui se produisent lors de la propagation et leurs propriétés statistiques. Mais on pourrait seulement être intéressé

par la transformation entre les signaux émis et reçus, sans avoir à modéliser tous les phénomènes physiques derrière le mécanisme de propagation. A cet effet, le canal multi-trajet peut être modélisé sous la forme d'un filtre linéaire variant dans le temps qui effectue le mappage des symboles transmis à des symboles reçus. Les coefficients de ce filtre auront des propriétés statistiques motivées par les phénomènes physiques de propagation, mais leur interprétation sera dépendante du système.

Le canal de propagation entre un émetteur et un récepteur peut être décrit comme un système linéaire variable dans le temps, associé à des fonctions de transfert dans les domaines temporel et/ou fréquentiel. Bello [30] a introduit un système qui relie quatre fonctions décrivant le canal sous diverses formes par le biais d'un jeu de transformée de Fourier et de transformée de Fourier inverse, comme d'écrit dans la figure I.12.

Les quatre fonctions présentes dans le système de Bello sont :

$h(t, \tau)$ est l'évolution temporelle de la réponse impulsionnelle du canal et s'écrit :

$$h(t, \tau) = \sum_{k=1}^K a_k(t) \delta(t - \tau_k) \quad \text{I.23}$$

Ici, le canal de propagation est modélisé par un filtre linéaire variable dans le temps. Ce filtre est constitué d'un nombre de coefficients égal au nombre de trajets K présents dans le canal de propagation. Chaque coefficient k est caractérisé par un gain a_k et un retard τ_k

La connaissance de $h(t, \tau)$ suffit à la caractérisation du canal. En effet, grâce aux transformées de Fourier, il est possible de construire les trois autres fonctions ($H(f, t)$, $S(\tau, f_d)$ et $D(f, f_d)$).

$H(f, t)$ est l'évolution temporelle de la fonction de transfert. Elle s'écrit :

$$H(f, t) = \int_{-\infty}^{\infty} h(t, \tau) \cdot \exp(-j2\pi f\tau) d\tau \quad \text{I.24}$$

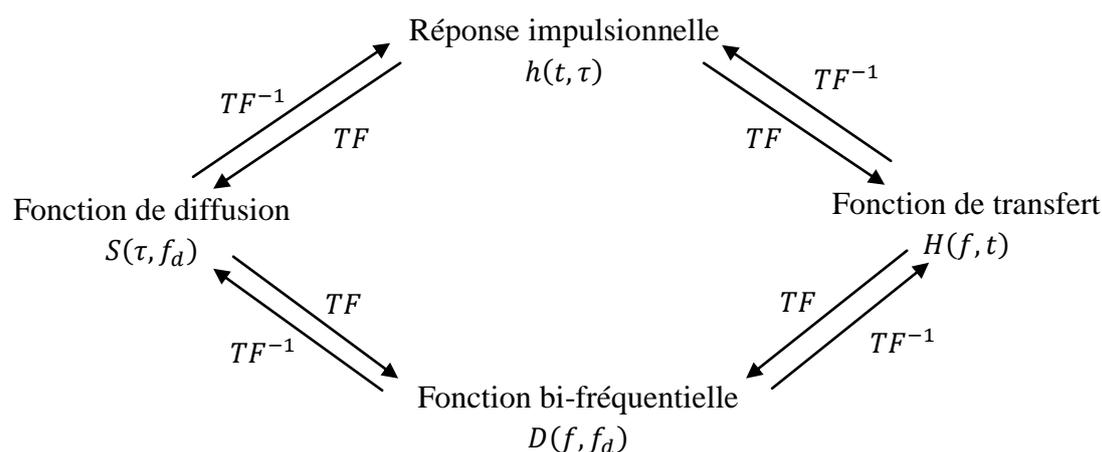


Figure I. 12 Système de Bello.

$S(\tau, f_d)$ est la fonction de diffusion (réponse retard/Doppler) et s'écrit :

$$S(\tau, f_d) = \int_{-\infty}^{\infty} h(t, \tau) \cdot \exp(-j2\pi f_d t) dt \quad \text{I.25}$$

Cette fonction permet de représenter l'impact de l'effet Doppler sur les variations temporelles du canal. Elle illustre la dispersion en retard et en fréquence Doppler du canal de propagation.

$D(f, f_d)$ est la fonction bi-fréquentielle et s'écrit :

$$D(f, f_d) = \int_{-\infty}^{\infty} S(\tau, f_d) \cdot \exp(-j2\pi f t) d\tau \quad \text{I.26}$$

Dans cette écriture, t représente le temps, τ le retard, f la fréquence et f_d le décalage Doppler. Enfin, une description complète des fonctions de Bello est donnée dans [30, 31].

Un schéma simplifié de la modélisation des impacts de la transmission est présenté dans la figure I.13. Une composante de bruit $n(t)$ est généralement introduite dans le but de modéliser le bruit interne dû aux composants du système électronique. Il est supposé AWGN (Additif White Gaussian Noise).

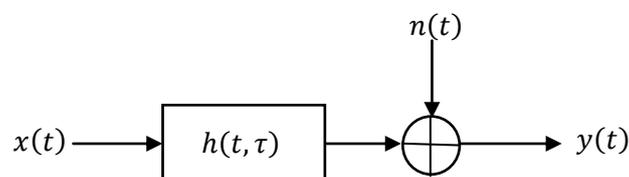


Figure I. 13 Schéma simplifié de la transmission.

Dans le domaine temporel, le signal reçu s'écrit comme suit :

$$y(t) = x(t) \otimes h(t, \tau) + n(t) \quad \text{I.27}$$

Au domaine fréquentiel, en appliquant la transformée de Fourier directe, on obtient :

$$Y(f) = X(f).H(f, \tau) + \eta(f) \quad \text{I.28}$$

I.6 Les canaux MIMO

Jusqu'à présent, nous avons considéré que l'émetteur et le récepteur dont chacun est équipé par une seule antenne: Cela correspond à ce qu'on appelle system SISO (Single Input Single Output). Les systèmes MIMO (Multiple Input Multiple Output) utilisent multiples antennes d'émission et de réception, qui peuvent amener plus d'avantages aux performances du système [32].

I.6.1 Représentation matricielle du canal MIMO

La méthode simple de représentation d'un canal MIMO avec N_t antennes d'émission et N_r antennes de réception est de le voir comme un ensemble de $N_r \times N_t$ canaux SISO (Voir figure I.14 où $h_{ji}(t, \tau)$ représente la réponse impulsionnelle du canal

entre la i^{ieme} antenne d'émission et la j^{ieme} antenne de réception. Pour la simplicité, on considère un canal MIMO à bande étroite.

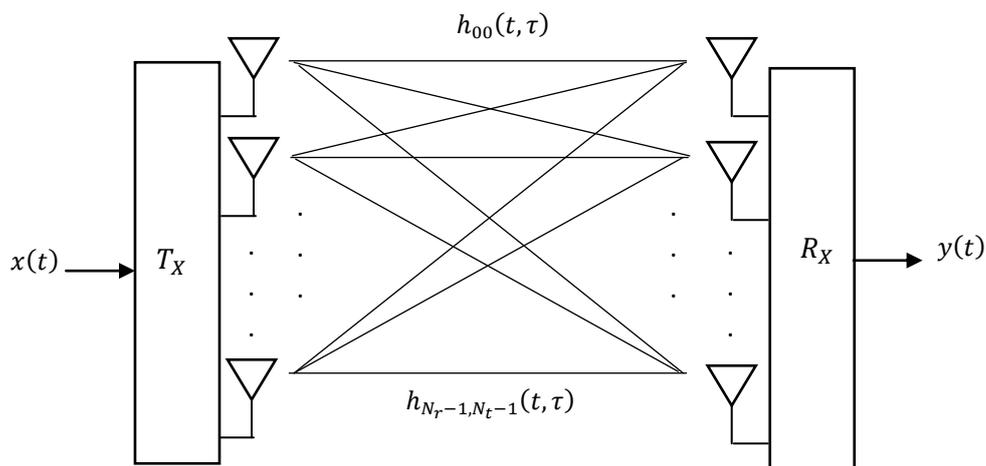


Figure I. 14 Canal MIMO.

Le vecteur de transmission de taille N_t est défini comme suit

$$x(t) = [x_0(t) \ x_1(t) \ \dots \ x_{N_t-1}(t)]^T \quad \text{I.29}$$

Où $x_n(t)$ est le signal transmis par la i^{ieme} antenne d'émission et $[\cdot]^T$ dénote l'opération de transposition.

Similairement, le vecteur de réception de taille N_r est écrit comme suit :

$$y(t) = [y_0(t) \ y_1(t) \ \dots \ y_{N_r-1}(t)]^T \quad \text{I.30}$$

Les vecteurs $x(t)$ et $y(t)$ sont reliés par

$$y(t) = x(t)H(t, \tau) + n(t) \quad \text{I.31}$$

Où $n(t)$ est le vecteur AWGN de taille $N_r \times 1$ et $H(t, \tau) \in \mathbb{C}^{N_r \times N_t}$ est la matrice complexe du canal MIMO

$$H(t, \tau) = \begin{bmatrix} h_{00}(t, \tau) & h_{01}(t, \tau) & \dots & h_{0, N_t-1}(t, \tau) \\ h_{10}(t, \tau) & h_{11}(t, \tau) & \dots & h_{1, N_t-1}(t, \tau) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{N_r-1, 0}(t, \tau) & h_{N_r-1, 1}(t, \tau) & \dots & h_{N_r-1, N_t-1}(t, \tau) \end{bmatrix} \quad \text{I.32}$$

I.6.2 Étalement angulaire et sélectivité spatiale

L'étalement des retards (Delay spread) et l'étalement Doppler (Doppler spread) sont les caractéristiques les plus importantes pour modéliser un canal SISO. Pour le system MIMO, la corrélation entre les antennes d'émission et de réception est l'aspect le plus important. La corrélation entre T_X et R_X dépend de l'angle d'arrivé (AoA) de chaque trajet.

Considérons un canal SIMO (Single Input Multiple Output) à base d'un réseau linéaire uniforme (ULA) dans lequel N_r antennes espacées équitablement par une distance d comme le représente la figure I.15.

$y_i(t)$ dénote le signal reçu dans l' i^{eme} antenne avec a_k représente le gain du trajet, τ_k le retard et ϕ_k l'angle d'arrivé.

Le signal reçu $y(t)$ dans un réseau linéaire uniforme est représenté comme suit :

$$y(t) = \sum_{k=1}^K a_k c(\phi_k) x(t - \tau_k) + n(t) \quad \text{I.33}$$

Où K dénote le nombre de trajets et $c(\phi)$ le réseau des vecteurs de direction donné par

$$c(\phi) = [c_1(\phi) c_2(\phi) \dots c_{N_r}(\phi)]^T \quad \text{I.34}$$

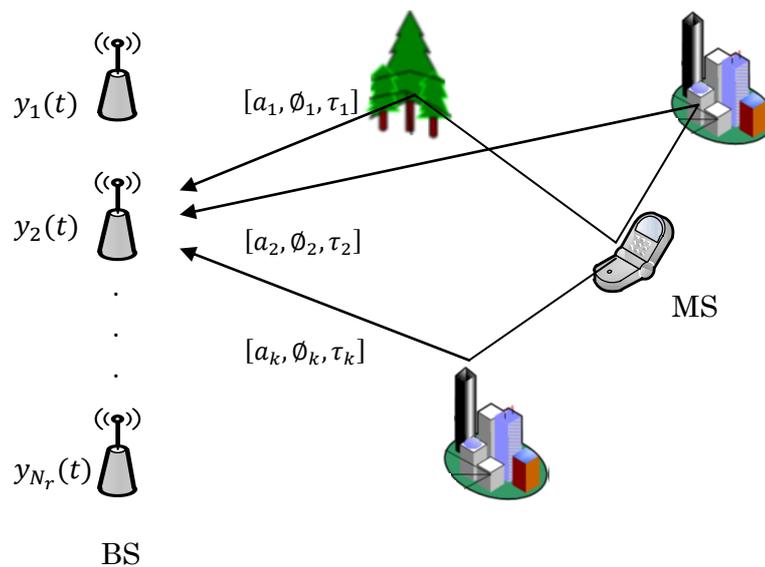


Figure I. 15 Environnement du canal SIMO.

Le signal reçu peut être décrit par l'intégrale suivant :

$$y(t) = \iint c(\phi)h(\phi, \tau)x(t, \tau)d\tau d\phi + n(t) \quad \text{I.35}$$

Où $h(\phi, \tau)$ représente le canal comme une fonction d'étalement des retards azimutaux ADS (Azimuth Delay Spread). L'expression du spectre de puissance des retards azimutaux PADS (Power Azimuth Delay Spectrum) est donnée par :

$$P_{ins}(\phi, \tau) = \sum_{k=1}^K |\alpha_k|^2 \delta(\phi - \phi_k, \tau - \tau_k) \quad \text{I.36}$$

La moyenne de PADS est définie par :

$$P(\phi, \tau) = E\{P_{ins}(\phi, \tau)\} \quad \text{I.37}$$

Le spectre azimutal de puissance ou le spectre angulaire de puissance PAS (Power Angular Spectrum) est obtenu par :

$$P_A(\varnothing) = \int P(\varnothing, \tau) d\tau \quad \text{I.38}$$

D'autre part, l'étalement azimutal ou angulaire AS (Angular Spreading) est défini par le moment central de PAS :

$$\sigma_A = \sqrt{\int (\varnothing - \varnothing_0)^2 P_A(\varnothing) d\varnothing} \quad \text{I.39}$$

\varnothing_0 est la moyenne des AoA ($\varnothing_0 = \int \varnothing P_A(\varnothing) d\varnothing$).

Similairement, on intègre PADS sur AoA, PDS (Power Delay Spectrum) est obtenu par

$$P_D(\tau) = \int P(\varnothing, \tau) d\varnothing \quad \text{I.40}$$

De plus, l'étalement de retard DS (Delay Spread) est défini par le moment central de PDS comme suit :

$$\sigma_A = \sqrt{\int (\tau - \tau_0)^2 P_D(\tau) d\tau} \quad \text{I.41}$$

Où τ_0 est l'étalement de retard moyen ($\tau_0 = \int \tau P_D(\tau) d\tau$).

Notons $\Delta\theta$ l'angle de séparation maximale donnée par la plage dans lequel le spectre de puissance d'azimut est non nul. La plus petite $\Delta\theta$, correspond à une grande corrélation

d'espace entre les antennes. Nous pouvons définir une distance de cohérence, inversement proportionnelle à $\Delta\theta$, donnée par :

$$D_{coh} \leq \frac{\lambda_c}{2\sin(\Delta\theta/2)} \quad \text{I.42}$$

La distance de cohérence D_{coh} indique l'espacement minimal des antennes requis pour avoir des canaux à évanouissements indépendants et dé-corrélés. Nous avons donc une notion de sélectivité spatiale. De même que la sélectivité temporelle et fréquentielle, la sélectivité spatiale n'est pas une propriété autonome du canal, mais dépend des paramètres du système (configuration d'antenne, la longueur d'onde porteuse).

I.7 Conclusion

Dans les canaux sans fil, les ondes émises subissent des réflexions, des diffractions et des diffusions, ce qui conduit au phénomène de propagation par trajets multiples; l'information se propage de l'émetteur vers le récepteur par l'intermédiaire de trajets multiples. Les variations du canal ont deux composantes principales:

- A grande échelle, produites par la perte naturelle de trajet et l'absorption des objets environnants.
- A petite échelle dû aux variations rapides en raison de la recombinaison constructive et/ou destruction des composantes multi trajets.

La conception des systèmes de communication sans fil modernes nécessite la prise en compte de ces variations et ces évanouissements.

Le chapitre suivant présente l'un de ces systèmes modernes utilisé pour combattre ces effets multi trajets, SC-FDMA. Ce système est proposé, essentiellement, pour la voie montante de la 4G.

Chapitre II

Single Carrier FDMA

Sommaire

II.1 Introduction	51
II.2 Les contraintes du terminal dans la voie montante (Uplink)	51
II.2.1 Généralités sur les amplificateurs de puissance.....	51
II.2.2 Les modèles d'amplificateurs.....	56
II.2.3 Effets des amplificateurs non linéaires	61
II.2.4 Mesure de la plage dynamique du signal	64
II.3 Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM)	66
II.3.1 Orthogonalité et IEP	67
II.3.2 Intervalle de garde et IES.....	68
II.3.3 Le schéma synoptique du système OFDM	69
II.4 Le système OFDMA	70
II.5 Le système SC-FDE	71
II.6 Le système SC-FDMA.....	73
II.6.1 L'émetteur SC-FDMA	74
II.6.2 Le récepteur SC-FDMA.....	76
II.6.3 Allocation des ressources radio dans le système SC-FDMA.....	77
II.6.4 Expressions analytiques du signal SC-FDMA	79
II.7 Évaluation des performances de système SC-FDMA.....	82
II.7.1 CCDF de PAPR	82
II.7.2 Effet du facteur Roll-Off sur la CCDF	84
II.7.3 Les performances de BER.....	85
II.7.4 Effet de l'HPA sur le BER.....	87
II.8 Conclusion.....	88

II.1 Introduction

La conception d'une interface radio pour les systèmes mobiles de nouvelle génération (4G et 5G) est un grand défi, elle repose sur l'identification et la compréhension des exigences d'un tel système. Ces systèmes doivent satisfaire les exigences croissantes en termes de qualité et de performance. Les services multimédia à haut débit dans un environnement de haute mobilité doivent être prévus; Ainsi l'efficacité du spectre deviendra une exigence stricte puisque le spectre est une ressource limitée. Sur la liaison montante, des exigences spécifiques doivent être prises en compte. Par exemple, les utilisateurs auraient besoin d'une bonne couverture tout en bénéficiant des terminaux à faible coût avec une batterie de longue durée. Ces contraintes sont parfois contradictoires, un compromis doit être trouvé.

Dans ce chapitre nous évoquerons dans un premier temps des généralités sur l'amplificateur à haute puissance (HPA), sa fonction caractéristique, sa modélisation ainsi que l'influence de sa non-linéarité sur le signal amplifié. Dans la suite, nous parlerons du problème PAPR qui est très important dans le design et la conception des systèmes de communication. Ensuite, nous aborderons le système multi porteuse OFDM et sa version multi utilisateur OFDMA ainsi que le système mono porteuse SC-FDE et sa version multi utilisateur SC-FDMA. Enfin, nous évaluerons les performances de PAPR et de BER du système SC-FDMA utilisé dans la voie montante de la quatrième génération (4G) des réseaux cellulaires.

II.2 Les contraintes du terminal dans la voie montante (Uplink)

Les tâches décrites ci-dessus sont encore plus délicates sur la liaison montante en raison de la puissance limitée au niveau de l'amplificateur (HPA) du terminal de l'utilisateur. L'amplificateur de puissance doit être aussi efficace que possible afin de limiter les coûts et augmenter la durée de vie des batteries. Pour assurer une bonne performance, le signal doit se situer dans la zone linéaire de l'amplificateur de puissance afin d'éviter toute distorsion éventuelle. Pour un signal à dynamique élevé, il faut un HPA avec une bonne linéarité, ou un HPA linéaire mais très coûteux.

II.2.1 Généralités sur les amplificateurs de puissance

Dans un système de communication radio mobile, le signal issu des différents étages de la chaîne (codage source, codage canal, modulation, transposition, ...) doit être

amplifié avant de l'émettre. Cette dernière tâche est assurée par un amplificateur de puissance (HPA) et a pour but de minimiser les atténuations causées par la propagation dans l'espace libre.

L'amplificateur à haute puissance HPA est un dispositif électronique actif alimenté par une source de courant continu dont le rôle principal est d'augmenter considérablement les signaux présents à son entrée. Cette amplification doit être proportionnelle à la distance séparant l'émetteur et le récepteur.

II.2.1.1 Gain et rendement

Le fonctionnement de l'amplificateur est décrit par son gain donnant la relation directe entre le signal d'entrée et le signal de sortie. Il peut être exprimé en tension (G) ou en puissance (G_p).

$$G = \frac{V_e}{V_s} \quad \text{II.1}$$

$$G_p = \frac{P_e}{P_s} \quad \text{II.2}$$

Le rendement est l'une des caractéristiques les plus importantes d'un amplificateur de puissance. Il définit l'efficacité énergétique de l'amplificateur selon le bilan des puissances. L'amplificateur est un composant actif, alimenté par un signal continu dont la puissance est P_{dc} afin d'augmenter la puissance P_e du signal d'entrée. Idéalement, toute la puissance P_{dc} devrait être transformée en puissance utile à la sortie P_s . Cependant, ce cas n'est malheureusement pas la réalité parce qu'il faut aussi considérer une puissance dissipée P_{diss} au sein de l'amplificateur. Ce bilan énergétique des puissances est illustré par la figure II.1.

La mesure du rendement évalue la quantité de puissance P_{dc} qui a été effectivement transformée en P_s , en tenant compte de la puissance dissipée P_{diss} . Ce paramètre est très important pour le dimensionnement et la conception des amplificateurs dédiés aux applications radio-mobiles. Le rendement η peut être exprimé par les deux relations suivantes :

$$\eta = \frac{P_s}{P_{dc}} \quad \text{II.3}$$

$$\eta_{ajoutée} = \frac{P_s - P_e}{P_{diss}} \quad \text{II.4}$$

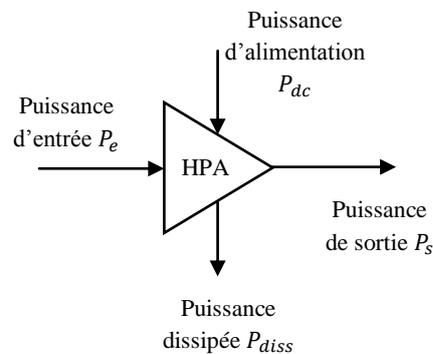


Figure II. 1 Bilan énergétique de l'amplificateur de puissance.

II.2.1.2 Caractéristique AM/AM d'un HPA

L'amplificateur de puissance est un système caractérisé par sa fonction de transfert ou encore ses caractéristiques représentant les relations entrée-sortie de l'amplificateur. La caractéristique AM/AM (Amplitude à Amplitude) donne la relation entre l'amplitude de la tension de sortie (puissance de sortie) en fonction de celle de la tension d'entrée. La caractéristique AM/PM (Amplitude à Phase) donne la relation entre la phase de la tension de sortie et l'amplitude de la tension d'entrée. Dans ce qui suit, on se focalise sur la caractéristique AM/AM qui comporte trois zones particulières [33-34] :

Zone 1 : La zone linéaire

- C'est la zone la plus importante de l'HPA.
- Le comportement de l'HPA dans cette zone est linéaire.
- Le signal de sortie est proportionnel au signal d'entrée avec un gain supérieur à 1.
- Les distorsions sont quasi-inexistantes.
- Les puissances d'entrée sont faibles.

La figure II.2 ci-dessous illustre la caractéristique AM/AM d'un amplificateur de puissance.

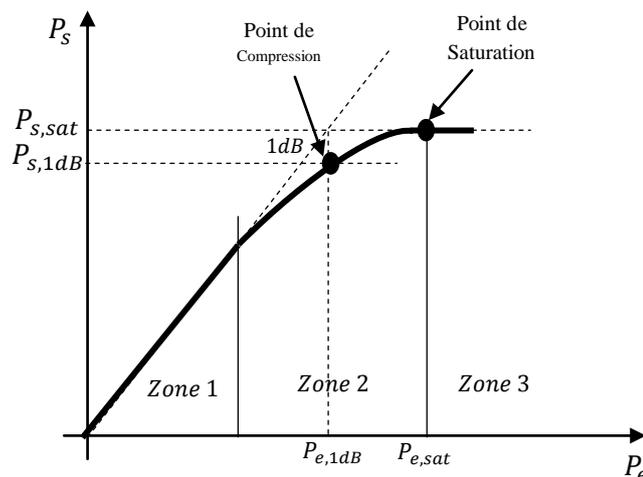


Figure II. 2 Exemple de Caractéristique AM/AM d'un amplificateur de puissance.

Zone 2 : La zone de compression

- Dans cette zone la puissance de sortie de l'HPA n'est plus proportionnelle à celle d'entrée.
- Apparition des distorsions (distorsions d'amplitudes, d'harmoniques, de phase, ou encore d'intermodulations).
- La caractéristique est de plus en plus curviligne.
- Le gain diminue.
- Cette zone contient un point particulier appelé point de compression de l'amplificateur qui est atteint lorsque l'écart entre la courbe de gain de cette zone et le prolongement du gain linéaire de la zone linéaire est de 1 dB, (voir figure. II.2).

Zone 3 : La zone de saturation

- La puissance de sortie du signal reste quasi constante quelle que soit l'entrée.
- L'HPA dans cette zone est saturé.
- Les distorsions sont très importantes.
- Les puissances d'entrée sont très élevées.
- Le bilan énergétique est par conséquent médiocre.
- La forme d'onde du signal d'entrée est quasi détruite.

II.2.1.3 Le recul d'entrée et le recul de sortie

Le signal à la sortie d'un amplificateur présente à la fois des distorsions d'amplitude et de phase dues aux caractéristiques AM/AM et AM/PM. Pour éviter ou réduire ces effets indésirables, on se place généralement le plus proche de la zone linéaire et on est souvent amené à prendre un certain recul par rapport au point de compression à 1 dB ou par rapport la puissance de saturation. On définit alors les notions de recul d'entrée IBO (Input Back-Off) et de sortie OBO (Output Back-Off) par les relations suivantes [35-36] :

$$IBO = 10 \log_{10} \left(\frac{P_{e,1dB}}{P_e} \right) \quad \text{II.5}$$

$$OBO = 10 \log_{10} \left(\frac{P_{s,1dB}}{P_s} \right) \quad \text{II.6}$$

Où P_e et $P_{e,1dB}$ sont respectivement la puissance d'entrée de l'amplificateur et la puissance d'entrée au point de compression. De même P_s et $P_{s,1dB}$ sont respectivement la puissance de sortie de l'amplificateur et la puissance de sortie au point de compression. Les paramètres IBO et OBO caractérisant la zone de fonctionnement de l'HPA sont illustrés par la figure II.3. Plus ces derniers paramètres sont faibles, plus on s'approche de la zone de saturation de l'amplificateur et des distorsions apparaissent. Dans ce cas, le seul avantage serait le rendement énergétique obtenu qui est très important pour le bilan énergétique.

En effet, le rendement d'un amplificateur analogique des classes A, B, AB, et C qui sont les plus utilisés, est donné par l'équation II.7, [37], où θ représente l'angle de conduction du courant drain.

$$\eta = \frac{\theta - \sin(\theta)\cos(\theta)}{2(\sin(\theta) - \theta \cos(\theta))} \frac{1}{OBO} \quad \text{II.7}$$

D'après la figure II.3, on peut constater que lorsque l'OBO est faible, la puissance de sortie est élevée et on a donc un rendement η intéressant. Par contre, lorsque l'OBO est élevé, la puissance de sortie est faible et on s'éloigne donc du point de compression en se rapprochant de la zone linéaire. Par conséquent des très faibles distorsions du signal apparaissent. Ce dernier choix a par conséquent un rendement très faible. Dans ce cas, l'amplificateur consommerait plus d'énergie inutilement. Des techniques permettent de réduire les distorsions des amplificateurs en évitant un trop recul d'entrée; On peut citer entre autre les techniques de linéarisation des amplificateurs de puissance et les techniques de réduction de PAPR que nous verrons plus tard [38-39].

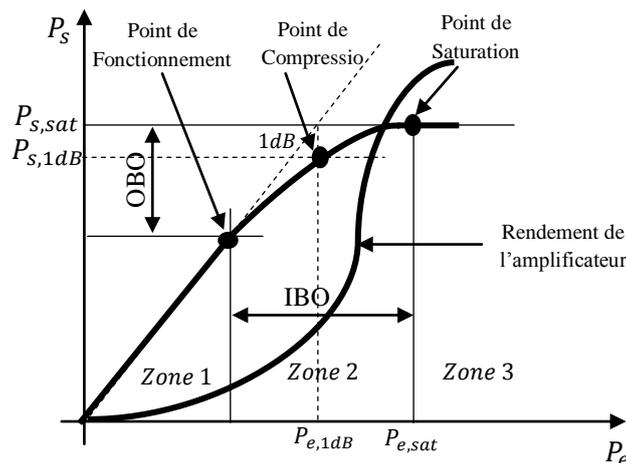


Figure II. 3 Le détail de la caractéristique AM/AM d'un amplificateur de puissance.

II.2.2 Les modèles d'amplificateurs

Nous décrivons d'abord les modèles HPAs en bande de base présents dans la littérature. Dans ce qui suit, $V_e(t)$ et $V_s(t)$ représentent respectivement la variation temporelle en bande de base des signaux complexes présents à l'entrée et à la sortie de l'HPA, avec les niveaux de saturation $V_{e,sat}$ et $V_{s,sat}$.

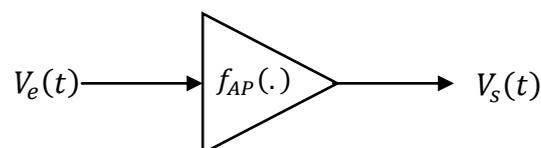


Figure II. 4 Modèle de base de l'amplification.

Le signal de sortie $V_s(t)$ s'écrit sous la forme :

$$\begin{aligned} V_s(t) &= f_{AP}(V_e(t)) \\ &= H_{AP}(r(t))e^{j(\varnothing(t)+\Psi_{AP}(r(t)))} \end{aligned} \quad \text{II.8}$$

Avec $r(t)$ et $\varnothing(t)$ respectivement le module et la phase du signal d'entrée

$V_e(t) = r(t)e^{j\varnothing(t)}$, $H_{AP}(\cdot)$ et $\Psi_{AP}(\cdot)$ sont respectivement les fonctions de transfert AM/AM et AM/PM de l'amplificateur. $f_{AP}(\cdot)$ est la fonction de transfert complexe.

Un modèle d'HPA est habituellement caractérisé par les fonctions de transfert $H_{AP}(\cdot)$ et $\Psi_{AP}(\cdot)$ qui donnent respectivement l'amplitude de la sortie $V_s(t)$ en fonction de l'amplitude d'entrée $V_e(t)$, et la distorsion de phase à la sortie $\Delta\varphi = \text{Arg}(V_s) - \text{Arg}(V_e)$.

Le modèle HPA le plus simple est celui de l'écrêtage idéal. Tous les pics au-dessus d'un certain niveau de saturation sont écrêtés, et tous les autres restent inchangés. La figure II.4 illustre ce phénomène. En effet, puisque aucun changement de phase n'est effectuée, la caractéristique AM/PM est nulle et la relation d'entrée-sortie peut être exprimée par:

$$\frac{V_s}{V_{s,sat}} = \begin{cases} \frac{V_e}{V_{e,sat}} & , |V_e| \leq V_{e,sat} \\ 1 & , \text{ailleurs} \end{cases} \quad \text{II.9}$$

Le gain linéaire de l'HPA est donné par $G_l = \frac{V_{s,sat}}{V_{e,sat}}$. Pourtant, l'hypothèse d'une caractéristique parfaitement linéaire d'un amplificateur est hautement irréaliste.

Un autre modèle simple est le modèle à état solide de Rapp (SSPA) [40]. C'est le modèle couramment utilisé pour les amplificateurs à semi-conducteurs. La caractéristique AM/PM est nulle et la caractéristique AM/AM dépend du facteur de transition (knee factor) P_{Rapp} qui permet d'ajuster la pente de la caractéristique :

$$V_s = \frac{V_e}{\left(1 + \left(\frac{|V_e|}{V_{s,sat}}\right)^{2P_{Rapp}}\right)^{1/2P_{Rapp}}} \quad \text{II.10}$$

Le facteur P_{Rapp} commande la transition du gain d'amplitude afin que l'amplitude d'entrée s'approche à la saturation. Les petites valeurs de P_{Rapp} correspondent au lissage de la caractéristique AM/AM avec une zone non linéaire prononcée. Les grandes valeurs de P_{Rapp} correspondent à un HPA plutôt linéaire. Lorsque P_{Rapp} tend vers l'infini, le modèle Rapp s'approche au modèle d'écrêtage idéal (figure II.5).

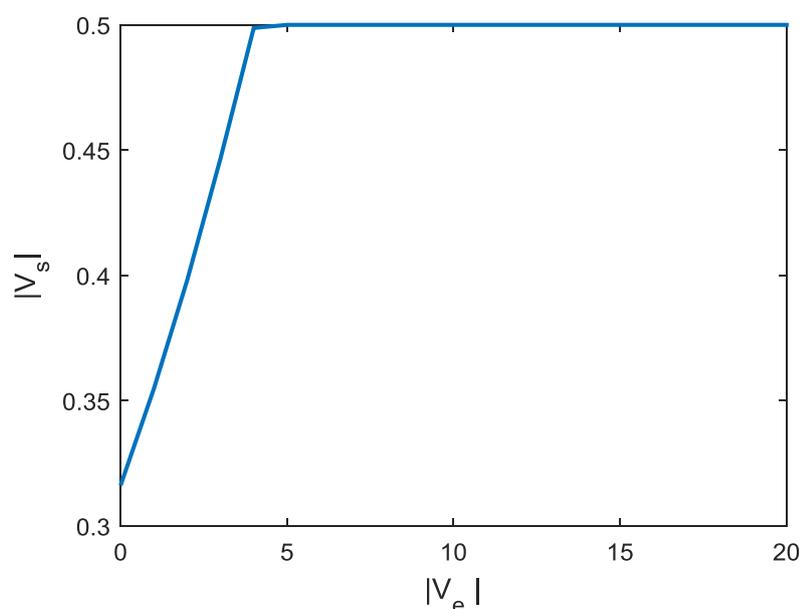


Figure II. 5 Caractéristique AM/AM du modèle à écrêtage idéal.

Le modèle d'amplificateur à état solide en bande de base avec $P_{Rapp} = 2$ est considéré comme une bonne approximation pour un HPA typique dans la gamme de 10 GHz [41]. Nous allons considérer, implicitement un facteur de transition de 2 pour le modèle Rapp, sauf s'il y a une indication contraire.

Le modèle de Saleh (TWTA) est le modèle le plus utilisé pour les amplificateurs à tubes d'ondes progressives [42]. Les relations des caractéristiques AM/AM et AM/PM s'expriment en fonction des paramètres α , β , α_p et β_p . Ainsi on a :

$$V_s = \frac{\alpha |V_e|}{1 + \beta |V_e|^2} \quad \text{II.11}$$

$$\Delta\phi = \frac{\pi}{3} \frac{\alpha_p |V_e|^2}{1 + \beta_p |V_e|^2} \quad \text{II.12}$$

$$\begin{aligned} V_s &= |V_s| \exp(j(\phi_e + \Delta\phi)) \\ &= \frac{\alpha |V_e|}{1 + \beta |V_e|^2} \exp\left(j \frac{\pi}{3} \frac{\alpha_p |V_e|^2}{1 + \beta_p |V_e|^2}\right) \end{aligned} \quad \text{II.13}$$

Les figures II.6 et II.7 illustrent respectivement les caractéristiques AM/AM du modèle de Rapp et du modèle de Saleh. La figure II.8 illustre la caractéristique AM/PM du modèle de Saleh.

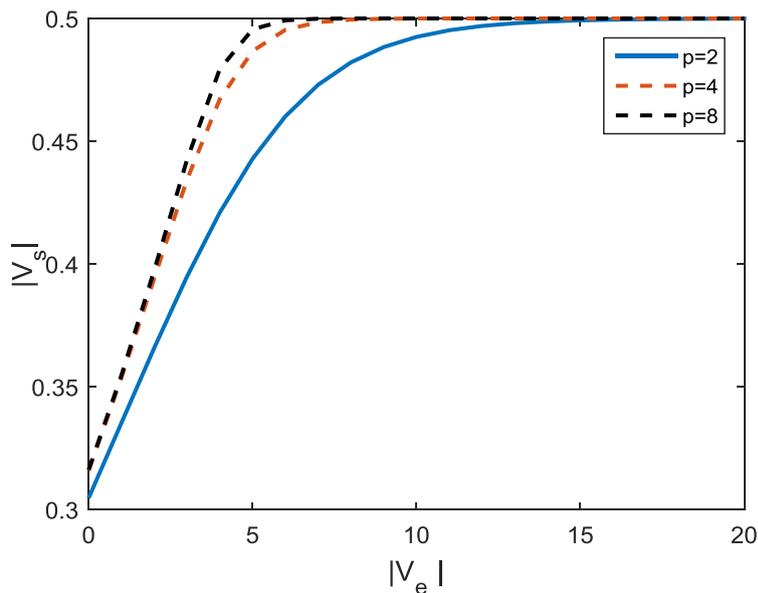


Figure II. 6 Caractéristique AM/AM du modèle Rapp.

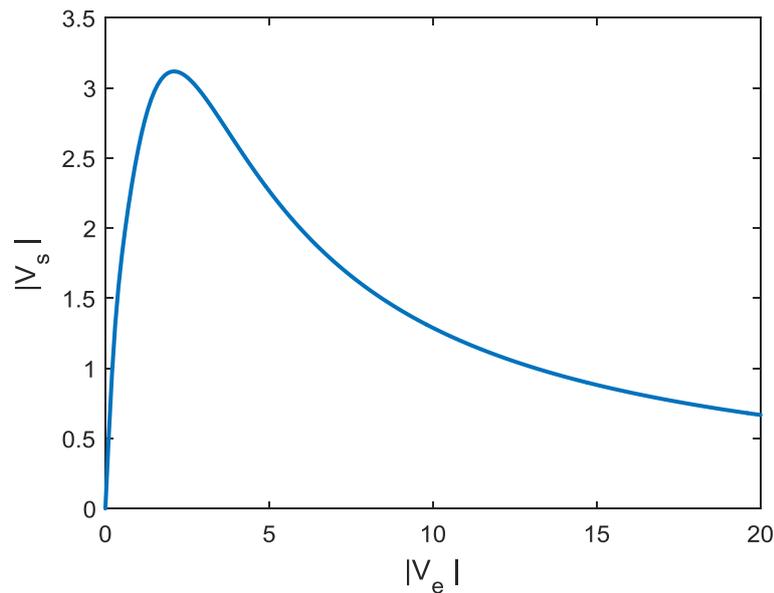


Figure II. 7 Caractéristique AM/AM du modèle Saleh [42].

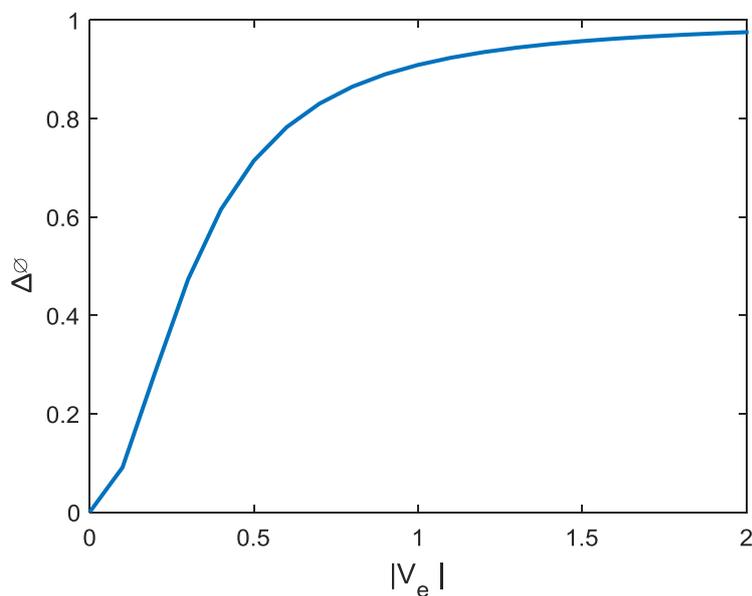


Figure II. 8 Caractéristique AM/PM du modèle Saleh [42].

Les modèles précédents sont utilisés pour les signaux à bande de base. Cependant pour les signaux larges bandes, ces modèles ne sont pas valides. Par conséquent il existe d'autres modèles destinés à ce genre d'applications.

Un comportement statique ou sans mémoire de l'amplificateur signifie que le signal de sortie à un instant donné ne dépend que de l'amplitude du signal d'entrée au

même instant. Cependant, pour un signal large bande, le signal en sortie de l'amplificateur dépend aussi de la fréquence et de la largeur de bande du signal en entrée. Par conséquent, la caractéristique de l'amplificateur n'est pas statique mais dynamique. Ceux sont les effets mémoire. Ces derniers sont dus aux variations d'impédance avec la fréquence des circuits de polarisation des transistors ou d'adaptation de l'amplificateur [43-44].

Les effets mémoire peuvent être aussi dus aux phénomènes électrothermiques liés à la variation de la température des circuits semi-conducteurs [45]. Généralement il existe deux types d'effets mémoire : les effets mémoire à haute fréquence et les effets mémoire à basse fréquence [43]. Pour prendre en compte ces effets, le modèle de l'amplificateur est généralement modifié en utilisant des filtres qui permettent de prendre en compte les variations fréquentielles du signal d'entrée. Les modèles les plus utilisés sont le modèle de Volterra [45], le modèle de Hammerstein [46] et le modèle de Wiener [46].

II.2.3 Effets des amplificateurs non linéaires

Comme on a déjà vu, si aucun recul de puissance suffisant n'est réalisé, les signaux souffrent de la distorsion. L'utilisation des reculs très élevés affecte l'efficacité de puissance. Dans les systèmes pratiques une certaine quantité de distorsion et/ou d'écrêtage doit être tolérée. Au niveau du système, les HPAs non linéaires ont deux conséquences principales. Ils provoquent une dégradation des performances et une repousse spectrale. Alors que la dégradation des performances se traduit par une perte de SNR à un BER donné et la repousse spectrale provoque un rayonnement hors bande.

II.2.3.1 Distorsion dans la bande

Lors de leur passage à travers un HPA, les échantillons des signaux qui se trouvent dans la zone non linéaire subissent une distorsion d'amplitude et/ou de phase qui va affecter la structure de la bande passante du signal transmis. La figure II.9 représente la constellation correspondante avant et après le passage par un HPA de type Rapp. Nous remarquons que la présence de l'HPA déforme le signal transmis. Cela signifie que le système subira une certaine dégradation de la performance même dans l'absence du bruit et des distorsions canal.

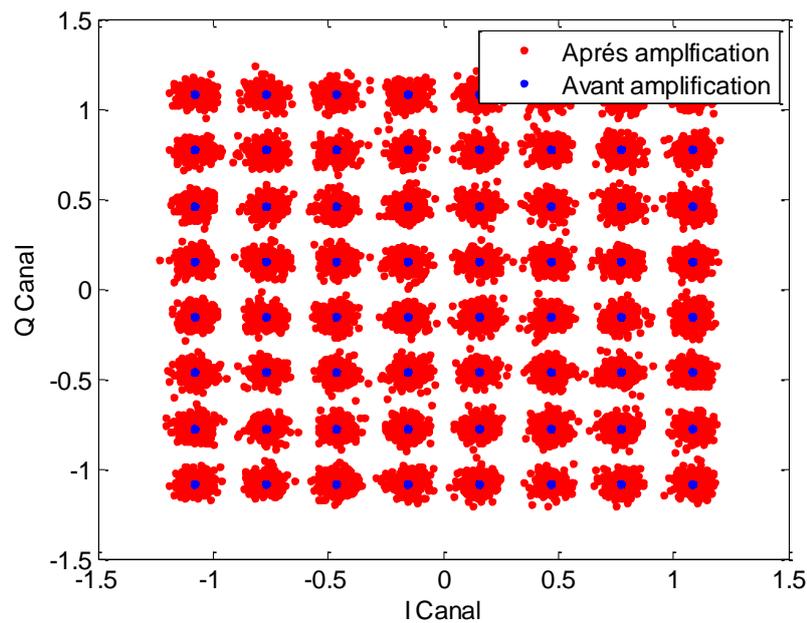


Figure II. 9 Effet de la non-linéarité de l'HPA sur la constellation du signal transmis.

L'EVM (Error Vector Magnitude) est une métrique qui permet d'évaluer la distorsion introduite sur la constellation du signal reçu. La mesure d'EVM est généralement faite sur le signal en bande de base avant la démodulation numérique, en utilisant les deux composantes I et Q. L'EVM est calculé à partir de l'erreur quadratique moyenne de chaque symbole émis et reçu de la constellation. Ceci est illustré par la figure II.10.

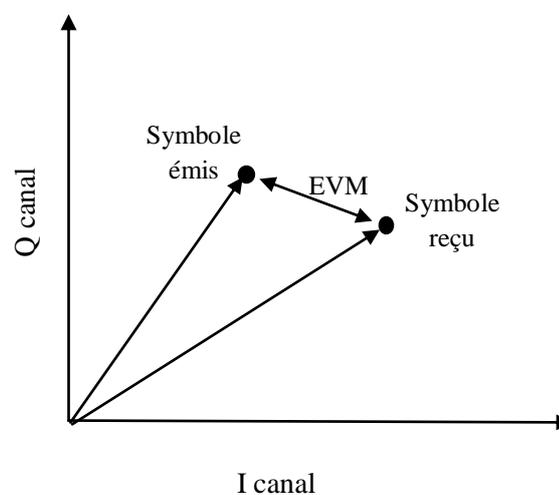


Figure II. 10 Calcul d'EVM sur un symbole d'une constellation.

Il existe plusieurs définitions de l'EVM mais la plus courante est celle qui exprimée par la relation suivante :

$$EVM(\%) = \sqrt{\frac{E\{|S_{k_emis} - S_{k_recu}|^2\}}{E\{|S_{k_emis}|^2\}}} \quad \text{II.14}$$

Où S_{k_emis} désigne le symbole idéal k émis sans distorsion, S_{k_recu} le symbole k reçu après distorsion.

II.2.3.2 Radiation hors bande

Dans tous les systèmes de communication, des limites strictes sont imposées sur les bandes d'émission autorisées et aussi sur les rayonnements hors bande. Les émissions hors bande sont des émissions indésirables à l'extérieur de la bande passante du canal utile résultant du processus de modulation et de non-linéarité de l'HPA. La figure II.11 représente la densité spectrale de puissance du signal transmis avant et après l'amplification. Il est clair que la non-linéarité de l'HPA engendre un rayonnement hors bande et par conséquent une repousse spectrale est apparue.

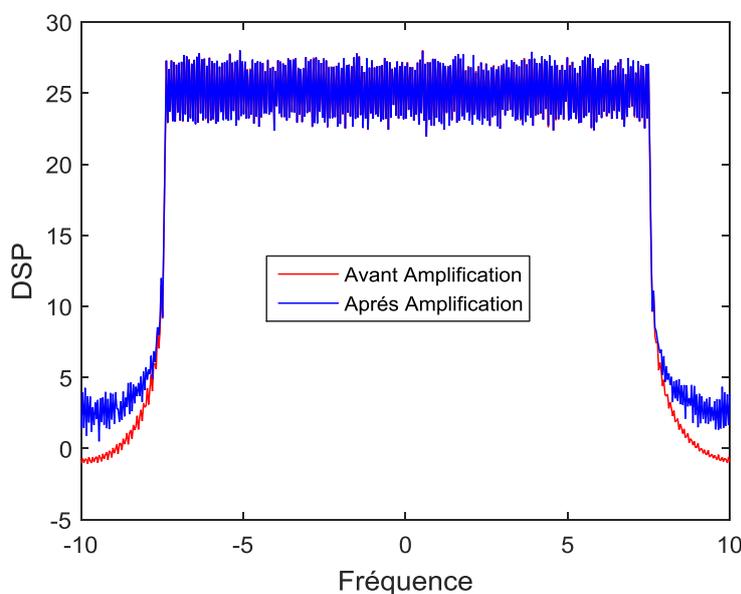


Figure II. 11 Effet de la non-linéarité de l'HPA sur la DSP du signal transmis.

L'ACPR (Adjacent Chanel Power Ratio) est une métrique qui permet de quantifier les remontées spectrales dans les canaux adjacents causés par les non linéarités. L'expression de l'ACPR peut être donnée par le rapport entre la puissance dans la bande principale BW_0 et les puissances dans les bandes adjacentes à droite et à gauche notées respectivement BW_d et BW_g , selon la relation :

$$ACPR = \frac{2 \int_{BW_0} DSP(f)df}{\int_{BW_d} DSP(f)df + \int_{BW_g} DSP(f)df} \quad \text{II.15}$$

II.2.4 Mesure de la plage dynamique du signal

Nous avons vu dans le paragraphe précédent que des distorsions apparaissent lorsqu'un signal est amplifié dans une zone proche de la saturation de l'amplificateur. La solution simple adoptée pour éviter ce phénomène est d'amplifier le signal dans la zone linéaire de l'amplificateur en adoptant un recul d'entrée (IBO) important. Cependant l'un des inconvénients majeurs de ce procédé, est la baisse du rendement énergétique de l'amplificateur. Typiquement, cela se traduit dans les téléphones mobiles, par une plus forte consommation de la batterie qui s'épuiserait plus vite. Un choix judicieux du point de fonctionnement (IBO, OBO) doit donc être trouvé afin de gagner dans les deux plans à savoir un fort rendement et une absence de distorsions. Le compromis dépend intrinsèquement de la nature du signal à l'entrée de l'amplificateur.

En effet lorsque le signal d'entrée possède de fortes excursions autour de sa moyenne, il y a un risque d'amplifier le signal dans une zone proche de la saturation. Par contre lorsque ses excursions sont faibles, amplifier le signal dans la zone critique n'entraînerait pas de distorsions et permettrait d'obtenir un grand rendement. C'est ainsi que la notion de PAPR a été introduite comme critère de choix du point de fonctionnement (IBO, OBO).

En effet, Le PAPR d'un signal $x(t)$ ou (Peak to Average Power Ratio) [47] est par définition le rapport entre la puissance maximale du signal $x(t)$ et sa puissance moyenne sur un temps donné. Cette quantité indique l'amplitude des excursions autour de la valeur du signal d'entrée. Il permet ainsi de déterminer le bon recul d'entrée (IBO)

à adopter afin de s'assurer que les plus grandes excursions du signal soient loin de la zone de saturation.

$$PAPR = \frac{\max_{0 \leq t \leq T} (|x(t)|^2)}{\frac{1}{2} \int_0^T |x(t)|^2 dt} \quad \text{II.16}$$

Dans le domaine logarithmique le PAPR s'écrit comme suit :

$$PAPR(dB) = 10 \log_{10} \frac{\max_{0 \leq t \leq T} (|x(t)|^2)}{\frac{1}{2} \int_0^T |x(t)|^2 dt} \quad \text{II.17}$$

Si on change le signal $x(t)$ par des échantillons à temps discret $x[n]$, l'équation devient :

$$PAPR(dB) = 10 \log_{10} \frac{\max_{0 \leq n \leq N-1} (|x[n]|^2)}{\frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} |x[n]|^2} \quad \text{II.18}$$

Le PAPR à temps discret est généralement différent du PAPR à temps continu. Dans [48] l'auteur démontre que un facteur de sur échantillonnage (Oversampling) $L_{ovs} = 4$ est nécessaire pour une bonne estimation du PAPR à temps continu.

Le PAPR d'un signal en bande de base est différent de celui d'un signal large bande a cause de la transposition fréquentielle RF. Les auteurs de [49] montrent que le PAPR du signal en bande de base ($PAPR_{BB}$) et de signal en RF ($PAPR_{RF}$) sont reliés par la relation suivante :

$$PAPR_{RF}(dB) \leq PAPR_{BB}(dB) + 3dB \quad \text{II.19}$$

Habituellement, le signal est analysé bloc par bloc, où les blocs considérés sont assez longs afin de fournir une bonne statistique pour calculer la puissance moyenne du signal. Avec cette hypothèse, le PAPR par bloc peut être considéré comme une variable aléatoire et on peut se concentrer sur sa fonction de distribution afin d'obtenir des

informations sur la plage dynamique du signal. Il est habituel d'exprimer les variations des signaux sous forme de complément de la fonction de distribution cumulative (CCDF) de PAPR, définis comme suit:

$$CCDF(PAPR) = Pr\{PAPR > \gamma^2 = PAPR_0\} \quad \text{II.20}$$

Le paramètre γ^2 est le seuil, représenté en dB, et la valeur du CCDF indique la probabilité dont le PAPR surpasse ce seuil.

Un signal à faible PAPR possède de faibles excursions autour de sa valeur moyenne; On peut ainsi choisir un point de fonctionnement proche du point de compression sans risquer d'obtenir des distorsions et en garantissant un rendement plus élevé. On peut citer comme exemple, le choix de la modulation GMSK pour le GSM [50-51] qui permet d'obtenir un PAPR nul [52] pour un canal GSM. Par contre un signal à fort PAPR possède des excursions très importantes autour de sa moyenne. Pour ces signaux, le choix d'un point de fonctionnement très éloigné de la zone de saturation de l'amplificateur s'impose. Ce choix est très préjudiciable car le rendement obtenu sera très médiocre. Les signaux multi porteuses comme l'OFDM sont des exemples des signaux à fort PAPR [53].

II.3 Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM)

Les systèmes de transmission multi-porteuses, tel que l'OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing), multiplexent les données sur des porteuses multiples et les transmettent en parallèle. La figure II.12 montre un système général de modulation multi porteuse. Cette technique a été proposée comme une alternative aux systèmes mono porteuse afin de réduire les effets du canal sélectif en fréquence et fournir une transmission des données plus rapide.

L'OFDM utilise des sous-porteuses orthogonales, qui se chevauchent dans le domaine fréquentiel comme l'illustre la figure II.14. Le fait que ces sous-porteuses sont orthogonales et qui se chevauchent, l'efficacité spectrale est très élevée par rapport au multiplexage conventionnel par division de fréquence (FDM), qui requière des bandes de garde entre les sous-bandes adjacentes illustré par la figure II.13.

