

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique
Université 8 Mai 1945 Guelma



Faculté des Sciences et de la Technologie
Département d'Électronique et Télécommunications

THÈSE

EN VUE DE L'OBTENTION DU DIPLOME DE
DOCTORAT EN SCIENCE

Filière : Génie Electrique
Option : Télécommunications

Présentée par

MEKHANCHA Sarra

Intitulée

**Contribution au développement et à l'optimisation de systèmes
de transmissions multi-antennes pour des applications en
diversité et MIMO**

Soutenue le : 08/07/2020

Devant le Jury composé de :

Président :	Pr. REDADAA Salah	Université 8 Mai 1945 Guelma
Rapporteur :	Dr. BOUALLEG Ahcene	Université 8 Mai 1945 Guelma
Examineurs :	Pr. BENATIA Djamel	Université Mostefa Ben Boulaïd Batna
	Dr. RAHMOUNI Salah	ENSET Skikda
Invité	Dr. ABED Djamel	Université 8 Mai 1945 Guelma

Année Universitaire : 2019/2020

Remerciements

Cette thèse s'est déroulée au sein du laboratoire des télécommunications (LT) de l'université 8 mai 1945 Guelma

Je tiens en premier lieu à remercier vivement mon directeur de thèse Dr.BOUALLEG Ahcene qui a dirigé cette thèse avec beaucoup d'intérêt et de rigueur .Qu'il trouve ici l'expression de ma profonde gratitude pour sa disponibilité à mon égard et ses conseils précieux tout le long de mes travaux de recherches.

J'adresse mes remerciements à Monsieur REDADAA Salah, Professeur à l'université 8 mai 1945 Guelma , pour l'honneur qu'il m'a fait en acceptant de présider ce jury. Je remercie également Monsieur BENATIA Djamel , Professeur à l'université mostefa ben boulaïd Batna ,ainsi que Monsieur RAHMOUNI Salah , Docteur à l'ENSET Skikda, de m'avoir fait l'honneur de bien vouloir participer au jury de cette thèse.

Mes remerciements vont aussi à tout le personnel de département d'électronique et télécommunications et de laboratoire LT Guelma pour leur disponibilité et leur soutien. Je tiens à remercier aussi mes chers collègues et mes amis pour leurs encouragements.

Je réserve une reconnaissance particulière au Dr.ABED Djamel pour le soutien qu'il m'a constamment apporté, ainsi pour son aide précieuse.

Finalement, Merci à ma mère pour leur soutien pendant ces dernières années.

Guelma, le 02/03/2020

نبذة مختصرة

توضح هذه الأطروحة نهج الترميز المسبق الفوضوي في أنظمة الاتصالات متعددة الإرسال بتقسيم التردد المتعامد المشفر بواسطة كتل تردد الفضاء مع مدخلات متعددة ومخرجات متعددة (MIMO SFBC-OFDM) كحل مناسب لتخفيض نسبة القدرة من الذروة إلى المتوسطة (PAPR). أولاً ، لقد اقترحنا أربعة مولدات فوضوية متتالية (CCGs) باستخدام في كل مرة خريطين فوضويين ذات بُعد واحد (1D) متسلسلين. اقترحنا كذلك نظاماً فوضوياً هجيناً (HCS) يعتمد على مجموعة من ثلاث بطاقات 1D. تظهر نتائج المحاكاة أن نظام MIMO SFBC-OFDM القائم على HCS يمكن أن يحقق أداءً أفضل لتخفيض PAPR ومعدل خطأ أقل (BER) مقارنةً بأنظمة MIMO SFBC-OFDM التقليدية ، مع تعقيد حسابي أقل وبدون متطلبات معلومات جانبية.

الكلمات الرئيسية

MIMO SFBC-OFDM , تخفيض PAPR , خرائط الفوضى 1D , مولد سلسلة الفوضى (CCG) ؛ نظام فوضوي هجين (HCS).

Résumé

Cette thèse illustre l'approche de précodage chaotique dans les systèmes de communication à multiplexage par répartition orthogonale de fréquence codée par blocs espace-fréquence à entrées multiples et sorties multiples (MIMO SFBC-OFDM) en tant que solution appropriée pour la réduction du facteur de crête (PAPR). Premièrement, nous avons proposé quatre générateurs chaotiques en cascade (CCGs) en utilisant à chaque fois deux cartes chaotiques conventionnelles à une dimension (1D) en série. Nous avons en outre proposé un système chaotique hybride (HCS) basé sur la combinaison de trois cartes 1D. Les résultats de la simulation montrent que le système MIMO SFBC-OFDM précodé basé sur HCS peut améliorer les performances de réduction de PAPR et réduire le taux d'erreur binaire (BER) par rapport aux systèmes MIMO SFBC-OFDM classiques, avec une complexité de calcul moindre et sans exigence d'informations complémentaires.