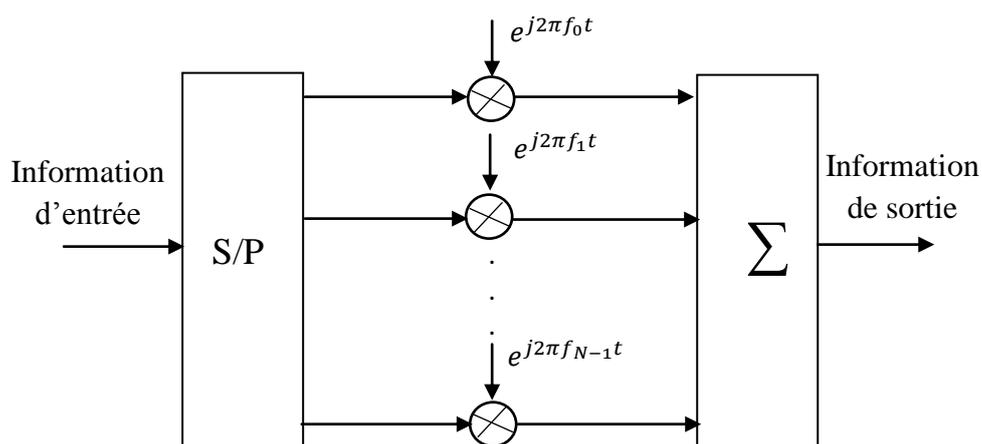


Figure II. 12 Modulation multi porteuse générale.

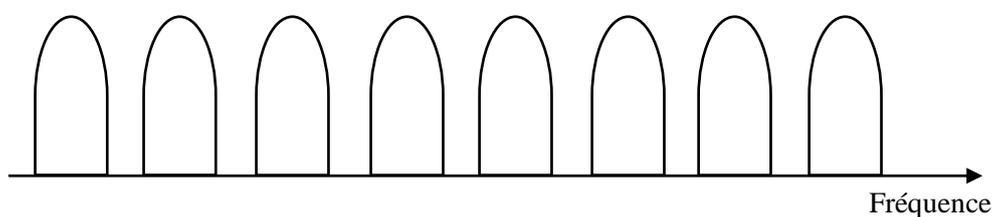


Figure II. 13 Exemple d'un spectre FDM.

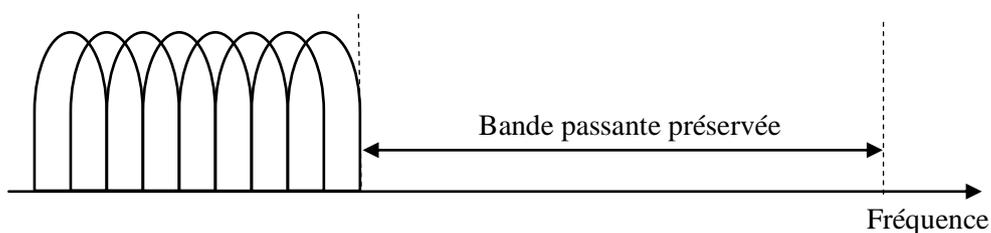


Figure II. 14 Exemple d'un spectre OFDM

II.3.1 Orthogonalité et 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 [54], et les spectres des sous-porteuses se recouvrent mais demeurent orthogonaux entre eux. L'orthogonalité des sous porteuses est représentée par la figure II.15. 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.

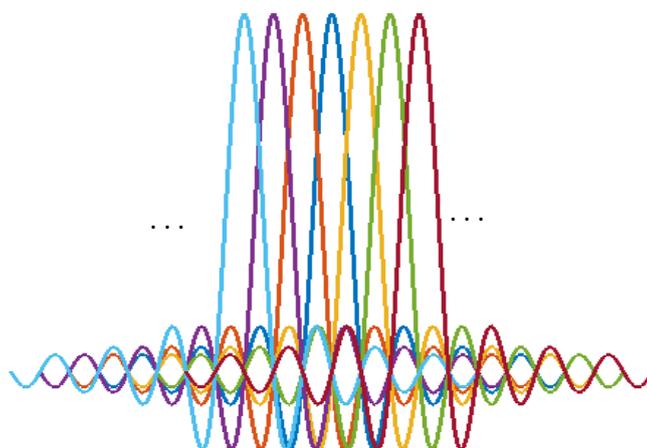


Figure II. 15 Les sous porteuses orthogonales du signal OFDM.

II.3.2 Intervalle de garde et 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-trajet, 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) [55].

Dans le but d'éviter l'utilisation d'égaliseurs 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 le met en évidence la figure II.15. Généralement l'intervalle de garde évite l'IES et conserve l'orthogonalité des sous porteuses seulement dans le cas où il est composé par les derniers symboles de la trame OFDM [56]. Dans ce cas, l'intervalle est appelé préfixe cyclique. Par conséquent, l'égalisation au récepteur devient très simple.

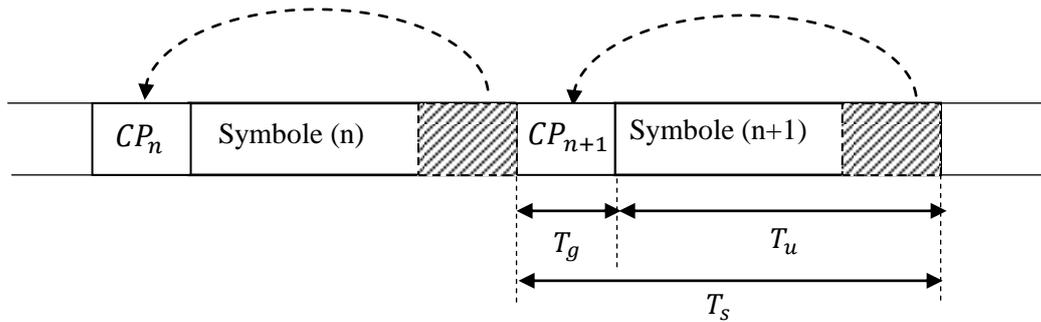


Figure II. 16 Le principe de cyclique préfixe.

À partir de la figure II.16, la relation entre la durée de symbole, la durée utile et l'intervalle de garde nous donne la relation suivante :

$$T_s = T_u + T_g \quad \text{II.21}$$

Éviter l'IES et minimiser l'utilisation d'égalisation a un prix. Ce prix est l'exigence de transmettre plus d'énergie. 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.

II.3.3 Le schéma synoptique du système OFDM

Les synoptiques des figures II.17 et II.18 illustrent les différents modules qui composent la chaîne de transmission OFDM. Le modulateur QAM transforme les données binaires en symboles complexes X_k . 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. Par conséquent, l'effet de canal devient moins nuisible. En appliquant ensuite une transformée de Fourier inverse, on obtient la trame (symbole) OFDM. L>IDFT est utilisée afin de transformer le spectre du signal OFDM au domaine temporel pour la transmission à travers le canal. Un préfixe cyclique CP de durée T_g copie les derniers symboles N_g de la trame OFDM, et les ajoute ensuite au début de la trame. Après conversion parallèle-série P/S, on obtient enfin le symbole OFDM, qui contient $N_s = N + N_g$ symboles de durée totale $T_s = T_u + T_g$ que l'on transmet à travers un canal, que nous modélisons par un canal à évanouissements. À la réception, les opérations inverses sont réalisées, commençant par la suppression du

préfixe cyclique, la décomposition spectrale des échantillons reçus en utilisant l'algorithme DFT, et enfin la démodulation est utilisée pour retrouver les données binaires transmises.

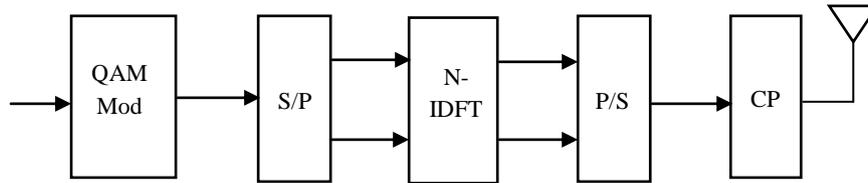


Figure II. 17 Schéma bloc d'un émetteur OFDM.

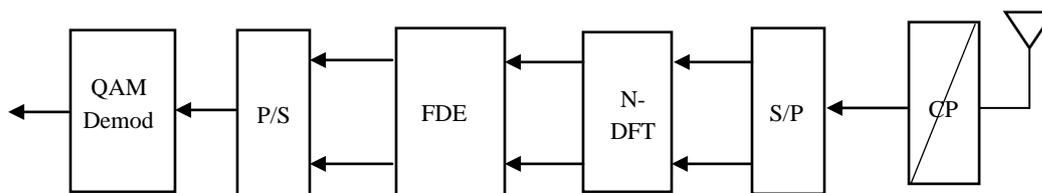


Figure II. 18 Schéma bloc du récepteur OFDM.

II.4 Le système OFDMA

Pour l'accès multiple, l'OFDM peut être combinée avec TDMA, FDMA et CDMA. La combinaison avec FDMA mène au système OFDMA. Le système OFDMA est une version multi utilisateur du système OFDM, et tout ce qui a été mentionné précédemment à propos du système OFDM est également valable pour le système OFDMA. Dans un système OFDMA, on donne à chaque utilisateur certaines sous-porteuses pendant un certain temps pour communiquer. Un des problèmes majeurs de système OFDMA est la synchronisation dans la voie montante, parce que chaque utilisateur doit transmettre sa trame et évite d'interférer avec les autres utilisateurs. Le système OFDMA pour les communications mobiles a été proposé dans [57-63].

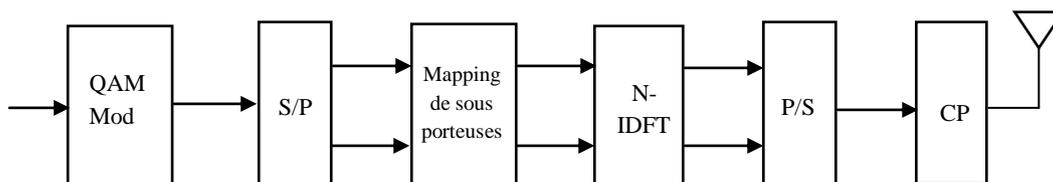


Figure II. 19 Schéma bloc d'émetteur OFDMA.

Les figures II.19 et II.20 représentent successivement les schémas synoptiques du système OFDMA en émission puis en réception.

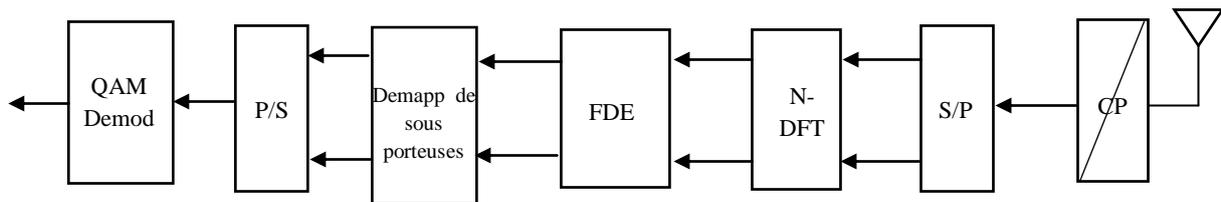


Figure II. 20 Schéma bloc du récepteur OFDMA.

II.5 Le système SC-FDE

Autre que les systèmes multi porteuses, il existe une nouvelle technique mono-porteuse, qui est également très pratique pour réduire les effets des évanouissements sélectifs en fréquence. SC-FDE associe la technique de modulation mono-porteuse avec l'égalisation dans le domaine fréquentiel afin de lutter contre l'effet des évanouissements sélectifs en fréquence [64-66]. La différence principale entre les systèmes classiques de transmission mono porteuse et le SC-FDE est le traitement par bloc met en œuvre. En effet, les symboles de modulation SC-FDE ne sont pas transmis de manière séquentielle à travers le canal comme le cas des systèmes mono porteuse mais sont regroupés en blocs avant d'être transmis. Les figures II.21 et II.22 représentent le schéma synoptique d'un système SC-FDE. Le modulateur QAM transforme les données binaires en symboles complexes X_k . Ensuite, un préfixe cyclique de durée T_g copie les derniers symboles N_g de la trame, et les ajoute ensuite au début de la trame avant transmission à travers le canal. Cela se fait avec un prix de la bande passante et de la perte d'énergie dus à la présence des données redondantes. Le récepteur transforme le signal en domaine de fréquence en appliquant N points DFT. Il effectue ensuite l'égalisation dans le domaine fréquentiel et une IDFT est utilisée pour transformer de nouveau le signal mono porteuse au domaine temporel pour que le détecteur puisse récupérer les symboles émis.

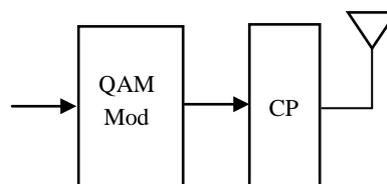


Figure II. 21 Schéma bloc d'émetteur SC-FDE.

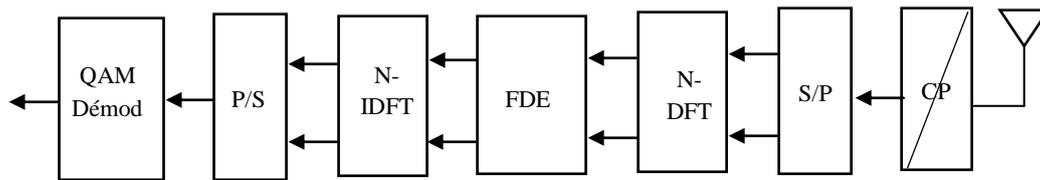


Figure II. 22 Schéma bloc de récepteur SC-FDE.

L'égalisation du canal est essentiellement une technique de filtrage inverse qui compense les distorsions linéaires introduites par les canaux de propagation à trajets multiples. Pour les systèmes linéaires invariants dans le temps (SLIT), le filtrage linéaire est une opération de convolution dans le domaine temporel et une opération de multiplication dans le domaine des fréquences. La figure II.23 illustre le problème de l'égalisation.

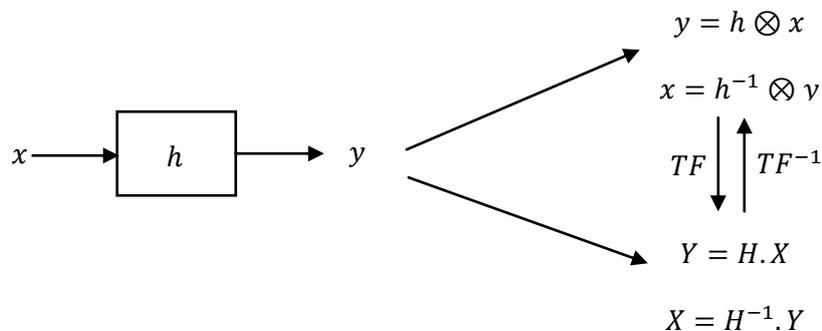


Figure II. 23 Égalisation dans le domaine temporel et fréquentiel.

Pour les canaux à haut débit, les égaliseurs dans le domaine temporel ne sont pas très pratiques en raison de la réponse d'impulsion très longue du canal dans le domaine temporel. Cependant, l'égalisation dans le domaine fréquentiel peut être facilement mise en œuvre en utilisant des techniques de traitement du signal numérique. De plus, pour les canaux large bande, la complexité des égaliseurs en domaine fréquentiel est nettement inférieure à l'équivalent dans le domaine temporel, car la taille de DFT ne se développe pas de façon linéaire avec la longueur de la réponse du canal. Comme on peut le constater dans la figure II.23. L'idée principale derrière

l'égalisation dans le domaine fréquentiel est de convertir le signal reçu dans le domaine temporel y à un signal Y dans le domaine fréquentiel. En divisant le signal dans le domaine fréquentiel point par point sur la réponse fréquentielle estimée du canal. Une estimation du signal transmis x est obtenue en convertissant X en domaine temporel.

SC-FDE offre une performance similaire à l'OFDM avec essentiellement la même complexité, même pour une réponse de canal à long terme. En effet, les deux systèmes utilisent les mêmes composants de communication et la seule différence réside dans l'emplacement du bloc IDFT. Ainsi, on peut espérer que les deux systèmes peuvent avoir des performances similaires de la liaison et une bonne efficacité spectrale [67]. Comparativement avec l'OFDM, les systèmes SC-FDE ont l'avantage de fonctionner à un faible PAPR en raison de la mono porteuse à l'émetteur. Ils offrent également une bonne robustesse à des valeurs spectrales nulles. Ils effectuent une détection de données dans le domaine temporel, par contre l'OFDM effectue une détection de données par sous porteuse dans le domaine fréquentiel [68]. En outre, les systèmes SC-FDE sont moins sensibles au décalage fréquentiel des porteuses CFO et nécessitent moins de complexité à l'émetteur. Dans la littérature, ils existent plusieurs travaux de comparaison entre OFDM et SC-FDE [67-72].

En résumé, les systèmes OFDM et SC-FDE tentent de résoudre le problème de la propagation multi trajet. La propagation par trajets multiples provoque l'interférence entre symboles (IES) dans le domaine temporel et une sélectivité fréquentielle dans le domaine des fréquences. L'OFDM élimine l'IES en prolongeant la durée de symbole et de compenser le faible débit de données en utilisant plusieurs sous porteuses orthogonales. D'un autre côté le SC-FDE aborde la question de la sélectivité fréquentielle en effectuant une égalisation fréquentielle au niveau du récepteur tout en utilisant un seul support avec un débit de données élevé.

II.6 Le système SC-FDMA

Le SC-FDMA (Single Carrier Frequency Division Multiple Accès), est une technique d'accès multiple qui combine la technique de transmission mono porteuse SC-FDE et une allocation de ressource radio par répartition de fréquences FDMA. Il a été proposé dans le cadre de la norme 3GPP LTE des réseaux cellulaires pour les communications à voix montante, c'est à dire des téléphones portables MS aux BS. Ce système d'accès multiple est très largement exposé par les américains Hyung G.Myung

et David J. Goodman dans leur livre [68]. Il est par construction très proche du système OFDMA et possède par conséquent des performances similaires à ce dernier. Son principal avantage est son faible PAPR (Peak to Average Power Ratio) très bénéfique pour la réduction de la consommation énergétique des mobiles. Par conséquent, il est adopté pour la voix montante de la norme 3GPP LTE de 2008 à la place de l'OFDMA.

II.6.1 L'émetteur SC-FDMA

La modulation SC-FDMA est une technique de transmission mono porteuse très proche de la modulation OFDMA. Cette technique consiste à répartir sur un grand nombre de porteuses, non pas directement les symboles source comme en OFDM, mais leur représentation fréquentielle après les avoir réparties sur la bande du système selon un certain mode que nous présenterons dans les parties suivantes. La figure II.24 représente la chaîne d'émission d'un tel système.

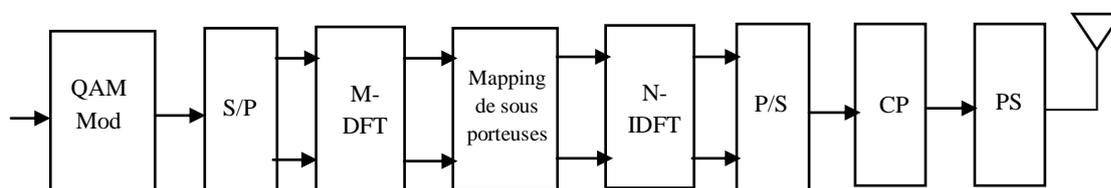


Figure II. 24 Schéma bloc d'émetteur SC-FDMA.

Dans ce système, l'entrée du modulateur DFT est le bloc des symboles sources de la modulation QAM. Ce modulateur transforme le bloc en M symboles fréquentiels qui viennent ensuite moduler un ensemble de M sous-porteuses choisies parmi N ($N > M$). Cette répartition des symboles fréquentiels a pour objectif l'étalement spectral du signal et le multiplexage fréquentiel des signaux des différents utilisateurs. La sortie du multiplexeur est enfin ramenée dans le domaine temporel par un modulateur IDFT pour donner les symboles de sortie. On peut remarquer que cette dernière partie de la chaîne est la même que celle de l'OFDMA. Donc, on peut considérer le système SC-FDMA comme un système OFDMA avec un pré-codage DFT. L'étalement spectral du signal a pour but d'augmenter la largeur de bande du système afin de réaliser un multiplexage fréquentiel. Si le facteur d'étalement spectral est Q , alors le nombre total de sous canaux du système serait $N = M.Q$, M étant la portion de sous porteuses allouée à chaque

utilisateur. Ainsi, le système peut supporter au maximum Q utilisateurs orthogonales, chacun occupe M sous porteuses distinctes.

Un intervalle de garde CP est aussi introduit pour réduire l'interférence entre les blocs émis due par l'effet multi-trajet du canal, mais également de rendre circulaire la convolution du canal afin de simplifier l'égalisation fréquentielle au récepteur.

De plus, pour prévenir l'interférence entre symboles introduit par le canal, on utilise des filtres linéaires de mise en forme PS (Pulse Shaping) afin de réduire l'énergie du signal en dehors de la bande passante autorisée [73]. Les filtres en cosinus surélevé sont les plus utilisés dont les équations temporelles et fréquentielles sont données en II.22 et II.23 où α représente le facteur Roll-off du filtre. La figure II.25 représente la réponse impulsionnelle et la figure II.26 représente la réponse fréquentielle du filtre pour quelques valeurs du facteur Roll-off.

$$p(t) = \frac{\sin(\pi t/T)}{\pi t/T} \cdot \frac{\cos(\pi \alpha t/T)}{1 - 4\alpha^2 t^2/T^2} \quad \text{II.22}$$

$$P(f) = \begin{cases} \frac{T}{2} \left\{ 1 + \cos \left[\frac{\pi T}{\alpha} \left(|f| - \frac{1-\alpha}{2T} \right) \right] \right\}, & 0 \leq |f| \leq \frac{1-\alpha}{2T} \\ \frac{T}{2} \left\{ 1 - \cos \left[\frac{\pi T}{\alpha} \left(\frac{1+\alpha}{2T} - |f| \right) \right] \right\}, & \frac{1-\alpha}{2T} \leq |f| \leq \frac{1+\alpha}{2T} \\ 0, & |f| \geq \frac{1+\alpha}{2T} \end{cases} \quad \text{II.23}$$

La bande passante du canal de transmission ainsi que le débit de transmission sont donnés par :

$$W_{canal} = N \cdot \Delta f \quad \text{II.24}$$

$$R_{canal} = \frac{N}{Q} \cdot R_{source} \quad \text{II.25}$$

Où $\Delta f = \frac{1}{T_s}$ est l'espacement entre les sous-canaux, avec T_s la durée d'un symbole et R_{source} le débit source de chaque utilisateur.

Soit f_n l'ensemble des fréquences porteuses orthogonales du système, et f_c la fréquence centrale du signal transmis dans le canal. On a la relation suivante :

$$f_n = f_c + n \cdot \Delta f \text{ avec } 0 \leq n \leq N - 1$$

II.26

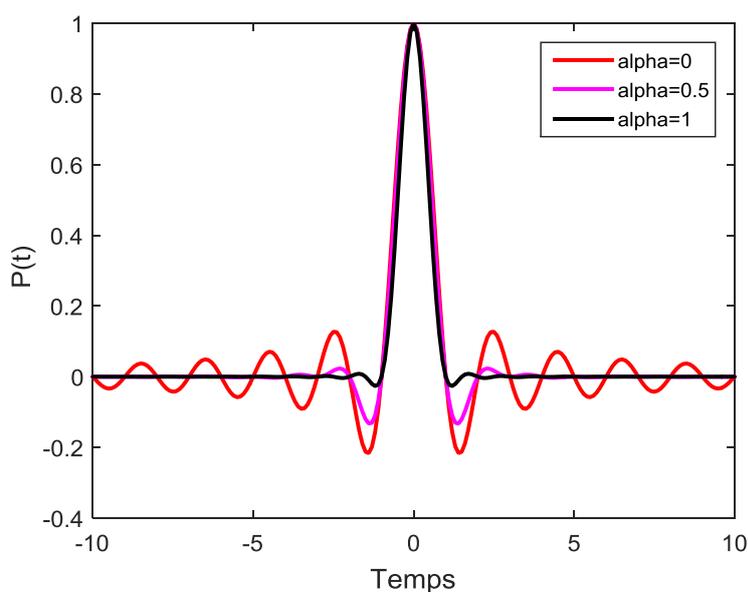


Figure II. 25 Filtre de mise en forme en Cosinus surélevé dans le domaine temporel.

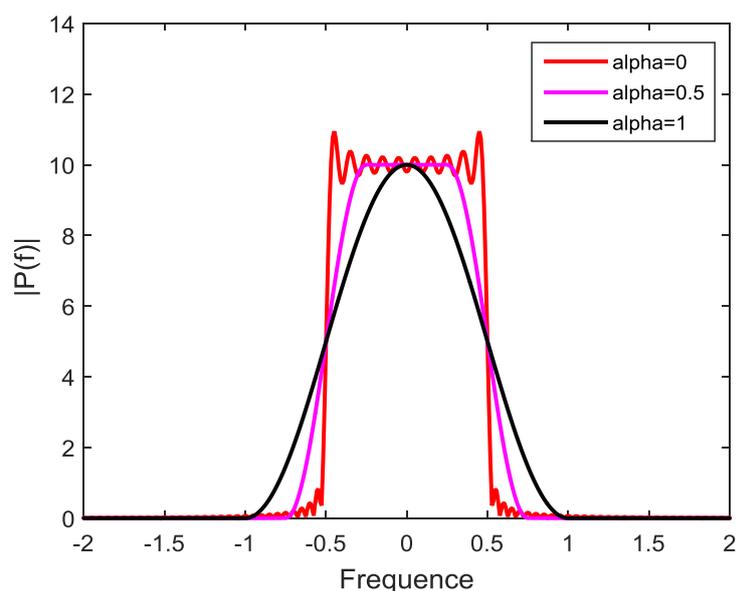


Figure II. 26 Filtre de mise en forme en Cosinus surélevé dans le domaine fréquentiel.

II.6.2 Le récepteur SC-FDMA

Le principe de la démodulation du système SC-FDMA consiste à démoduler le signal sur chacune des sous porteuse f_n du système. Après suppression de l'intervalle de garde, un démodulateur DFT permet d'obtenir les symboles modulant chaque porteuse

f_n . Un égaliseur est ensuite mis en œuvre, comme dans la technique SC-FDE, dont le but de réduire la contribution du canal sur chaque sous porteuse du signal, et de récupérer ainsi les symboles fréquentiels. Un démodulateur IDFT permet ensuite de récupérer les symboles sources du système. La figure II.27 illustre ce principe de démodulation.

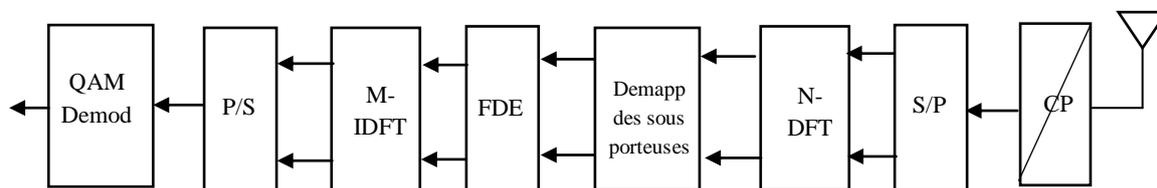


Figure II. 27 Schéma bloc du récepteur SC-FDMA.

II.6.3 Allocation des ressources radio dans le système SC-FDMA

Dans la modulation SC-FDMA, le multiplexage des utilisateurs du système est effectué dans le domaine fréquentiel. Pour supporter un grand nombre d'utilisateurs simultanés, le système utilise la technique de l'étalement spectral permettant d'augmenter la ressource spectrale à partager. Ainsi chaque utilisateur se voit allouer une portion de la largeur de bande totale du système, de manière à éviter toute interférence avec un autre utilisateur. Deux modes d'allocations de ressources existent pour cette modulation : Il s'agit du mode distribué et du mode localisé.

II.6.3.1 Allocation de ressource en mode distribué

Dans le mode distribué les M symboles fréquentiels, correspondant à la sortie du modulateur DFT de l'émetteur, viennent moduler un multiplex de M sous-porteuses régulièrement réparties sur toute la largeur de la bande passante du système comme l'illustre la figure II.28. Les $N - M$ sous-porteuses non modulées sont affectées à des signaux nuls. La modulation SC-FDMA qui utilise ce mode d'allocation est appelée IFDMA ou (Interleaved-FDMA) [74-75]. L'IFDMA comporte plusieurs avantages. Il permet d'une part de garantir l'orthogonalité entre les différents utilisateurs du système, mais possède également une grande diversité fréquentielle du fait de la répartition des porteuses modulées sur toute la bande passante. Cette technique est aussi très intéressante du point de vue implémentation. Ce signal peut être généré dans le domaine temporel sans utilisation des modulateurs DFT et IDFT grâce à une simple compression et répétition du signal source à transmettre avec un déphasage propre à

chaque utilisateur. Par contre le système I-FDMA est très sensible aux offsets des fréquences qui sont souvent introduits par une mauvaise synchronisation ou une forte mobilité causant ainsi une perte d'orthogonalité entre les utilisateurs.

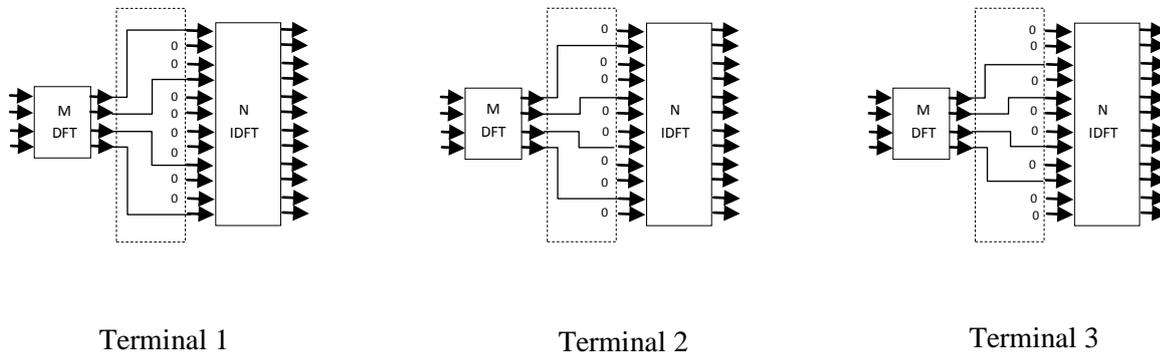


Figure II. 28 Le Mapping I-FDMA.

Le spectre du signal ISC-FDMA est donné par la figure II.29.

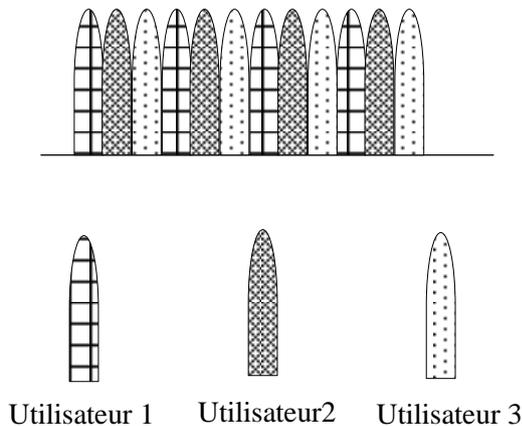


Figure II. 29 Spectre du signal ISC-FDMA au récepteur.

II.6.3.2 Allocation de ressource en mode localisé

L'autre mode d'allocation de ressources utilisé dans la modulation SC-FDMA est beaucoup plus robuste et a été adopté pour la voix montante de la norme LTE. Il s'agit du mode localisé qui donne son nom au système L-FDMA ou (Localized FDMA) [76]. Cette fois-ci les M symboles fréquentiels correspondant à la sortie du modulateur DFT, viennent moduler un multiplexe de M sous porteuses contigües ; les $N - M$ autres sous

porteuses non modulées étant affectées à des signaux nuls comme l'illustre la figure II.30. Les sous porteuses n'étant plus réparties sur toute la bande du système, on perd en diversité fréquentielle. Par contre le système est plus robuste à l'offset de fréquence en garantissant dans ce cas l'orthogonalité des signaux des différents utilisateurs.

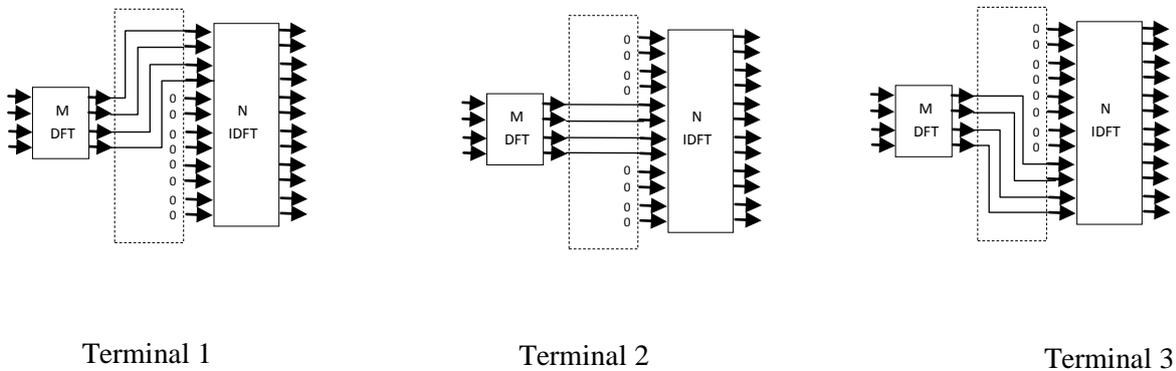


Figure II. 30 Le Mapping L-FDMA.

Le spectre du signal LSC-FDMA est donné par la Figure II.31.

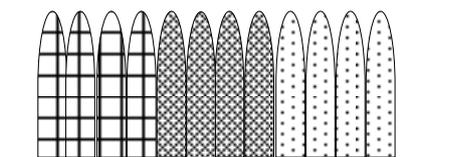


Figure II. 31 Spectre du signal LSC-FDMA au récepteur.

II.6.4 Expressions analytiques du signal SC-FDMA

II.6.4.1 IFDMA

La sortie du modulateur QAM, $[m]$, entre dans un processus DFT pour donner les symboles fréquentielles $X[i]$. Ces symboles sont passés par un multiplexeur d'allocation des ressources comme suit :

$$\tilde{X}[k] = \begin{cases} X[k/Q], & k = Q \cdot m_1, m_1 = 0, 1, \dots, M - 1 \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases} \quad \text{II.27}$$

La sortie $\tilde{x}[n]$ de IDFT avec $n = M \cdot q + m$ pour $q = 0, 1, \dots, Q - 1$ et $m = 0, 1, \dots, M - 1$ peut exprimer comme suit :

$$\begin{aligned}
 \tilde{x}[n] &= \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} \tilde{X}[k] e^{j2\pi \frac{n}{N} k} \\
 &= \frac{1}{Q} \cdot \frac{1}{M} \sum_{m_1=0}^{M-1} X[m_1] e^{j2\pi \frac{n}{M} m_1} \\
 &= \frac{1}{Q} \cdot \frac{1}{M} \sum_{m_1=0}^{M-1} X[m_1] e^{j2\pi \frac{Mq+m}{M} m_1} \\
 &= \frac{1}{Q} \left(\frac{1}{M} \sum_{m_1=0}^{M-1} X[m_1] e^{j2\pi \frac{Mq+m}{M} m_1} \right) \\
 &= \frac{1}{Q} \cdot x[m]
 \end{aligned}$$

II.28

Elle se révèle être une répétition du signal d'entrée original $x[m]$ à l'échelle de $\frac{1}{Q}$ dans le domaine temporel [77]. Dans l'IFDMA où le mapping des sous porteuses commence par la r^{eme} sous-porteuse, l'étalement DFT peut s'écrire comme suit :

$$\begin{aligned}
 \tilde{x}[n] &= \tilde{x}[Mq + m] \\
 &= \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} \tilde{X}[k] e^{j2\pi \frac{n}{N} k} \\
 &= \frac{1}{Q} \cdot \frac{1}{M} \sum_{m_1=0}^{M-1} X[m_1] e^{j2\pi \left(\frac{n}{M} m_1 + \frac{n}{N} r \right)} \\
 &= \frac{1}{Q} \cdot \frac{1}{M} \sum_{m_1=0}^{M-1} X[m_1] e^{j2\pi \frac{(Mq+m)m_1}{M}} e^{j2\pi \frac{n}{N} r} \\
 &= \frac{1}{Q} \cdot \left(\frac{1}{M} \sum_{m_1=0}^{M-1} X[m_1] e^{j2\pi \frac{m m_1}{M}} \right) \cdot e^{j2\pi \frac{n}{N} r}
 \end{aligned}$$

$$= \frac{1}{Q} \cdot e^{j2\pi\frac{n}{N}r} \cdot x[n] \quad \text{II.29}$$

Par rapport à l'équation II.28, on peut voir que le décalage de fréquence d'allocation des sous porteuse démarrée par la sous-porteuse r entraîne une rotation de phase de $e^{j2\pi\frac{n}{N}r}$ en IFDMA.

II.6.4.2 LFDMA

Dans la technique SC-FDMA pour LFDMA, l'entrée IDFT, $\tilde{X}[k]$ du transmetteur peut être exprimée comme suit :

$$\tilde{X}[k] = \begin{cases} X[k], & k = 0, 1, \dots, M-1 \\ 0, & k = M, M+1, \dots, N-1 \end{cases} \quad \text{II.30}$$

La sortie du bloc IDFT, $\tilde{x}[n]$, avec $n = Q \cdot m$ pour $q = 0, 1, \dots, Q-1$ peut être exprimée de la manière suivante :

$$\begin{aligned} \tilde{x}[n] = \tilde{x}[Qm + q] &= \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} \tilde{X}[k] e^{j2\pi\frac{n}{N}k} \\ &= \frac{1}{Q} \cdot \frac{1}{M} \sum_{k=0}^{M-1} X[k] e^{j2\pi\frac{(Qm+q)k}{QM}} \end{aligned} \quad \text{II.31}$$

Pour $q = 0$, l'équation II.31 devient:

$$\begin{aligned} \tilde{x}[n] = \tilde{x}[Qm] &= \frac{1}{Q} \cdot \frac{1}{M} \sum_{k=0}^{M-1} X[k] e^{j2\pi\frac{Qmk}{QM}} \\ &= \frac{1}{Q} \cdot \frac{1}{M} \sum_{k=0}^{M-1} X[k] e^{j2\pi\frac{mk}{M}} = \frac{1}{Q} \cdot x[m] \end{aligned} \quad \text{II.32}$$

Pour $q \neq 0$, $X[k] = \sum_{p=0}^{M-1} x[p] e^{-j2\pi\frac{p}{N}k}$, l'équation II.30 devient :

$$\tilde{x}[n] = \tilde{x}[Qm + q]$$

$$\begin{aligned}
&= \frac{1}{Q} \left(1 - e^{j2\pi\frac{q}{Q}}\right) \cdot \frac{1}{M} \sum_{p=0}^{M-1} \frac{x[p]}{1 - e^{j2\pi\left\{\frac{(m-p)+q}{M} + \frac{q}{QM}\right\}}} \\
&= \frac{1}{Q} e^{j\pi\frac{(M-1)q-Qm}{QM}} \cdot \sum_{p=0}^{M-1} \frac{\sin\left(\pi\frac{q}{Q}\right)}{M\sin\left(\pi\frac{(Qm+q)}{QM} - \pi\frac{p}{M}\right)} \cdot \left(e^{j\pi\frac{p}{M}}x[p]\right) \quad \text{II.33}
\end{aligned}$$

II.7 Évaluation des performances de système SC-FDMA

Dans cette section nous évaluerons par simulation les performances du système SC-FDMA. Ainsi, nous simulerons les performances d'OFDMA pour la comparaison.

II.7.1 Le CCDF de PAPR

Nous évaluerons le CCDF de PAPR pour SC-FDMA et OFDMA pour différentes valeurs du facteur Roll-Off du filtre de mise en forme et différents formats de modulation. Un facteur de sur échantillonnage de 4 sera utilisé et 10^5 blocs de données seront générés pour calculer le CCDF de PAPR. Les paramètres du tableau II.1 seront exploités dans la simulation.

Paramètres	Valeurs
Bande passante du système	5MHz
N	512
M	256
Longueur de CP	20
Technique de Mapping	Localisée et distribuée
Type de modulation	QPSK et 16QAM
facteur de sur échantillonnage	4

Tableau II. 1 Les paramètres de simulation du système SC-FDMA.

Le CCDF de PAPR pour SC-FDMA et OFDMA est représenté dans les figures II.32 et II.33 pour la modulation QPSK et 16QAM, respectivement. Le filtre de mise en forme utilisé est un cosinus surélevé avec un factor Roll-Off de 0.22. Il est clair que le système ISC-FDMA a un PAPR plus faible que celui de système OFDMA, d'environ 5,9 dB pour une modulation QPSK et d'environ 4 dB pour une 16QAM, tandis que le PAPR du système LSC-FDMA est inférieure à celui de système OFDMA d'environ 3,6 dB pour la modulation QPSK et d'environ 2,7 dB pour 16QAM, mais supérieure à celui de

système ISC-FDMA d'environ 2.2 pour QPSK et d'environ 1,3 dB pour la modulation 16QAM. Ces dernières figures de CCDF montrent également que le PAPR du système SC-FDMA dépend du format de la modulation utilisée.

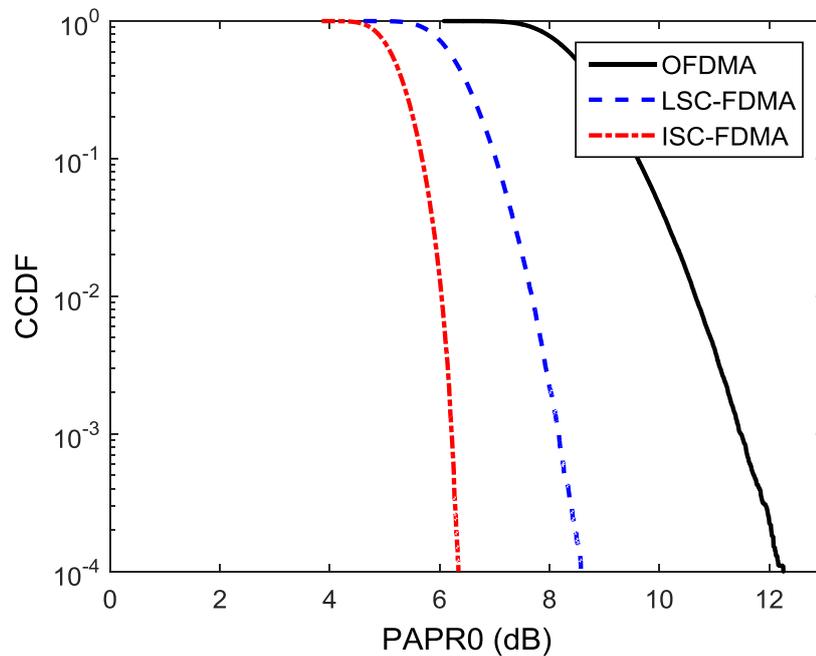


Figure II. 32 Comparaison de CCDF du PAPR entre SC-FDMA et OFDMA pour QPSK.

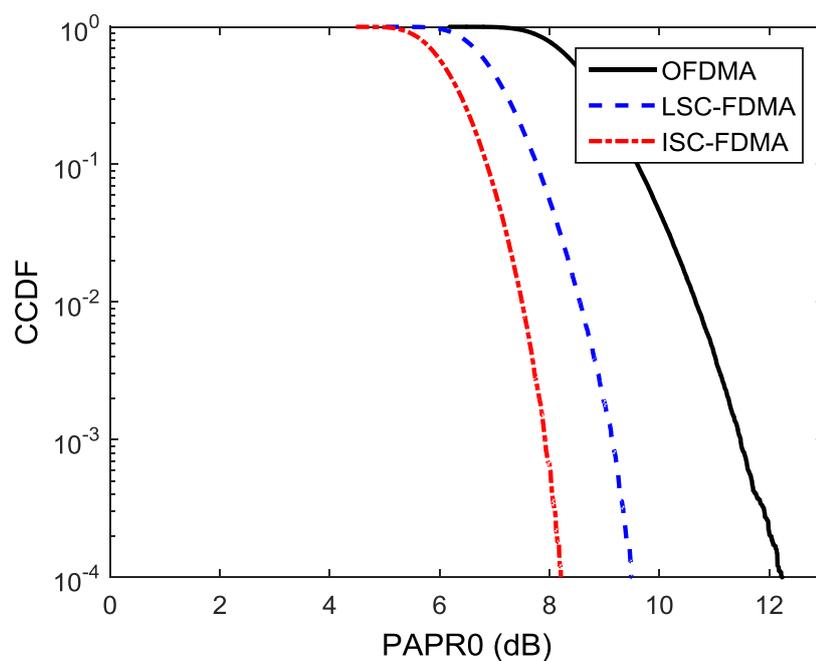


Figure II. 33 Comparaison de CCDF du PAPR entre SC-FDMA et OFDMA pour 16QAM.

Une comparaison complète du PAPR pour les différents formats de modulation à un $CCDF = 10^{-4}$ est présentée dans le tableau II.2. Il est clair que les systèmes LSC-FDMA et ISC-FDMA ont des valeurs de PAPR inférieures à celles du système OFDMA.

	QPSK	16QAM
ISC-FDMA	6.34	8.19
LSC-FDMA	8.57	9.48
OFDMA	12.25	12.18

Tableau II. 2 Les valeurs de PAPR à 10^{-4} pour les différents systèmes.

II.7.2 Effet du facteur Roll-Off sur le CCDF

L'effet du filtre de mise en forme sur le CCDF de PAPR de système SC-FDMA est simulé dans cette partie. Le filtre utilisé est de type RC avec un facteur Roll-Off = 0, 0.2, 0.4, 0.6, 0.8 et 1. La modulation QPSK est utilisée dans cette évaluation.

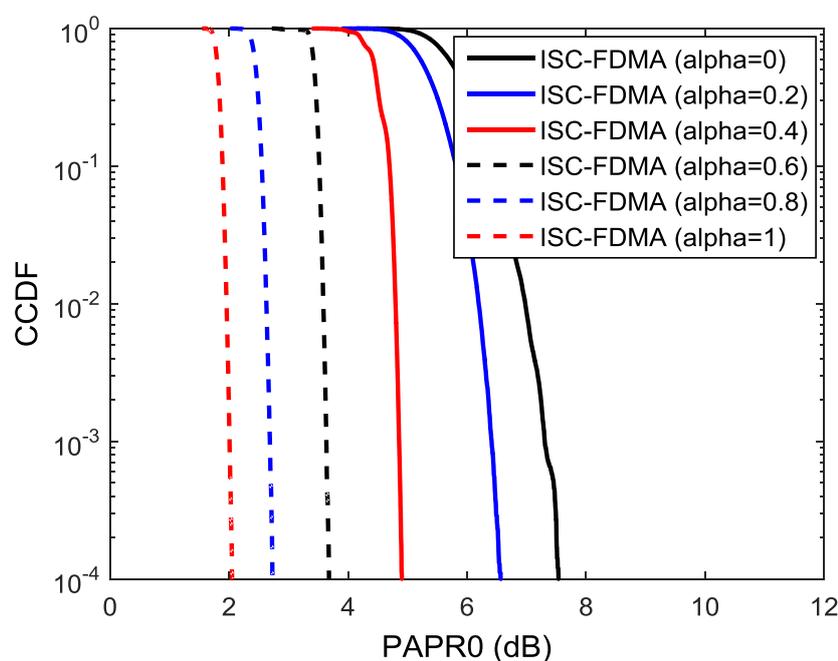


Figure II. 34 Comparaison des CCDFs de PAPR pour ISC-FDMA avec différentes valeurs de facteur Roll-Off.

Les figures II.34 et II.35 représentent l'effet du facteur roll-off sur le CCDF de PAPR des systèmes ISC-FDMA et LSC-FDMA. Il est clair à partir de la figure II.34 que

le PAPR diminue significativement à mesure que le facteur roll-off augmente, car la convolution des échantillons aléatoires avec le filtre RC donne une faible puissance de crête avec l'augmentation du facteur roll-off. En contraste, la figure II.35 montre que le système LSC-FDMA n'est pas tellement affecté par la variation du facteur roll-off. Cela implique que le système ISC-FDMA aura un compromis entre l'excès de la bande passante et les performances de PAPR car l'utilisation d'un facteur roll-off plus large amène à un excès dans la bande passante.

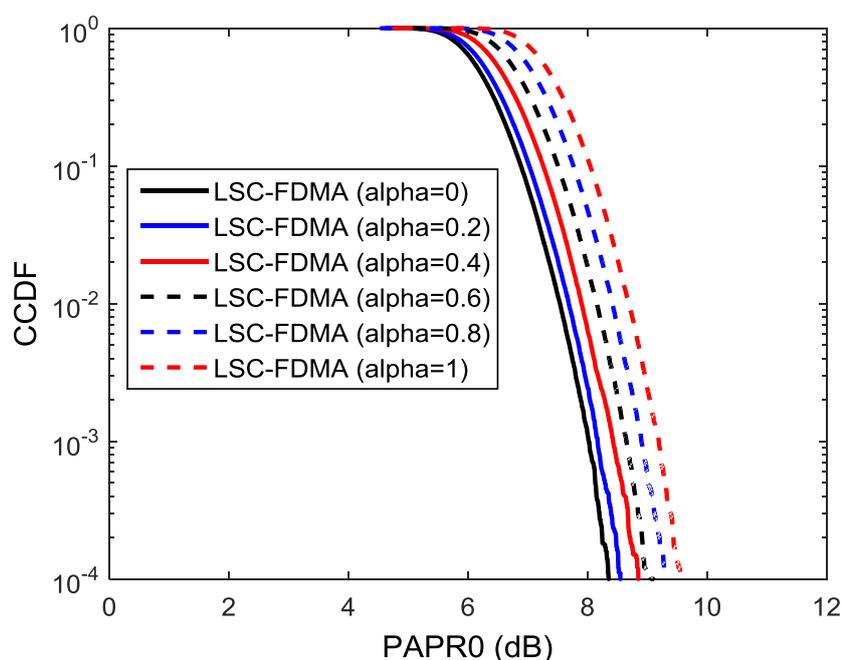


Figure II. 35 Comparaison des CCDFs de PAPR pour LSC-FDMA avec différentes valeurs de facteur Roll-Off.

II.7.3 Les performances de BER

Les figures II.36 et II.37 représentent une comparaison entre le BER de SC-FDMA et d'OFDMA pour la modulation QPSK et 16QAM respectivement, sur un canal de Rayleigh. Le nombre de blocs de simulation utilisés est 10^5 . Il est clair des deux figures précédentes que les performances BER de SC-FDMA surmontent celles d'OFDMA. De plus, les performances du cas distribué (ISC-FDMA) sont meilleures par rapport au cas localisé (LSC-FDMA). Donc, plus le gain de réduction du PAPR achevé par le SC-FDMA, un excellent BER est aussi achevé par rapport l'OFDMA, ce qui favorise le choix de SC-FDMA par 3GPP-LTE pour la voie montante de la 4G des réseaux cellulaires.

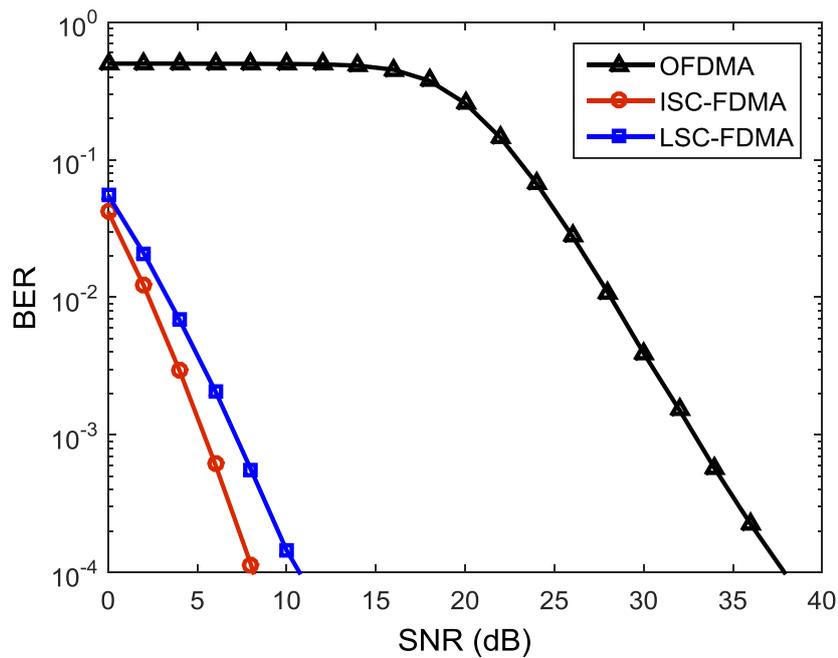


Figure II. 36 Comparaison des BERs de SC-FDMA et OFDMA avec une modulation QPSK.

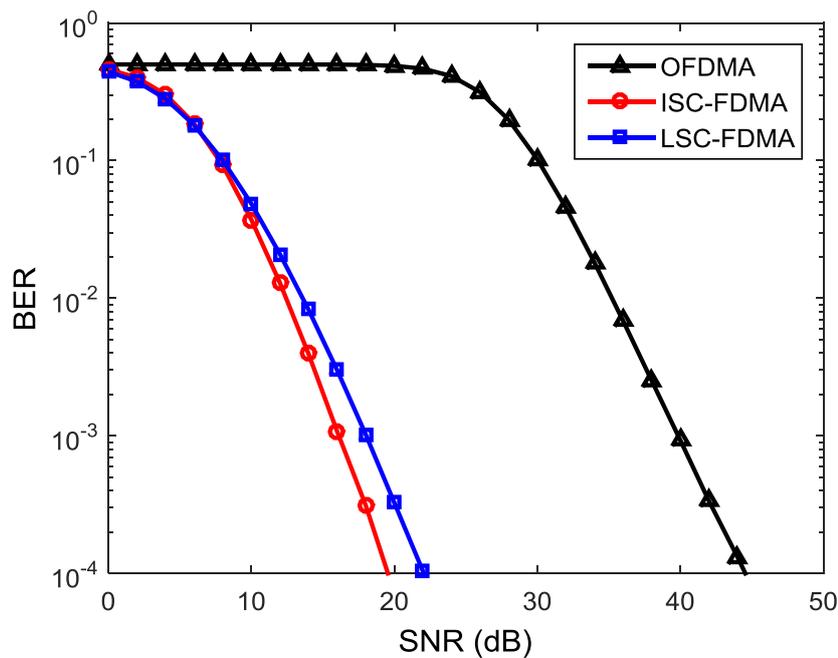


Figure II. 37 Comparaison des BERs de SC-FDMA et OFDMA avec une modulation 16QAM.

II.7.4 Effet de l'HPA sur le BER

Les figures II.38 et II.39 montrent l'impact de l'HPA sur les performances BER des systèmes LSC-FDMA et ISC-FDMA avec la modulation 16 QAM. Le modèle SSPA avec $P_{Rapp} = 2$ est utilisé.

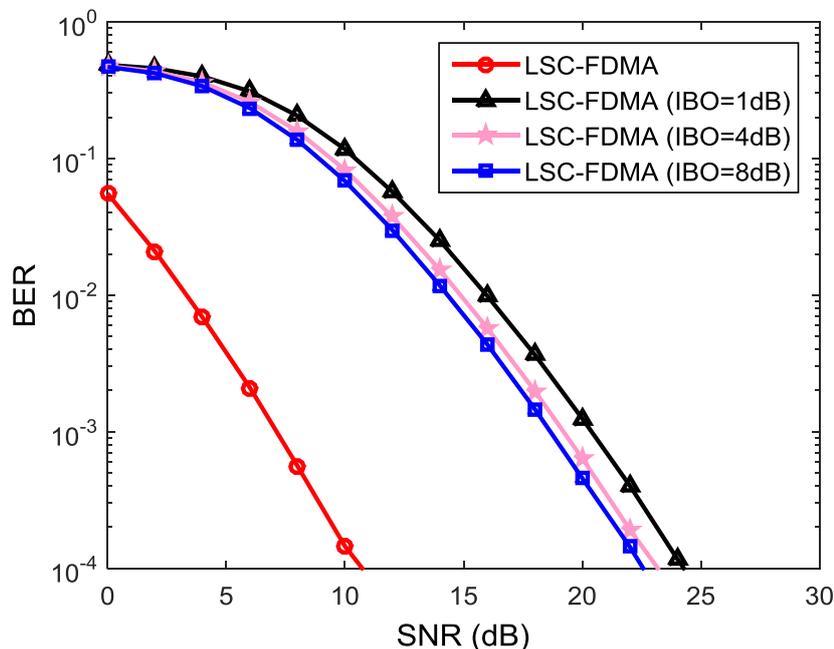


Figure II. 38 BER de LSC-FDMA pour différentes valeurs d'IBO.

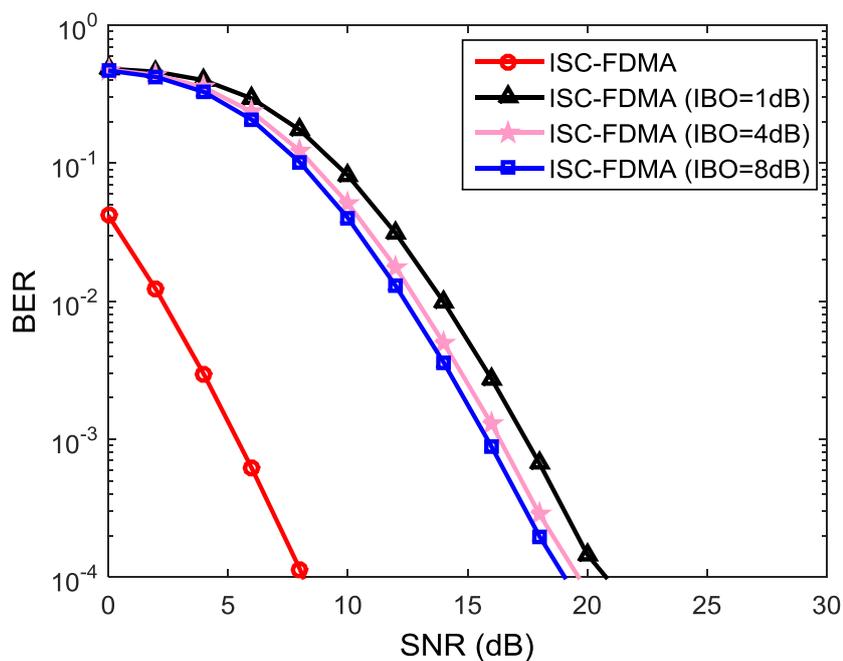


Figure II. 39 BER d'ISC-FDMA pour différentes valeurs d'IBO.

Pour un $IBO = 8$ dB, il est clair que l'effet de la non-linéarité est le plus bas, parce que l'HPA fonctionne plus proche de la zone linéaire. Lorsque nous fermons l'écart et passer vers $IBO=1$ dB, l'effet devient plus prononcé. Il est également clair que si IBO diminue de 5 à 1 dB, la performance du BER se dégrade d'une manière significative. Cela indique qu'un HPA doit être conçu soigneusement pour le système SC-FDMA afin qu'il puisse fournir les meilleures performances.

II.8 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons premièrement présenté les contraintes du terminal dans la voie montante des réseaux cellulaires à savoir les amplificateurs HPA, leurs caractéristiques, leurs modèles, leurs effets sur la dégradation de BER ainsi que les remontées spectrales. Ensuite, nous avons abordé la notion de PAPR comme métrique de mesure de la plage dynamique du signal. Le système OFDM et sa version multi porteuse OFDMA sont présentés aussi dans ce chapitre comme solution de la sélectivité en fréquence dans les canaux de propagation multi-trajet. Le fort PAPR et le CFO sont les inconvénients majeurs de ces deux derniers systèmes. Un autre système SC-FDE est abordé dans ce chapitre. Ce système offre des performances similaires à l'OFDM avec un faible PAPR à cause de la mono porteuse à l'émetteur. Dans la dernière partie du chapitre, nous avons décrit le système SC-FDMA, la version multi utilisateur de SC-FDE ainsi que l'évaluation des performances de PAPR et de BER de ce système.

Le SC-FDMA est choisi pour la voie montante de la norme 3GPP LTE à cause de sa propriété de faible PAPR. Cette technique est combinée avec le système MIMO pour optimiser les performances d'un tel système. Cette combinaison affecte la propriété de faible PAPR et dégrade les performances de PAPR. Cette problématique fait l'objet du chapitre III.

Chapitre III

Réduction du PAPR d'un Système SC-FDMA MIMO

Sommaire

III.1 Introduction.....	90
III.2 État de l'art de la réduction de PAPR.....	90
III.2.1 Les techniques d'ajout de signal.....	90
III.2.2 Les techniques de codage.....	94
III.2.3 Les techniques probabilistes.....	96
III.2.4 Les techniques de pré-distorsions.....	99
III.2.5 Les techniques d'étalement DFT.....	100
III.3 Le système SC-FDMA MIMO.....	100
III.4 Les performances du système SC-FDMA MIMO.....	105
III.4.1 Le PAPR d'un système SC-FDMA MIMO.....	105
III.4.2 Le BER d'un système SC-FDMA MIMO.....	107
III.5 Réduction de PAPR pour SC-FDMA.....	108
III.5.1 Le système SLM SC-FDMA.....	108
III.5.2 Le système PTS SC-FDMA.....	112
III.6 Réduction de PAPR pour SC-FDMA MIMO.....	117
III.6.1 Le système SLM SC-FDMA MIMO.....	117
III.6.2 Le système PTS SC-FDMA MIMO.....	120
III.7 SLM Modifié pour SC-FDMA MIMO.....	125
III.7.1 Le CCDF de PAPR pour MSLM.....	127
III.7.2 Nombre de bits SI.....	130
III.7.3 La dégradation de la bande passante.....	130
III.8 Conclusion.....	131

III.1 Introduction

Le SC-FDMA est très populaire par ses avantages bien connus: l'efficacité spectrale, la couverture, l'allocation dynamique des fréquences, la flexibilité et la simplicité d'égalisation au récepteur. Selon la norme 3GPP, le SC-FDMA est bon pour la voie montante LTE en raison de sa propriété de faible PAPR significative, mais la combinaison entre SC-FDMA et MIMO affecte cette propriété et dégrade les performances de PAPR.

Dans ce chapitre, nous aborderons au premier temps l'état de l'art de la réduction du PAPR à savoir, les techniques d'ajout de signal, les techniques de codage, les techniques probabilistes, les techniques de pré-distorsion et les techniques d'étalement DFT. Dans un deuxième temps nous présenterons le système SC-FDMA MIMO et nous évaluerons leurs performances de PAPR et de BER. Ensuite, nous proposerons l'utilisation de la technique SLM et PTS pour réduire le PAPR de SC-FDMA et de SC-FDMA MIMO. Enfin, nous proposerons une technique MSLM appliquée sur SC-FDMA MIMO pour réduire le nombre de bits d'information latérale SI et optimiser l'efficacité spectrale du système.

III.2 État de l'art de la réduction de PAPR

Les techniques de réduction du PAPR sont classées dans différentes approches: les techniques d'ajout de signal, les techniques de codage, les techniques probabilistes, les techniques de pré-distorsion et les techniques d'étalement DFT.

III.2.1 Les techniques d'ajout de signal

Cette famille comme son nom l'indique, regroupe toutes les méthodes dont la réduction du PAPR est basée sur l'ajout d'un autre signal. L'idée de base peut être formulée sous la forme $PAPR(X + X^{PAPR}) < PAPR(X)$ où X fait référence au signal initial et X^{PAPR} le signal de réduction de pics nécessaire pour réduire le PAPR. Elle est simple à mettre en œuvre, mais elle peut causer des interférences dans la bande et hors bande, tout en détruisant l'orthogonalité entre les sous porteuses. Dans la littérature, écrêtage et filtrage [78-81], Pulse Shaping (PS) [82], Tone Reservation (TR) [83-84], Tone Injection (TI) [84] et Active Constellation Extension (ACE) [85] sont les exemples les plus traités de cette famille.

III.2.1.1 L'écrêtage et filtrage

L'écrêtage est le moyen le plus simple pour réduire le PAPR. Le signal écrêté $y(t)$ avant l'amplification non linéaire s'exprime alors comme suit:

$$y(t) = f_{clip}(x(t)) = \begin{cases} x(t) & \text{si } |x(t)| \leq A_c \\ A_c e^{j\varphi(x)} & \text{si } |x(t)| > A_c \end{cases} \quad \text{III.1}$$

Où $\varphi(x)$ est la phase du signal initial x et $f_{clip}(\cdot)$ la fonction d'écrêtage. Dans ce cas, l'amplitude du signal est limitée par A_c mais la phase reste inchangée [78-79]. Le but est de diminuer la puissance moyenne et ensuite la puissance instantanée maximale et donc le PAPR. Bien entendu cela aura des inconvénients à savoir des interférences dans la bande (dégradation du BER) et hors bande (repousse spectrale). Un filtrage est donc nécessaire pour réduire les interférences hors bandes qui doivent rester en dessous des seuils imposés par le masque du standard [86].

L'inconvénient majeur de la technique d'écrêtage et filtrage est la dégradation de BER à cause des interférences dans la bande utile. Dans [87], les auteurs démontrent qu'il est possible de réduire cette dégradation de BER avec l'utilisation des techniques de codage canal.

Dans la littérature, plusieurs versions et variantes de la technique d'écrêtage sont proposées afin de surmonter ces inconvénients. Il s'agit des techniques comme le deep clipping [88-89], le smoth clipping [90], le reversible clipping [91-92].

En utilisant le théorème de Bussgang, les auteurs de [80] montrent formellement que l'écrêtage est une technique d'ajout de signal. En outre, ils proposent dans [93-94] d'ajouter le signal d'écrêtage aux sous porteuses non utilisées ou réservées du standard en se basant sur la technique Tone Reservation (TR) que nous verrons par la suite. Il y a une optimisation de BER par rapport les autres techniques d'écrêtage mais le gain de réduction de PAPR est en effet plus faible.

III.2.1.2 La Tone Reservation (TR)

Cette technique repose sur la réservation de quelques sous porteuses pour la réduction de PAPR. Elle a été initialement proposée dans [84], [95]. Dans cette approche, l'émetteur et le récepteur se mettent d'accord sur le nombre et la position des sous porteuses qui seront réservées pour le signal correcteur chargé de réduire le PAPR, d'où l'appellation Tone Reservation (TR). Par contre, dans [96-97], les auteurs ont proposé de rendre la méthode à compatibilité descendante (aucune modification du récepteur) en utilisant des sous porteuses nulles pour le signal de réduction du PAPR avec la contrainte de respecter le masque spectral.

La réduction du PAPR par la technique TR va dépendre du nombre de sous porteuses réservées ou nulles, de leur position et de la complexité totale. Le schéma de principe de la technique TR est donné par la figure III.1.

Soit $x(t)$ le signal à transmettre et $x^{papr}(t)$ le signal de réduction du PAPR. Les vecteurs fréquentiels correspondants sont $X = [X_0, \dots, X_{N-1}]$ et $X^{papr} = [X_0^{papr}, \dots, X_{N-1}^{papr}]$ respectivement.

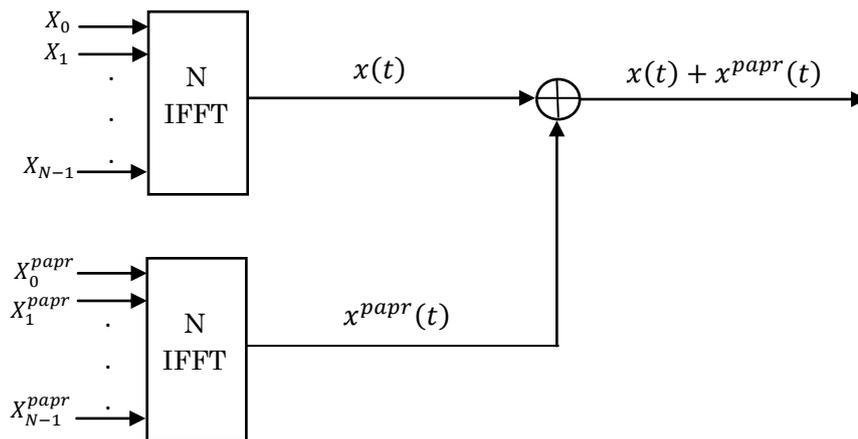


Figure III. 1 Principe de base de la technique TR.

Soit $R_r = \{i_0, \dots, i_{N_r-1}\}$ l'ensemble ordonné des indices des sous porteuses réservées à la réduction du PAPR (N_r est le nombre de sous-porteuses réservées avec $N_r < N$) et R_r^c l'ensemble complémentaire.

Le nouveau vecteur à émettre s'écrit $X + X^{papr}$. Les vecteurs X et X^{papr} sont orthogonaux :

$$X_k \cdot X_k^{papr} = 0, \quad k = 0, \dots, N - 1 \quad \text{III.2}$$

En d'autres termes, nous avons :

$$X_k + X_k^{papr} = \begin{cases} X_k, & k \in R_r \\ X_k^{papr}, & k \in R_r^c \end{cases} \quad \text{III.3}$$

Par la suite, le signal temporel discret résultant peut s'écrire :

$$\begin{aligned} y_n &= x_n + x_n^{papr} \\ &= \text{IFFT}(X + X^{papr}) \end{aligned} \quad \text{III.4}$$

Le PAPR du signal à émettre s'écrit :

$$PAPR_y = \frac{\max_{0 \leq n < N} |x_n + x_n^{papr}|^2}{E\{|x_n + x_n^{papr}|^2\}} \quad \text{III.5}$$

L'objectif de la TR est de réduire le PAPR sans toutefois augmenter la puissance moyenne transmise. Cela se traduit alors par :

$$\min_{x^{papr}} \left\{ \frac{\max_{0 \leq n < N} |x_n + x_n^{papr}|^2}{E\{|x_n|^2\}} \right\} \quad \text{III.6}$$

Comme le dénominateur n'est pas fonction du signal de réduction de PAPR, le problème de minimisation du PAPR est équivalent alors à la relation suivante :

$$\begin{aligned} \min_{x^{papr}} \max_{0 \leq n < N} |x_n + c_n^{papr}|^2 &= \min_{x^{papr}} \|x_n + x_n^{papr}\|_\infty^2 \\ &= \min_{x^{papr}} \|\text{IFFT}(X + X^{papr})\|_\infty^2 \end{aligned} \quad \text{III.7}$$

Où $\|\cdot\|_\infty$ est la norme infinie.

Le problème ainsi défini se ramène à un problème d'optimisation. Deux solutions d'optimisation sont proposées dans la littérature. L'auteur dans [98] a proposé une solution sous optimale basée sur l'algorithme du gradient, la deuxième solution est proposée dans [96], elle est basée sur le SOCP (Second Order Cone Programming).

La complexité est l'un des inconvénients majeurs des algorithmes de TR. L'algorithme gradient proposé dans [98] a une complexité de $O(N \log_2 NL)$ tandis que celui basé sur le SOCP affiche une complexité de $O(N^2 N_r L)$ avec N le nombre total de sous porteuses OFDM, L le facteur de sur échantillonnage et N_r le nombre de sous-porteuses réservées.

III.2.2 Les techniques de codage

La famille des méthodes de codage englobe toutes les techniques qui utilisent des codes pour réduire le PAPR [99-102]. Les exemples des techniques de codage les plus connues sont les codes Reed Muller qui génèrent des séquences de Golay à PAPR constant [103], le Trellis shapping [104] et le codage de Hadamard [105]. La figure III.2 illustre le principe de base des techniques de codage. L'idée de base derrière ces techniques est d'ajouter une redondance par le choix d'un code approprié afin d'éviter la transmission des symboles OFDM avec de fort PAPR. Ces codes peuvent être utilisés également pour détecter et corriger les erreurs.

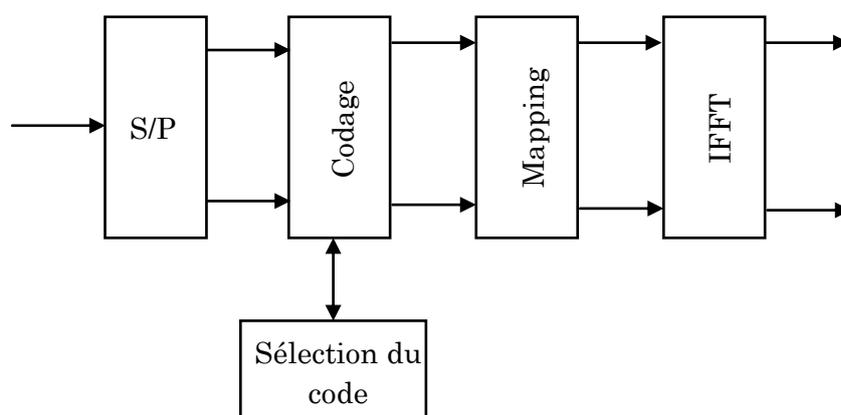


Figure III. 2 Principe conceptuel de la technique de codage.

III.2.2.1 Les codes en blocs

La génération de la liste complète de symboles possibles avec un nombre donné de sous porteuse N et la sélection des séquences de donnée caractérisées par un PAPR faible sont présentées dans [99-100], [106]. Le nombre de symboles OFDM possibles avec N sous-porteuses est $M \times N$ où M est le nombre d'états de la constellation QAM choisie. Le travail présenté dans [107] a montré que l'ensemble des $4N$ symboles peut être toujours divisé en 2^{2N-4} sous ensembles, chacun composé de 16 symboles avec le même PAPR, c'est la réduction du PAPR par des codes en blocs. Dans la littérature, il existe plusieurs méthodes de sélection de mots à faible PAPR, la plus connue est celle qui est basée sur les séquences complémentaires de Golay [108-109].

Cette méthode présente trois inconvénients majeurs. Le premier réside dans le calcul de PAPR pour chaque séquence, ce qui peut devenir très long et presque irréalisable lorsque le nombre de sous porteuse devient trop grand. Le deuxième inconvénient vient des tables d'encodage et de décodage et le troisième relié directement au problème de correction d'erreur au niveau du récepteur. Plusieurs travaux [100-110] parlent d'une simple implémentation en utilisant des méthodes de codage systématique. Cependant, ces méthodes ne proposent aucune recherche structurée et systématique des séquences à faibles PAPR.

III.2.2.2 Les codes de Reed Muller

L'utilisation des codes de Reed Muller pour la réduction du PAPR rentre dans la continuité des codes complémentaires de Golay. L'idée est d'introduire un code correcteur d'erreurs générant des séquences complémentaires basées sur ceux de Reed-Muller avant la Transformée Inverse de Fourier (IFFT). Les avantages de ce code sont le gain, l'assurance d'un PAPR constant de 3dB quel que soit le nombre de sous-porteuses N et la capacité élevée de correction d'erreur. Plus de détail sur ces codes peuvent être trouvé dans [102-103], [111].

Cette approche a deux inconvénients majeurs, le premier est lié au champ d'application parce que la technique n'est applicable qu'avec la modulation PSK. Une proposition [112] d'application des codes de Reed Muller à la modulation 16 QAM amène à une augmentation de PAPR par 2.5 dB. Le deuxième inconvénient est que la technique ne supporte que les faibles nombres de sous porteuses. Donc, ces codes ne sont plus rentables lorsque le nombre de sous porteuses augmente.

III.2.3 Les techniques probabilistes

La technique probabiliste regroupe des techniques comme le Selective Mapping (SLM), le Partial Transmit Sequence (PTS), le Random Phasor (RP), etc. L'idée de base de ces techniques est d'effectuer plusieurs copies du symbole initial en modifiant soit la phase, l'amplitude et/ou la position des sous porteuses et puis sélectionner la copie dont le PAPR est le plus faible [105],[113].

III.2.3.1 Selective Mapping (SLM)

La technique SLM, Selective Mapping [113-114], repose sur l'application des rotations de phase sur plusieurs versions d'un même signal. La version qui a le PAPR le plus faible sera transmise. La figure III.3 montre le schéma de base de la technique SLM, cette technique demande la répétition du processus de modulation, notamment la transformée de Fourier inverse IFFT, autant de fois qu'il y a de versions.

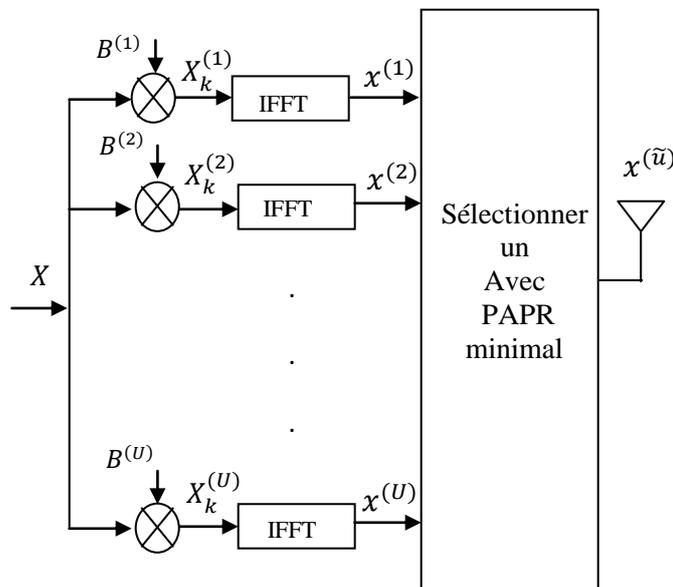


Figure III. 3 Schéma de base de la technique SLM.

Soit $X = \{X_k\}$, $k = 0, 1, \dots, N$ le vecteur symbole OFDM dans le domaine fréquentiel avec N le nombre totale des sous porteuses.

Le principe de base du SLM est de multiplier point à point le vecteur X par le vecteur de pondération suivant :

$$B^{(u)} = [B_0^{(u)} B_1^{(u)} \dots B_{N-1}^{(u)}] \quad \text{III.8}$$

Les éléments $B_n^{(u)}$ sont de la forme $B_n^{(u)} = e^{j\varphi_n^{(u)}}$, $\varphi_n^{(u)} \in [0, 2\pi]$, $n = 0, 1, \dots, N-1$ et $u = 0, 1, \dots, U$.

Le symbole OFDM obtenu après pondération (rotation de phase), s'écrit dans le domaine fréquentiel comme suit :

$$X^{(u)} = X_* B^{(u)} \quad \text{III.9}$$

On obtient ainsi U versions différentes du signal OFDM initial. Finalement, le signal OFDM temporel transmis s'écrit :

$$x^{(\tilde{u})} = IFFT \{X_k^{(\tilde{u})}\} \quad \text{III.10}$$

Où \tilde{u} est l'indice correspondant à la version dont le PAPR est le plus faible. La valeur de \tilde{u} sera alors transmise au récepteur pour la reconstruction du signal initial.

$$\tilde{u} = \underset{u=0,1,\dots,U}{\operatorname{argmin}} (\max |x^{(\tilde{u})}|) \quad \text{III.11}$$

Le SLM est une technique très reconnue dans la littérature, elle fait l'objet de plusieurs travaux de recherche [115-116]. Le SLM est une technique efficace pour la réduction du PAPR, conceptuellement très simple à comprendre et pratiquement très simple à implémenter. D'un autre côté, il augmente de façon considérable la complexité de l'émetteur OFDM à cause de l'utilisation d'IFFT plusieurs fois.

III.2.3.2 Partial Transmit Sequence (PTS)

La technique PTS est proche de la technique SLM, elles sont basées sur le même principe, les chercheurs ayant travaillé sur le SLM ont également proposé la technique PTS [117-118]. Le principe de base du PTS est de partitionner le bloc initial de longueur N en V sous blocs de longueur N/V . Une sous porteuse utilisée dans un sous bloc sera mise à zéro dans tous les autres, le PTS applique la rotation de phase sur chaque sous bloc, pas sur le bloc initial comme dans le SLM. La figure III.4 illustre l'algorithme du PTS qui se décompose en trois étapes.

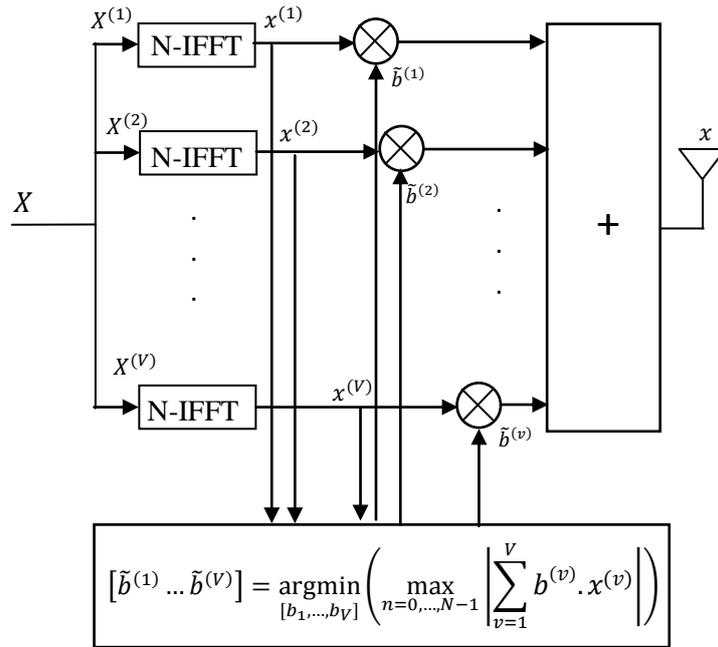


Figure III. 4 Schéma de base de la technique PTS.

Le symbole OFDM fréquentiel X de longueur N est premièrement subdivisé en V sous blocs :

$$X = \sum_{v=1}^V X^{(v)} \quad \text{III.12}$$

Ensuite, à chaque sous bloc disjoint $X^{(v)}$, on applique la rotation de phase et le nouveau symbole OFDM s'écrit :

$$X = \sum_{v=1}^V X^{(v)} \cdot b^{(v)} \quad \text{III.13}$$

Où $b^{(v)} = e^{j\phi_v}$, $\phi_v = 2\pi i/W$, $W = 2, 4$ et $i = 0, 1, 2, \dots, W-1$

On applique donc le même décalage de phase sur tous les symboles de données appartenant au même sous bloc. Enfin, le symbole OFDM temporel après IFFT s'écrit :

$$x = IFFT \left\{ \sum_{v=1}^V X^{(v)} \cdot b^{(v)} \right\} = \sum_{v=1}^V b^{(v)} \cdot IFFT\{X^{(v)}\} = \sum_{v=1}^V b^{(v)} \cdot x^{(v)} \quad \text{III.14}$$

Le vecteur de rotation de phase $b^{(v)}$ est choisi de la façon suivante :

$$[\tilde{b}^{(1)} \dots \tilde{b}^{(v)}] = \underset{[b^{(1)}, \dots, b^{(v)}]}{\operatorname{argmin}} \left(\max_{n=0, \dots, N-1} \left| \sum_{v=1}^V b^{(v)} \cdot x^{(v)} \right| \right) \quad \text{III.15}$$

Le PTS est très efficace, mais l'inconvénient majeur réside dans la complexité de la recherche du vecteur de pondération $b^{(v)}$ pour minimiser le PAPR. A même nombre de blocs IFFT, le PTS est plus complexe que le SLM. De plus, la méthode de partitionnement influe aussi sur la performance et la complexité.

III.2.4 Les techniques de pré-distorsions

La non-linéarité des caractéristiques des amplificateurs de puissance a pour conséquence l'introduction des distorsions dans les signaux à enveloppe non constante. L'idée de la pré-distorsion est de compenser ces distorsions par une autre non-linéarité réciproque de la première [119]. Cette non-linéarité est introduite juste avant l'amplificateur de telle sorte que sa fonction de transfert globale soit linéaire comme l'illustre la figure III.5. La technique de pré-distorsion est probablement la méthode de linéarisation la plus évidente [120-123].

Soient $x(t)$ le signal à amplifier et $f_{AP}(\cdot)$ la fonction de transfert de l'amplificateur de puissance. La fonction de transfert du module de pré-distorsion doit présenter une réponse $P(\cdot)$ de telle sorte qu'en sortie de l'amplificateur on trouve :

$$z(t) = f_{AP} \left(P(x(t)) \right) = G_p x(t) \quad \text{III.16}$$

G_p : Le gain de pré-distorsion.

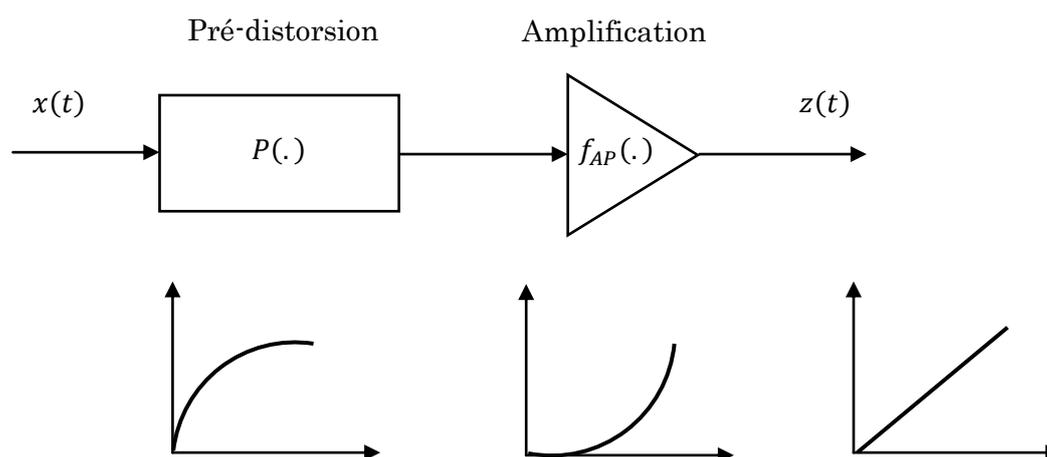


Figure III. 5 Principe de base des techniques de pré-distorsion.

La pré-distorsion requiert une connaissance parfaite de la caractéristique de l'amplificateur de puissance afin de trouver la fonction qui l'inverse. La détermination de cette fonction se fait généralement en se basant sur les modèles présentés dans le chapitre précédent. En pratique, $P(\cdot)$ peut s'implémenter de façon analogique ou numérique et ceci que le signal soit en bande de base, en fréquence intermédiaire ou encore en radiofréquence.

III.2.5 Les techniques d'étalement DFT

La technique de pré-codage DFT est reposée sur l'étalement du signal d'entrée par DFT, qui peut être par la suite pris en IDFT. Ceci peut réduire le PAPR du signal OFDM à un niveau d'une transmission à bande unique. Cette technique est particulièrement utile pour les terminaux mobiles dans une transmission de liaison montante. C'est la technique SC-FDMA présentée déjà en détail dans le chapitre II, qui est adoptée pour la transmission de liaison montante dans la norme 3GPP LTE [124-127].

III.3 Le système SC-FDMA MIMO

Les systèmes de communication MIMO ont reçu beaucoup d'attention dans les dernières années comme un moyen d'optimisation des performances de la communication sans fil [128-130]. La technique MIMO utilise plusieurs antennes à

l'émission et à la réception pour améliorer les performances de la communication. Les systèmes MIMO fournissent des capacités considérables par rapport aux systèmes SISO. Un système MIMO peut fournir un bon BER en utilisant la diversité spatiale, fournir un débit plus élevé par le multiplexage spatial [130] et réduire aussi les interférences entre les utilisateurs. Par conséquent, la technique MIMO a été combiné avec tous les systèmes de communication sans fil modernes tels que l'OFDMA et l'SC-FDMA.

Un système SC-FDMA MIMO est équipé par N_t antennes d'émission et N_r antennes de réception. La structure simple de l'émetteur et du récepteur SC-FDMA MIMO est représentée dans les figures III.6 et III.7 respectivement.

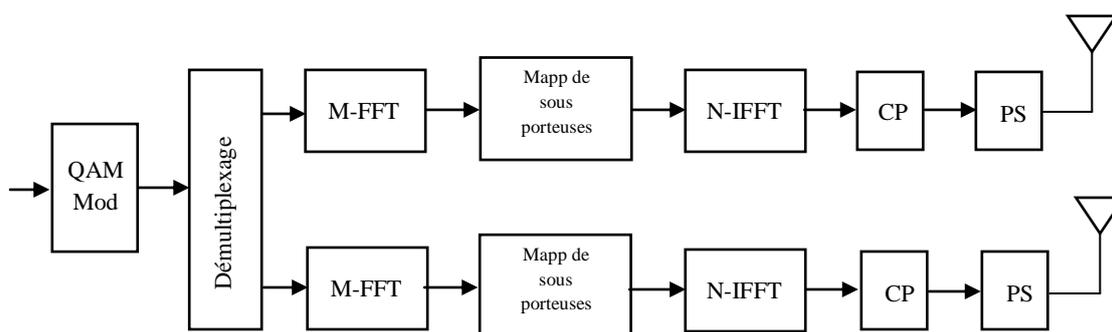


Figure III. 6 Schéma bloc de l'émetteur SC-FDMA MIMO.

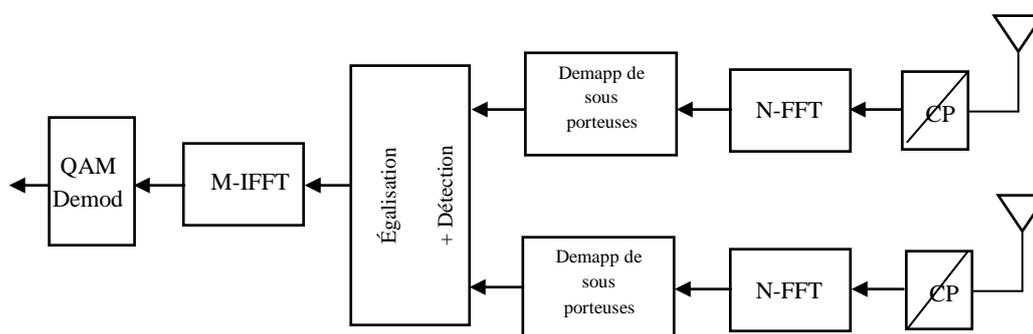


Figure III. 7 Schéma bloc du récepteur SC-FDMA MIMO.

Dans le système SC-FDMA MIMO, les symboles modulés sont regroupés en blocs de longueur M . Puis le démultiplexage en N_t branches est appliqué et nous obtenons :

$$\begin{aligned}
x_1 &= [x_0 \ x_{N_t} \ \dots \ x_{M-N_t}] \\
&\vdots \\
x_{N_t} &= [x_{N_t-1} \ x_{2N_t-1} \ \dots \ x_{M-1}]
\end{aligned} \tag{III.17}$$

Un pré-codage FFT est effectué sur chaque sortie de démultiplexeur. Le signal après FFT s'écrit comme suit :

$$\begin{aligned}
X_1 &= FFT\{x_1\} = \frac{1}{M} \sum_l x_1^l e^{-j2\pi \frac{n}{M} l} \quad l = 0, N_t, \dots, M - N_t \\
&\vdots \\
X_{N_t} &= FFT\{x_{N_t}\} = \frac{1}{M} \sum_l x_{N_t}^l e^{-j2\pi \frac{n}{M} l} \quad l = N_t - 1, 2N_t - 1, \dots, M - 1
\end{aligned} \tag{III.18}$$

Chaque signal résultant X_{N_t} est ensuite mappé à N sous-porteuses orthogonales et nous obtenons les nouveaux vecteurs $\tilde{X}_1, \tilde{X}_2, \dots, \tilde{X}_{N_t}$

Ensuite, N points IFFT est appliqué sur chaque signal \tilde{X}_{N_t} pour le convertir en une séquence complexe dans le domaine temporel exprimée comme suit:

$$\begin{aligned}
\tilde{x}_1 &= \frac{1}{N} \sum_k \tilde{X}_1 e^{j2\pi \frac{n}{N} k}, \quad k = 0, N_t, \dots, M - N_t, M - N_t + 1, \dots, N + \frac{M}{N_t} - 1 \\
&\vdots \\
\tilde{x}_{N_t} &= \frac{1}{N} \sum_k \tilde{X}_{N_t} e^{j2\pi \frac{n}{N} k}, \quad k = N_t - 1, 2N_t - 1, \dots, M - 1, M, M + 1, \dots, N + \frac{M}{N_t}
\end{aligned} \tag{III.19}$$

Un intervalle de garde (CP) est aussi introduit pour réduire l'interférence entre les blocs émis et également de rendre la convolution du canal circulaire afin de simplifier l'égalisation fréquentielle au récepteur. Après la conversion numérique-analogique et le filtrage en cosinus surélevé RC, le signal transmit en large bande de SC-FDMA MIMO s'écrit comme suit:

$$x_1(t) = e^{jw_c t} \sum_{n=0}^{N-1} \tilde{x}_1 \cdot r(t - n\tilde{T})$$

III.20

$$\vdots$$

$$x_{N_t}(t) = e^{jw_c t} \sum_{n=0}^{N-1} \tilde{x}_{N_t} \cdot r(t - n\tilde{T})$$

Où w_c est la fréquence porteuse, $r(t)$ est l'impulsion en bande de base, $\tilde{T} = ((N/M))/T$ est la durée du symbole après IFFT et T la durée du symbole en secondes. Le filtre en cosinus surélevé (RC) de mise en forme d'impulsion est défini comme suit:

$$r(t) = \text{sinc}\left(\pi \frac{t}{\tilde{T}}\right) \cdot \frac{\cos(\pi \alpha t / \tilde{T})}{1 - 4(\alpha t / \tilde{T})^2}$$

III.21

Le signal reçu à travers un canal MIMO à bande étroite avec N_t antennes d'émission et N_r antennes de réception est représenté par le système matriciel suivant :

$$\begin{bmatrix} y_1 \\ \vdots \\ y_j \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11} & \dots & h_{1i} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{j1} & \dots & h_{ji} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_1 \\ \vdots \\ x_i \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1 \\ \vdots \\ n_j \end{bmatrix}$$

III.22

Où,

$$y = H_{ji}x + n$$

III.23

Où x est le vecteur de signal transmit ($N_t \times 1$), y est le vecteur de signal reçu ($N_r \times 1$), n est un bruit complexe Gaussien de moyen zéro ($N_r \times 1$) et H_{ji} est la matrice complexe qui représente les gains du canal h_{ji} de l'antenne de transmission i à l'antenne de réception j .

A la réception. Une estimation parfaite du canal et une synchronisation sont supposées pour éviter l'interférence entre les utilisateurs. Le CP est supprimé et une

FFT de N points est appliquées pour avoir les symboles en domaine fréquentiel. Après le processus de démapping, les symboles reçus sont exprimés par :

$$Y = \mathbf{H}_{ji} \cdot X + \eta \quad \text{III.24}$$

L'objectif est de trouver le signal transmis X_i en utilisant les signaux reçus Y_j de toutes les antennes de réception. De l'équation (III.24), il est clair que pour trouver X , il faut trouver la matrice inverse de \mathbf{H} .

Si W est la matrice recherchée, donc elle doit satisfaire la propriété suivante :

$$W \cdot \mathbf{H} = I \quad \text{III.25}$$

La matrice W qui satisfait la propriété III.25 est appelée le détecteur linéaire ZF (Zero Forcing) [132]. Il est calculé par la formule suivante :

$$W = (\mathbf{H}^H \mathbf{H})^{-1} \mathbf{H}^H \quad \text{III.26}$$

Un autre type de détecteur est le MMSE [131]. Le but est de satisfaire le critère de minimisation de l'erreur quadratique moyenne entre le signal original et la sortie du filtre. L'algorithme MMSE calcule les coefficients de la matrice W qui minimisent la condition :

$$E\{[W_Y - X][W_Y - X]^H\} \quad \text{III.27}$$

La résolution de l'équation (III.27) donne :

$$W = (\mathbf{H}^H \mathbf{H} + N_0 I)^{-1} \mathbf{H}^H \quad \text{III.28}$$

Où H^H est le hermitien de la matrice H , I est la matrice unité et $N_0 = 1/SNR$

A partir de l'équation (III.28), il est clair que cette équation est différente de l'équation de l'égaliseur de forçage à zéro par le terme N_0I . Si on met $N_0I = 0$, l'équation de l'égaliseur MMSE devient similaire avec celle de l'égaliseur ZF.

Le signal détecté après l'égalisation est donnée par :

$$\hat{X} = W.Y \quad \text{III.29}$$

Après l'application de M points IFFT, on obtient les symboles estimés \hat{x} dans le domaine temporel. A la fin, un démodulateur QAM est chargé de détecter les bits reçus.

III.4 Les performances du système SC-FDMA MIMO

Le but de cette section est d'évaluer le CCDF de PAPR et le BER du système SC-FDMA MIMO comparés avec celui d'OFDMA MIMO. La configuration utilisée est MIMO (2x2).

III.4.1 Le PAPR d'un système SC-FDMA MIMO

Le PAPR d'un système MIMO est défini comme étant le maximum de tous les PAPR de N_t antennes d'émission.

$$PAPR_{mimo} = \max_{i=1, \dots, N_t} PAPR\{x^{(i)}\} \quad \text{III.30}$$

Les paramètres de simulation utilisés dans cette évaluation sont présentés dans le tableau III.1

Paramètres	Valeurs
Bande passante du système	5MHz
N	512
M	256
Longueur de CP	20
Technique de Mapping	Localisée et distribuée
Type de modulation	QPSK et 16QAM
Facteur de sur-échantillonnage	4
Le facteur Roll-Off	0.22
Antennes d'émission	2
Antennes de réception	2

Tableau III. 1 Paramètres de simulation de SC-FDMA MIMO.

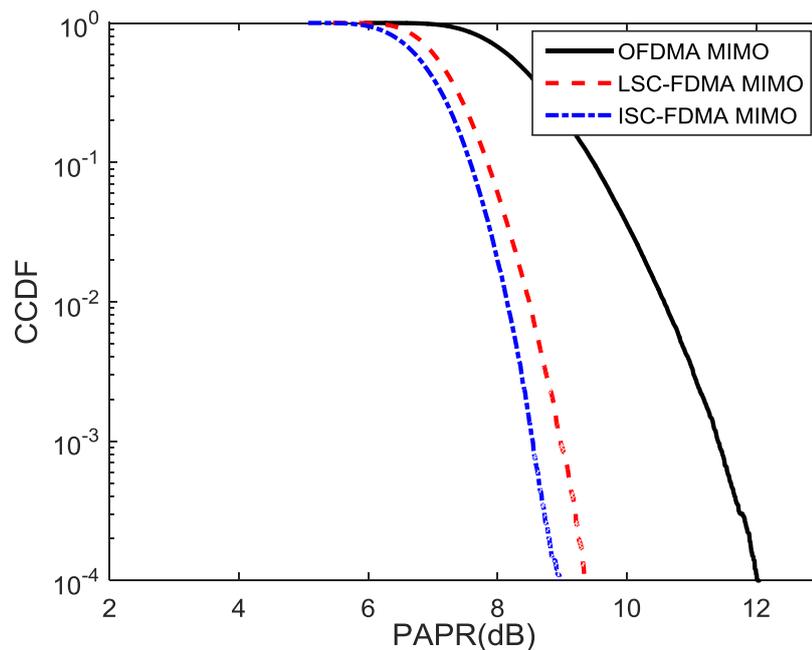


Figure III. 8 CCDF de PAPR pour le système SC-FDMA MIMO avec QPSK.

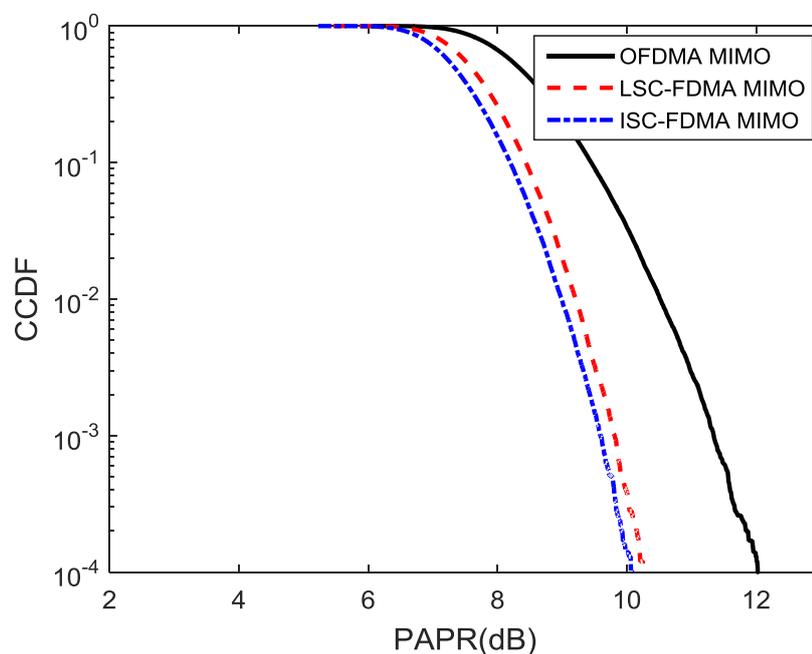


Figure III. 9 CCDF de PAPR pour le système SC-FDMA MIMO avec 16QAM.

Figure III.8 et III.9 illustrent le CCDF de PAPR pour le système SC-FDMA MIMO dans le cas QPSK et 16QAM respectivement. Le système OFDMA MIMO est utilisé pour la comparaison. Nous avons généré 10^5 blocs de données aléatoires pour acquérir chaque point de CCDF de PAPR. Il est clair que le système SC-FDMA MIMO

offre un PAPR plus faible que le système OFDMA MIMO. De plus, le cas distribué présente aussi un PAPR plus faible que le cas localisé. Pour un CCDF de 10^{-4} , ISC-FDMA MIMO surpasse OFDMA MIMO par un gain de 3.08 et 1.96 dB pour QPSK et 16QAM respectivement. Ces dernières figures montrent également que le PAPR du système SC-FDMA MIMO dépend du format de la modulation utilisée.

Une comparaison complète du PAPR pour les différents formats de modulation à un CCDF = 10^{-4} est présenté dans le tableau III.2. Il est clair que les systèmes LSC-FDMA MIMO et ISC-FDMA MIMO ont des valeurs de PAPR inférieures à celles du système OFDMA MIMO.

	QPSK	16QAM
ISC-FDMA MIMO	8.93	10.06
LSC-FDMA MIMO	9.34	10.25
OFDMA MIMO	12.01	12.02

Tableau III. 2 Les valeurs de PAPR à 10^{-4} pour les différents systèmes MIMO.

III.4.2 Le BER d'un système SC-FDMA MIMO

Les figures III.10 et III.11 représentent une comparaison entre le BER de SC-FDMA MIMO et d'OFDMA MIMO pour la modulation QPSK et 16QAM respectivement sur un canal de Rayleigh (2×2). Le nombre des blocs de simulation utilisé est 10^5 .

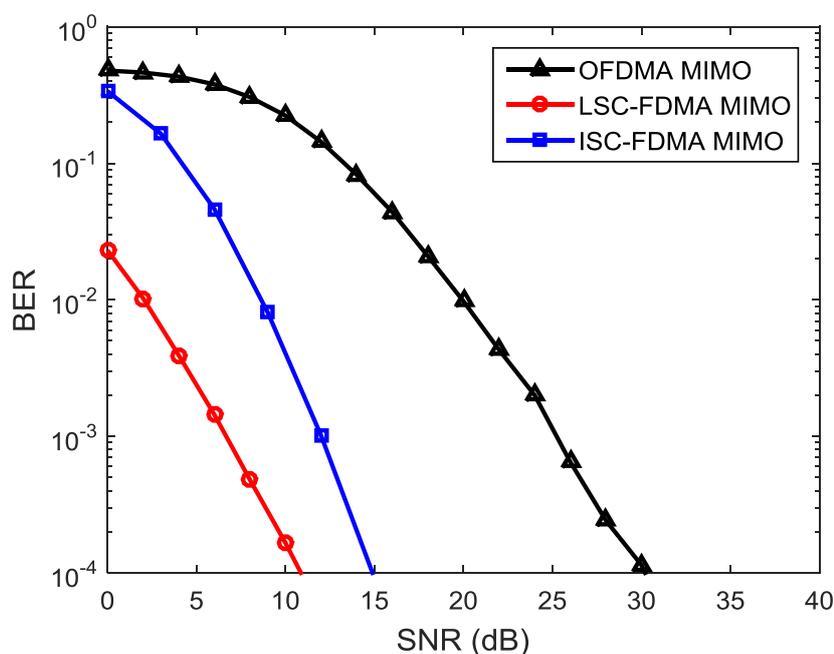


Figure III. 10 BER de système SC-FDMA MIMO avec QPSK.

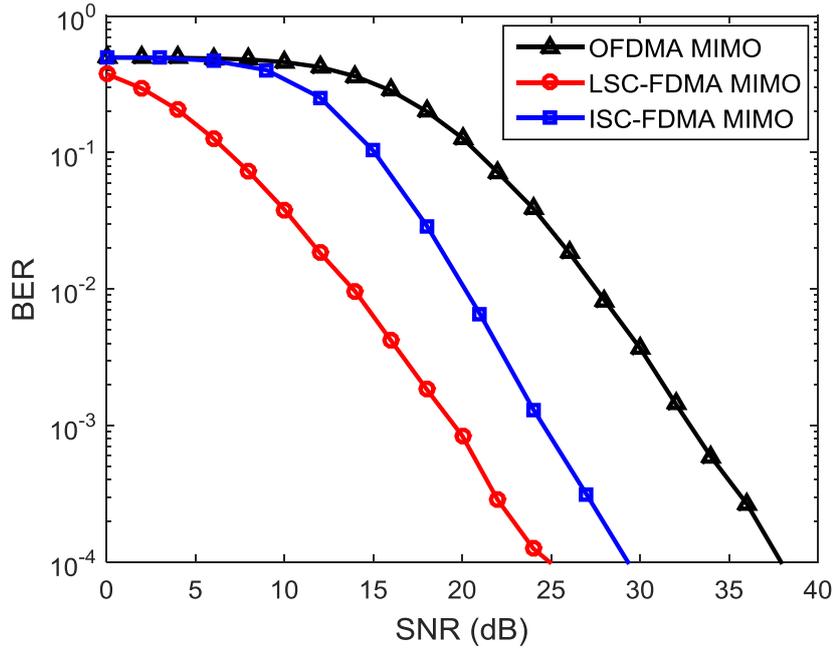


Figure III. 11 BER de système SC-FDMA MIMO avec 16QAM.

Il est clair de deux figures que les performances BER de SC-FDMA MIMO surmontent celles d'OFDMA MIMO. De plus, les performances du cas localisé (LSC-FDMA MIMO) sont meilleures par rapport au cas distribué (ISC-FDMA MIMO). Donc, plus le gain de réduction du PAPR achevé par le SC-FDMA MIMO, un excellent BER est aussi achevé par rapport OFDMA MIMO, ce qui favorise le choix de SC-FDMA MIMO par 3GPP-LTE pour la voie montante de la 4G des réseaux cellulaires.

III.5 Réduction de PAPR pour SC-FDMA

III.5.1 Le système SLM SC-FDMA

La figure III.12 représente le schéma synoptique de la liaison montante du système SLM SC-FDMA. Dans ce système, les symboles modulés sont regroupés en blocs de longueur M , les symboles modulés sont transmis via un convertisseur S/P, qui a généré un vecteur complexe de la même taille M qui s'écrit sous la forme $x = [x_0 x_1 \dots x_{M-1}]^T$. Le pré-codeur FFT est appliqué à ce vecteur complexe dont le signal de sortie s'écrit de la manière suivante :

$$X_n = FFT\{x\} = \frac{1}{M} \sum_{l=0}^{M-1} x_l e^{-j2\pi \frac{n}{M} l} \quad n = 0, 1, 2, \dots, M-1 \quad \text{III.31}$$

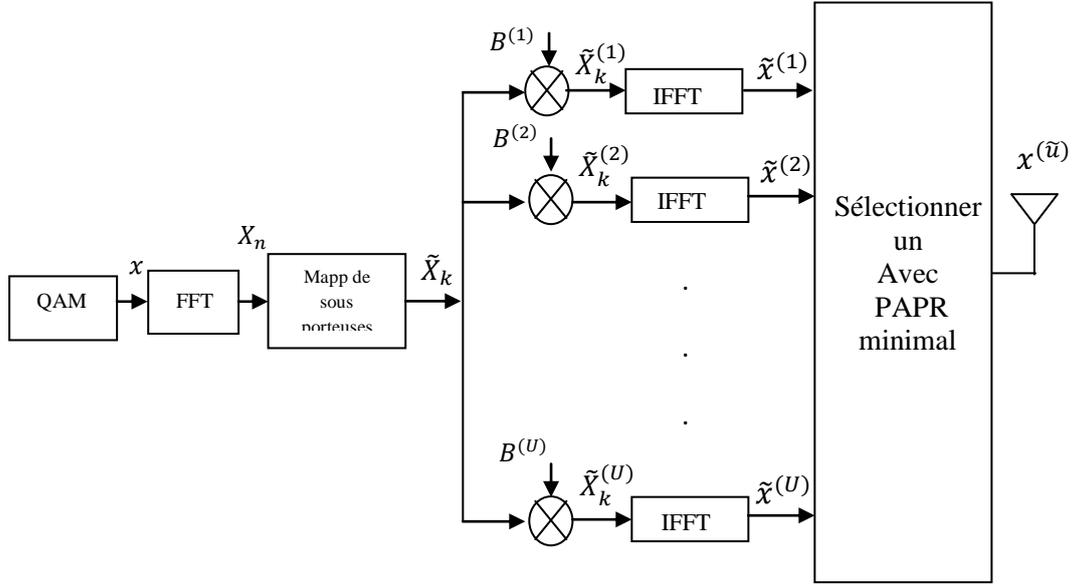


Figure III. 12 Schéma bloc du système SLM SC-FDMA dans la voie montante.

Le signal résultant est puis modulé par N sous-porteuses orthogonales et nous obtenons :

$$\tilde{X}_k = [\tilde{X}_0 \tilde{X}_1 \dots \tilde{X}_{N-1}]^T \quad \text{III.32}$$

Ensuite, on génère U différentes séquences de phase de longueur N

$$B^{(u)} = [B_0^{(u)} B_1^{(u)} \dots B_{N-1}^{(u)}] \quad \text{III.33}$$

Où $B_n^{(u)} = e^{j\varphi_n^{(u)}}$, $\varphi_n^{(u)} \in [0, 2\pi]$, $n = 0, 1, \dots, N-1$ et $u = 0, 1, \dots, U$

Le bloc de données \tilde{X}_k est multiplié point à point par toutes les séquences de phases $B^{(u)}$, résultant U nouveaux blocs SC-FDMA. Ceci peut être exprimé comme suit :

$$\tilde{X}_k^{(u)} = \tilde{X}_k \cdot B^{(u)} = [\tilde{X}_0^{(u)} \tilde{X}_1^{(u)} \dots \tilde{X}_{N-1}^{(u)}]^T \quad \text{III.34}$$

Où $(*)$ fait référence à la multiplication point à point

Après la multiplication point à point, un processus IFFT est effectué pour obtenir le domaine temporel de chaque groupe $\tilde{X}_k^{(u)}$

$$\tilde{x}^{(u)} = IFFT \left\{ \tilde{X}_k^{(u)} \right\} \quad \text{III.35}$$

Le vecteur u est choisi pour que le PAPR puisse être réduit au minimum, qui est obtenu par :

$$\tilde{u} = \underset{u=1, \dots, U}{\operatorname{argmin}} \left(\max |\tilde{x}^{(u)}| \right) \quad \text{III.36}$$

Enfin, le signal avec le PAPR le plus bas est sélectionné à transmettre.

L'information (l'indice de u) concernant le vecteur de phase sélectionné $B^{(u)}$ doit être transmis comme information latérale (SI) [86] afin de permettre le récepteur de découvrir le vecteur de phase utilisé à l'émission.

Dans le but d'évaluer les performances de CCDF de SLM SC-FDMA, on utilise les paramètres de simulation du tableau III.3.

Paramètres	Valeurs
Bande passante du système	5MHz
N	256
M	128
Technique de Mapping	Localisée et distribuée
Type de modulation	16QAM
facteur de sur-échantillonnage	4
Le facteur Roll-Off	0.22
Nombre de vecteurs de phase U	4, 8 et 16

Tableau III. 3 Paramètres de simulation de SLM SC-FDMA.

Figure III.13 présente une comparaison du CCDF de PAPR entre le système OFDMA, ISC-FDMA et SLM ISC-FDMA avec $U=4, 8$ et 16 . Pour un CCDF de 10^{-3} , le

PAPR est de 11.08, 10.13, 8.45, 7.73 et 7.21 dB pour OFDMA, ISC-FDMA, SLM ISC-FDMA (U=4), SLM ISC-FDMA (U=8) et SLM ISC-FDMA (U=16) respectivement. Il est clair que le SLM ISC-FDMA présente un PAPR faible comparé aux autres systèmes. De plus, les performances de PAPR augmentent avec l'augmentation du nombre de vecteur U.

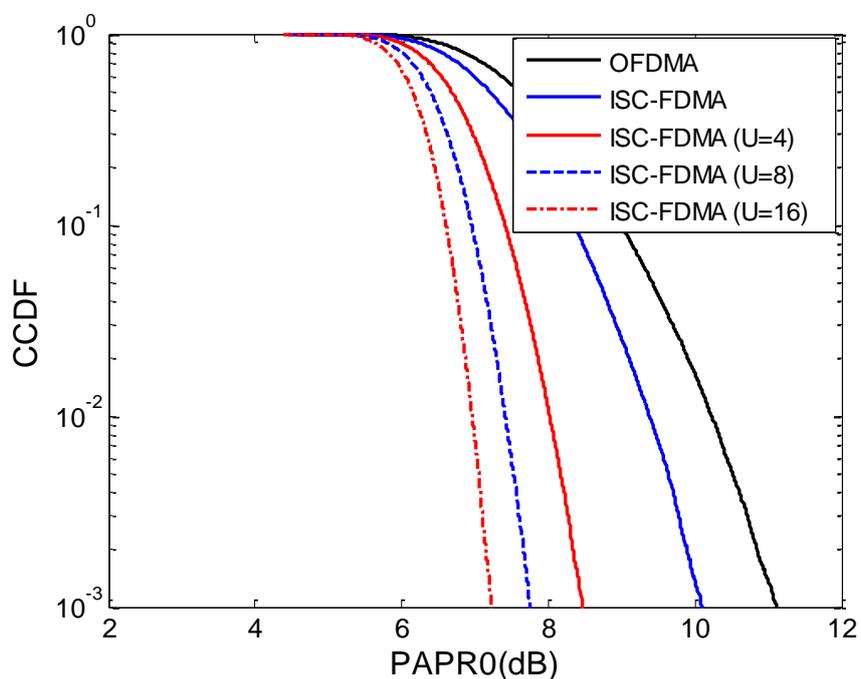


Figure III. 13 CCDF de PAPR pour le système SLM ISC-FDMA.

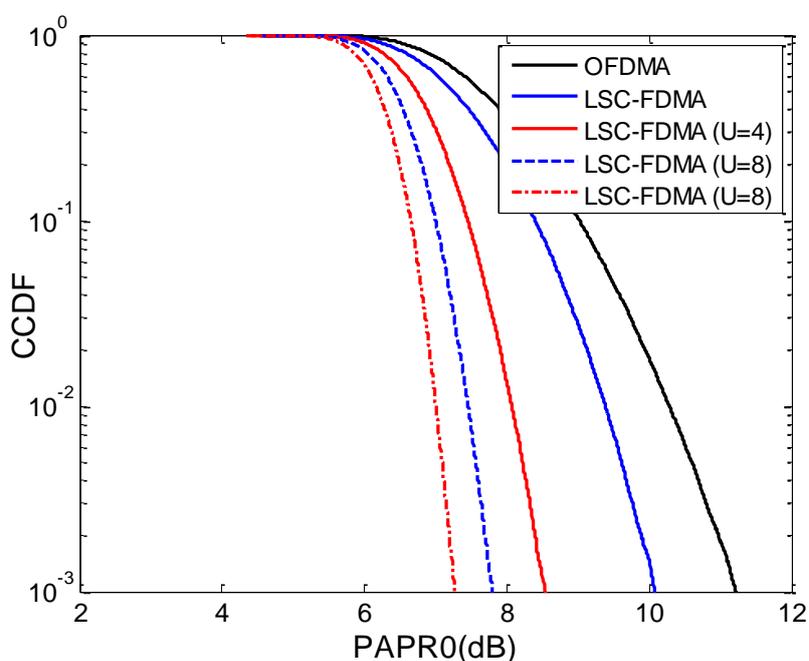


Figure III. 14 CCDF de PAPR pour le système SLM LSC-FDMA.

Figure III.14 présente une comparaison de CCDF du PAPR entre le système OFDMA, LSC-FDMA et SLM LSC-FDMA avec $U=4, 8$ et 16 . Pour un CCDF de 10^{-3} , le PAPR est de 11.21, 10.08, 8.53, 7.78 et 7.26 dB pour OFDMA, LSC-FDMA, SLM LSC-FDMA ($U=4$), SLM LSC-FDMA ($U=8$) et SLM LSC-FDMA ($U=16$) respectivement. Il est clair que le SLM LSC-FDMA présente un PAPR faible comparé aux autres systèmes. De plus, les performances de PAPR augmentent avec l'augmentation du nombre de vecteur U .

Pour la mise en œuvre pratique, le système SLM SC-FDMA a besoin de U IFFT opérations et $N_{SI} = \log_2 U$ bits d'information latérale (SI) pour chaque bloc de données.

III.5.2 Le système PTS SC-FDMA

La figure III.15 représente le schéma synoptique de la liaison montante du système PTS SC-FDMA. Dans ce système, les symboles modulés sont regroupés en blocs de longueur M , les symboles modulés sont transmis via un convertisseur S/P, qui a généré un vecteur complexe de la même taille M qui s'écrit sous la forme $x = [x_0 x_1 \dots x_{M-1}]^T$.

Ensuite, un pré-codeur FFT est appliqué à ce vecteur complexe et nous obtenons :

$$X_n = FFT\{x\} = \frac{1}{M} \sum_{l=0}^{M-1} x_l e^{-j2\pi \frac{nl}{M}} \quad n = 0, 1, 2, \dots, M-1 \quad \text{III.37}$$

Le signal résultant est puis modulé par N sous-porteuses orthogonales et nous obtenons :

$$\tilde{X}_k = [\tilde{X}_0 \tilde{X}_1 \dots \tilde{X}_{N-1}] \quad \text{III.38}$$

Le bloc \tilde{X}_k est partitionné en V sous bloc, représentés par les vecteurs :

$$[\tilde{X}_k^{(v)}, v = 1, 2, \dots, V] \quad \text{III.39}$$

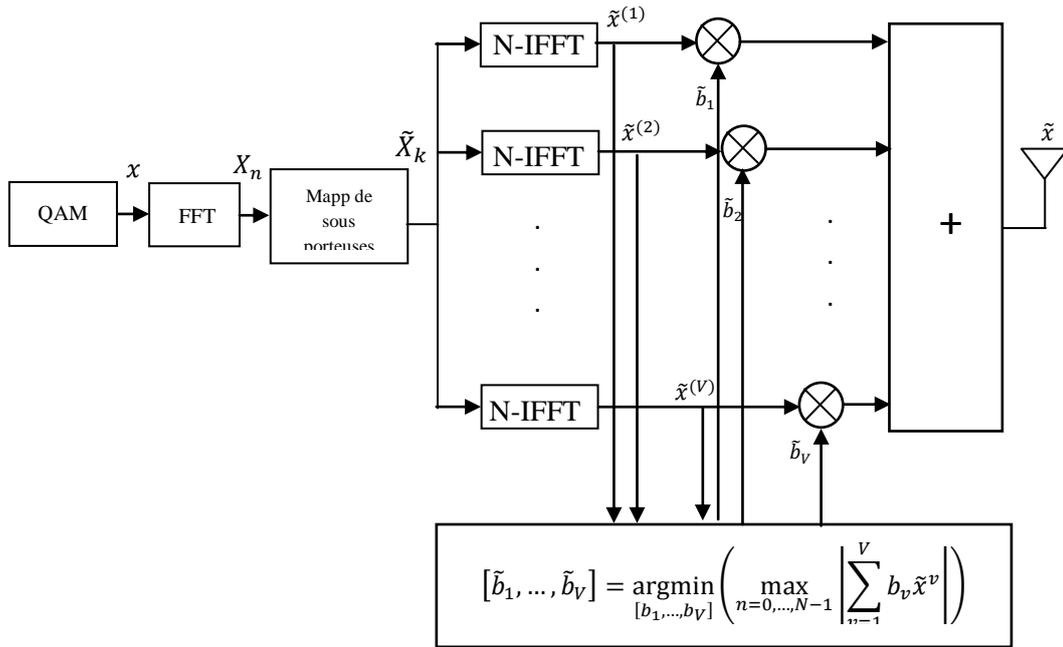


Figure III. 15 Schéma bloc du système PTS SC-FDMA dans la voie montante.

Par conséquent, nous pouvons écrire:

$$\tilde{X}_k = \sum_{v=1}^V \tilde{X}_k^{(v)} \quad \text{III.40}$$

Ensuite, les sous-blocs sont utilisés pour moduler les sous-porteuses à l'aide de N points IFFT. La sortie résultante est donnée par :

$$\tilde{x}^{(v)} = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} \tilde{X}_k^{(v)} e^{j2\pi \frac{n}{N} k} \quad \text{III.41}$$

Chaque sous-bloc est multiplié par le facteur de phase complexe correspondant donné par :

$$b_v = e^{j\phi_v} \quad \text{III.42}$$

Où $\phi_v = 2\pi i/W$, $W = 2, 4$ et $i = 0, 1, 2, \dots, w-1$

W^V ensembles de facteurs de phase doivent être manipuler pour trouver l'ensemble optimal.

$$x = IFFT \left\{ \sum_{v=1}^V b_v \cdot \tilde{X}_k^{(v)} \right\} = \sum_{v=1}^V b_v \cdot IFFT \left\{ \tilde{X}_k^{(v)} \right\} = \sum_{v=1}^V b_v \cdot \tilde{x}^{(v)} \quad \text{III.43}$$

Le vecteur de phase est choisi de telle sorte que le PAPR peut être réduit au minimum, qui est donné par :

$$[\tilde{b}_1 \dots \tilde{b}_v] = \underset{[b^1, \dots, b^v]}{\operatorname{argmin}} \left(\max_{n=0, \dots, N-1} \left| \sum_{v=1}^V b_v \cdot \tilde{x}^{(v)} \right| \right) \quad \text{III.44}$$

Le signal temporel correspondant au plus bas PAPR est exprimé comme suit:

$$\tilde{x} = \sum_{v=1}^V \tilde{b}_v \cdot \tilde{x}^{(v)} \quad \text{III.45}$$

De point de vu implémentation, la technique PTS nécessite $W^V \cdot V$ IFFT opérations pour chaque bloc de données et $\log_2 W^v$ bits d'information latérale envoyée au récepteur [132].

Dans le but d'évaluer les performances CCDF de PTS SC-FDMA, on utilise les paramètres de simulation du tableau III.4.

Paramètres	Valeur
Bande passante du système	5MHz
N	256
M	128
Technique de Mapping	Localisée et distribuée
Type de modulation	16QAM
facteur de sur-échantillonnage	4
Le facteur Roll-Off	0.22
Nombre de sous blocs V	4, 8 et 16
W	2

Tableau III. 4 Paramètres de simulation de PTS SC-FDMA.

Figure III.16 présente une comparaison de CCDF du PAPR entre le système OFDMA, LSC-FDMA et PTS LSC-FDMA avec $V=4, 8$ et 16 . Pour un CCDF de 10^{-3} , le

PAPR est de 11.15, 10.15, 8.84, 7.17 et 5.56 dB pour OFDMA, LSC-FDMA, PTS LSC-FDMA (V=4), PTS LSC-FDMA (V=8) et PTS LSC-FDMA (V=16) respectivement. Il est clair que le PTS LSC-FDMA présente un PAPR faible comparé aux autres systèmes. De plus, les performances de PAPR augmentent avec l'augmentation du nombre de sous bloc de partitionnement V.

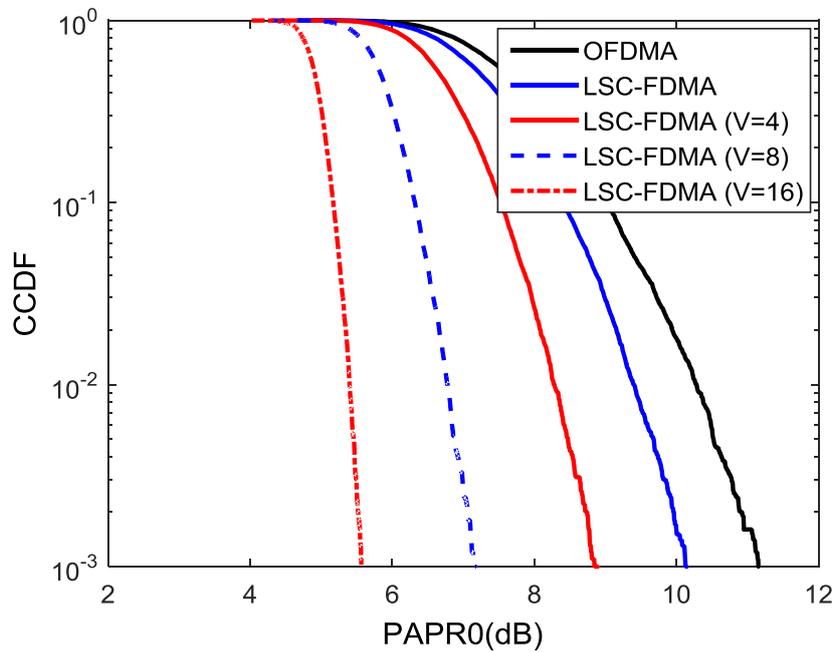


Figure III. 16 CCDF de PAPR pour le système PTS LSC-FDMA.

Figure III.17 présente une comparaison de CCDF du PAPR entre le système OFDMA, ISC-FDMA et PTS ISC-FDMA avec V=4, 8 et 16. Pour un CCDF de 10^{-3} , le PAPR est de 11.12, 10.19, 10.19, 8.71 et 7.17 dB pour OFDMA, ISC-FDMA, PTS ISC-FDMA (V=4), PTS ISC-FDMA (V=8) et PTS ISC-FDMA (V=16) respectivement. Il est clair que le PTS ISC-FDMA présente un PAPR faible comparé aux autres systèmes. De plus, les performances de PAPR augmentent avec l'augmentation du nombre de sous bloc de partitionnement. Ces deux dernières figures montrent également que le PAPR du système PTS SC-FDMA dépend aussi de la technique d'allocation des ressources.

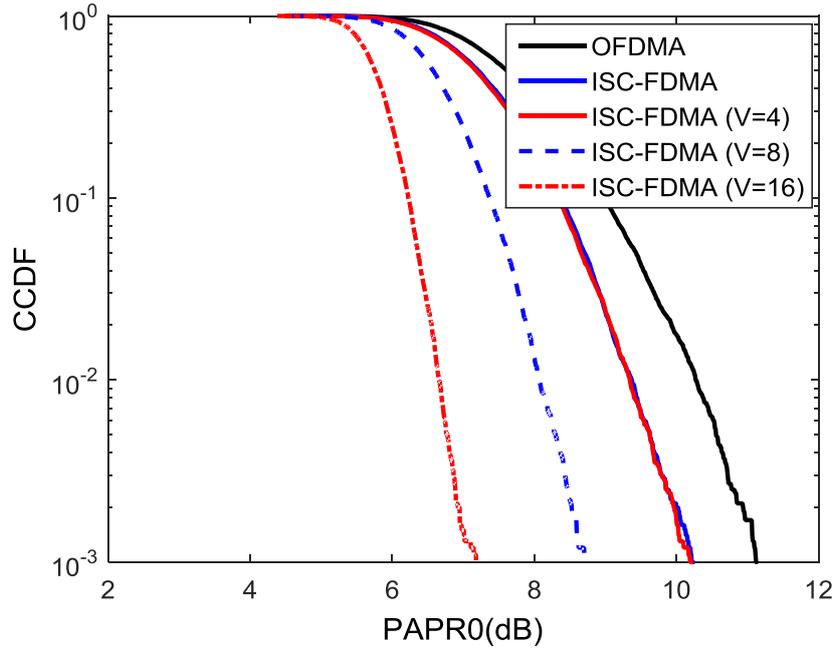


Figure III. 17 CCDF de PAPR pour le système PTS ISC-FDMA.

De la section III.5.1 et III.5.2, on remarque que la technique PTS présente des performances de réduction du PAPR meilleures comparées avec celles données par le SLM. De plus, le PAPR va réduire en plus si on augmente le nombre de vecteurs U et le nombre de sous blocs de partitionnement V pour SLM et PTS respectivement. Par contre, avec l'augmentation de V et U , la complexité de calcul augmente comme la montre le tableau III.5.

Dans la technique PTS, si le facteur de pondération est W et le nombre de sous blocs est V , W^V ensembles de facteurs de phase doivent être utilisés pour trouver le meilleur ensemble. Le nombre de bits de l'information latérale $SI = \log_2 W^V$. La même chose pour SLM, si U est le nombre de vecteurs utilisés, le nombre de bits de l'information latérale requis est $SI = \log_2 U$. Donc la technique PTS exige une redondance latérale plus élevée par rapport à la technique SLM.

	SLM		PTS	
	SI (bits)	Complexité	SI (bits)	Complexité
U=V=4	2	4 IFFT+4N Mul	4	4 IFFT+4NW ⁴ Mul
U=V=8	3	8 IFFT+8N Mul	8	8 IFFT+8NW ⁸ Mul
U=V=16	4	16 IFFT+16N Mul	16	16 IFFT+16NW ¹⁶ Mul

Tableau III. 5 Complexité de calcul de SLM et PTS pour un système SC-FDMA.

III.6 Réduction de PAPR pour SC-FDMA MIMO

III.6.1 Le système SLM SC-FDMA MIMO

La figure III.18 représente le schéma synoptique de la liaison montante du système SLM SC-FDMA MIMO.

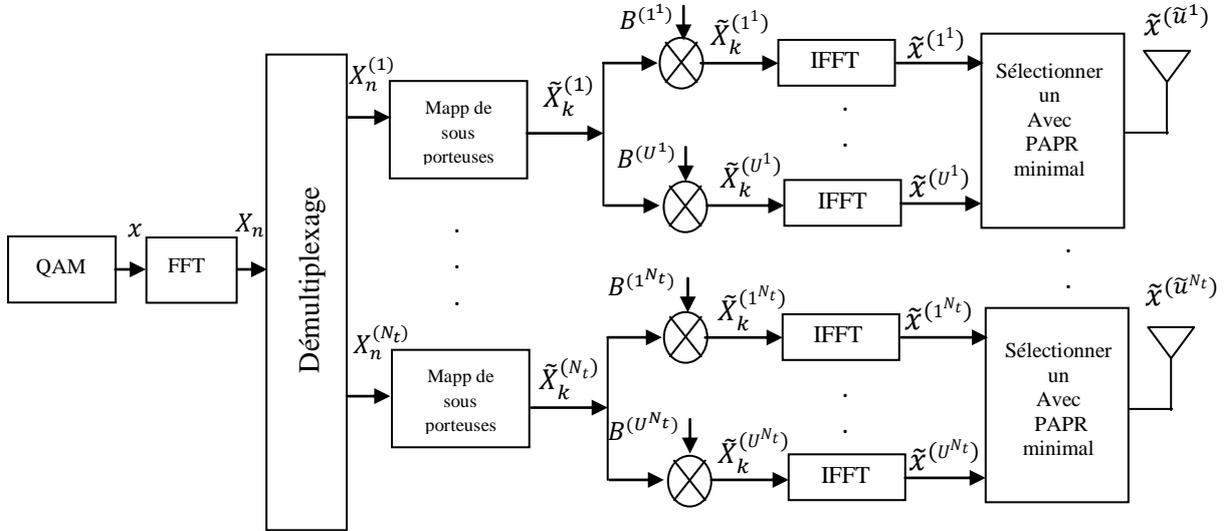


Figure III. 18 Schéma bloc du système SLM SC-FDMA MIMO dans la voie montante.

Le signal de sortie du pré-codeur FFT est dé-multiplexé en N_t branches et nous obtenons :

$$X_n^{(1)} = [X_0 X_{N_t} \dots X_{M-N_t}]$$

$$\vdots$$

$$\text{III.46}$$

$$X_n^{(N_t)} = [X_{N_t-1} X_{2N_t-1} \dots X_{M-1}]$$

Le signal résultant de (III.46) est ensuite modulé par N sous-porteuses orthogonales et nous obtenons :

$$\tilde{X}_k^{(1)} = [\tilde{X}_0 \tilde{X}_{N_t} \dots \tilde{X}_{N-N_t}]$$

$$\vdots$$

$$\text{III.47}$$

$$\tilde{X}_k^{(N_t)} = [\tilde{X}_{N_t-1} \tilde{X}_{2N_t-1} \dots \tilde{X}_{N-1}]$$

Ensuite, générer U vecteurs de phase pour chaque antenne N_t afin de modifier le signal résultant de (III.47).

$$B^{(u^\vartheta)} = \left[B_0^{(u^\vartheta)} B_1^{(u^\vartheta)} \dots B_{v-1}^{(u^\vartheta)} \right] \quad \text{III.48}$$

Où $\vartheta = 1, \dots, N_t$, représente l'indice de l'antenne.

Le bloc de données $\tilde{X}_k^{(\vartheta)}$ de chaque antenne est multiplié point à point par tous les u^ϑ vecteurs de phase correspondants comme exprimé dans l'équation (III.49).

$$\tilde{X}_k^{(u^\vartheta)} = \tilde{X}_k^{(\vartheta)} .* B^{(u^\vartheta)} = \left[\tilde{X}_0^{(u^\vartheta)} \tilde{X}_1^{(u^\vartheta)} \dots \tilde{X}_{N-1}^{(u^\vartheta)} \right]^T \quad \text{III.49}$$

Ensuite, on transforme chaque $\tilde{X}_k^{(u^\vartheta)}$ au domaine temporel pour obtenir :

$$\tilde{x}^{(u^\vartheta)} = IFFT \left\{ \tilde{X}_k^{(u^\vartheta)} \right\} \quad \text{III.50}$$

Le vecteur u^ϑ est choisi pour que le PAPR peut être réduit au minimum, qui est donné par :

$$\tilde{u}^\vartheta = \underset{u=0,1,\dots,U}{\operatorname{argmin}} \left(\max \left| \tilde{x}^{(u^\vartheta)} \right| \right) \quad \text{III.51}$$

Enfin, on transmet $\tilde{x}^{(\tilde{u}^\vartheta)}$ correspondant à chaque antenne.

Nous définissons $PAPR_{mimo}$ par le maximum de tous les PAPR liés aux antennes N_t

$$PAPR_{mimo} = \max_{\vartheta=1,\dots,N_t} PAPR \left\{ \tilde{x}^{(\tilde{u}^\vartheta)} \right\} \quad \text{III.52}$$

Dans le but d'évaluer les performances de CCDF de SLM SC-FDMA MIMO, on utilise les paramètres de simulation du tableau III.6.

Paramètres	Valeurs
Bande passante du système	5MHz
N	256
M	128
Technique de Mapping	Localisée et distribuée
Type de modulation	16QAM
facteur de sur-échantillonnage	4
Le facteur Roll-Off	0.22
Nombre de vecteurs de phase U	4, 8 et 16
Nombre d'antenne d'émission	2
Nombre d'antenne de réception	2

Tableau III. 6 Paramètres de simulation de SLM SC-FDMA MIMO.

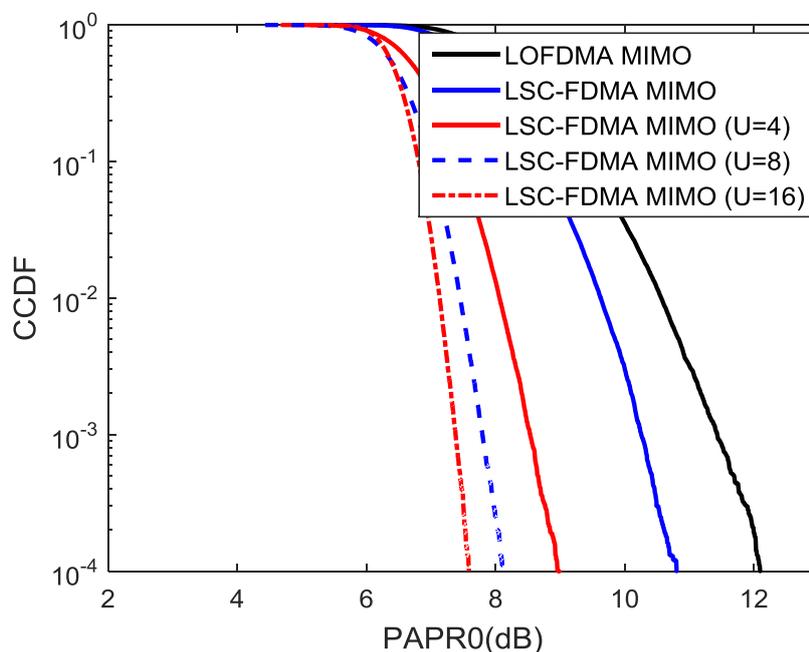


Figure III. 19 CCDF de PAPR pour le système SLM LSC-FDMA MIMO.

Figure III.19 présente une comparaison du CCDF de PAPR entre le système OFDMA MIMO, LSC-FDMA MIMO et SLM LSC-FDMA MIMO avec $U=4, 8$ et 16 . Pour un CCDF de 10^{-4} , le PAPR est de $12.08, 10.8, 8.92, 8.10$ et 7.58 dB pour OFDMA MIMO, LSC-FDMA MIMO, SLM LSC-FDMA ($U=4$), SLM LSC-FDMA ($U=8$) et SLM LSC-FDMA ($U=16$) respectivement. Il est clair que le SLM LSC-FDMA MIMO présente un

PAPR faible comparé aux autres systèmes. De plus, les performances de PAPR augmentent avec l'augmentation du nombre de vecteurs U .

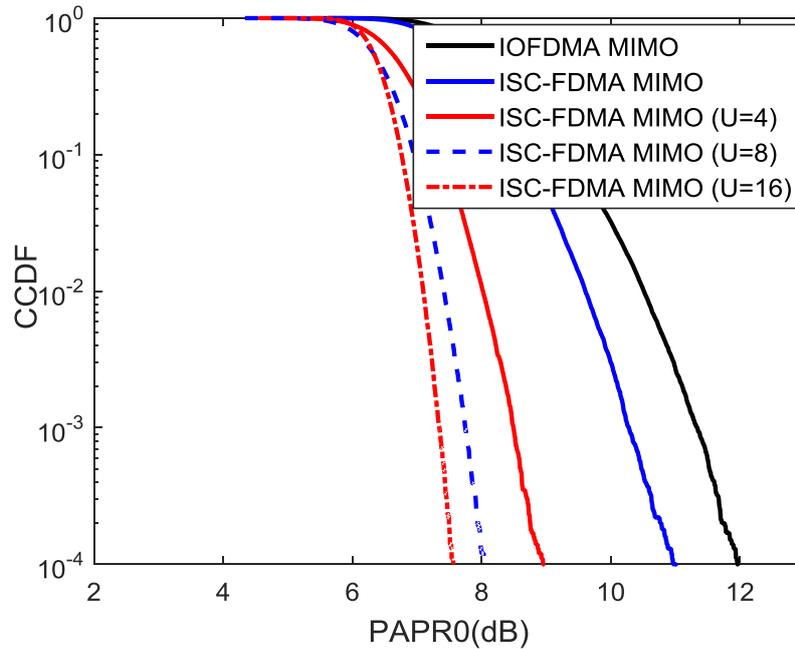


Figure III. 20 CCDF de PAPR pour le système SLM ISC-FDMA MIMO.

Figure III.20 présente une comparaison du CCDF de PAPR entre le système OFDMA MIMO, ISC-FDMA MIMO et SLM ISC-FDMA MIMO avec $U=4, 8$ et 16 . Pour un CCDF de 10^{-4} , le PAPR est de $11.94, 10.95, 8.92, 8.03$ et 7.53 dB pour OFDMA MIMO, ISC-FDMA MIMO, SLM ISC-FDMA MIMO ($U=4$), SLM ISC-FDMA MIMO ($U=8$) et SLM ISC-FDMA MIMO ($U=16$) respectivement. Il est clair que le SLM ISC-FDMA MIMO présente un PAPR faible comparé aux autres systèmes. De plus, les performances de PAPR augmentent avec l'augmentation du nombre de vecteurs U .

Pour la mise en œuvre pratique, le système SLM SC-FDMA MIMO avec N_t antennes d'émission et N_r antennes de réception a besoin de $(N_t \times U)$ IFFT opérations et $N_{SI} = N_t \times \log_2 U$ bits d'information latérale (SI) pour chaque bloc de données.

III.6.2 Le système PTS SC-FDMA MIMO

La figure III.21 représente le schéma synoptique de la liaison montante du système PTS SC-FDMA MIMO. Dans ce système, les symboles modulés sont regroupés en blocs de longueur M , les symboles modulés sont transmis via un convertisseur S/P,

qui a généré un vecteur complexe de la même taille M qui peut être écrit sous la forme $x = [x_0 x_1 \dots x_{M-1}]^T$. Le pré-codeur FFT est appliqué à ce vecteur complexe.

Le signal résultant est puis modulé par N sous-porteuses orthogonales et nous obtenons :

$$\tilde{X}_k = [\tilde{X}_0 \tilde{X}_1 \dots \tilde{X}_{N-1}] \quad \text{III.53}$$

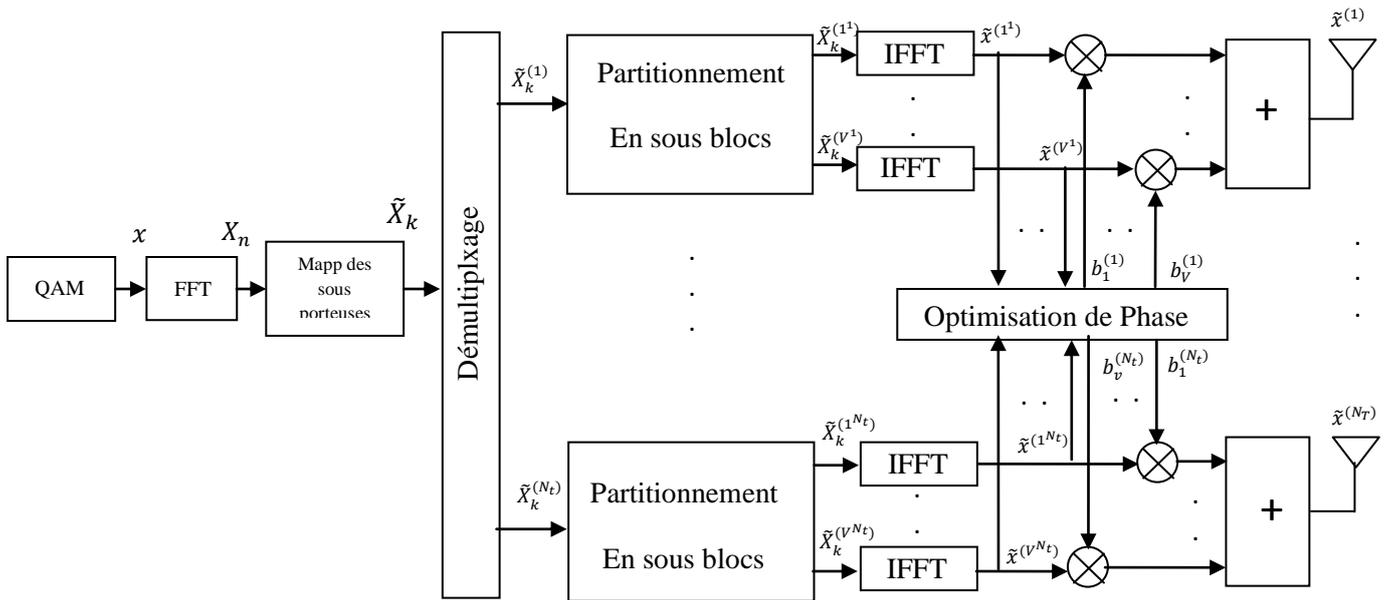


Figure III. 21 Schéma bloc du système PTS SC-FDMA MIMO dans la voie montante.

Ensuite, le démultiplexage en N_t branches est réalisé

$$\begin{aligned} \tilde{X}_k^{(1)} &= [\tilde{X}_0 \tilde{X}_2 \dots \tilde{X}_{N-N_t}] \\ &\vdots \\ \tilde{X}_k^{(N_t)} &= [\tilde{X}_{N_t-1} \tilde{X}_{2N_t-1} \dots \tilde{X}_{N-1}] \end{aligned} \quad \text{III.54}$$

Les nouveaux sous-blocs sont représentés par les vecteurs $[\tilde{X}_k^{(v^\vartheta)}]$, $v = 1, 2, \dots, V$; $\vartheta = 1, \dots, N_t$.

Par conséquent, nous pouvons écrire:

$$\tilde{X}_k^{(\vartheta)} = \sum_{v=1}^V \tilde{X}_k^{(v^\vartheta)} \quad \text{III.55}$$

Où ϑ représente l'indice de l'antenne.

Ensuite, les sous-blocs sont utilisés pour moduler des sous-porteuses à l'aide de N points IFFT qui sont exprimés comme suit :

$$\tilde{x}^{(v^\vartheta)} = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} \tilde{X}_k^{(v^\vartheta)} e^{j2\pi \frac{n}{N}k} \quad \text{III.56}$$

Chaque nouveau sous-bloc est multiplié par le facteur de phase complexe correspondant $b_v = e^{j\theta_v}$

$$x^{(\vartheta)} = IFFT \left\{ \sum_{v=1}^V b_v \cdot \tilde{X}_k^{(v^\vartheta)} \right\} = \sum_{v=1}^V b_v \cdot IFFT \left\{ \tilde{X}_k^{(v^\vartheta)} \right\} = \sum_{v=1}^V b_v \cdot \tilde{x}^{(v^\vartheta)} \quad \text{III.57}$$

Le vecteur de phase est choisi de telle sorte que le PAPR peut être réduit au minimum, qui est donné par :

$$[\tilde{b}_1 \dots \tilde{b}_v]^{(\vartheta)} = \underset{[b^1, \dots, b^v]}{\operatorname{argmin}} \left(\max_{n=0, \dots, N-1} \left| \sum_{v=1}^V b_v \cdot \tilde{x}^{(v^\vartheta)} \right| \right) \quad \text{III.58}$$

Le signal temporel correspondant au plus bas PAPR peut être exprimé comme suit :

$$\tilde{x}^{(\vartheta)} = \sum_{v=1}^V \tilde{b}^v \cdot \tilde{x}^{(v^\vartheta)} \quad \text{III.59}$$

Nous définissons $PAPR_{mimo}$ par le maximum de tous les PAPRs associées à chaque N_t antennes.

$$PAPR_{mimo} = \max_{\vartheta=1,\dots,N_t} PAPR\{\tilde{x}^{(\vartheta)}\} \quad \text{III.60}$$

Pour la mise en œuvre du système PTS SC-FDMA MIMO, W^V ensembles de facteurs de phase doivent être manipulés pour trouver l'ensemble optimal correspondant à chaque antenne. Ce système nécessite $(N_t \times V)$ IFFT opérations pour chaque bloc de données et $N_t \times \log_2 W^V$ bits d'information latérale envoyés au récepteur.

A pour but d'évaluer les performances de CCDF de PTS SC-FDMA MIMO, on utilise les paramètres de simulation du tableau III.7.

Paramètres	Valeur
Bande passante du système	5MHz
N	256
M	128
Technique de Mapping	Localisée et distribuée
Type de modulation	16QAM
facteur de sur-échantillonnage	4
Le facteur Roll-Off	0.22
Nombre de sous blocs V	4, 8 et 16
Nombre d'antenne d'émission	2
Nombre d'antenne de réception	2
W	2

Tableau III. 7 Paramètres de simulation de PTS SC-FDMA MIMO.

Figure III.22 présente une comparaison du CCDF de PAPR entre le système OFDMA MIMO, LSC-FDMA MIMO et PTS LSC-FDMA MIMO avec $V=4, 8$ et 16 . Pour un CCDF de 10^{-3} , le PAPR est de 11.31, 10.42, 8.88, 7.26 et 5.60 dB pour OFDMA MIMO, LSC-FDMA MIMO, PTS LSC-FDMA ($V=4$), PTS LSC-FDMA ($V=8$) et PTS LSC-FDMA ($V=16$) respectivement. Il est clair que le PTS LSC-FDMA MIMO présente un PAPR faible comparé aux autres systèmes. De plus, les performances de PAPR augmentent avec l'augmentation du nombre de sous blocs V .

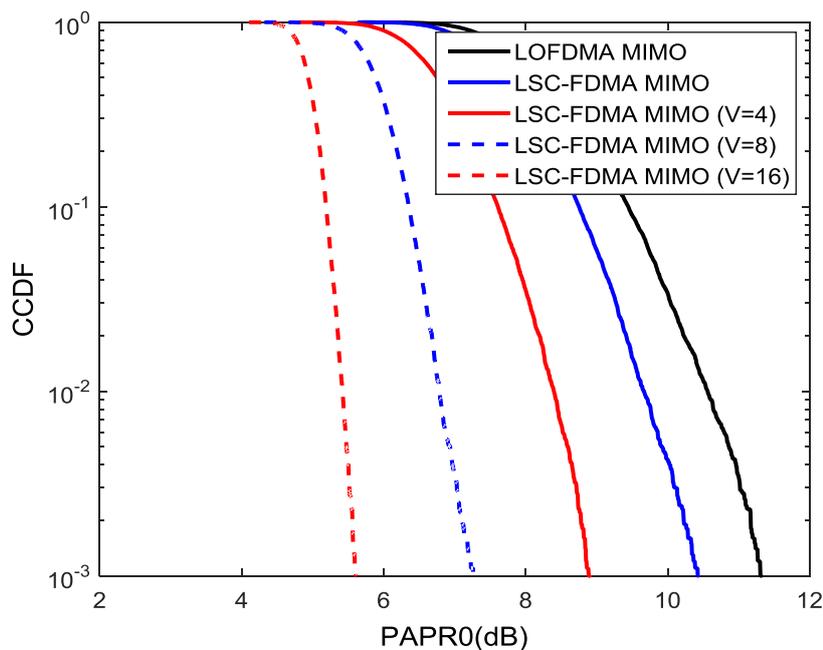


Figure III. 22 CCDF de PAPR pour le système PTS LSC-FDMA MIMO.

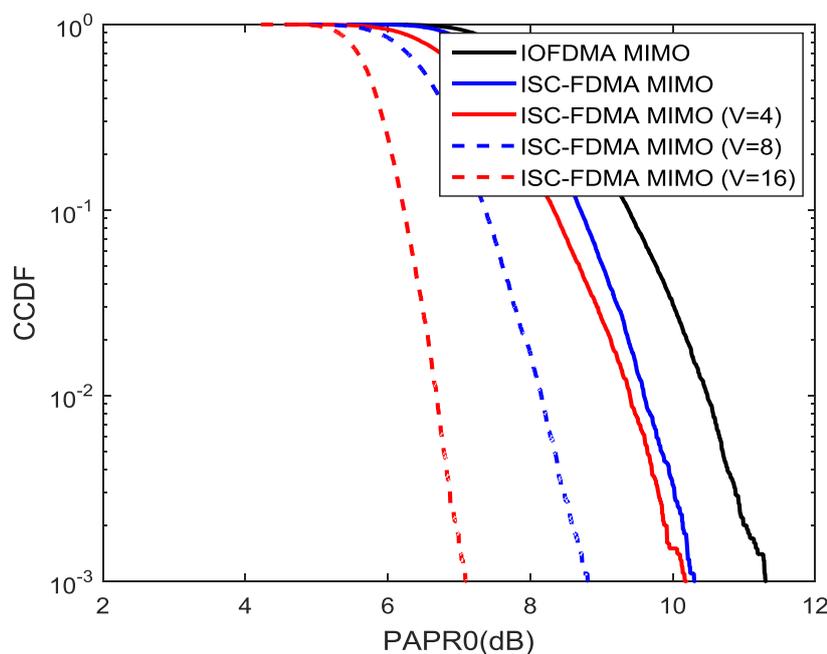


Figure III. 23 CCDF de PAPR pour le système PTS ISC-FDMA MIMO.

Figure III.23 présente une comparaison du CCDF de PAPR entre le système OFDMA MIMO, ISC-FDMA MIMO et PTS ISC-FDMA MIMO avec $V=4, 8$ et 16 . Pour un CCDF de 10^{-3} , le PAPR est de $11.31, 10.3, 10.17, 8.80$ et 7.08 dB pour OFDMA MIMO,

ISC-FDMA MIMO, PTS ISC-FDMA MIMO (V=4), PTS ISC-FDMA MIMO (V=8) et PTS ISC-FDMA MIMO (V=16) respectivement. Il est clair que le PTS ISC-FDMA MIMO présente un PAPR faible comparé aux autres systèmes. De plus, les performances de PAPR augmentent avec l'augmentation du nombre de sous blocs V.

De la section III.6.1 et III.6.2, on conclut que le système PTS SC-FDMA MIMO présente des performances de réduction du PAPR meilleures comparées avec celles données par le SLM SC-FDMA MIMO. De plus, le PAPR va réduire en plus si on augmente le nombre de vecteurs U et le nombre de sous blocs de partitionnement V pour SLM et PTS respectivement. Par contre, avec l'augmentation de V et U, la complexité de calcul augmente comme la montre le tableau III.8 pour $N_t = 2$.

	SLM MIMO (2×2)		PTS MIMO (2×2)	
	SI (bits)	Complexité	SI (bits)	Complexité
U=V=4	4	8 IFFT+8N Mul	8	8 IFFT+8NW ⁴ Mul
U=V=8	6	16 IFFT+16N Mul	16	16 IFFT+16NW ⁸ Mul
U=V=16	8	32 IFFT+32N Mul	32	32IFFT+32NW ¹⁶ Mul

Tableau III. 8 Complexité de calcul de SLM et PTS pour un système SC-FDMA MIMO.

III.7 SLM Modifié pour SC-FDMA MIMO

La technique SLM est l'une des techniques les plus efficaces pour la réduction du PAPR dans les systèmes multi porteuses. Elle peut fournir un gain significatif de la réduction du PAPR et donc, améliore l'efficacité de la puissance de transmission [133-138]. L'un des principaux inconvénients de cette technique est la nécessité de la transmission de l'information latérale SI afin de permettre le récepteur de récupérer les blocs des données transmis, ces bits de SI réduisent la bande passante du système et par conséquent affectent l'efficacité spectrale. Plusieurs systèmes ont été proposés pour éviter la transmission de l'information latérale SI [136-138]. Tous ces systèmes reposent sur l'utilisation des dispositifs de brouillage qui augmentent la complexité de calcul du système.

Dans cette section, nous proposons une technique SLM modifié (MSLM) pour la voie montante du système SC-FDMA MIMO. L'idée principale de MSLM est d'utiliser les mêmes vecteurs de phase pour toutes les antennes, contrairement au schéma classique où chaque antenne a ses propres vecteurs de phase. Les branches du même

rang de toutes les antennes d'émission N_t sont alors multipliées point à point par le même vecteur de phase. Le but de système proposé est de réduire le nombre de bits de l'information latérale SI et de réduire aussi la dégradation de la bande passante. Par conséquent, il améliore l'efficacité spectrale du système.

La figure II.24 représente le schéma synoptique du système proposé SLM modifié SC-FDMA MIMO. Nous proposons l'utilisation de ses mêmes vecteurs de phase $B^{(u)}$ pour chaque antenne.

$$B^{(u)} = [B_0^{(u)} B_1^{(u)} \dots B_{v-1}^{(u)}] \tag{III.61}$$

Le bloc des données de chaque branche $\tilde{X}_k^{(\vartheta)}$ est point à point multiplié par tous les vecteurs de phase $B^{(u)}$. Ceci peut être écrit comme suit :

$$\tilde{X}_k^{(u^\vartheta)} = \tilde{X}_k^{(\vartheta)} .* B^{(u)} = [\tilde{X}_0^{(u^\vartheta)} \tilde{X}_1^{(u^\vartheta)} \dots \tilde{X}_{N-1}^{(u^\vartheta)}]^T \tag{III.62}$$

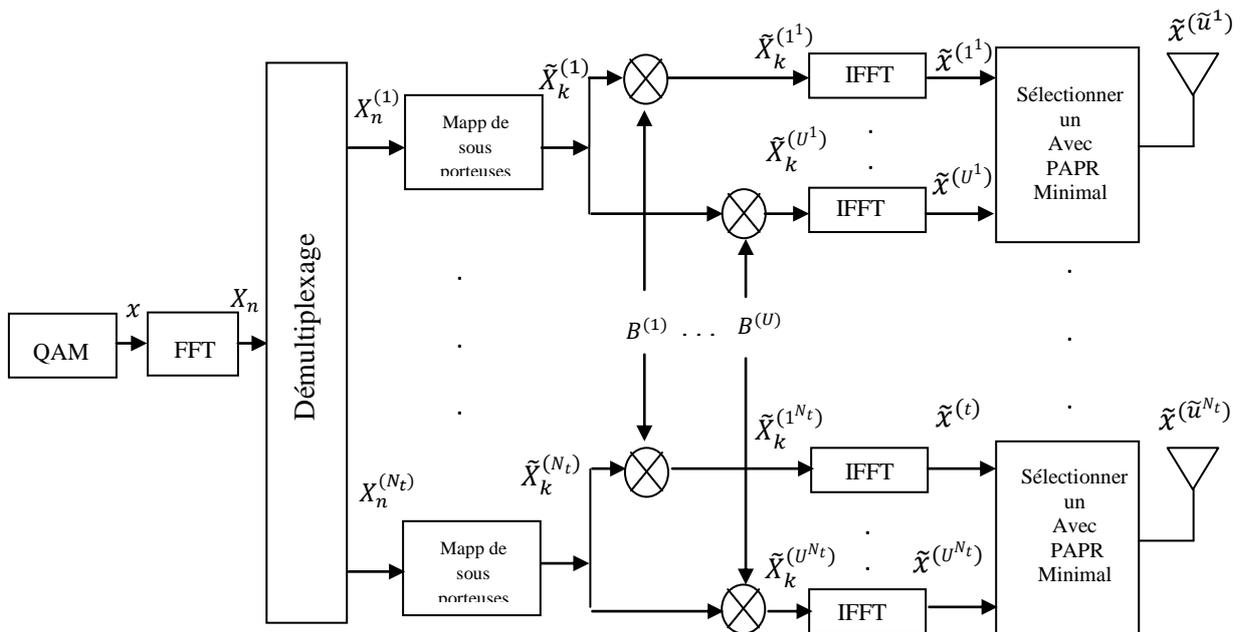


Figure III. 24 Schéma bloc du système SLM modifié SC-FDMA MIMO dans la voie montante.

Après IFFT, le vecteur u est choisi pour que le PAPR puisse être réduit au minimum, qui est donné par :

$$\tilde{u}^v = \underset{u=0,1,\dots,U}{\operatorname{argmin}} \left(\max \left| \tilde{x}^{(u^\vartheta)} \right| \right) \quad \text{III.63}$$

Enfin, le $PAPR_{mimo}$ de notre proposition est exprimé comme suit :

$$PAPR_{mimo} = \max_{\vartheta=1,\dots,N_t} \operatorname{PAPR} \left\{ \tilde{x}^{(\tilde{u}^\vartheta)} \right\} \quad \text{III.64}$$

III.7.1 Le CCDF de PAPR pour SLM modifié

Dans le but d'évaluer les performances de CCDF de MSLM SC-FDMA MIMO, on utilise les paramètres de simulation du tableau III.9.

Paramètres	Valeurs
Bande passante du système	5MHz
N	256,512
M	128,256
Technique de Mapping	Localisée et distribuée
Type de modulation	16QAM
facteur de sur-échantillonnage	4
Le facteur Roll-Off	0.22
Nombre de vecteurs de phase U	4, 8
Nombre d'antenne d'émission	2
Nombre d'antenne de réception	2

Tableau III. 9 Paramètres de simulation de MSLM SC-FDMA MIMO.

Les figures III.25 et III.26 présentent la comparaison de CCDF du PAPR entre SC-FDMA MIMO, SLM SC-FDMA MIMO et MSLM SC-FDMA MIMO pour le cas localisé et distribué respectivement avec $N=256$ et $M=128$. La technique proposée MSLM fournit un gain de réduction du PAPR similaire à celui de SLM conventionnel. Les gains fournis sont autour de 1.53 dB ($U=4$) et 2.32 dB ($U=8$) pour le cas localisé et environ 1.71 dB ($U=4$) et 2.44 dB ($U=8$) pour le cas entrelacé.

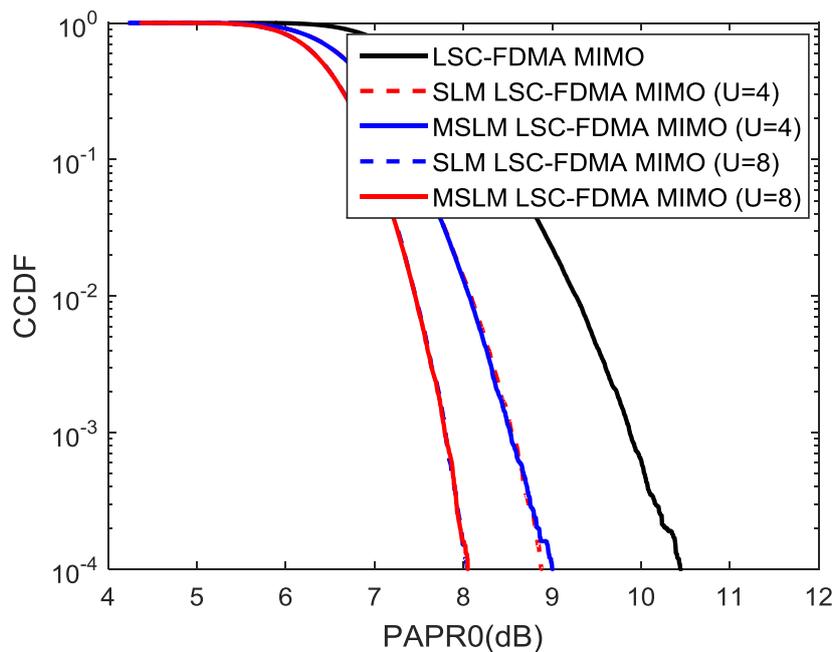


Figure III. 25 CCDF de PAPR pour le système MSLM LSC-FDMA MIMO avec $N=256$.

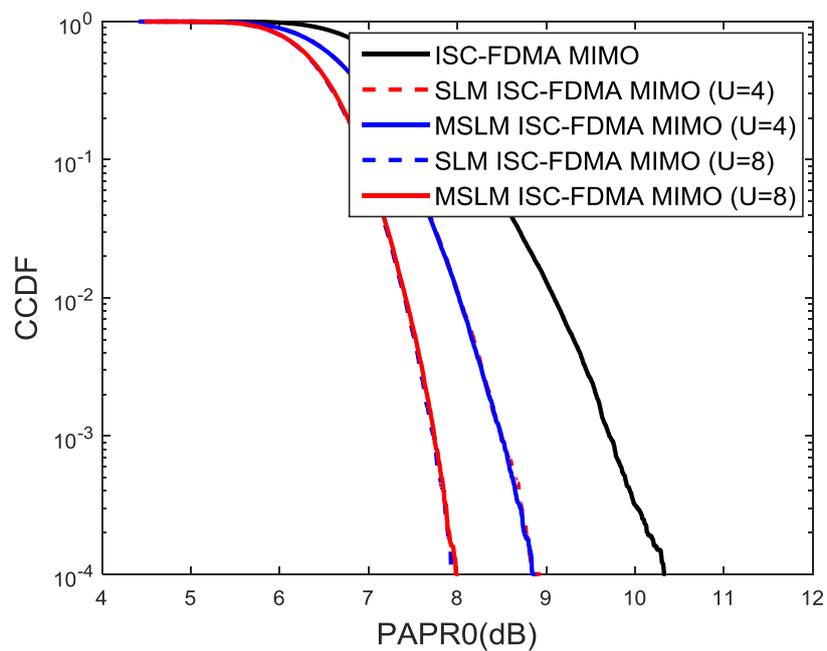


Figure III. 26 CCDF de PAPR pour le système MSLM ISC-FDMA MIMO avec $N=256$.

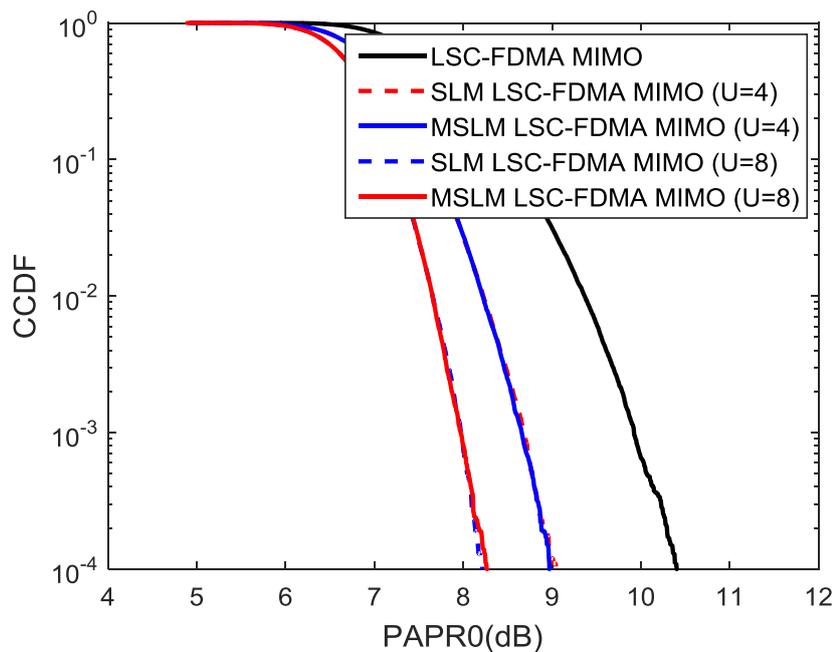


Figure III. 27 CCDF de PAPR pour le système MSLM LSC-FDMA MIMO avec $N=512$.

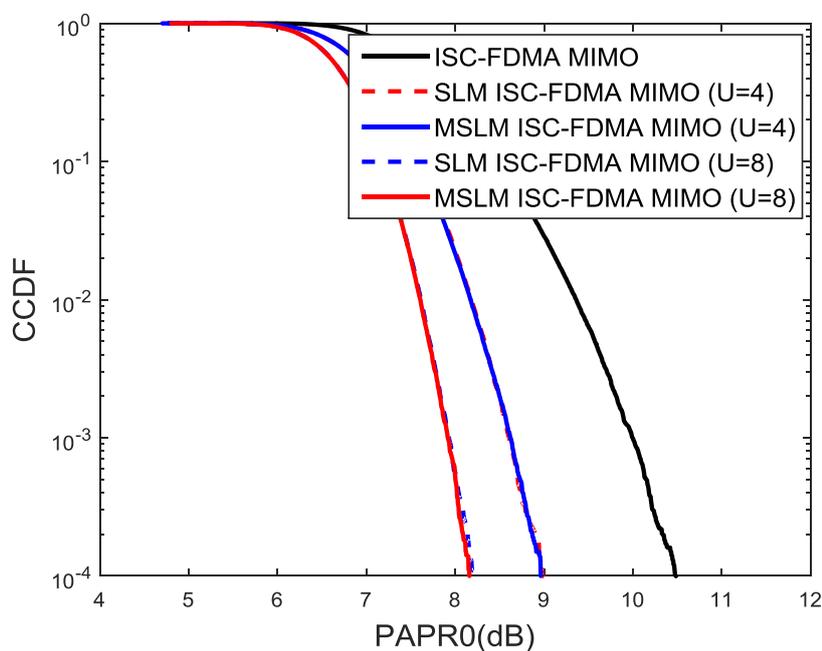


Figure III. 28 CCDF de PAPR pour le système MSLM ISC-FDMA MIMO avec $N=512$.

Les figures III.27 et III.28 présentent la comparaison de CCDF du PAPR entre SC-FDMA MIMO, SLM SC-FDMA MIMO et MSLM SC-FDMA MIMO pour le cas localisé et distribué respectivement avec $N=512$ et $M=256$. La technique proposée MSLM fournit un gain de réduction du PAPR similaire à celui de SLM conventionnel.

Les gains fournis sont autour de 1.41 dB (U=4) et 2.14 dB (U=8) pour le cas localisé et environ 1.51 dB (U=4) et 2.31 dB (U=8) pour le cas entrelacé.

III.7.2 Nombre de bits SI

Pour la mise en œuvre pratique, le système SLM SCFDMA a besoin de U IFFT opérations et $N_{SI} = \log_2 U$ bits pour l'information latérale (SI). De même, SLM MIMO SC-FDMA a besoin de $(N_t \times U)$ IFFT opérations et donc $N_{SI} = N_t \times \log_2 U$ bits de SI sont nécessaires, ce qui signifie que ce système est plus complexe que le système SLM SC-FDMA et nécessite plus de bits redondants. Pour notre système proposé SLM modifié MIMO SC-FDMA, les branches de même rang de toutes les antennes d'émission N_t sont alors point à point multipliés par la même séquence de phase. Ainsi, seuls $N_{SI} = \log_2 U$ bits de SI sont nécessaires. Cependant, aucune réduction de complexité n'est atteinte et nous avons encore besoin de $(N_t \times U)$ IFFT opérations.

Le tableau III.10 présente une comparaison entre le nombre de bits de SI et le nombre d'opération IFFT requis pour les systèmes SLM avec $N_t = 2$. Il est clair à partir du tableau III.10 que le SLM modifié a le plus petit nombre de bits SI par rapport aux autres systèmes SLM

	U=4		U=8		U=16	
	N_{SI}	N_{IFFT}	N_{SI}	N_{IFFT}	N_{SI}	N_{IFFT}
SLM MIMO LSCFDMA	4	8	8	16	16	32
MSLM MIMO LSCFDMA	2	8	4	16	8	32
SLM MIMO ISCFDMA	4	8	8	16	16	32
MSLM MIMO ISCFDMA	2	8	4	16	8	32

Tableau III. 10 Nombre de bits SI et opérations IFFT requises pour les différents systèmes SLM avec $N_t = 2$.

III.7.3 La dégradation de la bande passante

La transmission des bits SI conduit à une perte supplémentaire de la bande passante. Le pourcentage de dégradation de la bande passante B_{loss} en raison des bits SI est évalué par l'expression [139].

$$B_{loss} = \left(1 - \frac{N \cdot m - (\log_2 U / C_r \cdot m)}{N \cdot m} \right) \cdot 100 = \frac{\log_2 U}{N \cdot m^2 \cdot C_r} \cdot 100 \% \quad \text{III.65}$$

Où m est le nombre de bits par symbole et C_r est le taux de codage. Dans le tableau III.11, des exemples de B_{loss} dans le cas du canal codé et non codé avec une transmission 4-QAM pour $U = 4, 8$ et 16 sont présentés. Il est clair à partir du tableau III.11 que le MSLM réduit la dégradation de la bande passante de 50% par rapport au système SLM SCFDMA MIMO.

	U=4		U=8		U=16	
	non codé	Codé	non codé	Codé	non codé	Codé
SLM MIMO LSCFDMA	0.390	0.781	1.562	3.125	6.25	12.5
MSLM MIMO LSCFDMA	0.195	0.390	0.781	1.562	3.125	6.25
SLM MIMO ISCFDMA	0.390	0.781	1.562	3.125	6.25	12.5
MSLM MIMO ISCFDMA	0.195	0.390	0.781	1.562	3.125	6.25

Tableau III. 11 Dégradation de la bande passante pour les différents systèmes SLM MIMO SC-FDMA.

III.8 Conclusion

Des résultats précédent, on peut conclure clairement que la méthode PTS fournit une réduction du PAPR meilleur par rapport la méthode SLM. Ceci est pour le système SC-FDMA et SC-FDMA MIMO. Néanmoins, le coût est également payé pour sacrifier l'efficacité de transmission et la complexité croissante. Ainsi, dans les applications pratiques, un compromis doit être fait entre les bonnes performances, la complexité de calcul et l'information latérale SI. De la discussion ci-dessus, nous pouvons dire que l'algorithme SLM est plus approprié si le système peut tolérer moins de complexité, sinon, l'algorithme PTS est plus acceptable lorsque les performances de PAPR deviennent le premier facteur à considérer. En bref, le compromis sera fait pour un système fiable.

Pour l'algorithme proposé MSLM basé SC-FDMA MIMO, les résultats de simulation montrent que cet algorithme fournit les mêmes performances de réduction du PAPR que celui de SLM conventionnel avec 50% de réduction de nombre de bits SI et de dégradation spectrale. Donc, il optimise l'efficacité spectrale du système.

Chapitre IV

Les ondes millimétriques et les réseaux cellulaires

Sommaire

IV.1 Introduction	132
IV.2 Le potentiel des ondes millimétriques.....	133
IV.3 Réseaux cellulaires à ondes millimétriques.....	134
IV.4 Les défis des ondes millimétriques	136
IV.5 Les sondeurs de canal	137
IV.6 Techniques de mesure dans le domaine temporel et fréquentiel.....	138
IV.7 Architecture du système sondeur de canal	139
IV.7.1 Système de réception	141
IV.7.2 L'émetteur laser	144
IV.7.3 Le récepteur laser.....	145
IV.7.4 Le système émetteur à micro-ondes	145
IV.7.5 Les antennes.....	147
IV.8 Mesures et procédures	148
IV.8.1 Scenario SISO.....	148
IV.8.2 Scenario SIMO.....	151
IV.9 Conclusion.....	155

IV.1 Introduction

Les ondes millimétriques sont utilisées dans la communication sans fil satellitaire depuis longtemps pour offrir des taux de trafic de l'ordre de Gigabits. Cependant, l'utilisation de ces bandes pour les communications mobiles 5G est un nouveau défi. La faisabilité et la viabilité de ces systèmes ont fait l'objet de nombreux travaux de recherche où les fréquences comprises entre 30 et 300 GHz sont choisis pour relever ce

défi et définir les exigences de futures communications mobiles 5G. Les communications mobiles 5G visent à accroître la capacité et les débits de données disponibles pour les terminaux avec une latence zéro. En outre, de réduire la consommation d'énergie et les coûts.

Par conséquent, l'étude de la faisabilité et de la viabilité de ces ondes dans des environnements réels est indispensable. De plus, la caractérisation des canaux millimétriques et l'extraction de la réponse impulsionnelle et fréquentielle sont très importantes pour l'évaluation des performances d'un tel système de communication.

Dans ce chapitre nous aborderons au premier temps le potentiel des ondes millimétriques. Ensuite, nous discuterons les réseaux cellulaires à onde mm et les défis de ces ondes. Dans un deuxième temps, nous détaillerons les sondeurs de canal et spécialement le sondeur utilisé dans nos mesures. Enfin, nous présenterons les scénarios et les résultats de mesure (SISO et SIMO) effectués dans un environnement réel NLOS sur une bande de 1 GHz centrée à 29.5 GHz.

IV.2 Le potentiel des ondes millimétriques

La demande des données cellulaires augmente avec un rythme dramatique, la croissance de trafic estimé allant de 40% à 70% par année [140-142]. Cette croissance incroyable implique que dans les prochaines décennies, les réseaux cellulaires peuvent avoir besoin de fournir des capacités 1000 fois supérieures aux niveaux actuels. De même, l'utilisation de la connectivité sans fil dépasse les smart phones et les tablettes ainsi que d'autres nouveaux appareils qui exigent la connectivité sans fil. Dans [143] les auteurs estiment un nombre de 50 milliards appareils sans fil vers 2020. La réponse de cette demande sera une tâche redoutable. Un bon nombre d'exigences envisagées pour ce qui est maintenant appelé l'après quatrième génération (4G) et la cinquième génération (5G) des systèmes cellulaires, tels que le débit multi-gigabit par seconde (Gb/s) et les dizaines de mégabits par seconde (Mb/s) au bord des cellules [144]. Pour relever ce défi, il y a eu d'intérêt croissant d'utiliser les ondes millimétriques entre 30 et 300 GHz où les bandes passantes disponibles sont beaucoup plus larges que celles des réseaux actuels [145]-[148].

- Le spectre disponible à ces fréquences plus élevées est facilement 200 fois plus grand que toutes les allocations spectrales actuelles limitées au moins de 3 GHz [145], [147].

- Les très petites longueurs d'ondes des signaux à ondes-mm combinées avec la technologie CMOS RF à faible puissance permettent l'emplacement d'un grand nombre (≥ 32 éléments) d'antennes miniaturisées dans des petites surfaces.
- Ces systèmes à antennes multiples peuvent être utilisés pour obtenir des gains très élevés des réseaux d'antennes placés à la station de base (BS) ou dans le revêtement du téléphone portable ou encore dans les puces électroniques [145], [149-156].

Ces progrès vont s'accélérer avec la commercialisation récente de Wi-Fi 60 GHz. Ce potentiel d'intérêt récent conduit à des travaux considérables sur les systèmes cellulaires à ondes mm tant dans l'industrie [146-148], [157-158] que dans le milieu académique [159-165], avec une conviction croissante que les bandes d'ondes mm joueront un rôle important dans les systèmes cellulaires 5G [166].

Malgré ces activités et ces intérêts, l'utilisation des bandes mm reste une frontière largement inexplorée pour la communication cellulaire. Alors que tous les autres aspects de puissance, de stockage, de communications numériques et de mise en réseaux ont vu d'énormes progrès puisque les systèmes cellulaires numériques ont commencé depuis 25 ans, les fréquences porteuses de ces systèmes restent les mêmes. Avec cette grave pénurie du spectre, le temps est donc venu d'envisager la capacité de ces nouvelles bandes.

IV.3 Réseaux cellulaires à ondes millimétriques

Les signaux à ondes mm se réfèrent à des longueurs d'onde de 1 cm à 10 mm, correspondant à des fréquences approximativement dans la plage de 30 à 300 GHz. Les communications sans fil dans ces bandes mm ne sont pas nouvelles. En effet, les premières communications millimétriques ont été démontrées par Bose il y a plus de 100 ans [157]. Actuellement, les bandes mm sont largement utilisées pour les communications par satellite [168] et les backhails cellulaires [169-171]. Plus récemment, les transmissions mm ont été utilisées pour le réseau sans fil local à très haut débit (LAN) et pour le réseau personnel (PAN) [145], [172-175] dans la bande de 60 GHz sans licence. Bien que ces systèmes offrent des taux supérieurs à 1 Gb/s, les liens sont généralement à courte portée ou LOS de point à point.

L'utilisation des bandes mm pour les liens les plus distants et pour les scénarios cellulaires NLOS forme une nouvelle frontière et la faisabilité de ces systèmes a fait

l'objet d'un débat considérable. Alors que le spectre des ondes mm offre considérablement plus de bande passante que les allocations cellulaires actuelles, il est à craindre que la propagation des signaux à ondes mm est beaucoup moins favorable. Les signaux à ondes mm souffrent parfois d'absorption sévère, d'intermittente de connectivité et d'un écart Doppler plus élevé. Compte tenu ces limitations, il y a eu beaucoup de scepticisme à savoir que les bandes mm seraient viables pour les systèmes cellulaires qui nécessitent une communication fiable à travers des liaisons à grande portée et des chemins NLOS [165], [174].

Deux tendances récentes ont encouragé un réexamen de la viabilité des ondes millimétriques cellulaires. Les progrès de la technologie CMOS RF et du traitement numérique ont permis la réalisation des puces à ondes-mm appropriées pour les appareils mobiles commerciaux [145], [149], [169]. Des progrès significatifs ont été réalisés avec la croissance des systèmes sans fil 60 GHz LAN et PAN [145], [172-175]. En outre, en raison des très petites longueurs d'onde, des grands réseaux peuvent maintenant être fabriqués dans une petite zone de moins de 1 ou 2 cm². Ceci permet de fournir une diversité de trajet pour éviter le blocage dû par des obstacles humains (par exemple une main tenant une partie du dispositif, ou le corps bloquant le chemin de la cellule), plusieurs réseaux peuvent être situés dans un appareil mobile.

Les réseaux cellulaires ont évolué vers des rayons plus petits, en particulier avec le soutien de pico cellules et femto cellules des réseaux hétérogènes des dernières normes cellulaires [176-180]. Dans de nombreuses zones urbaines denses, la taille des cellules sont maintenant souvent inférieure à 100-200 m de rayon, peut-être dans la gamme des signaux à ondes mm. En absence de nouvelles fréquences, la capacité des réseaux actuels exige encore plus de densification des cellules. Si une grande densification est susceptible de jouer un rôle central pour l'évolution cellulaire [179-181], la construction des réseaux avec cette densité ne peut pas être rentable dans nombreux contextes en raison des dépenses dans l'acquisition des sites, le déploiement, et la qualité de prestation de backhaul. En effet, le backhaul représente déjà 30%-50% des coûts d'exploitation selon certaines estimations [182-185]. En revanche, dans les déploiements de très haute densité, les larges bandes passantes des signaux à ondes mm peuvent fournir une alternative de la division cellulaire en augmentant de manière significative la capacité des petites cellules.

IV.4 Les défis des ondes millimétriques

Malgré le potentiel des systèmes cellulaires à ondes mm, il y a un certain nombre de défis à relever pour réaliser la vision des réseaux cellulaires dans ces bandes.

1. La communication directionnelle: La loi de transmission de Friis [186] indique que dans l'espace libre la perte de trajet omnidirectionnel croît avec le carré de la fréquence. Toutefois, la plus petite longueur d'onde des signaux à ondes mm permet également un gain d'antenne plus élevé pour la même taille physique de l'antenne. Par conséquent, les hautes fréquences des signaux à ondes mm ne sont pas eux mêmes qui donnent lieu à une augmentation de perte en espace libre, à condition que la section efficace de l'antenne reste fixe avec une transmission directionnelle appropriée [187]. Toutefois, le recours à des transmissions très directionnelles nécessitera certains changements de conception des systèmes cellulaires actuels.
2. Shadowing: Une préoccupation plus importante est que les signaux à ondes-mm sont extrêmement sensibles à l'absorption. Par exemple, des matériaux tels que la brique peuvent atténuer les signaux jusqu'à 40 à 80 dB [188-190] et le corps humain lui-même peut entraîner une perte de 20 à 35 dB [191]. D'autre part, la main, l'humidité et la pluie (problèmes communs à long terme des liens de backhaul à ondes mm) ne sont pas des problèmes dans les systèmes cellulaires [145], [165]. En outre, le corps humain et nombreux matériaux extérieurs étant très réfléchissants et permettent d'être des diffuseurs importants pour la propagation des ondes mm [174].
3. L'intermittente de la connectivité et la variation rapide du canal: Pour une vitesse mobile donnée, le temps de cohérence du canal est linéaire avec la fréquence porteuse [186], ce qui signifie qu'il sera très faible dans la gamme des ondes mm. Par exemple, l'étalement Doppler à 60 km/h à 60 GHz est supérieur à 3 kHz, d'où le canal change dans l'ordre de centaines microsecondes, beaucoup plus rapide que les systèmes cellulaires actuels. En outre, des niveaux élevés d'absorption impliquent que l'apparition d'obstacles conduira à des pertes de trajet plus dramatiques, bien que le faisceau directionnel puisse surmonter ce problème [165]. En outre, les systèmes à ondes mm seront intrinsèquement construits pour des petites cellules, ce qui signifie que les pertes de chemin relatif et l'association des cellules changent aussi rapidement, ce qui implique que la

connectivité sera très intermittente et la communication devra être rapidement adaptable.

4. **Coordination multiutilisateur:** Les applications actuelles pour les transmissions à ondes mm sont généralement des liaisons point à point (comme backhaul cellulaire [192]) ou des systèmes sans fil LAN et PAN avec un nombre limité d'utilisateurs ou des protocoles de couche MAC qui interdisent plusieurs transmissions simultanées. Cependant, pour une haute réutilisation spatiale et une efficacité spectrale, les systèmes cellulaires exigent des transmissions simultanées sur plusieurs liens interférents. Donc, des nouveaux mécanismes seront nécessaires pour coordonner ces transmissions dans les réseaux à ondes mm.
5. **Consommation d'énergie:** La consommation d'énergie dans le convertisseur analogique-numérique (A/D) est généralement variée linéairement avec le taux d'échantillonnage et d'une façon exponentielle avec le nombre de bits par échantillons [145], [193-194], ce qui rend la quantification à haute résolution pour des bandes passantes larges et l'utilisation de grand nombre d'antennes prohibitifs pour les puissances faibles. De plus, l'efficacité d'amplification RF est nécessaire pour les antennes multi éléments.

IV.5 Les sondeurs de canal

Le sondage du canal est une tâche fondamentale pour l'ingénierie de la communication sans fil. Le mot "sondage" provient de l'émetteur qui excite le canal, alors que la sortie du canal est enregistrée au récepteur. Le récepteur enregistre la sortie du canal sous diverses formes en fonction du choix de la technique de sondage. Au début des années 1960, les sondeurs de canal ne mesurent que l'intensité de champ reçu [195]. Depuis lors, leur complexité a augmenté de façon drastique car les systèmes et les modèles de canal requis sont devenus plus complexes. Durant les années 1990, une nouvelle classe des sondeurs de canal est apparue dans la recherche en télécommunications pour faciliter la transition vers des systèmes à large bande qui nécessitent les mesures des retards de canal [196-199]. A la fin des années 1990, la demande des débits plus élevés et donc des bandes de fréquences plus élevées et plus larges a considérablement augmenté. Par conséquent, un intérêt particulier de la recherche est porté sur les limitations dues par le nombre de trajets multiples dans le canal [200-202].

Plus tôt, les mesures ont été la plupart du temps réalisées dans des macros cellules [203-204]. Depuis lors, les mesures ont mis l'accent sur les micros cellules [205-206], à savoir, la propagation à l'intérieur (indoor). Plus récemment, la très large bande passante des systèmes à haut débit impose des exigences plus élevées sur la résolution de retard requis par les sondeurs actuels. Aujourd'hui, les applications des ondes millimétriques nécessitent des systèmes de sondage fiables et précis, avec une grande capacité à tirer des mesures précises des amplitudes et des phases à travers la bande d'intérêt.

IV.6 Techniques de mesure dans le domaine temporel et fréquentiel

Les caractéristiques des canaux à large bande peuvent être mesurées soit dans le domaine temporel ou dans le domaine fréquentiel, la génération de la réponse impulsionnelle de canal $h(t)$ ou de la fonction de transfert $H(f)$, respectivement. En théorie, les résultats sont équivalents dans les deux domaines et peuvent être transformés d'un domaine à l'autre en utilisant la transformée de Fourier. Cependant, les aspects pratiques des méthodes de mesure sont très différentes [207-208]. Les mesures dans le domaine temporel permettent l'obtention de la réponse impulsionnelle du canal en excitant le canal par des impulsions courtes ou des séquences pseudo-aléatoire, puis enregistrer le signal reçu avec un oscilloscope d'échantillonnage [209-210]. Cette technique est conceptuellement simple mais en pratique, la génération d'impulsions ultra-étroites est difficile en termes de taux et de vitesse d'échantillonnage des convertisseurs analogique-numérique. De plus, les exigences des circuits analogiques et RF sont complexes.

Les mesures dans le domaine fréquentiel, utilisent généralement un signal de type chirp ou d'autres multi-tons sur une large gamme de fréquences du canal [211]. Cette approche est plus facile à mise en œuvre au moyen d'un analyseur de réseau vectoriel (VNA). Fondamentalement, le VNA sonde le canal en balayant lentement la gamme des fréquences d'intérêt et mesure la fonction de transfert entre les deux ports (S21). L'inconvénient majeur des systèmes VNA est que chaque balayage de mesure prend un temps important en fonction de la bande passante de mesure [212].

Plus explicite dans ce projet de recherche, la décision d'effectuer des mesures dans le domaine des fréquences est due au fait que les sondeurs dans le domaine fréquentiel sont plus faciles à contrôler. Comme la bande passante du signal devient extrêmement grande, le sondeur excite le canal avec des signaux dont les formes sont plus proches à

des formes d'onde idéales qui peuvent être plus facilement contrôlées par rapport à des formes d'onde rectangulaires, gaussiennes ou cosinus surélevés [213-214]. Des exigences supplémentaires doivent être prises en compte dans la conception du sondeur.

1. Les mesures effectuées sont à bande limitée.
2. La densité spectrale de puissance du signal doit être uniforme que possible sur la largeur de bande d'intérêt. Ceci permet d'avoir la même qualité d'estimation de canal à toutes les fréquences [212].
3. La résolution temporelle est inversement proportionnelle à la largeur de bande de balayage ($BW_{Balayage}$), à savoir,

$$T_{Résolution} = \frac{1}{BW_{Balayage}}$$

La bande passante du signal est assez grande pour résoudre raisonnablement l'ambiguïté des composantes multi-trajets qui arrivent au récepteur en quelques nanosecondes.

4. La synchronisation de phase pour les longues distances entre l'émetteur et le récepteur est un problème clé pour les sondeurs de canal sans fil. En utilisant des câbles coaxiaux, il est possible d'assurer la synchronisation en phase pour des distances allant jusqu'à environ 10 m [212]. Par conséquent, en raison des fortes pertes du signal subies par les câbles coaxiaux, ils deviennent impraticables pour les mesures WLANs. Par conséquent, les exigences des systèmes de sondage à longue portée visent à couvrir des centaines de mètres, mais dans notre cas, nous avons atteint la plage de 183 m sous NLOS qui ne peut pas être réalisé en utilisant le VNA.

IV.7 Architecture du système sondeur de canal

Comme il est déjà mentionné précédemment, il est essentiel de préserver la synchronisation complète entre l'émetteur et le récepteur à tout moment. Le système a été conçu et mis en œuvre dans un laboratoire avec lequel l'UQO a collaboré. Ce système de sondage utilise une méthode évolutive pour fournir une cohérence de phase RF entre l'émetteur et le récepteur où les deux sont reliés par un câble fibre optique monomode qui assure la communication RF entre les unités. Le concept derrière l'utilisation de la fibre optique était de permettre une liaison souple à faible atténuation. Par conséquent, une grande précision de mesure de la fonction de transfert du canal peut être obtenue.

L'utilisation du système laser à fibre optique permet une synchronisation entre l'émetteur et le récepteur pour une longue distance de 1 km.

Le schéma général du système illustré dans la figure IV.1 est le système sondeur de la réponse fréquentielle du canal présenté dans ce travail. En utilisant ce sondeur, la mesure de la réponse fréquentielle adéquate et précise du canal de propagation peut être réalisée. Des mesures précises d'amplitude et de phase sont réalisées dans la bande de fréquence 1 GHz (29 à 30 GHz).

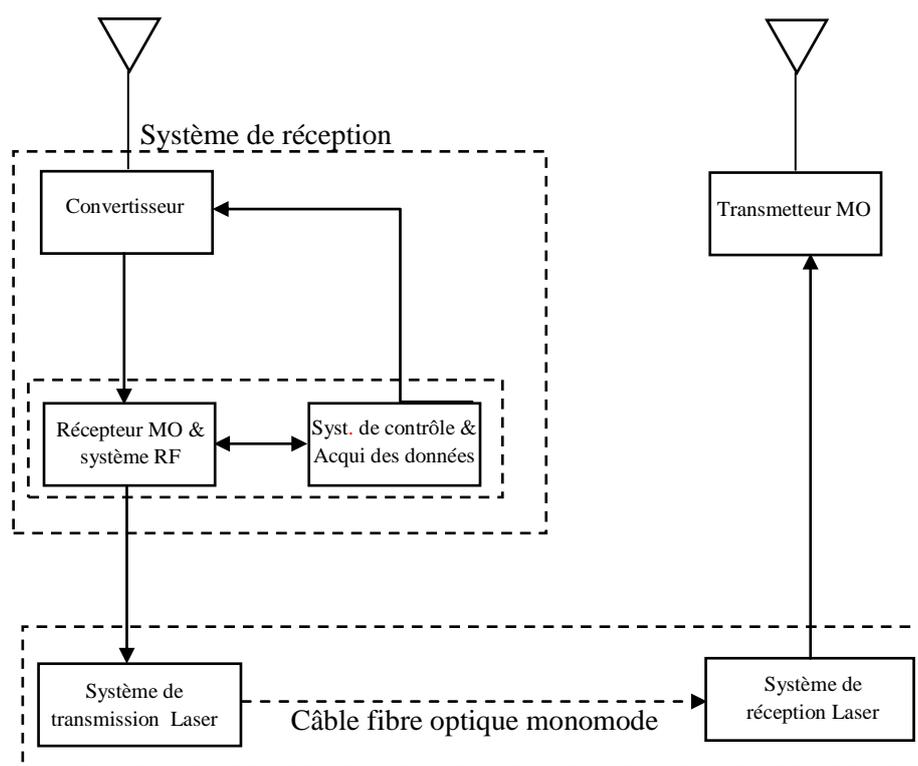


Figure IV. 1 Schéma bloc du système de mesure.

Ces mesures sont programmées à des intervalles de fréquences suffisamment proches pour résoudre l'ambiguïté de phase. Les échantillons de mesure sont généralement effectués à des intervalles de fréquence programmés de 100 KHz afin d'obtenir 10001 points de données pour chaque série de mesure. Cependant, le système est suffisamment souple pour choisir n'importe quel intervalle de fréquence. En raison de la largeur de bande de 1 GHz, une résolution de temps d'une nanoseconde est réalisée

afin de permettre l'analyse et la caractérisation de la propagation dans la gamme 29-30 GHz. La durée totale de mesure de balayage est d'environ 3 secondes.

IV.7.1 Système de réception

Dans ce système de sondage, les signaux de référence sont générés par le récepteur, l'émetteur est en fait un esclave du récepteur, par conséquent, les différents éléments du système seront décrits dans la figure IV. 2. Le chemin de signal soit à partir du récepteur et se terminant à l'émetteur. La configuration du récepteur est affichée dans la photographie de la figure IV.4. Le système de réception est constitué de deux parties principales. La première partie comprend l'extrémité avant avec l'antenne qui interface directement avec le canal de propagation sans fil. L'autre partie de récepteur comprend le système d'acquisition et de commande des données.

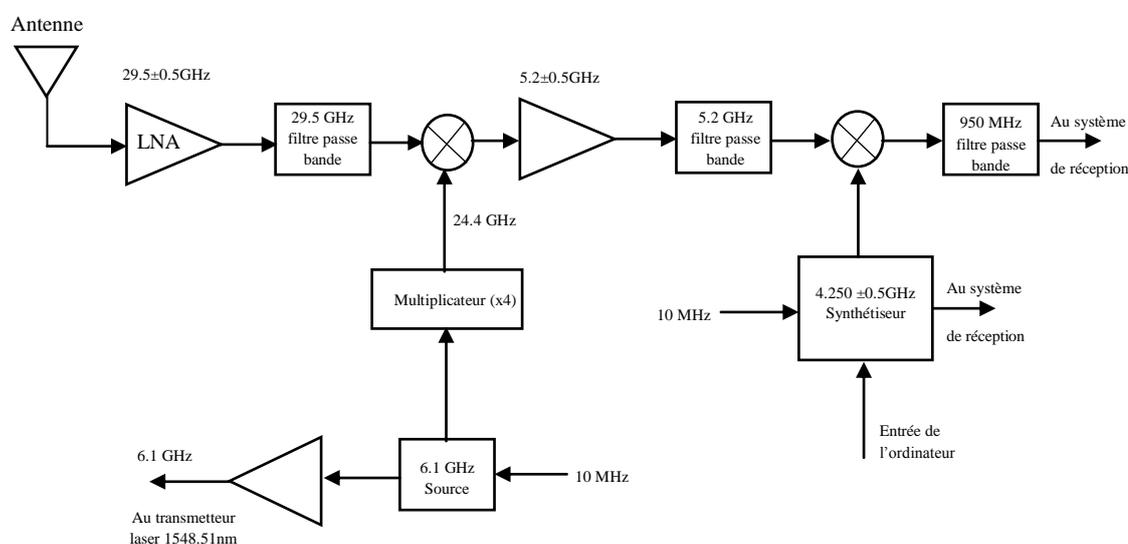


Figure IV. 2 Le schéma détaillé de la partie radio du récepteur.

Le schéma fonctionnel de cette partie du récepteur est représenté dans la figure IV.2, il constitue une interface entre le récepteur, le système de commande et le canal de propagation sans fil. Par conséquent, le signal reçu est intercepté d'abord par l'antenne d'extrémité avant et puis converti de $29,5 \pm 0,5$ GHz à une fréquence intermédiaire de

$5,25 \pm 0,5$ GHz, après avoir été mélangé avec un signal de 24,4 GHz. La fréquence 24,4 GHz est dérivée par une source de 6,1 GHz multipliée par un facteur de 4.

La stabilisation des mesures de fréquences est obtenue en bloquant tous les oscillateurs et générateurs de signaux à la fréquence de référence de Rubidium très stable de 10 MHz. La source de $4,25 \pm 0,5$ GHz du synthétiseur de fréquence est ensuite utilisée pour permettre la conversion de la fréquence intermédiaire 950 MHz à la sortie de l'extrémité avant du récepteur. La source 6.1 GHz fournit également un signal de référence pour alimenter l'émetteur photonique du sous-système laser afin de moduler une onde lumineuse de 1548 nm.

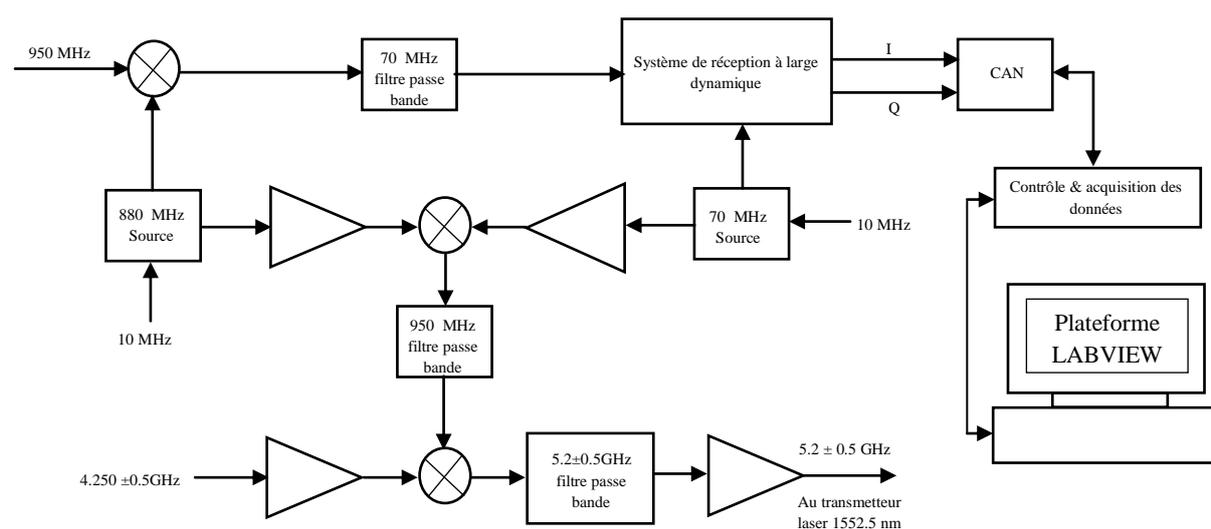


Figure IV. 3 La deuxième partie du système de réception avec le système d'acquisition des données.

Cette partie se compose d'un ordinateur qui contrôle un synthétiseur numérique direct (DDS) AD9858 qui est couplé avec un multiplicateur de fréquence pour rendre le système de sondage fonctionnel dans la gamme de fréquence requise. Le synthétiseur AD9858 est fabriqué par la société Analog Devices; il est capable de générer une sortie analogique sinusoïdale agile en fréquence jusqu'à 400 MHz. Les unités de commande et d'acquisition de données sont intégrées à l'extrémité du système de réception.

Le système d'acquisition de données (DAQ) est construit en utilisant le logiciel LabVIEW pour interfacer avec les dispositifs graphiques, surveiller et convertir les

échantillons mesurés en valeurs numériques. Le DAQ est équipé d'une mémoire d'acquisition à haute capacité pour stocker les multi-gigabits de données brutes non compressées. En très peu de secondes, ce système DAQ à haute vitesse est capable de transférer les multi-gigabits d'échantillons mesurés au serveur central via l'intranet pour permettre le traitement hors ligne. Des scripts LabVIEW sont conçus pour fonctionner et conduire le contrôleur à haute performance Pentium 4 intégré dans la carte PXI-8186 de l'instrument national NI. Le programme d'interface avec la carte DAQ multifonctions NI PXI-5124E est utilisé pour l'enregistrement des données à haute vitesse, le contrôle des applications et la détection haute tension. La carte NI PXI-5124E est utilisée pour détecter les niveaux de tension à la sortie de l'amplificateur 70 MHz à grande plage dynamique (WDR).

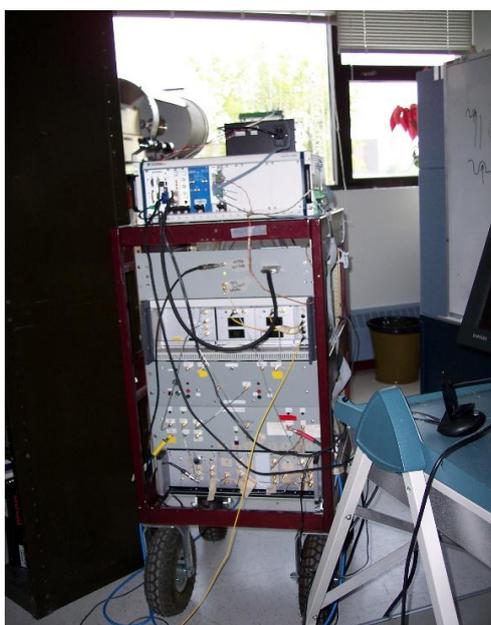


Figure IV. 4 Unité de réception avec le système de contrôle et le système de modulation laser.

A la sortie de l'amplificateur 70 MHz, les signaux des données sont détectés sous la forme des composantes en phase (I) et en quadrature (Q). Par conséquent, l'information de phase complète est fournie. La plate-forme LabVIEW fournit également une interface avec le générateur/analyseur (100 MHz) de forme d'onde numérique; cette carte NI PXI 6552 est utilisée pour contrôler le DDS. Le système de commande récepteur est alimenté par la sortie 950 MHz de l'extrémité avant pour moduler une

source 880 MHz avant d'être traité par le système de réception 70 MHz large dynamique pour détecter autant possible les plus bas et les plus élevés signaux à trajets multiples.

Par conséquent, les signaux RF ne sont pas directement convertis en bande de base, mais déplacés vers la basse bande IF, où le taux d'échantillonnage de convertisseur analogique numérique (CAD) peut prendre en charge la conversion en signaux numériques. Ensuite, ces signaux de faible IF sont échantillonnés avec CAD et démodulés dans le domaine numérique. Cependant, ceci augmente le coût de CAD, qui nécessite à la fois un taux d'échantillonnage et une plage dynamique plus élevés. La source 950 MHz du côté de commande de récepteur est ensuite mélangée avec le signal $(4,25 \pm 0,5)$ GHz alimenté par la DDS pour produire les $(5,2 \pm 0,5)$ GHz utilisée pour moduler une onde lumineuse de 1552 nm générée par l'émetteur laser.

IV.7.2 L'émetteur laser

Le récepteur micro-onde et le système de transmission optique sont transportés dans le même chariot représenté dans la figure IV.4. Comme discuté précédemment, le système d'émetteur laser est alimenté à partir du système de réception micro-onde par les 6,1 GHz et $5,2 \pm 0,5$ GHz signaux RF pour moduler les ondes lumineuses 1548 nm et 1552 nm, respectivement.

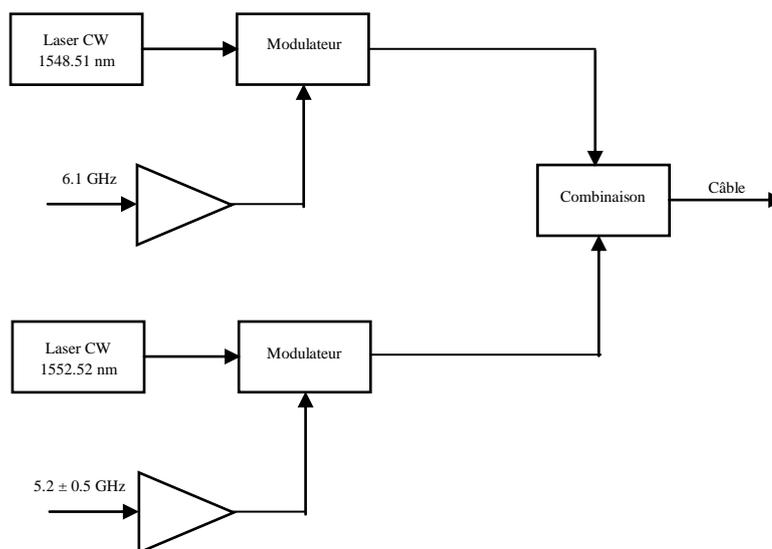


Figure IV. 5 Transmetteur laser.

Les deux ondes lumineuses modulées sont ensuite combinées et acheminées au récepteur laser à travers un câble fibre optique monomode de 500 m. Un schéma bloc de l'émetteur laser est montré sur la figure IV.5

IV.7.3 Le récepteur laser

Au niveau du récepteur optique de la figure IV.6, une tâche inverse de traitement de signal commence. Les deux ondes lumineuses sont séparées et démodulées pour récupérer ensuite les deux signaux RF fournis à l'entrée de l'émetteur laser (6,1 GHz et $5,2 \text{ GHz} \pm 0,5$) représentés sur la figure IV.5. Les signaux de sous-système d'entrée et de sortie laser sont similaires, par conséquent, la fonction principale de sous-système laser est de fournir un miroir pour les signaux RF de la sortie du récepteur micro-ondes. Ces signaux RF sont ensuite envoyés à l'émetteur micro-onde pour dériver une synchronisation de phase avec le système récepteur micro-onde.

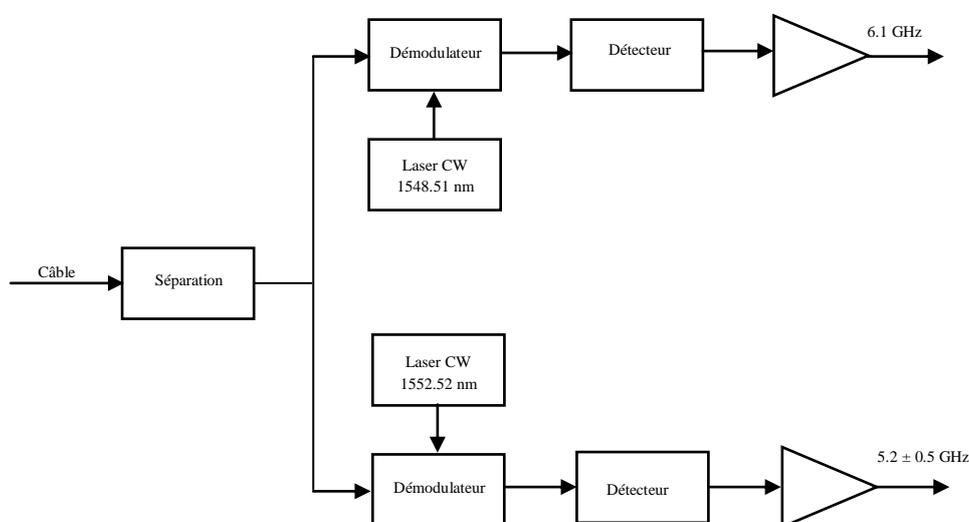


Figure IV. 6 Récepteur laser.

IV.7.4 Le système émetteur à micro-onde

Une photographie de la configuration de l'émetteur micro-onde et son schéma de principe sont représentés sur la figure IV.7 et la figure IV.8, respectivement. L'émetteur micro-onde est effectivement un esclave du récepteur micro-onde et son système de contrôle. Il reçoit les deux signaux RF (6,1 GHz et $5,2 \pm 0,5 \text{ GHz}$), les traite d'une manière inverse du procédé décrit pour le récepteur micro-onde, puis irradie la fréquence porteuse $29,5 \pm 0,5 \text{ GHz}$.

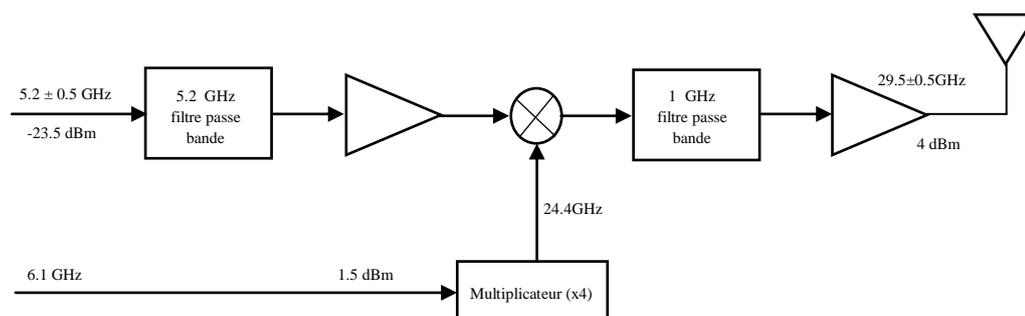


Figure IV. 7 Le schéma détaillé de la partie radio de l'émetteur.

L'émetteur micro-onde est équipé d'un amplificateur de puissance pour amplifier le niveau de puissance de sortie jusqu'à un maximum de 4 dBm. Le système de réception laser se trouve sur la grille du milieu de la console de l'émetteur sous l'analyseur de spectre, comme indiqué sur la figure IV.8. En conséquence de cette synchronisation de phase évolutive entre l'émetteur et le récepteur par l'intermédiaire de la fibre optique, un bruit de phase très faible est obtenu à la sortie du récepteur micro-onde.

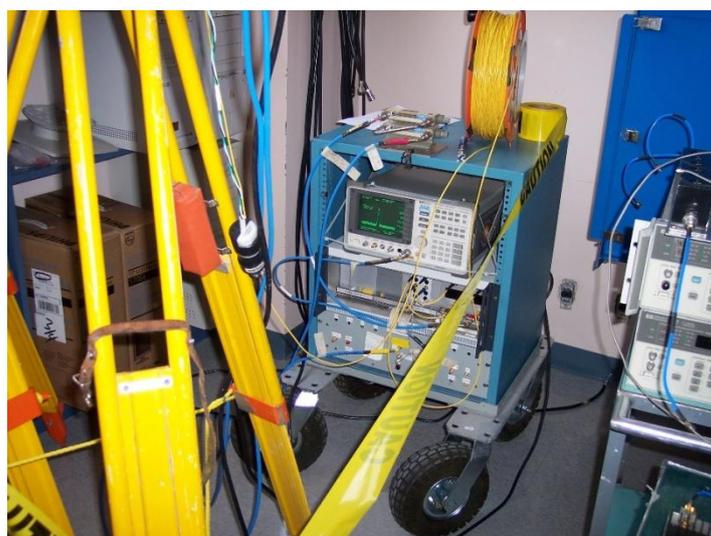


Figure IV. 8 Unité d'émission et module optique.

Les signaux utilisés dans l'émetteur sont générés dans le système de réception et transmis à l'émetteur par l'intermédiaire du câble optique. Le bruit de phase dans

l'émetteur est identique au bruit de phase qui se déroule dans le récepteur. La différence entre les deux est insignifiante. Étant donné que l'émetteur et le récepteur fonctionnent à partir des mêmes sources de multiplicateur de fréquence, le bruit de phase relatif entre l'émetteur et le récepteur est inférieur à 1 degré, crête-à-crête. Cette caractéristique permet au système de calculer une réponse en fréquence précise du canal de propagation sur la totalité de la largeur de bande opérationnelle 1 GHz du système

IV.7.5 Les antennes

Les photos des antennes d'émission et de réception sont représentées dans les figure IV.9 et IV.10 respectivement. Les antennes d'émission et de réception utilisées étaient identiques de type lentille avec un gain nominal de 35.6 dB. Ces antennes très directives convergent à des lentilles optiques faites avec le polyéthylène à haute densité. Les deux antennes sont de type diélectrique avec une ouverture efficace circulaire d'un diamètre de 26.6 cm. L'antenne de la réception est équipée d'un étage de translation qui permet les déplacements relatifs des antennes, latérale ou longitudinale allant jusqu'à 60 cm pour simuler la diversité spatiale d'antenne. Il est actionné par un motoréducteur qui entraîne un système à vis longue. La vis longue est couplée à un codeur d'arbre qui est relié au système de commande.

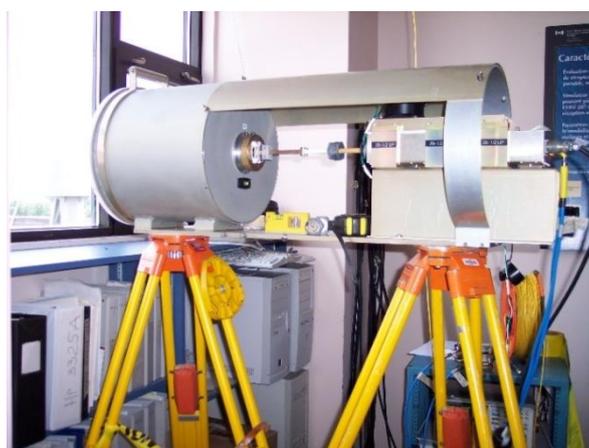


Figure IV. 9 Antenne d'émission.



Figure IV. 10 Antenne de réception.

IV.8 Mesures et procédures

IV.8.1 Scenario SISO

La figure IV.11 montre le diagramme schématique du dispositif expérimental de l'émetteur, le récepteur et le réflecteur utilisé au cours de ces mesures. L'émetteur (Tx) et le récepteur (Rx) sont placés dans deux bâtiments différents à une hauteur de 1 m au-dessus du sol, étaient situés à 79 m et 104 m respectivement du réflecteur/diffuseur (bâtiment 3) pour conduire une longueur de trajet de propagation de 183 m. Les mesures de la réponse fréquentielle ont été faites tous les 100 KHz pour une bande totale de 1GHz centrée autour de 29,5 GHz. La polarisation verticale est utilisée dans ces mesures.

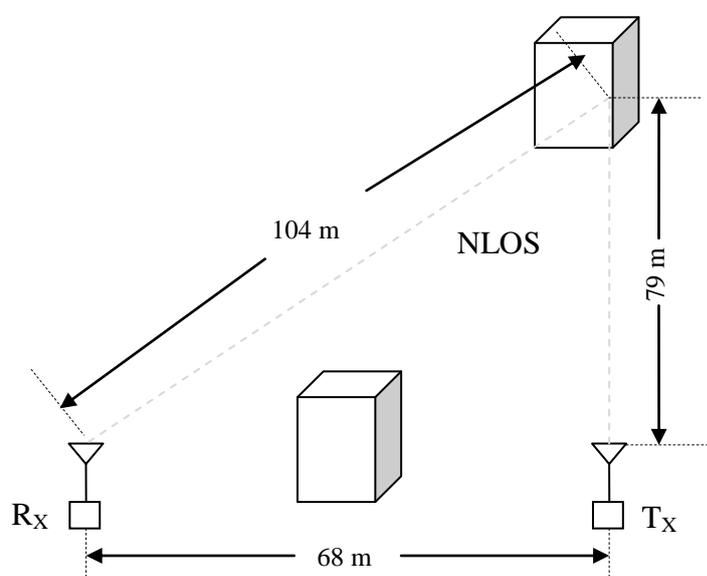


Figure IV. 11 Diagramme schématique du dispositif expérimental SISO.



Figure IV. 12 Le bâtiment réflecteur/diffuseur utilisé dans les mesures.

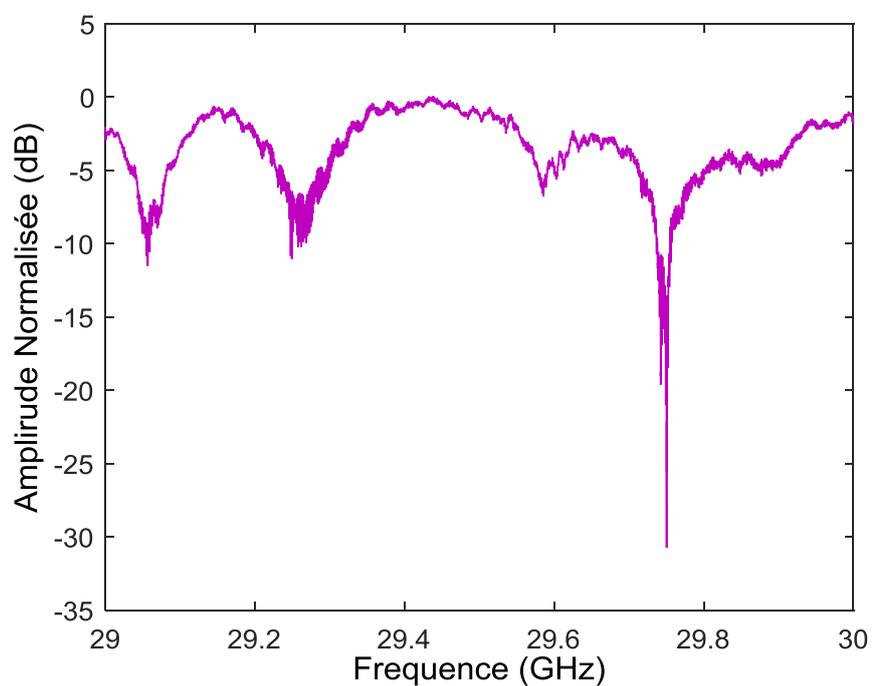


Figure IV. 13 Réponse fréquentielle du canal mesuré SISO.

La figure IV.13 présente la réponse fréquentielle du canal mesuré SISO. Cette réponse est normalisée par rapport à la valeur maximale d'amplitude. Cette courbe présente plusieurs creux d'évanouissement rapides et lents dont le plus profond est celui de -32 dB à la fréquence 29.75 GHz. De plus, l'amplitude relative varie entre 0 et 32 dB. Donc, le canal mesuré est sélectif en fréquence avec des variations rapides et lentes.

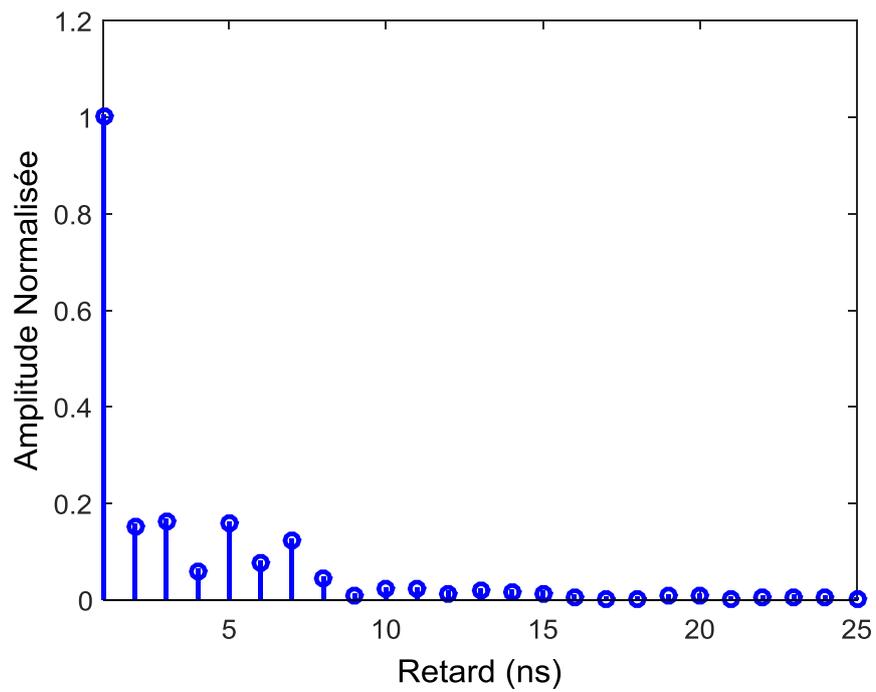


Figure IV. 14 Réponse impulsionnelle du canal mesuré SISO.

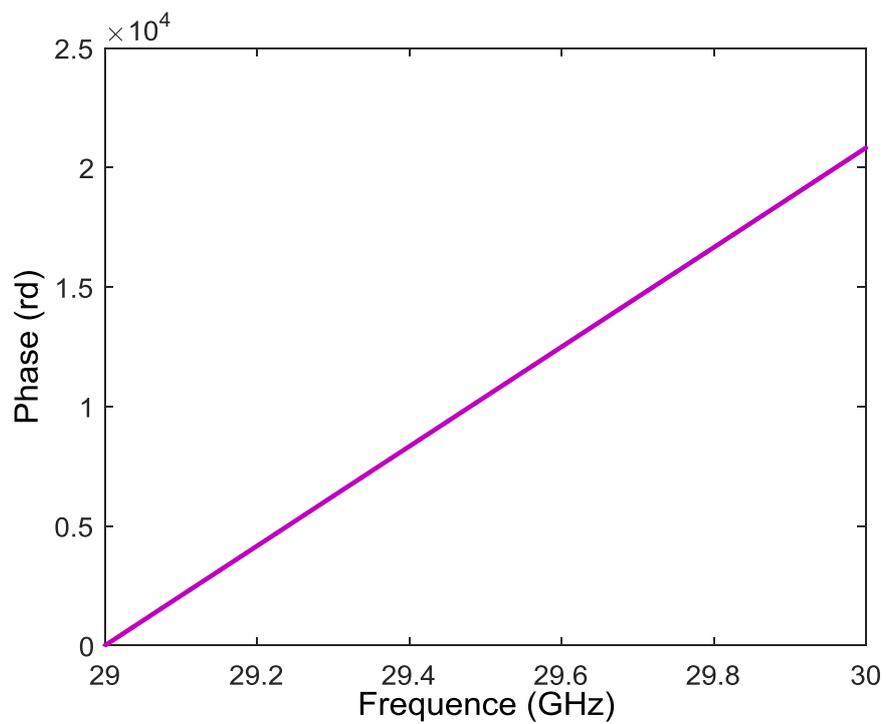


Figure IV. 15 La phase en radians.

La réponse impulsionnelle du canal est obtenue par l'IDFT de la fonction de transfert du canal. La figure IV.14 présente la réponse impulsionnelle du canal mesuré, normalisée par rapport la valeur maximale de l'amplitude. Plusieurs contributions apparaissent dont la plus forte est celle de la réflexion spéculaire qui arrive en premier. Ces contributions sont résultaient de mécanismes de propagation multiple tels que la réflexion, la diffraction et la diffusion sur des murs, des coins et d'autres objets à proximité de l'émetteur et du récepteur.

La figure IV.15 présente la phase de la réponse fréquentielle du canal mesuré SISO. On remarque que la phase croit avec l'augmentation de la fréquence.

IV.8.2 Scenario SIMO

IV.8.2.1 Scenario SIMO (1x2)

Le diagramme schématique du dispositif expérimental SIMO (1x2) est présenté sur la figure IV.16. L'émetteur (Tx) et le récepteur (Rx) sont placés dans deux bâtiments différents à 79 m et 104 m respectivement du troisième bâtiment utilisé comme un diffuseur/réflecteur. Par conséquent, la longueur du trajet de propagation est de 183 m. L'émetteur et le récepteur sont équipés par des antennes directionnelles, caractérisées par un gain de 35,6 dB et une ouverture circulaire efficace de 26,6 cm. Les mesures sont prises chaque 100 KHz sur une bande de 1 GHz centrée à 29,5 GHz avec une polarisation verticale d'antennes.

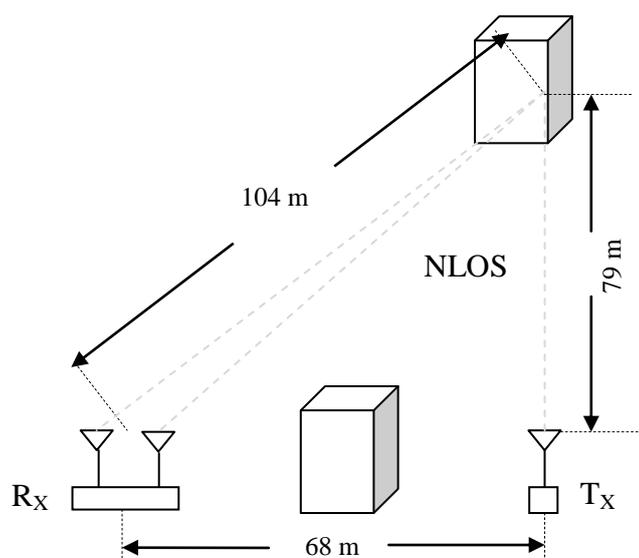


Figure IV. 16 Diagramme schématique du dispositif expérimental SIMO (1x2).

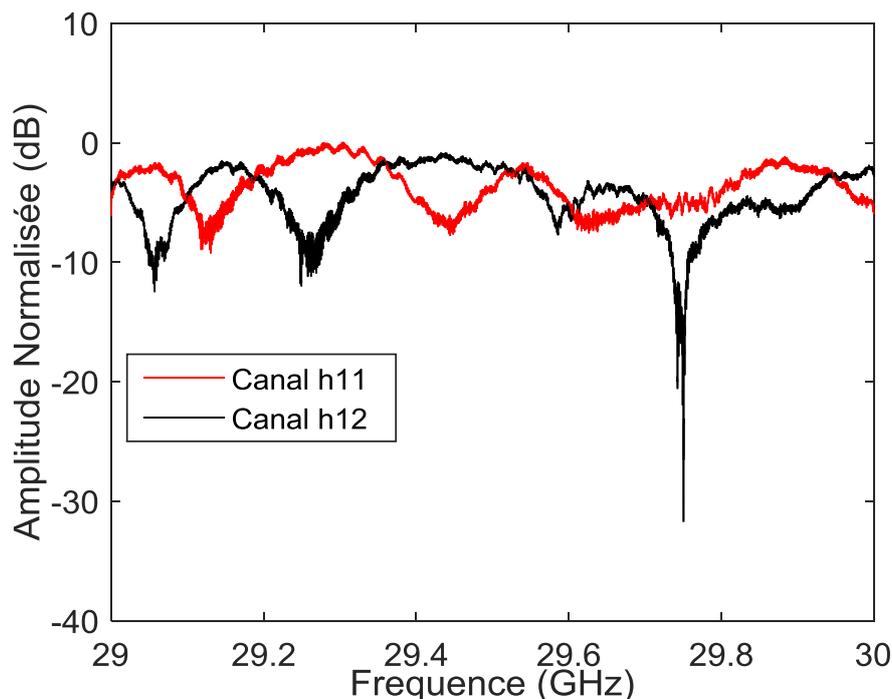


Figure IV. 17 Réponse fréquentielle du canal mesuré SIMO (1x2).

La figure IV.17 représente la réponse fréquentielle du canal mesuré SIMO (1x2). L'amplitude est normalisée par la valeur maximale du premier chemin de toutes les branches avec le respect que la perte de chemin LOS est de 39,65 dB. Plusieurs évanouissements rapides ou lents apparaissent dans chaque branche dus par le phénomène de réflexion, de diffraction et de diffusion, où l'évanouissement le plus profond est celui de -31,76 dB dans la branche h12 pour une fréquence de 29,75 GHz.

La figure IV.18 présente la réponse impulsionnelle du canal mesuré SIMO (1x2), normalisée par rapport la valeur maximale de l'amplitude. Plusieurs contributions apparaissent dont la plus forte est celle de la réflexion spéculaire qui arrive en premier pour chaque branche. Ces contributions sont résultaient de mécanismes de propagation multiple tels que la réflexion, diffraction et diffusion sur des murs, des coins et d'autres objets à proximité de l'émetteur et du récepteur. De plus, on remarque aussi que la première contribution de la branche h11 est plus forte que celle de la branche h12.

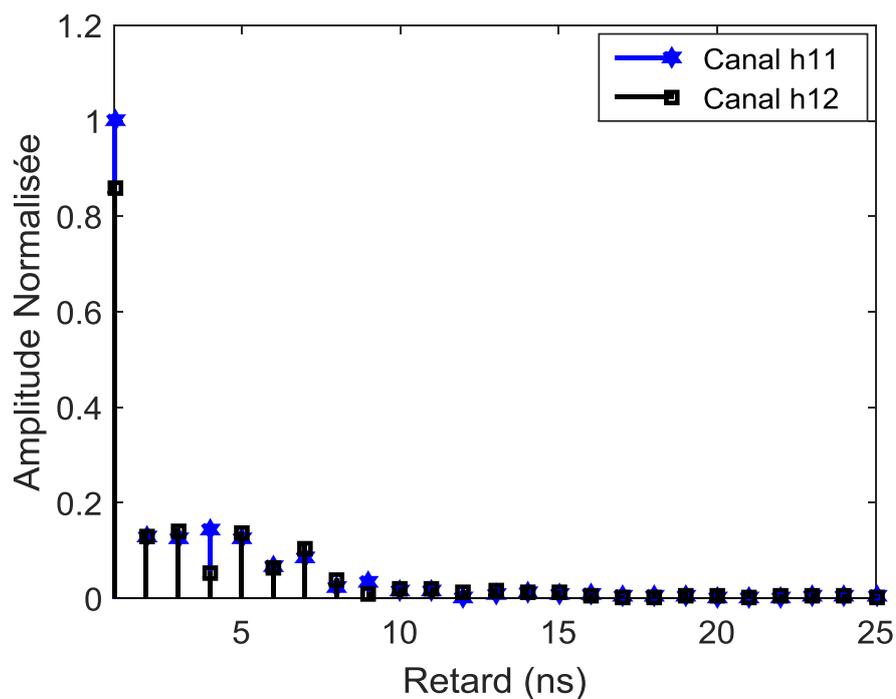


Figure IV. 18 Réponse impulsionnelle du canal mesuré SIMO (1x2).

IV.8.2.2 Scénario SIMO (1x3)

Le diagramme schématique du dispositif expérimental SIMO (1x3) est présenté sur la figure IV.19. L'émetteur (Tx) et le récepteur (Rx) sont placés dans deux bâtiments différents à 79 m et 104 m respectivement du troisième bâtiment utilisé comme un diffuseur/rélecteur. Par conséquent, la longueur du trajet de propagation est de 183 m.

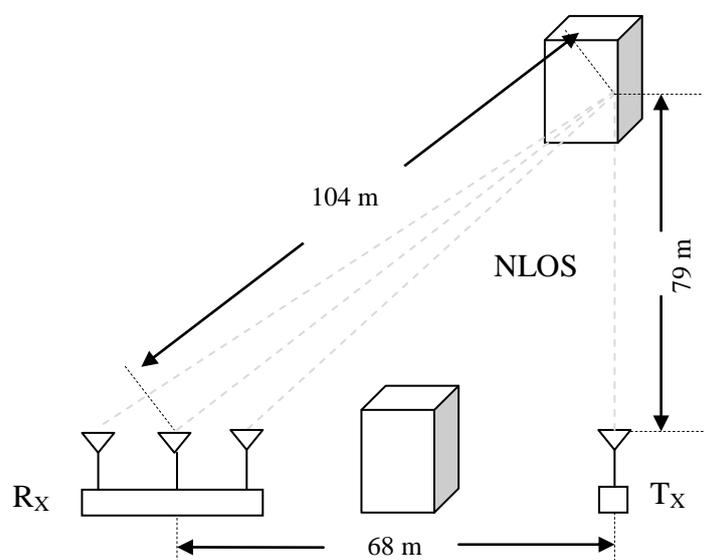


Figure IV. 19 Diagramme schématique du dispositif expérimental SIMO (1x3).

L'émetteur et le récepteur sont équipés par des antennes directionnelles, caractérisées par un gain de 35,6 dB et une ouverture circulaire efficace de 26,6 cm. Les mesures sont prises chaque 100 KHz sur une bande de 1 GHz centrée à 29,5 GHz avec une polarisation verticale d'antennes.

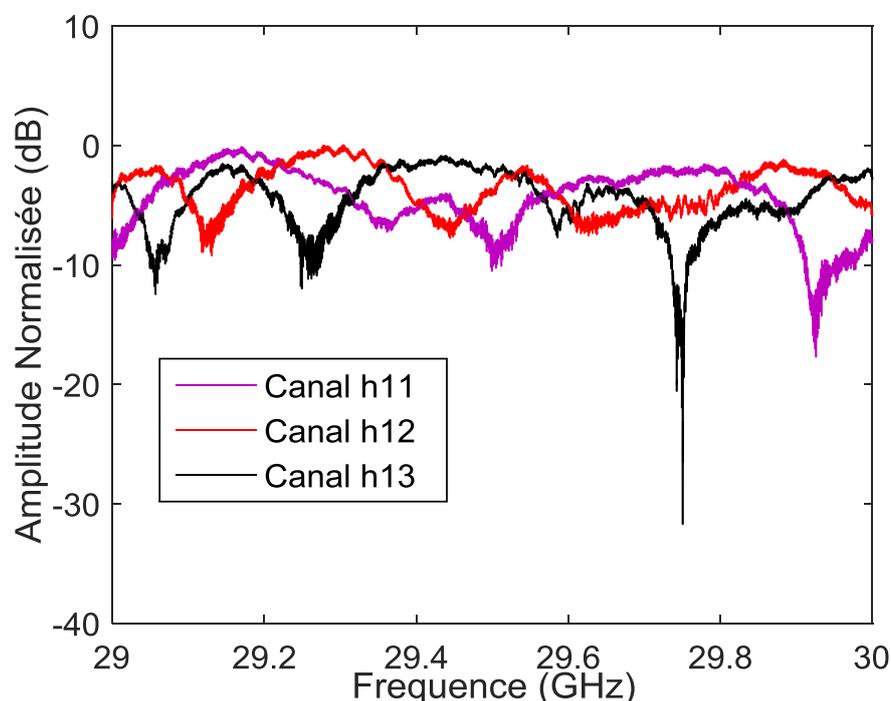


Figure IV. 20 Réponse fréquentielle du canal mesuré SIMO (1x3).

La figure IV.20 représente la réponse fréquentielle du canal mesuré SIMO. L'amplitude est normalisée par la valeur maximale du premier chemin de toutes les branches en considérant que la perte de chemin LOS est de 39,65 dB. Plusieurs évanouissements rapides ou lents apparaissent dans chaque branche causés par le phénomène de réflexion, de diffraction et de diffusion, où l'évanouissement le plus profond est celui de -31,76 dB dans la branche h13 pour une fréquence de 29,75 GHz.

La figure IV.21 présente la réponse impulsionnelle du canal mesuré SIMO (1x3), normalisée par rapport la valeur maximale de l'amplitude. Plusieurs contributions apparaissent dont la plus forte est celle de la réflexion spéculaire qui arrive en premier pour chaque branche. Ces contributions sont causées par les différents mécanismes de propagation multiple tels que la réflexion, la diffraction et la diffusion sur des murs, des coins et d'autres objets à proximité de l'émetteur et le récepteur. De plus, on remarque

aussi que la première contribution de la branche h11 est plus forte que celles des autres branches.

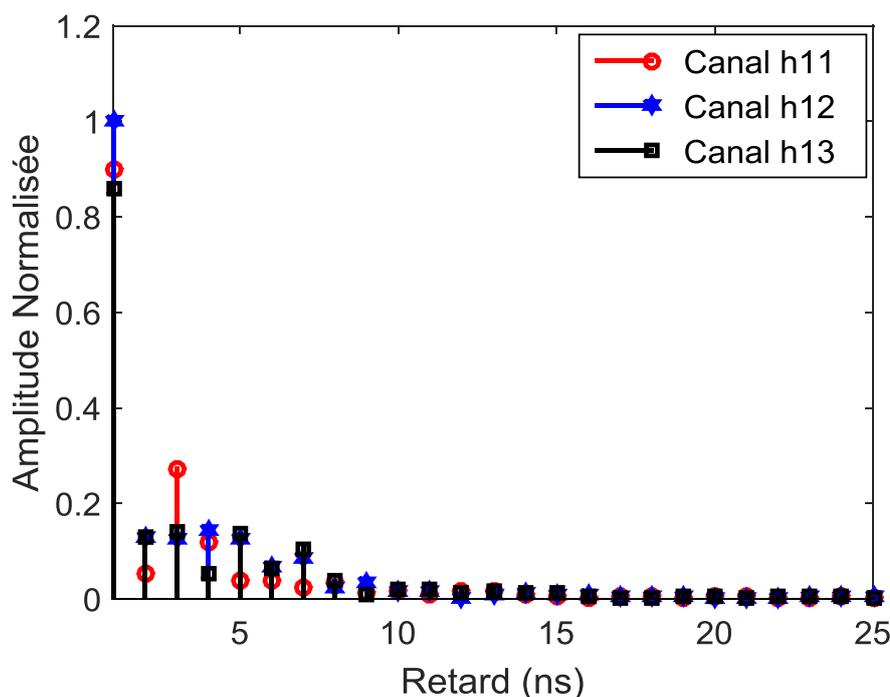


Figure IV. 21 Réponse impulsionnelle du canal mesuré SIMO (1x3).

IV.9 Conclusion

L'utilisation des ondes mm pour le scénario NLOS des réseaux cellulaires de nouvelle génération présente un nouveau défi dont la viabilité et la faisabilité de ces ondes a fait un débat pertinent. D'autre part, ces ondes offrent des bandes passantes élevées comparées avec celles des réseaux actuels, ce qui va permettre d'atteindre le débit et la connectivité souhaités.

Les mesures effectués du scénario NLOS (SISO et SIMO) sur une bande de 1 GHz centrée à 29.5 GHz montrent la faisabilité et la viabilité de ces ondes sur une distance de 183 m. En outre, les réponses fréquentielles extraites de ces mesures présentent plusieurs creux d'évanouissement et les réponses impulsionnelles présentent aussi plusieurs contributions dont la plus forte est celle de la réflexion spéculaire. En conséquent, ces réponses sont valables pour tester le système SC-FDMA dans un contexte des ondes mm pour la 5G. Ceci fait l'objet du chapitre suivant.

Chapitre V

SC-FDMA SIMO sous un canal mesuré à 30 GHz pour la 5G.

Sommaire

V.1 Introduction.....	156
V.2 Le canal SIMO	157
V.3 Diversité d'espace dans les techniques de réception	157
V.3.1 La combinaison à sélection (SC)	159
V.3.2 La combinaison à gain égal (EGC)	161
V.3.3 La combinaison à rapport maximal (MRC)	162
V.4 Le système SC-FDMA avec MRC à la réception.....	165
V.5 Capacité du canal SIMO	168
V.6 Évaluation des performances de SC-FDMA sur le canal mesuré à 30 GHz.....	169
V.6.1 CCDF de PAPR pour SC-FDMA.....	170
V.6.2 BER pour SC-FDMA.....	172
V.7 Évaluation des performances de SLM SC-FDMA sur le canal mesuré à 30 GHz.....	173
V.7.1 CCDF de PAPR pour SLM SC-FDMA.....	174
V.7.2 BER pour SLM SC-FDMA	175
V.8 Évaluation des performances de MRC SC-FDMA sur le canal mesuré à 30 GHz.....	177
V.8.1 CCDF de PAPR pour MRC SC-FDMA	178
V.8.2 BER pour MRC SC-FDMA.....	180
V.8.3 Évaluation de la Capacité de canal mesuré.....	181
V.9 Conclusion	183

V.1 Introduction

Le SC-FDMA a été proposé dans le cadre de la norme 3GPP LTE des réseaux cellulaires pour la communication à voix montante de la 4G. Son principal avantage est

son faible PAPR très bénéfique pour la réduction de la consommation énergétique des mobiles. Ce système est généralement combiné avec les systèmes multi-antennaires comme SIMO afin d'offrir des meilleures performances de communication à la réception.

Dans ce chapitre, nous aborderons au premier temps les canaux SIMO considérés comme un cas particulier des systèmes MIMO. Dans un second temps, nous discuterons les techniques de diversité spatiale à la réception à savoir SC, EGC et MRC. Dans un troisième temps, nous détaillerons le système SC-FDMA avec MRC à la réception. Ensuite, on va aborder la capacité du canal SIMO. Enfin, nous évaluerons les performances des systèmes SC-FDMA, SLM SC-FDMA, MRC SC-FDMA sur notre canal mesuré à 30 GHz afin de valider l'utilisation de SC-FDMA dans un contexte de la 5G.

V.2 Le canal SIMO

Le système de transmission à entrée unique sortie multiples (SIMO) [215-216] est une autre forme de la technologie des antennes intelligentes qui peut être considérée comme un cas particulier des systèmes MIMO où l'émetteur ne dispose que d'une seule antenne d'émission. L'idée est d'utiliser deux ou plusieurs antennes au niveau du récepteur comme indiqué dans la figure V.1 afin de réduire l'effet des évanouissements causés par la propagation multi-trajet et d'améliorer les performances du système et la fiabilité de la communication.

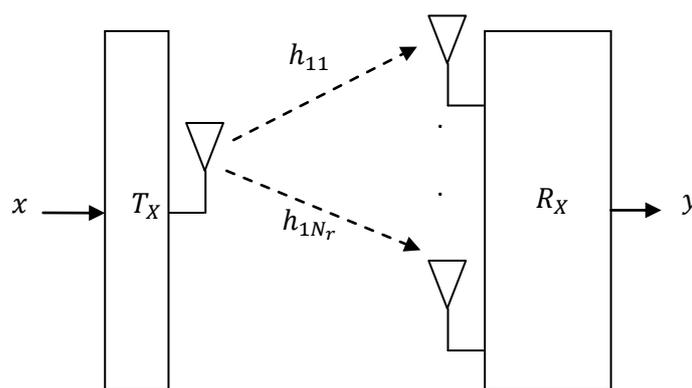


Figure V. 1 La configuration du système SIMO.

V.3 Diversité d'espace dans les techniques de réception

Dans la diversité d'espace en réception [217-219], un seul émetteur et plusieurs récepteurs sont utilisés dans le système. En choisissant d'une manière adéquate l'espacement entre les antennes de réception adjacentes, il est possible de créer un

ensemble de canaux à évanouissements qui sont essentiellement indépendants l'un de l'autre, créant ainsi de multiples chemins indépendants pour le signal. L'idée est de combiner la sortie de ces canaux indépendants en fonction d'un critère qui fournira une amélioration des performances du récepteur [220-221]. Cette section traite les trois techniques de combinaison qui peuvent être utilisées au récepteur, à savoir, la combinaison à sélection SC, la combinaison à gain égal EGC et la combinaison à rapport maximal MRC [222-223].

On considère le canal SIMO représenté par l'expression suivante :

$$y = hx + n \quad \text{V.1}$$

y est le vecteur de réception, $y = [y_1, \dots, y_{N_r}]^T$, avec N_r dénote le nombre d'antenne de réception.

h est la réponse impulsionnelle du canal, $h = |h_j|e^{-j\theta_j}$, avec h_j et θ_j le gain est le déphasage de chaque trajet.

x est le signal d'entrée de puissance $P_{signal} = E[|x|^2]$.

n est le vecteur bruit, $n = [n_1, \dots, n_{N_r}]^T$. On assume que les composantes n_j sont indépendantes sur j et $n_j \sim CN(0, \sigma_j^2)$ où σ_j^2 dénote la puissance de bruit au niveau de l'antenne réceptrice j

Soit le schéma de la figure V.2 qui représente une réception multiple (beamforming).

Le vecteur de pondération w est donné par :

$$w = [w_1, \dots, w_{N_r}]^T \quad \text{V.2}$$

La sortie de combineur après l'application de la réception beamforming est :

$$y_{comb} = w^T \cdot y$$

$$= \left(\sum_{j=1}^{N_r} w_j h_j \right) x + \sum_{j=1}^{N_r} w_j n_j \quad \text{V.3}$$

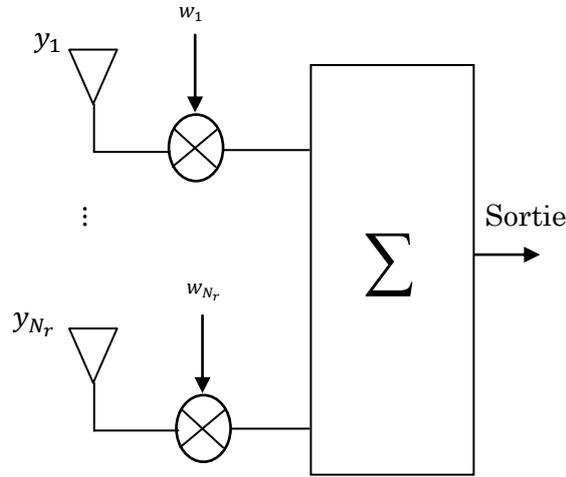


Figure V. 2 Le Beamforming au niveau du récepteur SIMO.

Le SNR instantané à la sortie du combineur est donné par :

$$\begin{aligned} \gamma = SNR &= \frac{E \left[\left| \left(\sum_{j=1}^{N_r} w_j h_j \right) x \right|^2 \right]}{E \left[\left| \sum_{j=1}^{N_r} w_j n_j \right|^2 \right]} \\ &= \frac{\left| \sum_{j=1}^{N_r} w_j h_j \right|^2 \cdot P_{signal}}{\sum_{j=1}^{N_r} |w_j|^2 \cdot \sigma_j^2} \end{aligned} \quad \text{V.4}$$

L'objectif est de choisir w de telle sorte à maximiser le rapport signal sur bruit γ .

V.3.1 La combinaison à sélection (SC)

Conceptuellement, la combinaison à sélection est considérée comme la forme la plus simple de la diversité spatiale des techniques de réception. La figure V.3 représente un schéma synoptique d'une structure SC, comprenant N_r antennes de réception et un circuit sélecteur.

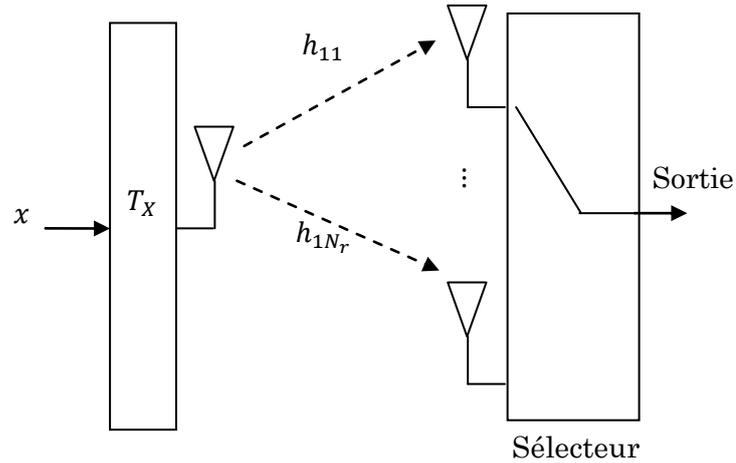


Figure V. 3 La combinaison à sélection SC.

Le SNR instantané au niveau de l'antenne réceptrice j (avant combinaison) est donné par :

$$\gamma_j = \frac{E[|h_j x|^2]}{E[|n_j|^2]} = \frac{|h_j|^2 \cdot P_{signal}}{\sigma_j^2} \quad \text{V.5}$$

SC sélectionne le signal des antennes réceptrices qui a le plus fort SNR. Donc le SNR de la sortie de combineur est donné par :

$$\gamma_{SC} = \max(\gamma_1, \dots, \gamma_{N_r}) \quad \text{V.6}$$

Soit j dénote l'indice de l'antenne dans laquelle son SNR est égal γ_{SC} . La pondération de la réception SC est donnée par :

$$w_i^{SC} = \begin{cases} 1, & i = j \\ 0, & \text{ailleurs} \end{cases} \quad \text{V.7}$$

Bien que la combinaison à sélection soit relativement simple à mettre en œuvre, cette technique exige une procédure de sélection et une surveillance continue de la sortie

de récepteur. Elle n'est pas optimale du point de vue performances, car elle ne tient pas compte les informations disponibles dans tous les canaux, à l'exception de celui qui produit le signal le plus fort.

V.3.2 La combinaison à gain égal (EGC)

La combinaison à gain égal est une autre technique utilisée pour combiner les signaux reçus sur plusieurs branches. Le schéma correspondant est indiqué dans la figure V.4. Dans la combinaison à gain égal, les signaux reçus de différentes branches sont pondérés avec un paramètre de pondération complexe w_j puis combinés pour produire le signal de sortie. Tous les poids de combinaison ont des amplitudes égales, c'est la raison pour laquelle le nom combinaison à gain égal. Cependant, le co-phasage de tous les signaux est nécessaire afin d'éviter l'annulation du signal et c'est pourquoi ces paramètres complexes de pondération w_j ont leurs angles de phases adaptés avec la phase du canal correspondant.

La pondération pour la technique EGC est donnée par :

$$w_j^{EGC} = e^{-j\theta_j} \quad \text{V.8}$$

Le SNR de la sortie de combineur est donné par :

$$\gamma_{EGC} = \frac{\left(\sum_{j=1}^{N_r} |h_j|\right)^2 \cdot P_{signal}}{\sum_{j=1}^{N_r} \sigma_j^2} \quad \text{V.9}$$

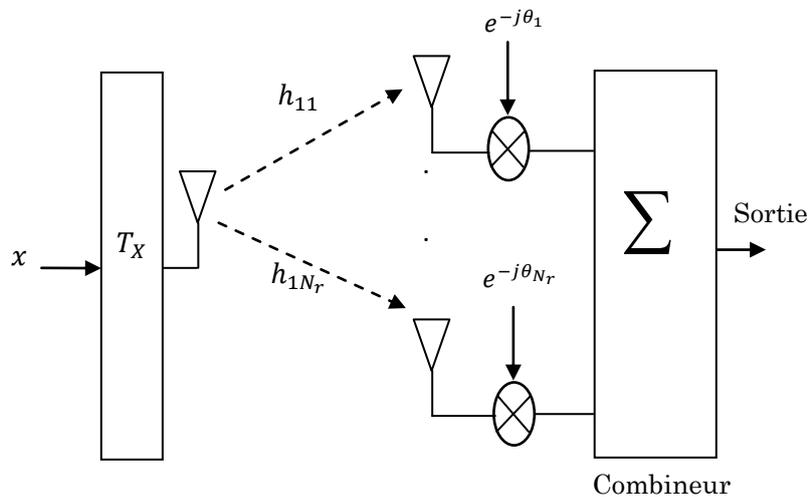


Figure V. 4 La combinaison à gain égal EGC.

Cette technique présente l'avantage d'être relativement simple à mettre en œuvre et offre une meilleure performance que la combinaison à sélection et peut produire des résultats acceptables à partir des entrées inacceptables. Toutefois, les performances du système se dégradent s'il existe une corrélation entre les signaux des branches individuelles.

V.3.3 La combinaison à rapport maximal (MRC)

EGC applique des pondérations à amplitudes égales sur toutes les antennes de réception sans regarder leurs SNR instantanés. Ceci ne fonctionne pas bien quand une antenne a un SNR considérablement bas par rapport aux autres. EGC est relativement simple à mettre en œuvre. Cependant, d'un point de vue performances, elle n'est pas optimale. Le MRC est considéré comme une version plus avancée d'EGC où les facteurs complexes de pondération w_j ne sont pas égaux mais sont plutôt choisis de manière à maximiser le rapport signal sur bruit. Comme il est représenté dans le schéma synoptique de la figure V.5.

Le MRC est constitué de N_r antennes de réception suivies d'un combineur linéaire. Les paramètres de pondération complexes du combineur linéaire sont modifiés chaque instant en fonction des signaux disponibles dans les branches de diversité de façon à optimiser le rapport signal sur bruit (SNR) à chaque instant. Par conséquent, le combineur doit amplifier les composantes fortes des signaux et atténuer les composantes faibles. A cet effet, chaque branche de signal est multipliée par un facteur de pondération complexe qui a une amplitude proportionnelle à l'amplitude du signal et une phase qui annule la phase du signal. Dans la pratique, cette opération de pondération est réalisée par un dispositif de décalage de phase suivi d'un atténuateur de signal au niveau de chaque branche. En faisant cela, les branches avec signal fort sont encore amplifiées, alors que les signaux faibles sont atténués.

Soit $\tilde{w}_j = \sigma_j w_j$ et $\tilde{h}_j = h_j / \sigma_j$

γ peut s'écrire comme suit :

$$\gamma = \frac{|\sum_{i=1}^{N_r} \tilde{w}_j \tilde{h}_j|^2 \cdot P_{signal}}{\sum_{i=1}^{N_r} |\tilde{w}_j|^2} \quad \text{V.10}$$

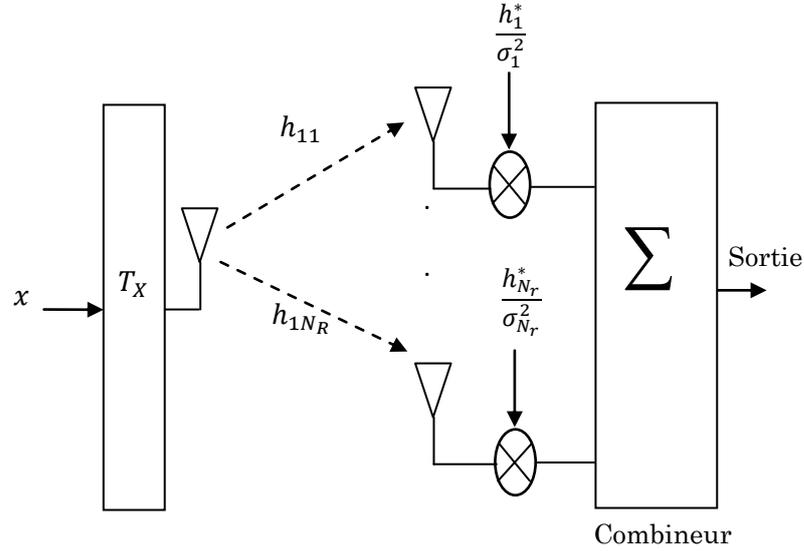


Figure V. 5 La combinaison à rapport maximal MRC.

Selon l'inégalité de Cauchy-Shwartz [217], on a :

$$\left| \sum_{j=1}^{N_r} \tilde{w}_j \tilde{h}_j \right|^2 \leq \sum_{j=1}^{N_r} |\tilde{w}_j|^2 \sum_{j=1}^{N_r} |\tilde{h}_j|^2 \quad \text{V.11}$$

Où l'égalité tient si $\tilde{w}_j = c \cdot \tilde{h}_j^*$ avec $c \in \mathbb{C}$

On prend $c = 1$, donc

$$\begin{aligned} \gamma &= \frac{\sum_{j=1}^{N_r} |\tilde{w}_j|^2 \sum_{j=1}^{N_r} |\tilde{h}_j|^2 \cdot P_{signal}}{\sum_{j=1}^{N_r} |\tilde{w}_j|^2} \\ &= \sum_{j=1}^{N_r} |\tilde{h}_j|^2 \cdot P_{signal} \\ &= \sum_{j=1}^{N_r} \frac{|h_j|^2 \cdot P_{signal}}{\sigma_j^2} \\ &= \sum_{j=1}^{N_r} \gamma_j \\ &= \gamma_{MRC} \end{aligned} \quad \text{V.12}$$

Où l'égalité tient si $\tilde{w}_j = \tilde{h}_j^* \forall j$

Donc

$$w_j = \frac{h_j^*}{\sigma_j^2} = w_j^{MRC} \quad \text{V.13}$$

w_j est la pondération optimale pour maximiser γ . Le SNR de la sortie MRC est la somme des SNRs individuels des antennes réceptrices

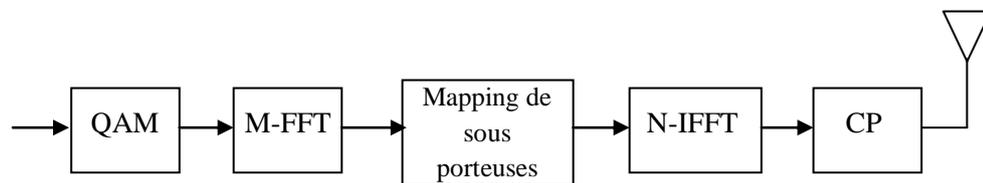
En résumé, la diversité de réception est une forme particulière de la diversité spatiale impliquant une antenne d'émission et multiple antennes de réception. C'est une technique très puissante utilisée pour surmonter les effets des trajets multiples en envoyant les mêmes informations sur des trajets à évanouissements indépendants et en combinant les signaux reçus afin d'améliorer les performances du récepteur. Trois techniques de diversité ont été abordées: la combinaison à sélection, la combinaison à gain égal et la combinaison à rapport maximal. Dans la combinaison à sélection, seule la branche avec le signal le plus fort est utilisée pour identifier le signal reçu.

Bien que la combinaison à sélection soit la forme la plus simple de la diversité de réception, elle a l'inconvénient de ne pas être en mesure d'exploiter le contenu de l'information complète de toutes les branches. La combinaison à gain égal fournit une meilleure performance par rapport à la combinaison à sélection parce qu'au lieu de choisir le signal d'une seule branche à la fois, tous les signaux reçus sont pondérés et additionnés avec une pondération égale pour produire la sortie. Enfin, la combinaison à rapport maximal est une version plus avancée de la combinaison à gain égal qui est caractérisée par un ensemble de facteurs de pondération complexes variables dans le temps, qui sont choisis pour maximiser le rapport signal sur bruit du combineur.

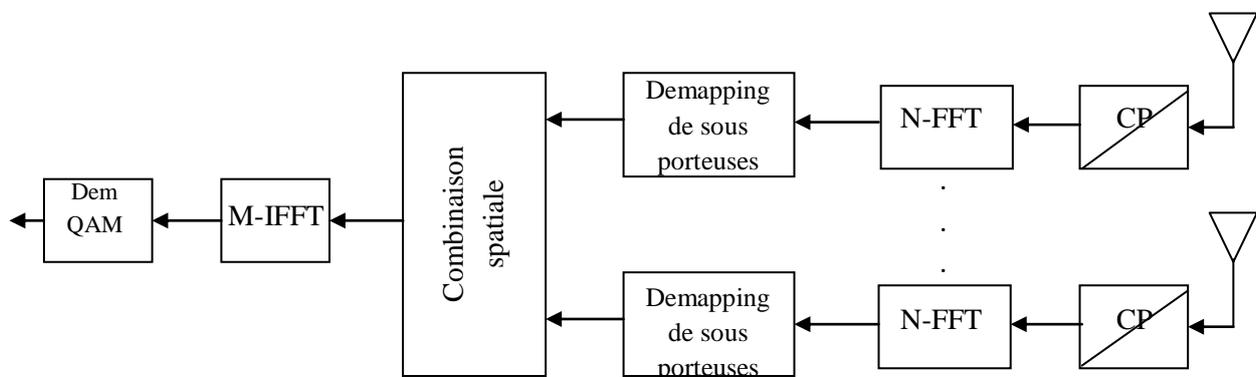
En fait, le MRC fournit les meilleures performances avec la plus grande complexité. D'autre part, le SC est facile à mettre en œuvre, mais donne relativement une mauvaise performance. Enfin, l'EGC combine entre les performances et la complexité et se situe entre ces deux techniques. Par conséquent, il existe un compromis performance/complexité et il faut choisir entre ces techniques selon les exigences des systèmes.

V.4 Le système SC-FDMA avec MRC à la réception

Cette section présente un système de transmission classique SC-FDMA, utilisant le MRC au niveau du récepteur. Le schéma bloc correspondant est représenté dans la figure V.6. Le système dispose d'une seule antenne d'émission et N_r antennes de réception. Les bits transmis sont regroupés en M symboles complexes $x = [x(1) \ x(2) \ \dots \ x(M)]$, en utilisant certains types de modulation (QPSK, 16QAM). La séquence complexe résultante est passée par un bloc de M-FFT. La séquence résultante $X = [X(1) \ X(2) \ \dots \ X(M)]$ est ensuite modulée un autre ensemble de N sous-porteuses, chaque sous ensemble est alloué à un utilisateur. Habituellement, l'allocation localisée (LFDMA) et distribuée (IFDMA) sont utilisées et par conséquent, les sous porteuses non affectées sont forcées à zéro. Une opération de N-IFFT convertit chaque symbole de domaine fréquentiel en un symbole de domaine temporel. Un préfixe cyclique (CP) dont la longueur doit être supérieure à la réponse d'impulsion du canal est ajouté afin d'éviter toute interférence entre symboles (ISI).



(a) L'émetteur MRC SC-FDMA.



(b) Le récepteur MRC SC-FDMA.

Figure V. 6 Schéma bloc du système MRC SC-FDMA.

Le canal du système SIMO avec N_r branches de diversité au niveau du récepteur est représenté par le vecteur suivant :

$$h = [h_1 \ h_2 \ \dots \ h_j] \quad j = 1, 2, \dots, N_r \quad \text{V.14}$$

Dans le côté du récepteur, N_r branches différentes de réception sont suivies. Une estimation parfaite du canal et une synchronisation sont prises en charge afin d'éviter les interférences entre utilisateurs. Le préfixe cyclique est éliminé et un processus de N-FFT convertit chaque symbole de domaine temporel en un symbole de domaine fréquentiel. Avant le démappage, les symboles reçus dans chaque antenne $Y_j(i)$, $1 \leq i \leq N$ peuvent être exprimés sous la forme :

$$Y_j(i) = H_j(i)X(i) + \eta_j(i) \quad \text{V.15}$$

Où $X(i)$ représente les symboles transmis dans le domaine fréquentiel sans CP, $\eta_j(i)$ est le vecteur de bruit dans le domaine fréquentiel dont les entrées sont des complexes gaussiens $CN(0, N_0)$ et $H_j(i)$ est une matrice diagonale $N \times N$ qui représente la réponse fréquentielle du canal.

Après le dé-mappage, Le but est de trouver le signal transmis $X(i)$ en combinant les signaux reçus $Y_j(i)$ de toutes les antennes. Le combineur MRC est utilisé pour atteindre cet objectif.

L'étape suivante consiste à utiliser la technique MRC afin de combiner les signaux reçus $Y_j(i)$ et produire une sortie unique $\hat{X}(i)$ qui devrait être aussi proche que possible du signal transmis à l'origine $X(i)$. Comme indiqué dans la section V.3, chaque signal reçu doit être multiplié par un facteur de pondération MRC. Par conséquent, nous allons commencer par la multiplication de chaque symbole reçu $Y_j(i)$ par le conjugué complexe de la réponse fréquentielle du canal correspondant $H_j(i)$.

La somme de tous ces éléments est désigné par $V(i)$:

$$V(i) = Y_1(i).H_1^*(i) + Y_2(i).H_2^*(i) + \dots + Y_{N_r}(i).H_{N_r}^*(i) \quad \text{V.16}$$

$$V(i) = \sum_{j=1}^{N_R} Y_j(i) \cdot H_j^*(i) \quad \text{V.17}$$

Par substitution, on obtient :

$$V(i) = \sum_{j=1}^{N_R} [H_j(i) \cdot X(i) + \eta_j(i)] \cdot H_j^*(i) \quad \text{V.18}$$

L'expansion de l'équation V.18 conduit à l'expression suivante:

$$V(i) = \sum_{j=1}^{N_R} X(i) \cdot H_j(i) \cdot H_j^*(i) + \sum_{j=1}^{N_R} \eta_j(i) \cdot H_j^*(i) \quad \text{V.19}$$

Sachant que $H_j(i) \cdot H_j^*(i) = |H_j(i)|^2$, l'équation V.19 s'écrit comme suit :

$$V(i) = \sum_{j=1}^{N_R} X(i) \cdot |H_j(i)|^2 + \sum_{j=1}^{N_R} \eta_j(i) \cdot H_j^*(i) \quad \text{V.20}$$

Par conséquent, l'expression finale de $V(i)$ est donnée par:

$$V(i) = X(i) \cdot \sum_{j=1}^{N_R} |H_j(i)|^2 + \sum_{j=1}^{N_R} \eta_j(i) \cdot H_j^*(i) \quad \text{V.21}$$

L'expression de $V(i)$ telle qu'elle apparaît dans l'équation V.21 indique que le symbole reçu peut être approché par $\hat{X}(i)$ comme suit:

$$\hat{X}(i) = \frac{V(i)}{\sum_{j=1}^{N_R} |H_j(i)|^2} = X(i) + \frac{\sum_{j=1}^{N_R} \eta_j(i) \cdot H_j^*(i)}{\sum_{j=1}^{N_R} |H_j(i)|^2} \quad \text{V.22}$$

Pour la simplicité, on pose :

$$Z(i) = \frac{\sum_{j=1}^{N_R} \eta_j(i) \cdot H_j^*(i)}{\sum_{j=1}^{N_R} |H_j(i)|^2} \quad \text{V.23}$$

Par conséquent, la sortie du récepteur SC-FDMA utilisant la technique MRC sur N_r signaux reçus est calculée par l'expression suivante :

$$\hat{X}(i) = \frac{\sum_{j=1}^{N_R} Y_j(i) \cdot H_j^*(i)}{\sum_{j=1}^{N_R} |H_j(i)|^2} \quad \text{V.24}$$

Après le calcul de ce signal dans le domaine fréquentiel \hat{X} , le système effectue une M-IFFT pour récupérer le signal \hat{x} , qui est la version estimée dans le domaine temporel du bloc X transmis. Ce \hat{x} sera alors passé par un démodulateur afin de récupérer les bits d'entrée.

V.5 Capacité du canal SIMO

Pour un canal SISO avec une seule antenne d'émission et une seule antenne de réception, la capacité du canal est donnée par l'expression suivante :

$$C_{SISO} = \log_2 \left(1 + \frac{E_x}{N_0} |h|^2 \right) \quad \text{V.25}$$

Où h est la réponse impulsionnelle du canal SISO et $\frac{E_x}{N_0}$ est le rapport signal sur bruit (SNR).

Pour le cas du canal SIMO avec une seule antenne d'émission et N_r antennes de réception, le gain du canal est donné par $h (1 \times N_r)$, indépendamment de la disponibilité de CSI (Channel State Information) au niveau de transmetteur, la capacité du canal est donnée par :

$$C_{SIMO} = \log_2 \left(1 + \frac{E_x}{N_0} \sum_{j=1}^{N_r} |h_{j1}|^2 \right) \quad \text{V.26}$$

Où h_{j1} est la réponse impulsionnelle de la branche j du canal SIMO.

Si $|h_{j1}|^2 = 1$, $N_r = 1, 2, \dots, N_r$, et par conséquent $\sum_{i=1}^{N_r} |h_{i1}|^2 = N_r$, la capacité est donnée par :

$$C_{SIMO} = \log_2 \left(1 + \frac{E_x}{N_0} N_r \right) \quad \text{V.27}$$

De l'équation V.27, on peut remarquer que la capacité augmente d'une manière logarithmique avec l'augmentation du nombre d'antennes.

Une autre notion statistique de la capacité du canal est celle de la capacité d'otage. La probabilité d'otage est définie par la fonction de distribution cumulative de la capacité de canal.

$$P_{otage} = CDF(\text{capacité de canal}) \quad \text{V.28}$$

V.6 Évaluation des performances de SC-FDMA sur le canal mesuré à 30 GHz

Le système SC-FDMA présente un faible PAPR comparé avec celui d'OFDMA classique. Ceci conduit à une bonne efficacité énergétique, une caractéristique souhaitable dans les terminaux mobiles. En outre, la complexité de SC-FDMA se concentre dans la partie réceptrice, par conséquent, c'est une technologie appropriée pour la transmission en liaison montante car la complexité dans la station de base est acceptable. En raison de ces caractéristiques, SC-FDMA a été choisi par 3GPP comme technique d'accès pour la liaison montante de LTE 4G.

Le but de cette section est d'évaluer les performances du système SC-FDMA sur le canal mesuré à 30 GHz pour les communications mobiles 5G. La réponse impulsionnelle du canal utilisé est représentée dans la figure V.7. Les paramètres du tableau V.1 sont utilisés durant la simulation.

Paramètres	Valeurs
La bande passante	1GHz
La fréquence porteuse	29.5GHz
M	64
N	256
Modulation	16QAM, QPSK
Allocation des ressources	LFDMA and IFDMA
Cyclique préfix (CP)	20
Égalisation du canal	MMSE
Estimation du canal	Parfaite

Tableau V. 1 Paramètres de simulation.

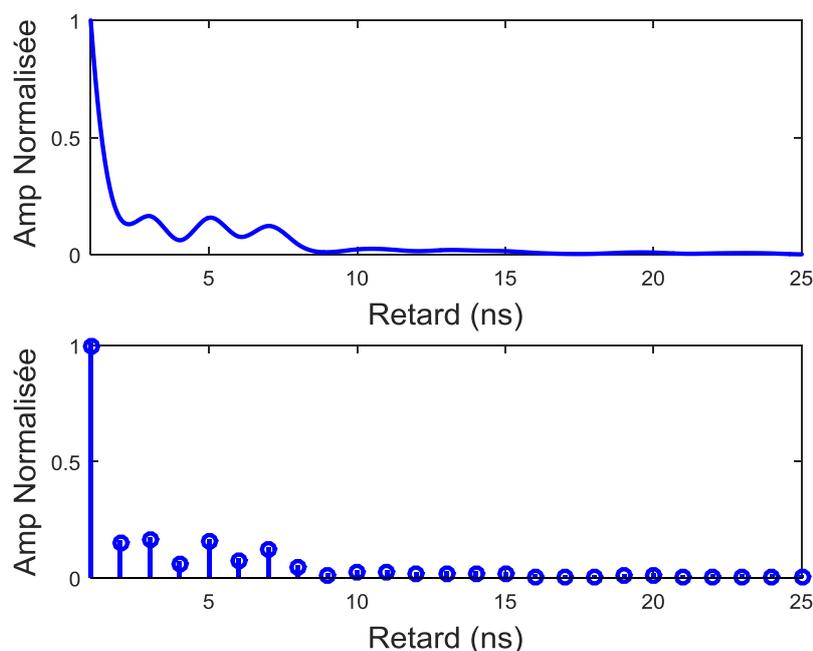


Figure V. 7 La réponse impulsionnelle du canal mesuré à 30 GHz.

V.6.1 CCDF de PAPR pour SC-FDMA

La figure V.8 montre la performance PAPR du système SC-FDMA comparée à OFDMA utilisant la modulation QPSK avec le facteur roll-off = 0,22. Il est clair que le système ISC-FDMA a le PAPR le plus faible par rapport aux autres. De plus, le système SC-FDMA surpasse complètement le système conventionnel OFDMA en termes de performance PAPR. Pour une probabilité CCDF de 10^{-4} , le système ISC-FDMA a un PAPR0 d'environ 6.42 dB, alors que pour LSC-FDMA et OFDMA est d'environ 8.07dB et

11,55 dB, respectivement. Par conséquent, le gain PAPR de ISC-FDMA surpasse celle d'OFDMA de 5,13 dB.

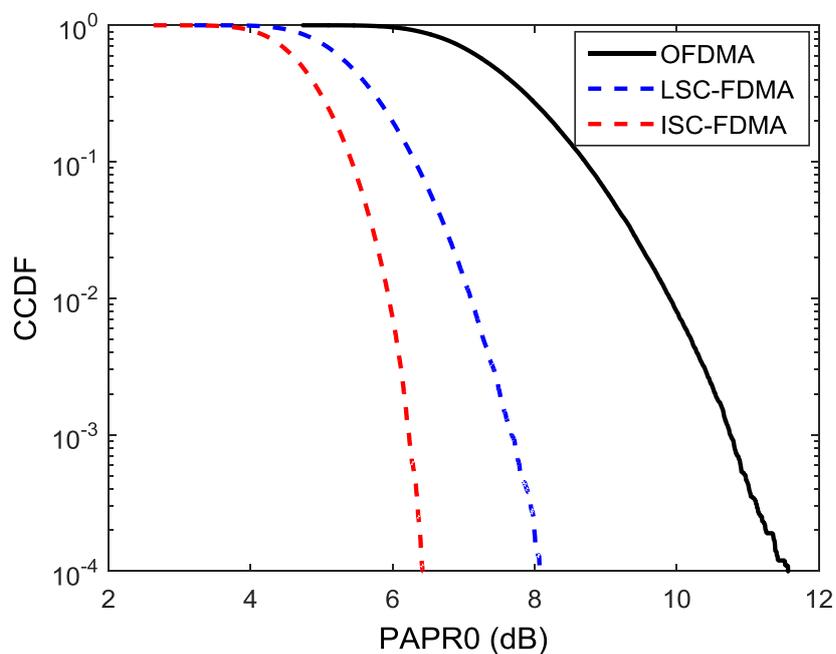


Figure V. 8 Comparaison de CCDF du PAPR entre SC-FDMA et OFDMA pour QPSK.

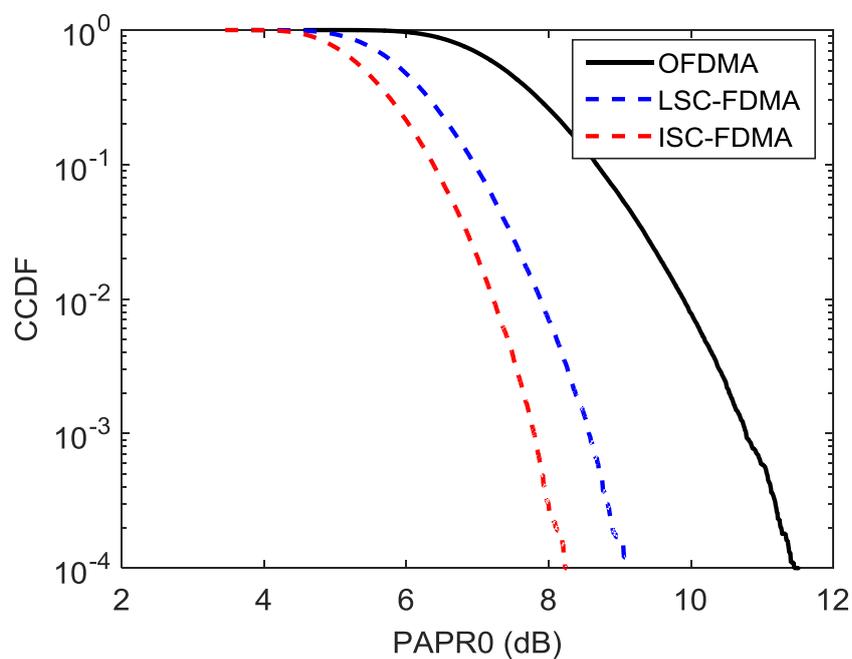


Figure V. 9 Comparaison de CCDF du PAPR entre SC-FDMA et OFDMA pour 16QAM.

La figure V.9 montre la performance PAPR du système SC-FDMA comparée à OFDMA utilisant la modulation 16QAM avec le facteur roll-off = 0,22. Il est clair que le système ISC-FDMA a le PAPR le plus faible par rapport aux autres. De plus, le système SC-FDMA surpasse complètement le système traditionnel OFDMA en termes de performance PAPR. Pour une probabilité CCDF de 10^{-4} , le système ISC-FDMA a un PAPR0 d'environ 8.2 dB, alors que pour LSC-FDMA et OFDMA est d'environ 9.05 dB et 11,5 dB, respectivement. Par conséquent, le gain PAPR de ISC-FDMA surpasse celle d'OFDMA de 3,3 dB.

V.6.2 BER pour SC-FDMA

La figure V.10 montre la performance BER du système SC-FDMA sous le canal mesuré à 30 GHz pour une modulation QPSK. Les deux cas localisés et entrelacés sont pris en compte dans cette simulation. OFDMA est utilisé pour la comparaison. Il est clair de la simulation que le BER du SC-FDMA est mieux que d'OFDMA. Aussi le cas localisé est légèrement meilleur que le cas entrelacé pour les deux systèmes OFDMA et SC-FDMA. Pour $BER = 10^{-4}$, le SNR correspondant est de l'ordre de 7,5 dB et 26,5 dB pour SC-FDMA et OFDMA respectivement.

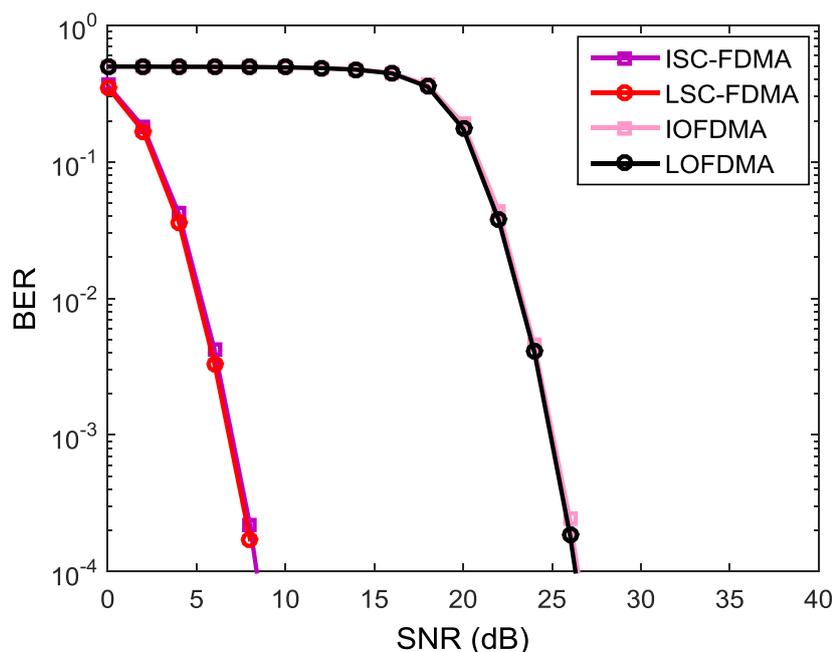


Figure V. 10 Les performances BER du système QPSK SC-FDMA sur le canal mesuré à 30 GHz.

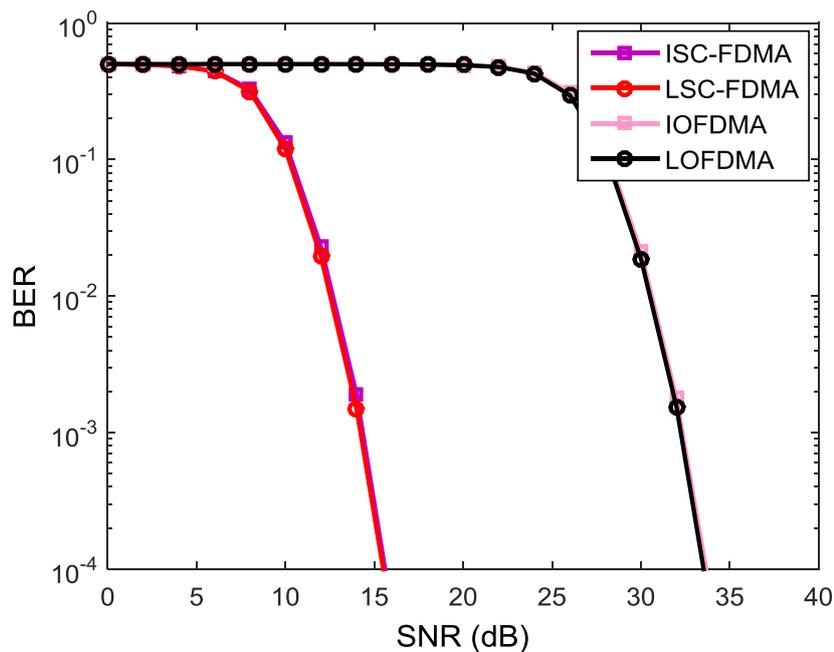


Figure V. 11 Les performances BER du système 16QAM SC-FDMA sur le canal mesuré à 30 GHz.

Similairement, la figure V.11 montre la performance BER du système SC-FDMA sous le canal mesuré à 30GHz pour une modulation 16QAM. Les deux cas localisé et entrelacé sont pris en compte dans cette simulation. OFDMA est utilisé pour la comparaison. Il est clair de la simulation que le BER du SC-FDMA est mieux que d'OFDMA. Aussi le cas localisé est légèrement meilleur que le cas entrelacé pour les deux systèmes OFDMA et SC-FDMA. Pour $BER = 10^{-4}$, le SNR correspondant est de l'ordre de 16 dB et 34 dB pour SC-FDMA et OFDMA respectivement.

Ces simulations basées sur la réponse impulsionnelle mesurée à 30 GHz approuvent l'efficacité de transmission sur une distance de 183 m à 30 GHz en utilisant des antennes très directionnelles. Ces résultats sont très encourageants et motivent l'utilisation de SC-FDMA comme forme d'onde pour les communications mobiles 5G à 30 GHz.

V.7 Évaluation des performances de SLM SC-FDMA sur le canal mesuré à 30 GHz

La technique SLM est l'une des techniques les plus efficaces pour la réduction du PAPR dans les systèmes multi porteuses. Elle peut fournir un gain significatif de la réduction du PAPR et donc, améliore l'efficacité de la puissance de transmission. Les

performances de la combinaison SLM SC-FDMA dans le contexte de la 4G sont traitées dans la section III.4.1.

Dans cette section nous évaluerons les performances du système SLM SC-FDMA dans le contexte des ondes millimétriques (canal mesuré à 30 GHz) pour la 5G. La réponse impulsionnelle du canal utilisé est la même que celle de la section précédente. Les paramètres de simulation du tableau V.2 sont utilisés durant la simulation.

Paramètres	Valeurs
La bande passante	1GHz
La fréquence porteuse	29.5GHz
M	64
N	256
Modulation	16QAM, QPSK
Allocation des ressources	LFDMA and IFDMA
Cyclique préfix (CP)	20
Égalisation du canal	MMSE
Estimation du canal	Parfaite
Nombre de vecteur U	4 et 8

Tableau V. 2 Paramètres de simulation.

V.7.1 CCDF de PAPR pour SLM SC-FDMA

Les figures V.12 et V.13 montrent les performances PAPR du système SLM SC-FDMA avec $U = 4, 8$ et 16 comparées avec celles de SC-FDMA et OFDMA dans le cas localisé et distribué respectivement. La modulation 16 QAM traditionnelle est utilisée. Il est clair que le système SLM SC-FDMA a le PAPR le plus faible par rapport aux autres systèmes dans les deux cas (localisé et distribué). En outre, le système 16 SLM SC-FDMA proposé surpasse complètement le 8 SLM et le 4 SLM. Pour une probabilité de 10^{-4} , le système 16 SLM SC-FDMA a un $PAPR_0$ d'environ 7.3 dB, alors que pour SC-FDMA et OFDMA est d'environ 10.1 dB et 11,08 dB, respectivement. Par conséquent, le gain PAPR du SLM SC-FDMA surpasse celle d'OFDMA par 3,78 dB.

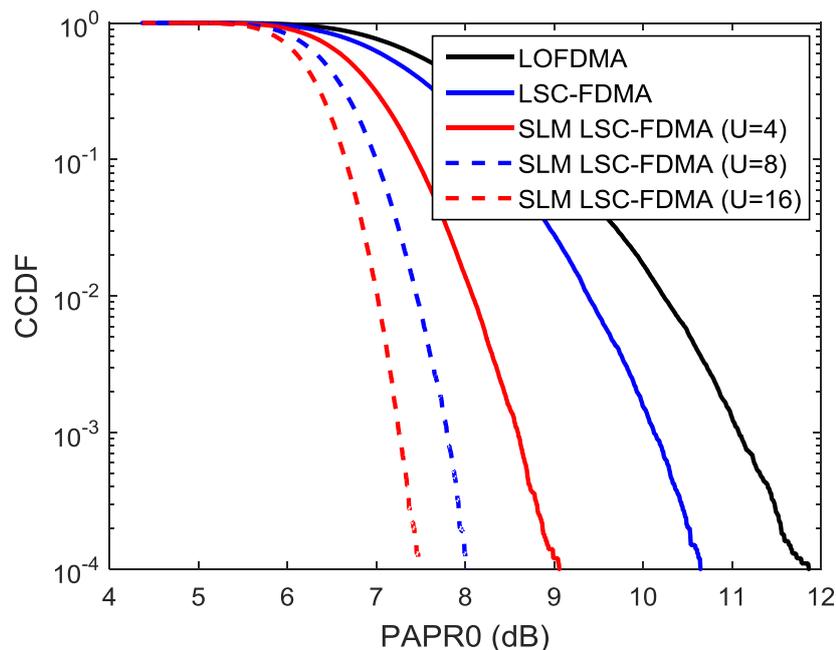


Figure V. 12 Comparaison de CCDF du PAPR entre SLM LSC-FDMA, LSC-FDMA et LOFDMA pour 16QAM.

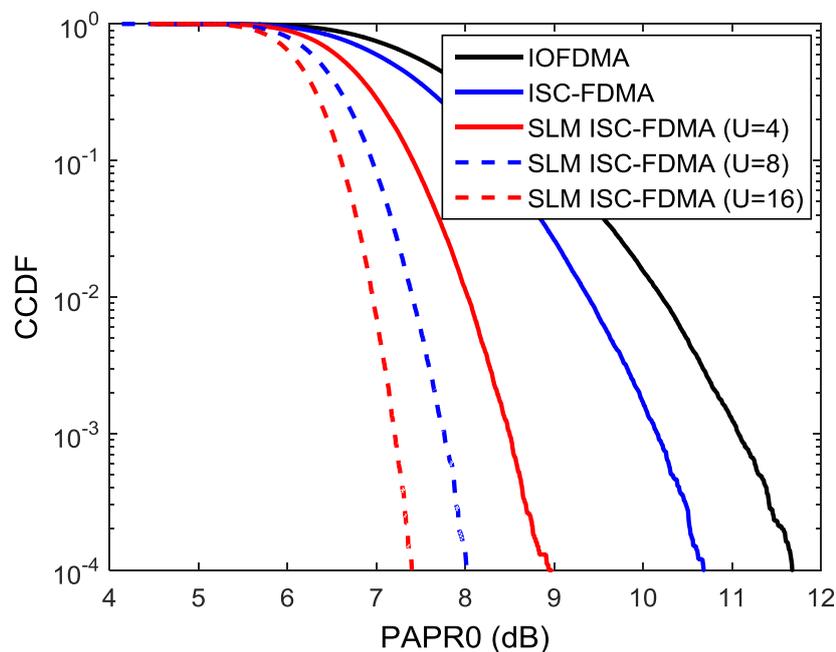


Figure V. 13 Comparaison de CCDF du PAPR entre SLM ISC-FDMA, ISC-FDMA et IOFDMA pour 16QAM.

V.7.2 BER pour SLM SC-FDMA

Les performances BER du système SLM SC-FDMA ($U = 4$ et $U = 8$) par rapport au système SC-FDMA avec et sans HPA sont évaluées. La réponse impulsionnelle du

canal mesuré à 30 GHz est considérée. Le HPA utilisé dans la simulation est l'amplificateur de puissance à état solide (SSPA) avec un recul d'entrée (IBO) de 3 dB et un facteur de transition de 2. Nous supposons que l'information latérale SI est correctement détectée par le récepteur.

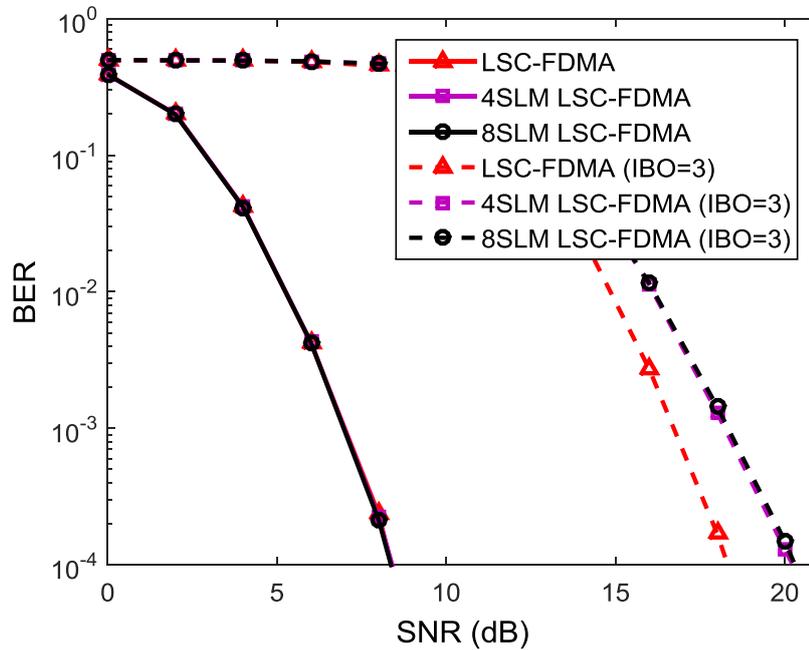


Figure V. 14 BER du SLM LSC-FDMA comparé avec LSC-FDMA avec et sans HPA pour QPSK.

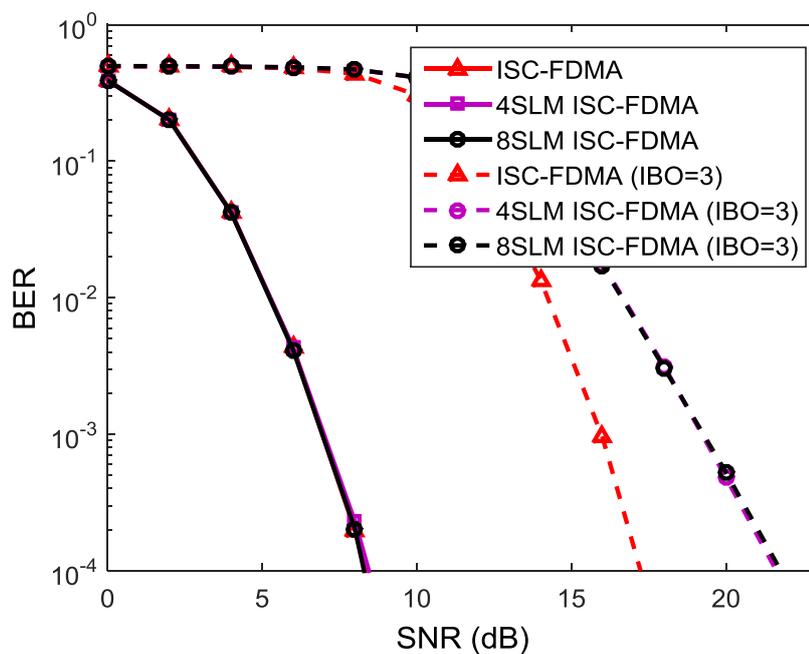


Figure V. 15 BER du SLM ISC-FDMA comparé avec ISC-FDMA avec et sans HPA pour QPSK.

Sur la figure V.14 et V.15 on peut voir que le BER sans HPA est le même pour tous les systèmes parce que nous avons supposé que le SI est correctement détecté par le récepteur. Avec HPA, le BER se dégrade pour tous les systèmes en raison de la caractéristique non linéaire de l'HPA. En outre, le BER de SC-FDMA est mieux que celui de SLM SC-FDMA, mais le BER de ce dernier est acceptable lorsque nous nous prenons en considération le gain de la réduction obtenu par la SLM.

V.8 Évaluation des performances de MRC SC-FDMA sur le canal mesuré à 30 GHz

Dans la section V.6 et V.7 nous avons vu les performances de PAPR et de BER pour le système SC-FDMA et SLM SC-FDMA dans les ondes millimétriques (canal à 30 GHz). Dans cette section, nous utilisons la réponse impulsionnelle mesurée sur une bande passante de 1 GHz centrée à 29,5 GHz (figure V.16) pour évaluer les performances du système MRC SC-FDMA. Une chaîne de transmission complète est prise en compte dans la configuration de notre simulation. Les simulations comprennent CCDF du PAPR, analyse de BER et capacité du canal. Les scénarios SISO, SIMO (1x2) et SIMO (1x3) sont envisagés. Les paramètres de simulation sont présentés dans le tableau V.3.

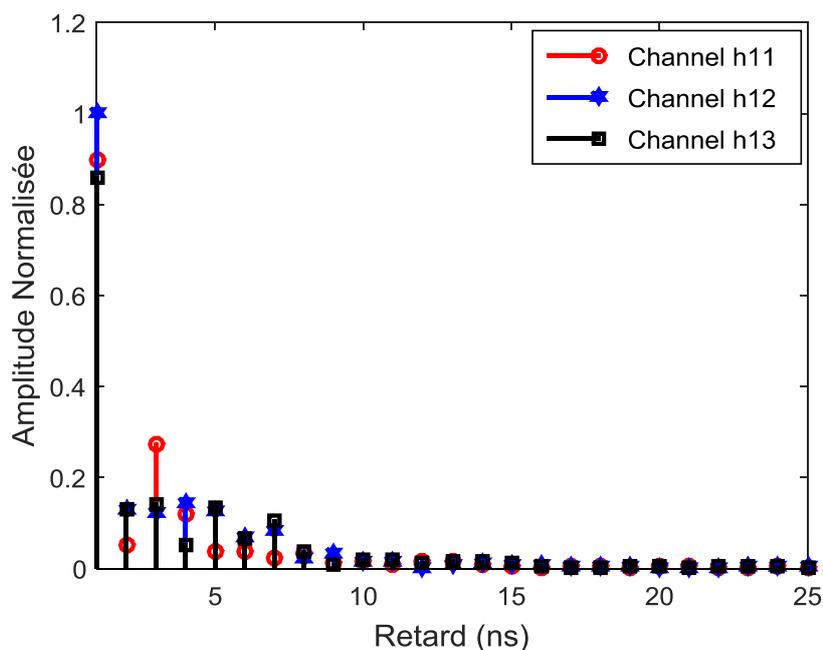


Figure V. 16 La réponse impulsionnelle du canal mesurée SIMO à 30 GHz.

Paramètres	Valeurs
La bande passante	1GHz
La fréquence porteuse	29.5GHz
M	64
N	256
Modulation	16QAM, QPSK
Allocation des ressources	LFDMA and IFDMA
Cyclique préfix (CP)	20
Nr	1, 2 et 3
Combinateur	MRC
Egalisation du canal	MMSE
Estimation du canal	Parfaite

Tableau V. 3 Paramètres de simulation.

V.8.1 CCDF de PAPR pour MRC SC-FDMA

Figure V.17 montre les performances PAPR du système SIMO SC-FDMA par rapport au système SIMO OFDMA utilisant la modulation QPSK avec un facteur roll-off = 0,22. Il est clair que le système SIMO ISC-FDMA a le PAPR le plus faible par rapport aux autres systèmes. En outre, le système SIMO SC-FDMA surpasse complètement le système conventionnel SIMO OFDMA en termes de performances PAPR.

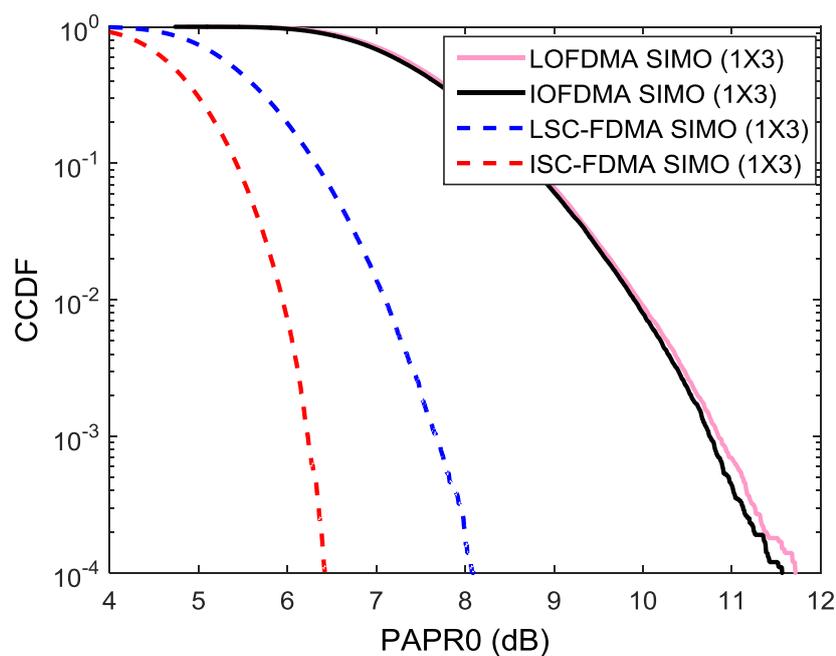


Figure V. 17 CCDF de SIMO SC-FDMA sur le canal mesuré pour QPSK.

Pour une probabilité CCDF de 10^{-4} , le système SIMO ISC-FDMA a un PAPR0 d'environ 6,42 dB, alors que pour SIMO LSC-FDMA et SIMO OFDMA est d'environ 8,07 dB et environ 11,55 dB, respectivement. Par conséquent, le gain PAPR de SIMO ISC-FDMA surpasse celui de SIMO OFDMA par 5,13 dB.

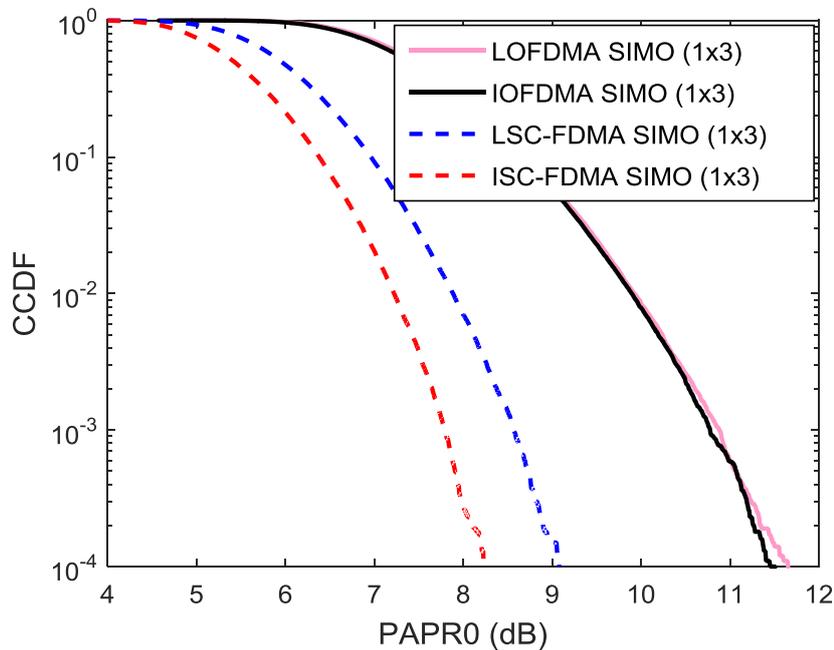


Figure V. 18 CCDF de SIMO SCFDMA sur le canal mesuré pour 16 QAM.

Figure V.18 montre les performances de PAPR du système SIMO SC-FDMA par rapport au système SIMO OFDMA utilisant la modulation 16QAM avec le facteur roll-off = 0,22. Il est clair que le système SIMO ISC-FDMA a le PAPR le plus faible par rapport aux autres systèmes. En outre, le système SIMO SC-FDMA surpasse complètement le système conventionnel SIMO OFDMA en termes de performance PAPR. Pour une probabilité CCDF de 10^{-4} , le système SIMO ISC-FDMA a un PAPR0 d'environ 8,2 dB, alors que pour SIMO LSC-FDMA et SIMO OFDMA est d'environ 9,05 dB et environ 11,5 dB, respectivement. Par conséquent, le gain PAPR de SIMO ISC-FDMA surpasse celui de SIMO OFDMA par 3,3 dB.

V.8.2 BER pour MRC SC-FDMA

Les performances BER de MRC SC-FDMA ($N_r = 2$ et 3) comparées avec celles des systèmes traditionnels SC-FDMA et OFDMA sont évaluées, où le canal mesuré à 30 GHz est considéré.

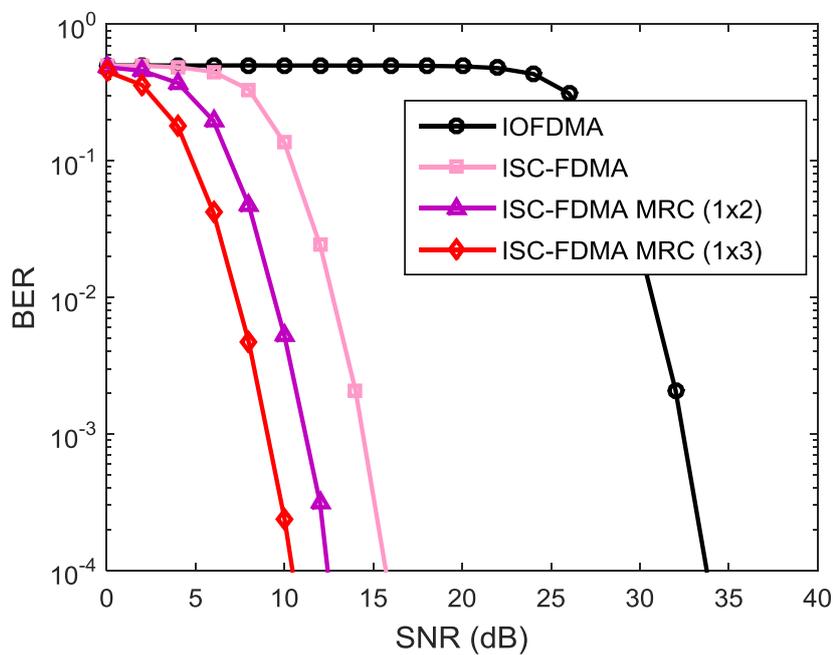


Figure V. 19 BER de système MRC SC-FDMA sur le canal mesuré à 30 GHz.

Figure V.19 montre les performances BER du système MRC ISC-FDMA sur le canal mesuré à 30 GHz. Les systèmes traditionnels ISC-FDMA et IOFDMA sont utilisés pour la comparaison. On peut voir sur la figure que les configurations MRC surpassent toutes les autres configurations. Pour $BER = 10^{-4}$, le SNR correspondant est d'environ 10,8, 12,5 et 16 dB pour MRC (1x3), MRC (1x2) et ISC-FDMA respectivement. Par conséquent, MRC (1x3) fournit un gain BER de 5,2 dB par rapport au système ISC-FDMA.

Similairement, figure V.20 montre les performances BER du système MRC LSC-FDMA sur le canal mesuré à 30 GHz. Les systèmes traditionnels LSC-FDMA et LOFDMA sont utilisés pour la comparaison. On peut voir sur la figure que les configurations MRC surpassent toutes les autres configurations. Pour un $BER = 10^{-4}$, le SNR correspondant est d'environ 11,4, 12,5 et 15,5 dB pour MRC (1x3), MRC (1x2) et

LSC-FDMA respectivement. Par conséquent, MRC (1x3) fournit un gain BER de 4,1 dB par rapport au système LSC-FDMA.

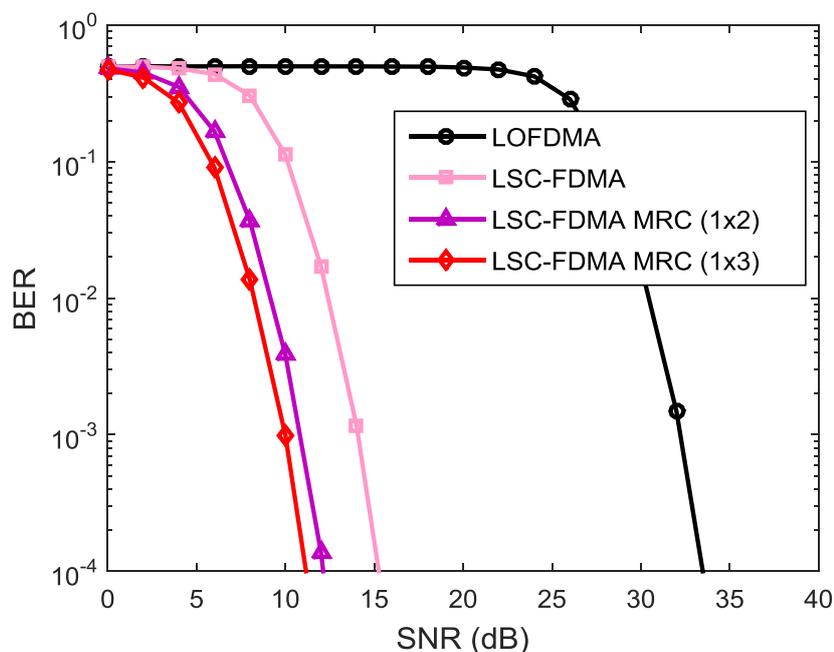


Figure V. 20 BER de système MRC SC-FDMA sur le canal mesuré pour 16QAM.

De la figure V.19 et V.20, on peut conclure que l'augmentation du nombre d'antennes dans le récepteur améliore les performances de BER d'une manière significative.

V.8.3 Évaluation du Capacité de canal mesuré

Figure V.21 montre la capacité ergodique du canal SIMO par rapport au système SISO en variant le SNR. La réponse impulsionnelle du canal mesuré à 30 GHz pour les scénarios NLOS SISO et NLOS SIMO est utilisé dans cette évaluation. Les capacités de canal à 20 dB sont 6,96 bps/Hz, 7,72 bps/Hz et 8,34 bps/Hz pour SISO, SIMO (1x2) et SIMO (1x3) respectivement. Il est évident que la capacité du système croît avec l'augmentation de nombre antennes au niveau du récepteur.

Dans la Figure V.22, le CDF est utilisé pour produire la capacité d'otage du canal. Le SNR est supposé constant pour montrer l'effet du nombre d'antennes sur la capacité. Une valeur de SNR de 20dB est utilisée, ce qui est plus que suffisant pour garantir que les résultats analysés ne seront pas affectés par le bruit. La capacité du système augmente en augmentant le nombre d'antennes de réception, ce qui démontre comment le canal spatial SIMO se traduit par une augmentation du débit de système.

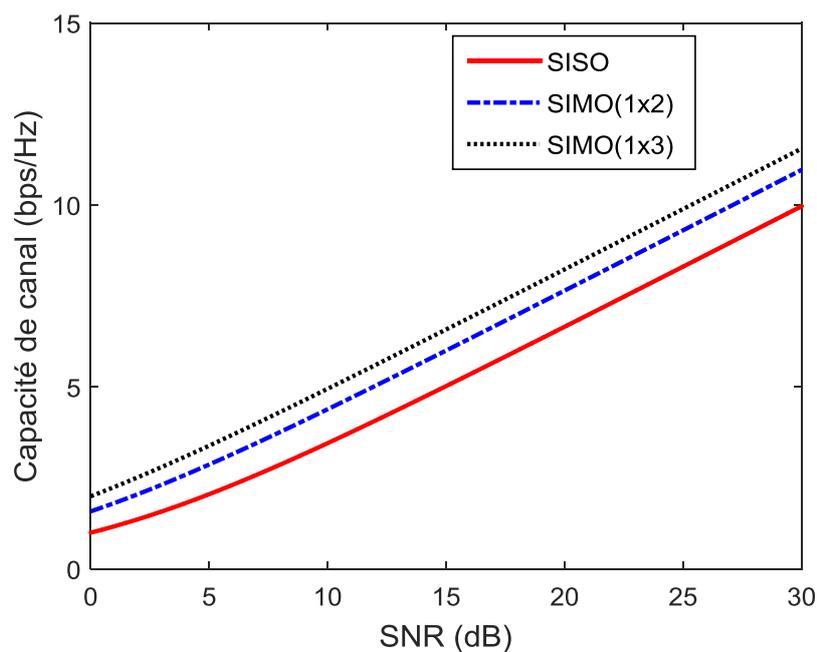


Figure V. 21 Capacité de canal mesurée à 30 GHz.

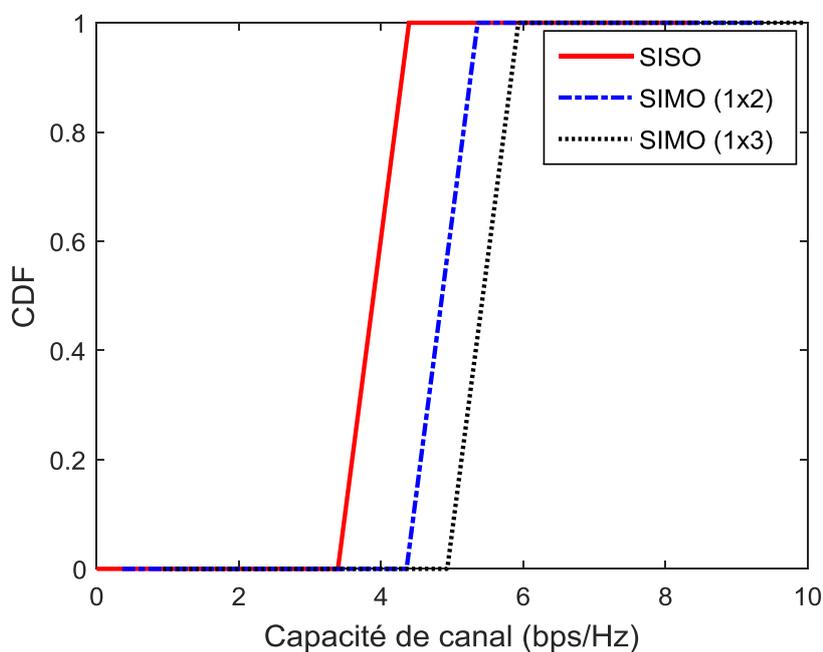


Figure V. 22 CDFs des Capacités des canaux SISO et SIMO mesurés à 30 GHz.

D'après les résultats de la capacité, nous pouvons évaluer le taux de transmission de nos scénarios pour des SNRs fixes comme indiqué dans le tableau V.4.

SNR	Taux de transmission (Gbps)		
	SISO	SIMO (1x2)	SIMO (1x3)
10 dB	3.41	4.33	4.90
15 dB	4.95	5.91	6.48
20 dB	6.96	7.72	8.34
25 dB	8.29	9.30	9.9

Tableau V. 4 Les taux de transmission pour des SNRs fixes.

V.9 Conclusion

Les systèmes SC-FDMA, SLM SC-FDMA et MRC SC-FDMA sont reconnus par leurs performances de PAPR et de BER dans le contexte des réseaux cellulaires de 4G. Dans ce chapitre nous avons évalué les performances de ces systèmes sous un canal mesuré à 30 GHz. Les paramètres de simulation utilisés sont basés sur les mesures faites sur une bande de 1 GHz entre 29 et 30 GHz.

Les simulations de BER et de PAPR pour SC-FDMA comparées avec celles d'OFDMA montrent une efficacité de transmission à 30GHz. Le SLM combiné avec SC-FDMA présente une réduction de PAPR avec une dégradation de BER mais le compromis entre les performances de PAPR et de BER montre aussi l'importance de SLM SC-FDMA pour la transmission à 30 GHz. D'autre part, l'exploitation de la diversité spatiale à la réception par la technique MRC appliquée sur SC-FDMA SIMO (1x3) en utilisant la réponse impulsionnelle du canal mesuré à 30 GHz montre l'effet de l'augmentation de nombre d'antennes sur le BER et sur la capacité de canal. Ces résultats approuvent l'efficacité de transmission et le débit élevé de notre système sous un scénario NLOS Outdoor à 30 GHz. Par conséquent, ces résultats motivent l'utilisation de la forme d'onde MRC SC-FDMA pour la communication mobile 5G sur une bande passante de 1 GHz centrée à 29,5 GHz.

Conclusion générale et perspectives

Le travail de thèse présenté dans ce manuscrit s'inscrit dans les problématiques liées à la non-linéarité de l'amplificateur de puissance et aux forts PAPR des signaux multi porteuses. L'OFDMA est l'un de ces signaux qui présente un très fort PAPR, il est très utilisé dans les systèmes modernes de télécommunication comme la voie descendante de LTE et le WiMAX. Par contre, LTE utilise une autre technique pour la voie montante, c'est le SC-FDMA, basé sur l'étalement spectrale DFT de OFDMA (DFT-OFDMA). Son principal avantage réside dans le faible PAPR comparé avec celui d'OFDMA. De plus, SC-FDMA présente une bonne couverture, une bonne efficacité spectrale, une flexibilité d'allocation de ressource et une simplicité d'égalisation au récepteur. La complexité de cette technique est concentrée dans la partie réceptrice ce qui est très convenable pour la voie montante. Le système MIMO est combiné avec SC-FDMA pour optimiser les performances de transmission d'une telle technique. Cette combinaison affecte le faible PAPR du SC-FDMA et dégrade les performances du PAPR. Les méthodes probabilistes (SLM, PTS) font partie des solutions les plus utilisées pour réduire le PAPR. Nous nous sommes attachés dans la première partie de cette thèse à combiner le SLM et le PTS avec le DFT-Spreading pour réduire le PAPR de SC-FDMA et SC-FDMA MIMO.

Pour comprendre le contexte de ce travail, nous nous sommes penchés au premier temps sur les notions de base nécessaires pour la compréhension de la propagation multi-trajets dans le contexte des réseaux mobiles cellulaires. L'évanouissement sélectif en fréquence est l'un des distorsions les plus connues dans ce contexte. Ce dernier nous amène à une interférence entre symboles dans le domaine temporel. Les systèmes récents de la modulation multi-porteuses telle que l'OFDM et sa version multi utilisateurs OFDMA sont utilisées pour combattre ces évanouissements. Par conséquent, elles génèrent des signaux avec de fortes variations de puissance appelées PAPR. Le passage de ces signaux à travers un HPA non linéaire engendre une dégradation de BER et une interférence hors bande. Le fort PAPR impose le fait que l'amplificateur soit linéaire sur une grande dynamique, ce qui nécessite un recul de puissance (IBO) important ce qui réduit davantage le rendement énergétique de

l'amplificateur, notamment dans la voie montante. Pour pallier à ces problèmes, LTE 4G ont choisi le SC-FDMA comme solution pour la voie montante. L'évaluation des performances de SC-FDMA va nous permettre de remarquer au premier temps que le CCDF de PAPR d'ISC-FDMA est meilleur que celui de LSC-FDMA, ce PAPR dépend aussi de type de modulation utilisée. De plus, les résultats obtenus de l'évaluation de l'impact du facteur roll off de filtre de mise en forme sur les performances de PAPR dans le cas ISC-FDMA montrent que le PAPR diminue significativement à mesure que le facteur roll off augmente. Par contre, le PAPR dans le cas LSC-FDMA n'est pas vraiment affecté par le changement du facteur roll off. Par conséquent, le système ISC-FDMA doit avoir un compromis entre les performances de PAPR, la valeur du facteur roll off et l'excès de la bande passante. Nous avons remarqué aussi que les performances BER avec et sans HPA de ISC-FDMA sont meilleures que celles de LSC-FDMA. De plus, l'utilisation d'un recul d'entrée IBO bas, amène à une dégradation significative de BER. Donc, il faut concevoir les HPAs de la voie montante d'une manière minutieuse afin d'avoir les meilleurs performances.

L'avantage majeur de SC-FDMA est le faible PAPR comparé avec celui d'OFDMA mais la combinaison SC-FDMA MIMO proposée pour optimiser les performances de débit et de BER affecte cette propriété et dégrade les performances de PAPR. Dans ce travail, nous avons proposé la combinaison des techniques probabilistes SLM et PTS avec le DFT-Spreading pour réduire en plus le PAPR de SC-FDMA et SC-FDMA MIMO. D'après les résultats obtenus, nous avons remarqué que le SLM et le PTS réduisent le PAPR de SC-FDMA et de SC-FDMA MIMO d'une manière significative et le gain de réduction de PAPR augmente avec l'augmentation de nombre de vecteur U et de sous blocs V . Par contre avec l'augmentation de U et V , la complexité de calcul augmente. Un compromis entre performances et complexité doit être trouvé. L'un des principaux inconvénients de ces deux techniques est la nécessité de la transmission de l'information latérale SI afin de permettre le récepteur de récupérer les blocs de données transmis, ces bits de SI réduisent la bande passante du système et par conséquent affecte l'efficacité spectrale. Pour réduire le nombre de bits SI dans le contexte du système SLM SC-FDMA MIMO, nous avons proposé une nouvelle technique MSLM basée sur l'utilisation des mêmes vecteurs de phase pour chaque antenne contrairement à la technique traditionnelle, où on utilise des vecteurs différents pour chaque antenne. Les résultats de simulation obtenus montrent que cette technique fournit les mêmes performances de réduction du PAPR que celui de SLM conventionnel avec 50% de

réduction de nombre de bits SI et de perte spectrale. Par conséquent, elle optimise l'efficacité spectrale du système.

Dans un deuxième volet de notre thèse nous nous sommes intéressés à la cinquième génération 5G des réseaux cellulaires. Ces réseaux doivent satisfaire la demande croissante de débit et gérer un grand nombre de cas et des exigences d'utilisation. La 5G vise un débit de l'ordre de Gigabits, une latence zéro, une connectivité 1000 fois supérieur à celle de 4G et une consommation faible d'énergie. Pour répondre à ces exigences, les ondes millimétriques (30GHz-300GHz) sont considérées comme d'excellents candidats pour les futures réseaux 5G car elles sont capables de fournir des fréquences très élevées et des bandes plus larges par rapport la 4G. Historiquement, ces ondes sont utilisées pour la communication satellitaire et d'autres liaisons radios point à point et elles sont aussi utilisées pour le backhauling des réseaux cellulaires actuels. Les grandes largeurs des bandes assurées par les ondes-millimétriques permettent d'augmenter la capacité et le débit disponible pour les utilisateurs. Cependant, la propagation à haute fréquence se caractérise par de graves limitations en raison de la perte de trajet qui augmente avec le carré de la fréquence. En outre, la plupart des objets absorbent le signal, la réflexion est très limitée et dépend des matériaux et de l'angle d'arrivée (AoA). La technologie CMOS RF va nous permettre de miniaturiser et d'implémenter un grand nombre d'antennes. De plus, les larges bandes fournissent une alternative de division cellulaire, ce qui augmente la capacité des petites cellules. Ces deux derniers points renforcent l'utilité des ondes millimétriques dans le contexte de la 5G. Le système de sondage utilisé dans nos mesures est conçu et mis en œuvre dans les laboratoires de CRC (Canada), il est basé sur un système laser à fibre optique afin de permettre une synchronisation entre l'émetteur et le récepteur pour une distance de 1 Km. Trois scénarios de mesure NLOS sont effectués dans ce travail, SISO, SIMO (1x2) et SIMO (1x3). L'émetteur (Tx) et le récepteur (Rx) sont placés dans deux bâtiments différents à une hauteur de 1 m. La distance par rapport le troisième bâtiment (réflecteur) est 79 m et 104 m pour l'émetteur et le récepteur respectivement, la longueur de trajet de propagation est 183m. Les mesures de la réponse fréquentielle ont été faites tous les 100 KHz pour une bande totale de 1GHz centrée autour de 29,5 GHz. Les antennes utilisées sont directives de gain 35.6 dB et ont une ouverture effective circulaire de 26.6 cm. La polarisation verticale est utilisée dans ces mesures. L'objectif de ces mesures était de les exploiter pour trouver la réponse fréquentielle et impulsionnelle du canal réel utilisé à 30 GHz. Ces réponses présentent plusieurs évanouissements rapides et/ou lents dûs aux

différents mécanismes de propagation mais elles démontrent aussi la faisabilité et la viabilité de la propagation des ondes millimétriques (30 GHz) dans un environnement NOLS avec un trajet de propagation de longueur 183 m.

Dans ces travaux de thèse, nous nous sommes intéressés aussi par le système SIMO et les différentes techniques de combinaison au niveau de récepteur à savoir SC, EGC et MRC. Bien que SC soit la forme la plus simple de la diversité de réception, elle a l'inconvénient de ne pas être en mesure d'exploiter le contenu de l'information complète de toutes les branches. EGC fournit une meilleure performance par rapport à SC parce qu'au lieu de choisir le signal d'une seule branche, à la fois tous les signaux reçus sont pondérés et additionnés avec une pondération égale pour produire la sortie. Enfin, MRC est une version plus avancée de la combinaison à gain égal qui est caractérisée par un ensemble de facteurs de pondération complexes variables dans le temps, qui sont choisis pour maximiser le rapport signal sur bruit du combineur. Nous avons proposé un premier scénario de simulation basé sur les mesures SISO effectuées à 30 GHz. La bande passante utilisée est de 1GHz centrée à 29.5GHz. Ce scénario est utilisé au début pour évaluer les performances de PAPR et de BER de système SC-FDMA, comparées avec celles d'OFDMA. Les résultats obtenus montrent bien l'efficacité de SC-FDMA par rapport OFDMA dans le contexte des ondes millimétriques. Ce scénario est utilisé aussi pour évaluer les performances de SLM SC-FDMA. Les résultats de simulation de CCDF de PAPR et de BER avec et sans HPA montrent aussi l'efficacité de la combinaison SLM SC-FDMA malgré la dégradation de BER avec HPA parce que le compromis PAPR/BER est acceptable. Un deuxième scénario basé sur des mesures SIMO est proposé pour l'appliquer sur MRC SC-FDMA. Nous avons évalué les performances de PAPR et de BER ainsi que la capacité de canal. Les résultats obtenus montrent que l'augmentation du nombre d'antenne dans le récepteur améliore les performances de BER d'une manière significative ainsi que la capacité du système dont le taux de transmission pour un SNR=15 dB est 6.48 Gbps. Par conséquent, ces résultats motivent l'utilisation de la forme d'onde MRC SC-FDMA pour la communication mobile 5G sur une bande passante de 1 GHz centrée à 29,5 GHz.

Plusieurs axes d'études peuvent être envisagés pour faire suite à ces travaux sur les systèmes SC-FDMA MIMO et la 5G :

-
- Un premier axe entrant comme première perspective de ces travaux consiste à utiliser d'autres techniques pour réduire au meilleur le PAPR du SC-FDMA MIMO comme l'approche conjointe.
 - Un deuxième axe consiste à travailler sur la réduction de la complexité des techniques SLM et PTS ainsi que le nombre de bits SI.
 - L'utilisation de nos mesures pour évaluer d'autres formes d'ondes proposées pour la 5G comme GFDM et FBMC.
 - Tester la qualité de la transmission en utilisant des amplificateurs de puissance à mémoires.
 - Évaluer les scénarios proposés en utilisant des signaux réels comme les images et les signaux médicaux.
 - Faire d'autres mesures des ondes millimétriques à la base des systèmes MIMO afin de les exploiter pour proposer d'autres scénarios 5G.

Bibliographie

- [1] T. S. Rappaport, "Wireless Communications: Principles & Practice," 2nd edition, Prentice Hall, 2002.
- [2] S. R. Saunders et A. Aragon, "Antennas and Propagation for Wireless communication Systems," 2nd edition, Wiley & Sons, 2007.
- [3] H. Sizon, "Radio Wave Propagation for Telecommunication Application," Springer, 2005.
- [4] K. Kalliola, H.Laitinen, K. Sulonen, L. Vuokko and P. Vainikainen, "Directional radio channel measurements at mobile station in different radio mobile environments at 2.15 GHZ," *Proceeding of the 4th European Personal Mobile Communications Conference*, no.113, 2001.
- [5] K. Kuchar, J-P. Rossi and E.Bonek, "Directional macro-cell channel characterization from urban measurements," *IEEE Transaction on Antenna and Propagation*, vol. 48, no.2, pp 137-146, 2000.
- [6] Q. Spencer, M. Rice, B. Jeffs and M. Jensen, "A statistical model for angle of arrival in indoor multipath propagation," *IEEE Proceeding of Vehicular Technology Conference (VTC 97)*, pp.1415-1419, 1997.
- [7] T. Taga, "Analysis for mean effective gain of mobile antennas in land mobile radio environments," *IEEE Transaction on Vehicular Technology*, vol.39, no.2, pp117-131, 1990.
- [8] T. W. C. Brown, "Antenna Diversity for Mobile Terminals," Thèse de Doctorat, University of Surrey, UK, 2002.
- [9] R. B. Ertel and J. H. Reed, "Angle and time of Arrival Statistics for Circular and Elliptical Scattering Models," *IEEE journal on Selected Area in Communication*, vol.17, no.11, 1999.
- [10] J. Fuhl, J. P. Rossi and E. Bonek, "High Resolution 3-D Direction of Arrival Determination for Urban Mobile Radio," *IEEE Transactions on Antennas and Propagations*, vol.45, no.4, 1997.
- [11] H. Abu Bakar and P. A. Mathiew, "Directions Of Arrival of radio signals inside and outside a buildings," *Proceeding of the IEEE 44th vehicular technology conference (VTC)*, vol.3, pp. 1754-1758, 1994.
- [12] J. P. Barbot, P. Larzabal and A.J. Levy, "Wide band indoor propagation channel direction of arrival measurements," *IEEE Signal Processing Workshop on signal processing advanced in wireless communications*, pp. 193-196, 1997.
- [13] T. Zwik, C. Fischer and W. Wiesbeck, "A Statistical Channel Model for Indoor Environments Including Angles of Arrival," *IEEE 48th Vehicular Technology Conference (VTC)*, vol.1, part 1, pp 615-619, 1998.
- [14] R. Vaughan and J. B. Andersen, "Channels, Propagation and Antennas for Mobile Communications," Book chapter, IEE Press, 2003.

- [15] K. Bullington, "Radio propagation at frequencies above 30 MC," *Proceedings of IRE*, vol. 35, no. 10, pp. 1122-1136, 1947.
- [16] J. Epstein and D. W. Peterson, "An experimental study of wave propagation at 850 MC," *Proceedings of IRE*, vol. 41, no. 5, pp. 595-611, 1953.
- [17] J. Deygout, "Multiple knife edge diffraction of microwaves," *IEEE Transactions on Antennas Propagation*, vol. 14, no. 4, pp. 480-489, 1966.
- [18] R. Vaughan and J. B. Andersen, "Channels, Propagation and Antennas for Mobile Communications," IEEE Press, 2003.
- [19] A. F. Molisch, "Wireless Communications," 2nd edition, John Wiley & Sons, 2005.
- [20] B. Sklar, "Digital Communications: Fundamentals and Applications," 2nd edition, Prentice Hall, 2000.
- [21] Recommendation (1997) ITU-R M.1225. "Guidelines for Evaluation of Radio Transmission Technologies for IMT-2000".
- [22] C. J. Jakes, "Microwave Mobile Communications," IEEE Press, 1994.
- [23] M. Nakagami, "The m-Distribution, a general formula of intensity of rapid fading," *Statistical Methods in Radio Wave Propagation*, Pergamon Press, 1960.
- [24] Y. Okumura et al, "Field strength and its variability in VHF and UHF land mobile services," *Review of the Electrical Communications Laboratory*, vol.16, no.9-10, pp. 825-873, 1968.
- [25] M. Hata, "Empirical formula for propagation loss in land mobile radio services," *IEEE Transactions on Vehicular Technologies*, vol.29, no.3, pp. 317-325, 1980.
- [26] J. Walfish and H. L. Beroni, "A theoretical model of UHF propagation in urban environments," *IEEE Transactions on Antennas Propagation*, vol. 36, no. 12, pp. 1788-1796, 1988.
- [27] F. Ikegami et al, "Propagation factors controlling mean field strength on urban streets," *IEEE Transactions on Antennas Propagation*, vol. 32, no. 08, pp. 822-829, 1984.
- [28] H. Suzuki, "A statistical model for urban radio propagation," *IEEE Transactions on Communications*, vol. COM-25, no. 7, pp. 673-680, 1977.
- [29] T. S. Rappaport, "Wireless Communications: Principles & Practice," 2nd edition, Prentice Hall, 2002.
- [30] D. Tse and P. Viswanath, "Fundamentals of Wireless Communications," Cambridge University Press, 2005.
- [31] P. A. Bello, "Characterization of randomly time invariant linear channels," *IEEE Transaction on Communication Systems*, vol. 11, no. 4, pp. 360-393, 1963.
- [32] P. Guguen, "Techniques multi-antennes émission réception-Applications aux réseaux domestiques sans fil," Thèse de Doctorat, INSA de Rennes, 2003.
- [33] W. Ciccognani, P. Colantonio, F. Giannini, E. Limiti and M. Rossi, "AM/AM and AM/PM Power Amplifier Characterization Technique," *Proceeding of the 15th International*

- Conference on Microwaves, Radar and Wireless Communications MIKON*, pp. 678–681, 2004.
- [34] A. A. Moulthrop, C. J. Clark, C. P. Silva and M. S. Muha, “A Dynamic AM/AM and AM/PM Measurement Technique,” *Proceeding of IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, vol. 3, pp. 1455–1458, 1997.
- [35] P. Colantonio, F. Giannini and E. Limiti, “High Efficiency RF and Microwave Solid State Power Amplifiers,” Wiley, Hoboken, 2009.
- [36] S. Thompson, J. Proakis and J. Zeidle, “The Effectiveness of Signal Clipping for PAPR and Total Degradation Reduction in OFDM Systems,” *Proceeding of the IEEE Global Telecommunications Conference GLOBECOM’05*, pp. 2807–2811, 2005.
- [37] M. K. Kazimierczuk, “RF Power Amplifiers,” 2nd edition, Wiley, 2008.
- [38] G. Baudoin, P. Jardin and R. Marshalek, “Power Amplifier Linearization Using Pre-distortion with Memory,” *Radioelektronika*, pp. 193–196, 2003.
- [39] K. H. Abed, M. K. Kazimierczuk, S. B. Nerurkar and M. P. Senadeera, “Linearization Techniques in Power Amplifiers for 1.9 GHz Wireless Transmitters,” *Proceeding of the 48th Midwest Symposium on Circuits and Systems*, pp. 1103–1106, 2005.
- [40] C. Rapp, “Effects of the HPA-Nonlinearity on a 4-DPSK/OFDM Signal for a Digital Sound Broadcasting System,” *Proceeding of the European Conference on Satellite Communications ECSC’91*, 1991.
- [41] T. Kaitz, “Channel and Interference Model for 802.16b Physical Layer,” contribution to the IEEE 802.16b standard, 2001.
- [42] A. Saleh, “Frequency Independent and Frequency Dependent Nonlinear Models of TWT Amplifiers,” *IEEE Transactions on Communications*, vol. 29, pp. 1715-1720, 1981.
- [43] A. C. Bohigas, “Implémentation de Techniques de Linéarisation et D’amélioration du Rendement pour les Amplificateurs de Puissance RF,” Thèse de Doctorat, Université de Toulouse, 2008.
- [44] S. C. Cripps, “RF Power Amplifiers for Wireless Communications,” 2nd Edition, Artech House, 2006.
- [45] M. Djamai, “Contribution à la Modélisation et à la Linéarisation par Pré-distorsion Numérique Adaptative en Bande de Base des Amplificateurs de Radiocommunications,” Thèse de doctorat, Université de Poitiers, France, 2008.
- [46] N. E. Calinoiu, “Contribution à la Modélisation Large Bande et à L’identification des Circuits de Radiocommunications Application aux Amplificateurs de Puissance,” Thèse de doctorat, Université de Poitiers, France, 2012.
- [47] I. M. Hussain and I. A. Tasadduq. “PAPR Analysis in OFDM Signals Based on Power Variance,” *Proceeding of the 4th International Conference on Wireless Communications, Networking and Mobile Computing WiCOM ’08*, pp 1–4, 2008.

- [48] J. Tellado, "Peak to Average Power Reduction for Multicarrier Modulations," Thèse de Doctorat, Stanford University, 1999.
- [49] A. C. Bohigas, "Implémentation de Techniques de Linéarisation et d'Amélioration du Rendement pour les Amplificateurs de Puissance RF," Thèse de Doctorat, Université de Toulouse, 2008.
- [50] M. Cosgrove, J. Short and B. Zako, "Implementing a Quality GSM Radio System," *Proceeding of the 7th IEE European Conference on Mobile and Personal Communications*, pp. 195–198, 1993.
- [51] E. A. Quincy and R. J. Achatz, "Performance Prediction of GSM Digital Cellular Speech and Image Transmission," *Proceeding of IEEE Pacific Rim Conf on Communications, Computers, and Signal Processing*, pp. 26–31, 1995.
- [52] R. Becker, W. Groeneweg and R. Burdenski, "RF Power Control in GSM Systems for Constant and Non Constant Envelope Modulation Schemes," *Proceeding of the International Symposium on Circuits and Systems ISCAS '03*, vol. 3, 2003.
- [53] S. Litsyn, "Peak Power Control in Multicarrier Communications," Technical report, Cambridge University Press, 2007.
- [54] R. Van Nee and R. Prasad, "OFDM for Wireless Multimedia Communications", Artech House Publishers, 4th edition, 2000.
- [55] J. G. Proakis, "Digital communications," McGraw-Hill, 4th edition, 2001.
- [56] A. Peled and A. Ruiz, "Frequency Domain Data Transmission using Reduced Computational Complexity Algorithms," *Proceeding of the IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing*, vol. 5, pp. 964-967, 1980.
- [57] R. Nogueroles, M. Bossert, A. Donder and V. Zyablov, "Improved Performance of a Random OFDMA Mobile Communication System," *Proceedings of the IEEE Vehicular Technology Communications*, vol. 3, pp. 2502-2506, 1998.
- [58] H. Sari, Y. Levy and G. Karam, "Orthogonal Frequency-Division Multiple Access for the Return Channel on CATV Networks," *Proceeding of the International Conference on Telecommunications, ICT '96*, vol. 1, pp. 52-57, 1996.
- [59] H. Sari, Y. Levy and G. Karam, "OFDMA- A New Multiple Access Technique and its Application to Interactive CATV Networks," *Proceeding of European Conference on Multimedia Applications, Services and Techniques ECMAST '96*, vol. 1, pp. 117-127, 1996.
- [60] H. Sari, Y. Levy and G. Karam, "An Analysis of Orthogonal Frequency-Division Multiple Access," *Proceeding of Global Communication Conference GLOBECOM '97*, vol. 3, pp. 1635-1639, 1997.
- [61] H. Sari, "Orthogonal Frequency-Division Multiple Access with Frequency Hopping and Diversity," *invited paper in Multi-Carrier Spread Spectrum*, K. Fazel & G. P. Fettweis (Editors), pp. 57-68, Kluwer Academic Publishers, The Netherlands, 1997.

- [62] H. Steendam, M. Moeneclaey and H. Sari, "The Effect of Carrier Phase Jitter on the Performance of Orthogonal Frequency-Division Multiple Access Systems," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 46, pp. 456-459, 1998.
- [63] H. Sari and G. Karam, "Orthogonal Frequency-Division Multiple Access and its Application to CATV Networks," *European Transactions on Telecommunications (ETT)*, vol. 9, no. 6, pp. 507-516, 1998.
- [64] H. Sari, G. Karam and I. Jeanclaude, "Transmission techniques for digital terrestrial TV broadcasting," *IEEE Communication Magazine*, vol. 33, no. 2, pp. 100-109, 1995.
- [65] D. Falconer, S. L. Ariyavisitakul, A. Benyamin-Seeyar and B. Eidson, "Frequency domain equalization for single-carrier broadband wireless systems," *IEEE Communication Magazine*, vol. 40, no. 4, pp. 58-66, 2002.
- [66] N. Souto, R. Dinis, and J.C. Silva, "Impact of Channel Estimation Errors on SC-FDE Systems," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 62, no. 5, 2014.
- [67] D. Falconer, S.L. Ariyavisitakul and A. Benyamin-Seeyar, "Frequency Domain Equalization for Single-Carrier Broadband Wireless Systems," *IEEE Communication Magazine*, vol. 40, no. 4, pp. 58-66, 2002.
- [68] H. G. Myung and D. J. Goodman, "Single Carrier FDMA: A New Air Interface for Long Term Evolution," 1st edition, Wiley, 2008.
- [69] A. Gusmão, R. Dinis, R. Conceição and N. Esteves, "Comparison of two modulation choices for broadband wireless communications," *Proceeding of IEEE Vehicular Technology Conference – Spring*, vol. 2, pp. 1300-1305, 2000.
- [70] Z. Wang, X. Ma and G. Giannakis, "OFDM or single-carrier block transmissions?" *IEEE Transactions on Communications*, vol. 52, no. 3, pp. 380-394, 2004.
- [71] F. Pancaldi, G. M. Vitetta, R. Kalbasi, N. Al-Dhahir, M. Uysal and H. Mheidat, "Single-carrier frequency domain equalization," *IEEE Signal Processing Magazine*, vol. 25, no. 5, pp. 37-56, 2008.
- [72] R. Kalbasi, D. D. Falconer, A. Banihashemi and R. Dinis, "A comparison of frequency-domain block MIMO transmission systems," *IEEE Transaction on Vehicular Technology*, vol. 58, no. 1, pp. 165-175, 2009.
- [73] F. Abd El-Samie, F. Al-kamali, A. Al-nahari and M. Dessouky, "SC-FDMA for Mobile Communications," Taylor & Francis Group, LLC, 2010.
- [74] T. Frank, A. Klein, E. Costa and E. Schulz, "Ifdma-A Promising Multiple Access Scheme Future Mobile Radio Systems," *Proceeding of the 16th IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications*, vol. 2, pp. 1214-1218, 2005.
- [75] U. Sorger, I. De Broeck and M. Schnell, "Interleaved FDMA- A New Spread Spectrum Multiple-Access Scheme," *Proceeding of the IEEE International Conference on Communications*, vol. 2, pp. 1013-1017, 1998.

- [76] H. G. Myung, J. Lim and D. J. Goodman, "Single Carrier FDMA for Uplink Wireless Transmission," *IEEE Vehicular Technology Magazine*, 1, 2006.
- [77] H. G. Myung, J. Lim and D. J. Goodman, "Peak-to-Average Power Ratio of Single Carrier FDMA Signals with Pulse Shaping," *Proceeding of the 17th IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications*, pp. 1-5, 2006.
- [78] T. May and H. Rohling, "Reducing the Peak-to-Average Power Ratio in OFDM Radio Transmission Systems," *Proceeding of the 48th IEEE Vehicular Technology Conference, VTC'98*, vol. 3, pp. 2474-2478, 1998.
- [79] X. Li and L.J. Cimini, "Effects of clipping and filtering on the performance of OFDM," *Proceeding of the 47th IEEE Vehicular Technology Conference, VTC'97*, vol. 3, pp. 1634-1638, 1997.
- [80] D. Guel and J. Palicot, "Clipping formulated as an adding signal technique for OFDM peak power reduction," *Proceeding of the 69th IEEE Vehicular Technology Conference, VTC'09*, pp. 1-5, 2009.
- [81] X. Li and L. J. Cimini, "Effects of clipping and filtering on the performance of OFDM," *IEEE Communication Letter*, vol. 2, no. 20, pp.131-133, 1998.
- [82] S.B. Slimane, "Peak-to-average power ratio reduction of OFDM signals using pulse shaping," *Proceeding of the Global Telecommunication Conference GTC00*, vol. 3, pp. 1412-1416, 2000.
- [83] J. Tellado and J.M. Cioffi, "Efficient algorithms for reducing PAR in multicarrier systems," *Proceedings of the IEEE International Symposium on Information Theory*, pp. 191, 1998.
- [84] J. Tellado, "Peak to average power reduction for multicarrier modulation," Thèse de Doctorat, Stanford University, 2000.
- [85] B. S. Krongold and D.L. Jones, "PAR reduction in OFDM via active constellation extension," *IEEE Transactions on Broadcasting*, vol. 49, no.3, pp. 258-268, 2003.
- [86] J. Armstrong, "New OFDM peak-to-average power reduction scheme," *Proceeding of the 53th IEEE Vehicular Technology Conference, VTC'01*, vol. 1, pp. 756-760, 2000.
- [87] H. Ochiai and H. Imai, "Performance analysis of deliberately clipped OFDM signals," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 50, no. 1, pp. 89-101, 2002.
- [88] S. Kimura, T. Nakamura, M. Saito and M. Okada, "PAR reduction for OFDM signals based on deep clipping," *Proceeding of the 3rd International Symposium on Communications, Control and Signal Processing ISCCSP'08*, pp. 911-916, 2008.
- [89] A. Skrzypczak, Y. Louet, C. Lehobey, S. Molton and O. Rousset, "Improving a dvb-t/h modulator performance by using deep clipping," *Proceeding of the IEEE 17th International Conference on Telecommunications ICT'10*, pp. 204-210, 2010.

- [90] H. Kobayashi, P. Boonsrimuang, E. Puttawong and T. Paungma, "PAPR reduction using smooth clipping in OFDM system," *Proceeding of the 3rd Information and Computer Engineering Post graduate Workshop ICEP'03*, pp.158-161, 2003.
- [91] S. Ragusa, J. Palicot, Y. Louët and C. Lereau, "Invertible Clipping for Increasing the Power Efficiency of OFDM Amplification," *Proceedings of ICT'06*, 2006.
- [92] S. Ragusa, "Écrêtage Inversible pour l'Amplification Non-Linéaire des Signaux OFDM dans les Terminaux Mobiles," Thèse de Doctorat, Université Joseph-Fourier-Grenoble I, 2006.
- [93] D. Guel and J. Palicot, "FFT/IFFT pair based digital filtering for the transformation of adding signal PAPR reduction techniques in tone reservation techniques," *Proceeding of the 5th International Conference on Wireless and Mobile Communications ICWMC '09*, pp. 200-204, 2009.
- [94] D. Guel and J. Palicot, "OFDM PAPR reduction based on nonlinear functions without BER degradation and out-of-band emission," *Proceedings of ICSPC'09*, 2009.
- [95] J. Tellado-Mourello. Peak to Average Power Reduction for Multicarrier Modulation. Stanford University, 1999.
- [96] S. Zabre, J. Palicot, Y. Louet and C. Lereau, "SOCP approach for OFDM peak-to-average power ratio reduction in the signal adding context," *Proceeding of the IEEE International Symposium on Signal Processing and Information Technology*, pp. 834-839, 2006.
- [97] S. Zabre, "Amplification non-linéaire d'un multiplex de porteuses modulées à fort facteur de crête," Thèse de doctorat, Université de Rennes 1, France, 2007.
- [98] J. Tellado and J. M. Cioffi, "Peak power reduction for multicarrier transmission," *Proceeding of IEEE GLOBCOM Communications Theory MiniConf'98*, pp. 219-224, Sydney, Australia, 1998.
- [99] T. A. Wilkinson and A.E. Jones, "Minimisation of the peak to mean envelope power ratio of multicarrier transmission schemes by block coding," *Proceeding of the 45th IEEE Vehicular Technology Conference, VTC'95*, vol. 2, pp. 825-829, 1995.
- [100] M. Friese, "Multicarrier modulation with low peak-to-average power ratio," *Electronics Letters*, vol. 32, no. 8, pp. 713-714, 1996.
- [101] K. G. Paterson, "Coding techniques for power controlled OFDM," *Proceeding of the 9th IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications PIMRC'98*, vol. 2, pp. 801-805, 1998.
- [102] J. A. Davis and J. Jedwab, "Peak-to-mean power control and error correction for OFDM transmission using golay sequences and reed-muller codes," *Electronics Letters*, vol. 33, no. 4, pp. 267-268, 1997.
- [103] Y. Louët, "Études et performances des codes de Reed-Muller pour la réduction du facteur de crête dans les modulations OFDM," Thèse de doctorat, Université Rennes1, 2000.

- [104] J. F. Helard and B. Le Floch, "Trellis coded orthogonal frequency division multiplexing for digital video transmission," *Proceeding of the Global Telecommunications Conference, GLOBECOM '91*, vol. 2, pp. 785-791, 1991.
- [105] T. A. Wilkinson and A.E. Jones, "Minimization of the peak-to-mean envelope power ratio of multicarrier transmission scheme by block coding". *Proceeding of IEEE Vehicular Technology Conference VTC'95*, vol. 2, pp. 825-829, 1995.
- [106] M. Park H. Jun, J. Cho, N. Cho, D. Hong and C. Kang, "PAPR reductions in OFDM transmission using Hadamard transform," *Proceeding of the IEEE International Conference on Communications ICC'00*, vol. 1, pp. 430-433. 2000.
- [107] S. Shepherd, J. Orriss and S. Barton, "Asymptotic limits in peak envelope power reduction by redundant coding in orthogonal frequency-division multiplex modulation," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 46, no. 1, pp. 5-10, 1998.
- [108] R. D. J. van Nee, "OFDM codes for peak-to-average power reduction and error correction," *Proceeding of the Global Telecommunications Conference GLOBECOM '96*, vol.1, pp.740-744, 1996.
- [109] K. G. Paterson and V. Tarokh, "On the existence and construction of good codes with low peak-to-average power ratios," *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 46, no. 6, pp. 1974-1987, 2000.
- [110] D. Wulich, "Reduction of peak to mean ratio of multicarrier modulation using cyclic coding," *Electronics Letters*, vol. 32, no. 5, pp. 432_, 1996.
- [111] W. Ryan and S. Lin, "Channel Codes: Classical and Modern," Cambridge University Press, 2009.
- [112] C. RoBing and V. Tarokh, "A construction of OFDM 16-QAM sequences having low peak powers," *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 47, no. 5, pp.2091-2094, 2001.
- [113] R. W. Bauml, R.F.H. Fischer and J.B. Huber, "Reducing the peak-to-average power ratio of multicarrier modulation by selective mapping," *Electronics Letters*, vol. 32, no. 22, PP. 2056-2057, 1996.
- [114] R. J. Baxley and G.T. Zhou, "Ordered phase sequence testing in SLM for improved blind detection," *Proceeding of the IEEE 6th Workshop on Signal Processing Advances in Wireless Communications*, pp. 256-259, 2005.
- [115] H. S. Joo, S.J. Heo, H.B. Jeon, J.S. No and D.J. Shin, "A new blind SLM scheme with low complexity of OFDM signals," *Proceeding of the 70th IEEE Vehicular Technology Conference, (VTC 2009-Fall)*, pp. 1-5, 2009.
- [116] A. D. S. Jayalath and C. Tellambura, "A blind SLM receiver for PAR-reduced OFDM," *Proceeding of the 56th IEEE Vehicular Technology Conference, (VTC 2002-Fall)*, vol. 1, pp. 219-222, 2002.

- [117] S. H. Muller and J.B. Huber, "OFDM with reduced peak-to-average power ratio by optimum combination of partial transmit sequences," *Electronics Letters*, vol. 33, no. 5, pp. 368-369, 1997.
- [118] S. H. Muller and J.B. Huber, "A comparison of peak power reduction schemes for OFDM," *Proceeding of the IEEE Global Telecommunications Conference GLOBECOM'97*, vol. 1, pp. 1-5, 1997.
- [119] W. G. Jeon, K.H. Chang and Y.S. Cho, "An adaptive data predistorter for compensation of nonlinear distortion in OFDM systems," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 45, no. 10, pp. 1167-1171, 1997.
- [120] A. C. Bohigas, "Implémentation de techniques de linéarisation et d'amélioration du rendement pour les amplificateurs de puissance RF", Thèse de doctorat, Université de Toulouse, 2008.
- [121] M. Djamaï, "Contribution à la modélisation et à la linéarisation par pré-distorsion numérique adaptative en bande de base des amplificateurs de radiocommunications," Thèse de doctorat de l'Université de Poitiers, France 2008.
- [122] J. K. Cavers "Optimal table spacing in predistorting amplifiers linearizers," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 38, n. 5, pp. 1699-1705, 1999.
- [123] R. Marsalek, "Contribution à la linéarisation des amplificateurs de puissance par prédistorsion numérique adaptative en bande de base," Thèse de doctorat, Université Marne-La-Vallée, 2003.
- [124] K. Bruninghaus and H. Rohling, "Multi-carrier spread spectrum and its relationship to single-carrier transmission," *Proceeding of the 48th IEEE Vehicular Technology Conference, VTC'98*, vol. 3, pp. 2329-2332, 1998.
- [125] D. Galda and H. Rohling, "A low complexity transmitter structure for OFDM-FDMA uplink systems," *Proceeding of the 56th IEEE Vehicular Technology Conference, VTC'02*, vol. 4, pp. 1737-1741, 2000.
- [126] H. G. Myung, J. Lim and D.J. Goodman, "Single carrier FDMA for uplink wireless transmission," *IEEE Vehicular Technology Magazine*, vol. 1, no. 3, pp.30-38, 2006.
- [127] H. G. Myung, J. Lim and D.J. Goodman, "Peak-to-average power ratio of single carrier FDMA signals with pulse shaping," *Proceeding of the 17th IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications PIMRC'06*, pp. 1-5, 2006.
- [128] M. Jankiraman, "Space-Time Codes and MIMO Systems," Artech House, Boston, MA, 2004.
- [129] B. Vucetic and J. Yuan, "Space-Time Coding," Wiley, West Sussex, U.K., 2003.
- [130] D. Gesbert, M. Shafi, D. Shiu, P. J. Smith and A. Naguib, "from theory to practice: an overview of MIMO space-time coded wireless systems," *IEEE Journal of Selected Areas on Communication*, vol. 21, no. 3, pp. 281-301, 2003.

- [131] N. S. Kumar and K. R. S. Kumar, "Bit error rate performance analysis of ZF, ML and MMSE equalizers for MIMO wireless communication receiver," *European Journal of Scientific Research*, vol. 59, no. 4, pp. 522–532, 2011.
- [132] S. H. Han and J. H. Lee, "An overview of peak-to-average power ratio reduction techniques for multicarrier transmission," *IEEE Wireless Communication*, vol. 12, no. 2, pp. 56-65, 2005.
- [133] S. H. Han and J. H. Lee, "Modified selected mapping scheme for PAPR reduction of coded OFDM signal," *IEEE Transactions on Broadcasting*, vol. 50, no. 3, pp. 335-341, 2004.
- [134] M. S. Beak, M. J. Kim, Y. H. You and H. K. Song, "Semi-blind estimation and PAR reduction for MIMO-OFDM system with multiple antennas," *IEEE Transactions on Broadcasting*, vol. 50, no. 4, pp. 414-424, 2004.
- [135] R. W. Baml, R.F. Fisher and J.B. Huber, "Reducing the peak-to average power ratio of multicarrier modulation by selected mapping," *IEE Electronic Letters*, vol. 32, no. 22, pp. 2056- 2057, 1996.
- [136] A. D. Jayalath and C. Tellambura, "SLM and PTS peak-power reduction of OFDM signals without side information," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 4, no.5, pp. 2006- 2013, 2005.
- [137] M. Breiling, S.M. Weinfurtner and J. Huber, "SLM peak power reduction without explicit side information," *IEEE Communication Letters*, vol. 5, no. 6, pp. 239-241, 2001.
- [138] B. K. Khoo, S. Y. Le Goff, C. C. Tsimenidis and B. S. Sharif, "OFDM PAPR reduction using selected mapping without side information," *Proceeding of the IEEE International Conference on Communications ICC'07*, pp.4341-4345, 2007.
- [139] E. Alsusa and L. Yang, "Redundancy-free and BER-maintained selective mapping with partial phase-randomising sequences for peak-to-average power ratio reduction in OFDM systems," *IET Communications*, vol. 2, no.1, pp. 66-74, 2008.
- [140] Cisco, "Cisco visual network index: Global mobile traffic forecast update," 2013.
- [141] Ericsson, "Traffic and market data report," 2011.
- [142] UMTS Forum, "Mobile traffic forecasts: 2010–2020 report," vol. 44, 2011.
- [143] Ericsson, "More than 50 billion connected devices," White Paper. 2016.
- [144] P. E. Mogensen, K. Pajukoski, B. Raaf, E. Tiirola, L. Eva, I. Z. Kovacs, G. Berardinelli, L. G. U. Garcia, L. Hu and A. F. Cattoni, "B4G local area: High level requirements and system design," *Proceeding of the IEEE Globecom Workshop*, pp. 613–617. 2012.
- [145] T. S. Rappaport, J. N. Murdock and F. Gutierrez, "State of the art in 60-GHz integrated circuits and systems for wireless communications," *Proceedings of the IEEE*, vol. 99, no. 8, pp. 1390-1436, 2011.
- [146] F. Khan and Z. Pi, "Millimeter wave mobile broadband (MMB): Unleashing the 3-300 GHz spectrum," *Proceeding of the 34th IEEE Sarnoff Symposium*, 2011.

- [147] F. Khan and Z. Pi, "An introduction to millimeter wave mobile broadband systems," *IEEE Communication Magazine*, vol. 49, no. 6, pp. 101-107, 2011.
- [148] P. Pietraski, D. Britz, A. Roy, R. Pragada and G. Charlton, "Millimeter wave and terahertz communications: Feasibility and challenges," *ZTE Communication*, vol. 10, no. 4, pp. 3-12, 2012.
- [149] C. Doan, S. Emami, D. Sobel, A. Niknejad and R. Brodersen, "Design considerations for 60 GHz CMOS radios," *IEEE Communication Magazine*, vol. 42, no. 12, pp. 132-140, 2004.
- [150] C. Doan, S. Emami, A. Niknejad and R. Brodersen, "Millimeter wave CMOS design," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 40, no. 1, pp. 144-155, 2005.
- [151] Y.-P. Zhang and D. Liu, "Antenna-on-chip and antenna-in-package solutions to highly integrated millimeter wave devices for wireless communications," *IEEE Transactions on Antennas Propagation*, vol. 57, no. 10, pp. 2830–2841, 2009.
- [152] F. Gutierrez, S. Agarwal, K. Parrish and T. S. Rappaport, "On-chip integrated antenna structures in CMOS for 60 GHz WPAN systems," *IEEE Journal of Selected Areas on Communication*, vol. 27, no. 8, pp. 1367-1378, 2009.
- [153] J. Nsenga, A. Bourdoux and F. Horlin, "Mixed analog/digital beamforming for 60 GHz MIMO frequency selective channels," *Proceeding of the IEEE International Conference of Communication ICC'10*, pp. 1-6, 2010.
- [154] S. Rajagopal, S. Abu-Surra, Z. Pi and F. Khan, "Antenna array design for multi-gbps mmwave mobile broadband communication," *Proceeding of the Global Telecommunication Conference GLOBECOM'11*, pp. 1-6, 2011.
- [155] K. C. Huang and D. J. Edwards, "Millimetre Wave Antennas for Gigabit Wireless Communications: A Practical Guide to Design and Analysis in a System Context," New York, NY, USA: Wiley, 2008.
- [156] F. Rusek, D. Persson, B. K. Lau, E. Larsson, T. Marzetta, O. Edfors and F. Tufvesson, "Scaling up MIMO: Opportunities and challenges with very large arrays," *IEEE Signal Processing Magazine*, vol. 30, no. 1, pp. 40–60, 2013.
- [157] S. Hur, T. Kim, D. J. Love, J. V. Krogmeier, T. A. Thomas and A. Ghosh, "Millimeter wave beamforming for wireless backhaul and access in small cell networks," *IEEE Communication Transactions*, vol.61, no. 10, pp. 4391-4403, 2013.
- [158] Samsung, "Samsung announces world's first 5G mmwave mobile technology," press release, 2013.
- [159] G. Fettweis and R. Irmer, "WIGWAM: System concept development for 1 Gbit/s air interface," Wireless World Research Forum. 2015.
- [160] J. Laskar, S. Pinel, D. Dawn, S. Sarkar, B. Perumana and P. Sen, "The next wireless wave is a millimeter wave," *Microwave Journal*, vol. 50, no. 8, pp. 22–34, 2007.

- [161] S. Akoum, O. E. Ayach and R. W. Heath, "Coverage and capacity in mmWave MIMO systems," *IEEE Communication Magazine*, vol. 52, no. 7, pp. 70-77, 2014.
- [162] H. Zhang, S. Venkateswaran and U. Madhow, "Channel modeling and MIMO capacity for outdoor millimeter wave links," *Proceeding of the IEEE Wireless Communication Network Conference WCNC'10*, pp. 1-6, 2010.
- [163] E. Torkildson, H. Zhang and U. Madhow, "Channel modeling for millimeter wave MIMO," *Proceeding of Information Theory Application Workshop ITA'10*, pp. 1-8, 2010,
- [164] H. Zhang and U. Madhow, "Statistical modeling of fading and diversity for outdoor 60 GHz channels," *Proceeding of International Workshop mmWave Commun., From Circuits to Networks*, pp. 45-50, 2010.
- [165] T. S. Rappaport, S. Sun, R. Mayzus, H. Zhao, Y. Azar, K. Wang, G. N. Wong, J. K. Schulz, M. Samimi and F. Gutierrez, "Millimeter wave mobile communications for 5G cellular: It will work!," *IEEE Access*, vol. 1, pp. 335-349, 2013.
- [166] F. Boccardi, R. W. Heath, A. Lozano, T. L. Marzetta and P. Popovski, "Five disruptive technology directions for 5G," *IEEE Communication Magazine*, 2014.
- [167] J. Bose, *Collected Physical Papers*. New York, NY, USA: Longmans, Green and Co., 1927.
- [168] D. Roddy, *Satellite Communications*, 4th edition. New York, NY, USA: McGraw-Hill, 2006.
- [169] J. Hansry, J. Edstam, B.-E. Olsson and C. Larsson, "Non-line-of-sight microwave backhaul for small cells," *Ericsson Review*, 2013.
- [170] NGMN Alliance, "Small cell backhaul requirements," White Paper, 2012.
- [171] Electronic Communications Committee (ECC), "Fixed service in Europe current use and future trends," 2012.
- [172] E. Perahia, C. Cordeiro, M. Park and L. Yang, "IEEE 802.11ad: Defining the next generation multi-Gbps Wi-Fi," *Proceeding of the 7th IEEE Consumer Communications and Networking Conference*, pp. 1-5, 2010.
- [173] S. J. Vaughan-Nichols, "Gigabit Wi-Fi is on its way," *IEEE Computer*, vol. 43, no. 11, pp. 11-14, 2010.
- [174] R. Daniels, J. Murdock, T. S. Rappaport and R. Heath, "60 GHz wireless: Up close and personal," *IEEE Microwave Magazine*, vol. 11, no. 7, pp. 44-50, 2010.
- [175] T. Baykas, C.-S. Sum, Z. Lan, J. Wang, M. A. Rahman, H. Harada and S. Kato, "IEEE 802.15.3c: The first IEEE wireless standard for data rates over 1 Gb/s," *IEEE Communication Magazine*, vol. 49, no. 7, pp. 114-121, 2011.
- [176] S. Ortiz, "The wireless industry begins to embrace femtocells," *IEEE Computer*, vol. 41, no. 7, pp. 14-17, 2008.
- [177] V. Chandrasekhar, J. G. Andrews and A. Gatherer, "Femtocell networks: A survey," *IEEE Communication Magazine*, vol. 46, no. 9, pp. 59-67, 2009.

- [178] S.-P. Yeh, S. Talwar, S.-C. Lee et H. Kim, "WiMAX femtocells: A perspective on network architecture, capacity, and coverage," *IEEE Communication Magazine*, vol. 46, no. 10, pp. 58-65, 2008.
- [179] Femto Forum, "Interference management in OFDMA femtocells," White Paper, Mar. 2010.
- [180] J. G. Andrews, H. Claussen, M. Dohler, S. Rangan and M. C. Reed, "Femtocells: Past, present, and future," *IEEE Journal of Selected Areas on Communication*, vol. 30, no. 3, pp. 497-508, 2012.
- [181] Qualcomm, "The 1000 challenge: More small cells Taking HetNets to the next level," 2013.
- [182] H. Claussen, L. T. W. Ho and L. Samuel, "Financial analysis of a pico-cellular home network deployment," *Proceeding of the IEEE International Conference on Communication*, pp. 5604-5609, 2007.
- [183] S.F. Consulting, "Crucial economics for mobile data backhaul," White Paper, 2011.
- [184] D. Webster, "Solving the mobile backhaul bottleneck," 2009.
- [185] C. Mathias, "Fixing the cellular network: Backhaul is the key," 2008.
- [186] T. S. Rappaport, "Wireless Communications: Principles and Practice," 2nd edition. Upper Saddle River, NJ, USA: Prentice-Hall, 2002.
- [187] S. Sun and T. S. Rappaport, "Multi-beam antenna combining for 28 GHz cellular link improvement in urban environments," *Proceeding of the IEEE Global Telecommunication Conference GLOBECOM'13*, pp. 3754-3759, 2013.
- [188] K. Allen, N. DeMinco, J. R. Hoffman, Y. Lo and P. B. Papazian, "Building penetration loss measurements at 900 MHz, 11.4 GHz, and 28.8 MHz," U.S. Dept. Commerce, National Telecommun. Inf. Admin. (NTIA), Boulder, CO, USA, Rep. 94-306, 1994.
- [189] C. R. Anderson and T. S. Rappaport, "In-building wideband partition loss measurements at 2.5 and 60 GHz," *IEEE Wireless Communication Magazine*, vol. 3, no. 3, pp. 922-928, 2004.
- [190] A. Alejos, M. Sanchez and I. Cuinas, "Measurement and analysis of propagation mechanisms at 40 GHz: Viability of site shielding forced by obstacles," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 57, no. 6, pp. 3369-3380, 2008.
- [191] J. S. Lu, D. Steinbach, P. Cabrol and P. Pietraski, "Modeling human blockers in millimeter wave radio links," *ZTE Communications*, vol. 10, no. 4, pp. 23-28, 2012.
- [192] S. Chia, M. Gasparroni and P. Brick, "The next challenge for cellular networks: Backhaul," *IEEE Microwave Magazine*, vol. 10, no. 5, pp. 54-66, 2009.
- [193] T. Cho, D. Cline, C. Conroy and P. Gray, "Design considerations for low-power, high-speed CMOS analog/digital converters," *Proceeding of the IEEE Symposium on Low Power Electronics*, pp. 70-73, 1994.
- [194] J. Murdock and T. S. Rappaport, "Consumption factor and power-efficiency factor: A theory for evaluating the energy efficiency of cascaded communication systems," *IEEE Journal on Selected Areas in Communication*, vol. 32, no. 2, pp. 221-236, 2013.

- [195] A. Legg, "Propagation measurements at 11 Gc/s over a 35 km near optical path involving diffraction at two obstacles," *IEEE Electronic Letters*, vol. 1, no. 10, pp. 285-286, 1965.
- [196] J. Howard and K. Pahlavan, "Doppler spread measurements of indoor radio channel," *IEEE Electronic Letters*, vol. 26, no. 2, pp. 107-109, 1990.
- [197] P. Smulders and A. Wagemans, "Wideband indoor radio propagation measurements at 58 GHz," *IEEE Electronic Letters*, vol. 28, no. 13, pp. 1270-1272, 1992.
- [198] S. W. Wales and D.C. Rickard, "Wideband propagation measurements of short range millimetric radio channels," *IEEE Electronics & Communication Engineering Journal*, vol. 5, no. 4, pp. 249-254, 1993.
- [199] R.J.C. Bultitude, R.F. Hahn and R.J. Davies, "Propagation considerations for the design of an indoor broad-band communications system at EHF," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 47, no. 1, pp. 235-254, 1998.
- [200] B. Maharaj, J. Wallace, L. Linde and M. Jensen, "Linear dependence of double-directional spatial power spectra at 2.4 and 5.2 GHz from indoor MIMO channel measurements," *IEEE Electronic Letters*, vol. 41, no. 24, pp. 1338-1340, 2005.
- [201] M. Steinbauer, A. Molisch and E. Bonek, "The double-directional radio channel," *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 43, no. 4, pp. 1045-9243, 2001.
- [202] K. Haneda, J. Takada and T. Kobayashi, "Cluster Properties Investigated From a Series of Ultrawideband Double Directional Propagation Measurements in Home Environments," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 54, no. 12, pp. 3778-3788, 2006.
- [203] U. Martin, "Spatio-temporal radio channel characteristics in urban macro cells," *IEE Proceedings on Radar, Sonar and Navigation*, vol. 145, no. 1, pp. 42-49, 1998.
- [204] J. Wepman, J. Hoffman, L. Loew, W. Tanis and M. Hughes, "Impulse response measurements in the 902-928 and 1850-1990 MHz bands in macro cellular environments," *proceeding of the 2nd International Conference on Universal Personal Communications ICUPC*, 1993.
- [205] L. Greenstein, N. Amitay, T. Chu, L. Cimini, G. Foschini, M. Gans, I. Chih-Lin, A. Rustako, R. Valenzuela and G. Vannucci, "Microcells in personal communications systems," *IEEE Communications Magazine*, vol. 30, no. 12, pp. 76-88, 1992.
- [206] J. J. A. Lempiainen and J. K. Laiho-Steffens, "The performance of polarization diversity schemes at a base station in small/micro cells at 1800 MHz," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 47, no. 3, pp. 1087-1092, 1998.
- [207] S. Orfanidis, "Introduction to Signal processing," Pearson Education, 2010.
- [208] J. Proakis and D. Manolakis, "Digital Signal Processing: Principles, Algorithms, and Applications," Printice Hall, 1996.

- [209] D. Cassioli, M. Win and A. F. Molisch, "The ultra-wide bandwidth indoor channel: From statistical model to simulations," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 20, no. 6, pp. 1247-1257, 2002.
- [210] R. Cramer, R. Scholtz and M. Win, "Evaluation of an ultra-wide-band propagation channel," *IEEE Transaction on Antennas and Propagation*, vol. 50, No. 5, pp. 561-570, 2002.
- [211] J. Mar, Y. Lin and Y. Yeh, "Ultra-wide bandwidth in-vehicle channel measurements using chirp pulse sounding signal," *IET Science, Measurement and technology*, vol. 3, no. 4, pp. 271-278, 2009.
- [212] A. F. Molish, "Wireless Communications," 2nd Edition, Wiley, 2011.
- [213] A. F. Molisch, "Ultra-wideband Propagation Channels," *Proceedings of the IEEE*, vol. 97, no. 2, pp.353-371, 2009.
- [214] J. Keignart and N. Daniele, "Subnanosecond UWB channel sounding in frequency and temporal domain," *Proceeding of the IEEE Conference on Ultra Wideband Systems and Technologies UWBST'02*, pp. 25–30, 2002.
- [215] D. G. Brennan, "On the maximal signal-to-noise ratio realizable from several noisy signals," *Proceeding of IRE*, vol. 43, no. 10, pp. 1530, 1955.
- [216] D. Brennan, "Linear diversity combining techniques," *Proceedings of the IEEE*, vol. 91, no. 2, pp. 331-356, 2003.
- [217] W. C. Jakes, "Microwave mobile communications," Wiley, New York, 1974.
- [218] R. A. Monzingo and T.W. Miller, "Introduction to adaptive arrays," Wiley, New York, 1980.
- [219] H. Jafarkhani, "Space-time coding: Theory and practice," Cambridge University Press, 2005.
- [220] J. Mietzner, R. Schober, L. Lampe, W.H. Gerstacker and P.A. Hoeher, "Multiple-antenna techniques for wireless communications -a comprehensive literature survey," *IEEE Communication Surveys Tutorials*, vol. 11, no. 2, pp. 87–105, 2009.
- [221] J. H. Winters, J. Salz and R.D. Gitlin, "The impact of antenna diversity on the capacity of wireless communication systems," *IEEE Transaction on Communication*, vol. 42, no. 234, pp. 1740 –1751,1994.
- [222] A. Shah and A.M. Haimovich, "Performance analysis of optimum combining in wireless communications with Rayleigh fading and co channel interference," *IEEE Transactions on communication*, vol. 46, no. 4, pp. 473–479, 1998.
- [223] T. Eng, N. Kong and L.B. Milstein, "Comparison of diversity combining techniques for Rayleigh-fading channels," *IEEE Transactions on communication*, vol. 44, no. 9, pp. 1117–1129, 1996.

Liste des publications

Publications dans les journaux

1. **A. Khelil** , D. Slimani , L. Talbi and J. LeBel , “SLM localised SC-FDMA performance evaluation based on 30 GHz channel measurement for 5G”, IET Electronics Letters, vol. 52, no. 36, pp. 1573-1574, 2016.
2. **A. Khelil**, “Impact of the Solid State Power Amplifier on the BER Performance of the SC-FDMA System”, International Journal of Communications, vol. 1, pp.30-35, 2016.
3. **A.Khelil**, L. Talbi, D. Slimani and J. LeBel, “MRC SC-FDMA Scheme Performance Evaluation based on measurements at 30 GHz for 5G Communications ” , Physical Communication, 2017, Accepté.

Publication dans les conférences internationales

1. **A. Khelil** , D. Slimani, R. Touhami, and F. Mehnana, “Probabilistic technique for PAPR reduction in OFDM system”, 1st International Conference on Nanoelectronics, Communications and Renewable Energy ICNCRE'13, Jijel, Algeria, 22-23 September 2013.
2. **A. Khelil** and D. Slimani, “PAPR Comparaison of OFDMA, LFDAM and IFDMA for LTE Wireless Transmission”, 2nd International Congress on Telecommunication and Applications ICTA'14, Bejaia, Algeria, 23-23 April 2014.
3. **A. Khelil** and D. Slimani, “PAPR Analysis of SC-FDMA with Pulse Shaping (Raised Cosine Filter)”, 2nd International Congress on Telecommunication and Applications ICTA'14, Bejaia, Algeria, 23-23 April 2014.
4. **A. Khelil** and D. Slimani, “PAPR Reduction Applied to LTE-4G Using Partial Transmit Sequence based Localized SC-FDMA”, International Symposium on Signal, Image, Video and Communications ISIVC 2014, ENSA Marrakche, Morocco, 19-21 November 2014.
5. **A. Khelil** , L. Talbi, J. LeBel and D. Slimani, “SC-FDMA/OFDMA system under outdoor NLOS measurement channel at 30 GHz”, 8th IEEE International Congress on Ultra Modern Telecommunications and Control System ICUMT'16, pp. 196-200, Lisbon, Portugal, 18-20 October 2016.

Abstract

This work focuses on the evaluation and optimization of the performance of a wireless communication system based on SC-FDMA MIMO. The SC-FDMA is a multiple access technique combining the advantages of multi-carrier techniques with the low PAPR of single-carrier signals. The combination of this technique with multi-antenna systems MIMO improves the performance of the system but degrades the property of low PAPR. In this work, we propose the use of probabilistic techniques SLM and PTS to reduce the PAPR of MIMO SC-FDMA. These techniques provide a significant gain in PAPR reduction but with computational complexity and a need to send SI side bits in order to allow the receiver to recover the transmitted information, causing spectral loss. To improve the performance of SLM in the SC-FDMA MIMO context, we propose a modified version MSLM to reduce the number of necessary SI bits and therefore improve the spectral efficiency. The simulation results of the MSLM (2x2) configuration highlight the improvements that the proposed scheme provides over the conventional SLM (2x2).

The millimeter waves (30GHz-300GHz) are the most proposed candidate to ensure the requirements of 5G cellular networks. The major challenge is the critical propagation of these waves in the NLOS scenarios. In this work, we re-examine the viability and feasibility of these waves in a NLOS scenario of length of 183 m using an original sounder on a 1GHz band centered at 29.5 GHz. The impulse responses extracted from these SISO and SIMO measurements show the viability of these waves for a distance of 183 m. We use these measures to evaluate the performance of SC-FDMA, SLM SC-FDMA and MRC SC-FDMA in a 5G context. The results of simulation of PAPR, BER and channel capacity motivate and encourage the use of these waveforms for 5G.

Key words: SC-FDMA, MIMO, PAPR, BER, 4G, 5G, HPA, mm waves.

الملخص

يركز هذا العمل على تقييم وتحسين أداء نظام الاتصالات اللاسلكية على أساس SC-FDMA MIMO. SC-FDMA هي تقنية متعددة الوصول تجمع بين مزايا التقنيات متعددة الحوامل والـ PAPR المنخفض للإشارات ذات الحاملة الواحدة. إن الجمع بين هذه التقنية والأنظمة المتعددة الهوائيات MIMO يحسن من أداء النظام؛ ولكن يحط من خاصية الـ PAPR المنخفض. في هذا العمل نقترح استخدام التقنيات الاحتمالية SLM و PTS لتحسين الـ PAPR لنظام SC-FDMA MIMO. توفر هذه التقنيات مكسبا كبيرا في الحد من الـ PAPR، لكن مع تعقيد حسابي، والحاجة لبتات (Bits) جانبية SI من أجل السماح للمستقبل استرداد المعلومات المرسل، مما يسبب الخسارة الطيفية. لتحسين أداء SLM في نظام SC-FDMA MIMO، فإننا نقترح نسخة معدلة MSLM لتقليل عدد البتات اللازمة SI، وبالتالي تحسين الفعالية الطيفية. إن نتائج المحاكاة لنظام MSLM (2x2) تسلط الضوء على التحسينات المتحصل عليها مقارنة بـ SLM (2x2) التقليدي.

الموجات المليمترية (30Ghz-300Ghz) هي المرشح الأكثر اقتراحا لضمان متطلبات الشبكات الخلوية 5G، إلا أن التحدي الرئيسي هو الانتشار الحرج لهذه الموجات في السيناريوهات NLOS. في هذا العمل نعيد فحص جدوى هذه الموجات في سيناريو NLOS طوله 183m باستخدام منظومة قياس أصلية في نطاق 1 Ghz مركزه 29.5 Ghz. الاستجابة النبضية المستخرجة من القياسات SISO و SIMO تبين جدوى هذه الموجات لمسافة 183 m. تستخدم هذه القياسات في تقييم أداء SC-FDMA و SLM SC-FDMA و MRC SC-FDMA في سياق شبكات 5G. نتائج محاكاة الـ PAPR، BER، وقدرة القناة تحفز وتشجع استخدام هذه الموجات في أنظمة 5G.

الكلمات المفتاحية: SC-FDMA, MIMO, PAPR, BER, 4G, 5G, HPA, الموجات المليمترية.

Résumé

Ce travail de thèse s'intéresse à l'évaluation et l'optimisation des performances d'un système de communication sans fil basé sur SC-FDMA MIMO. Le SC-FDMA est une technique d'accès multiple combinant les avantages des techniques multi porteuses avec le faible PAPR des signaux mono porteuse. La combinaison de cette technique avec les systèmes multi-antennaires MIMO améliore les performances du système mais dégrade la propriété de faible PAPR. Dans ce travail, nous proposons l'utilisation des techniques probabilistes SLM et PTS pour réduire le PAPR d' SC-FDMA MIMO. Ces techniques présentent un gain significatif de réduction de PAPR mais avec une complexité de calcul et une nécessité d'envoyer des bits latérales SI afin de permettre le récepteur de récupérer l'information transmise, ce qui cause une perte spectrale. Pour améliorer les performances de SLM dans le contexte SC-FDMA MIMO, nous proposons une version modifiée MSLM pour réduire le nombre de bits SI nécessaires et donc améliorer l'efficacité spectrale. Les résultats de simulation de la configuration MSLM (2x2) mettent en valeur les améliorations que le schéma proposé apporte par rapport le SLM (2x2) conventionnel.

Les ondes millimétriques (30GHz-300GHz) sont le candidat le plus proposé pour assurer les exigences des réseaux cellulaires de la 5G. Le défi majeur est la propagation critique de ces ondes dans les scénarios NLOS. Dans ce travail, nous réexaminons la viabilité et la faisabilité des ces ondes dans un scénario NLOS de longueur 183 m en utilisant un sondeur original sur une bande de 1GHz centré à 29.5 GHz. Les réponses impulsionnelles extraites de ces mesures SISO et SIMO montrent la viabilité de ces ondes pour une distance de 183 m. Nous utilisons ces mesures pour évaluer les performances de SC-FDMA, SLM SC-FDMA et MRC SC-FDMA dans un contexte de la 5G. Les résultats de simulation de PAPR, BER et capacité de canal motivent et encouragent l'utilisation de ces formes d'ondes pour la 5G.

Mots clés : SC-FDMA, MIMO, PAPR, BER, 4G, 5G, HPA, Ondes mm