Mots clés

MIMO SFBC-OFDM; réduction du PAPR; cartes chaotiques 1D; générateur chaotique en cascade (CCG); système chaotique hybride (HCS).

Abstract

This thesis demonstrates the chaotic precoding approach in multiple-input multiple-output space frequency block coded orthogonal frequency division multiplexing (MIMO SFBC-OFDM) communication systems as an appropriate solution for peak-to-average power ratio (PAPR) reduction. Firstly, we have proposed four cascades chaotic generators (CCGs) by using at each time two

conventional one dimension (1D) chaotic maps in series. We further proposed a hybrid chaotic system (HCS) based on combination of three 1D maps. Simulation results show that HCS-based precoded MIMO SFBC-OFDM system can achieve better PAPR reduction performance and lower bit error rate (BER) compared to conventional MIMO SFBC-OFDM systems, with less computational complexity and without side information requirement.

Keywords

MIMO SFBC-OFDM; PAPR reduction; 1D chaotic maps; cascade chaotic generator (CCG); hybrid chaotic system (HCS).

Table des matières

Remerciement.....	i
Résumée.....	ii
Table des matières.....	iii
Liste des figures.....	iv
Liste des tableaux.....	v
Liste des abréviations et des acronymes	vi
Introduction générale.....	1

Chapitre I : Multiplexage par division orthogonale de fréquence codée par blocs de fréquence
spatiale d'entrées multiples et sorties multiples
(MIMO SFBC-OFDM)

I.1. Introduction.....	4
I.2. Une ressource rare des télécommunications : le spectre.....	4
I.3. MIMO (Entrées Multiples Sorties Multiples).....	5
I.3.1. Avantages de la technologie MIMO.....	6
I.3.1.1. Gain de réseaux	6
I.3.1.2. Gain de diversité.....	7
✓ Diversité temporelle:.....	7
✓ Diversité de fréquence:.....	7
✓ Diversité spatiale.....	7
I.3.1.3. Multiplexage spatial.....	8
I.3.1.4. Réduction d'interférence	8
I.3.2. Capacité d'un système MIMO	8
I.4. OFDM (le multiplexage par répartition orthogonale de la fréquence)	9
I.4.1. Limitation de la transmission à une seule porteuse pour un débit de données élevé.....	9
I.4.2. Transmission multi porteuses	10
I.4.3. La transmission OFDM.....	12
I.4.3.1 Principe de la modulation OFDM.....	13
I.4.3.2 Intervalle de garde.....	14
I.4.4 La combinaison de l'OFDM et du MIMO.....	15
I.4.5 Techniques clés de MIMO-OFDM.....	16
✓ Sélectivité temporelle	16
✓ Sélectivité de fréquence	16
✓ Sélectivité spatiale	16

✓ Facteur K :	17
I.4.6 Conclusions sur MIMO-OFDM et perspectives	17
I.5. Code de Bloc de Fréquence Spatiale OFDM (SFBC-OFDM).....	18
I.5.1. Modèle de système	19
I.5.1.1. Système SFBC-OFDM 2Tx-2Rx.....	19
A. Principe de codage SFBC- OFDM	19
B. Schéma de transmission SFBC- OFDM	21
✓ A l'émetteur.....	21
✓ Au récepteur.....	21
I.5.1.2. Système SFBC-OFDM basée à Alamouti 2Tx-1Rx	23
I.5.2. Egalisation.....	24
I.5.2.1. Égaliseur à forçage nul (ZF).....	25
I.5.2.2. Égaliseur de retour de décision (DFE).....	25
I.5.2.3. Égaliseur à séquence de vraisemblance maximale (SML)	26
I.6.Conclusion :	27

Chapitre II: Problème de PAPR (Rapport puissance crête /moyenne)

II.1 Introduction	29
II.2. Définition et analyse du PAPR	30
II.2.1. Facteur de sur-échantillonnage	30
II.2.2. Distribution du PAPR des signaux SFBC-OFDM.....	31
II.2.3. Les non-linéarités d'amplificateur de puissance	33
I. Zone linéaire	34
II. Zone de compression.....	34
III. Zone de saturation.....	34
II.3. Effet d'un PAPR élevé	35
II.3.1. Distorsion hors bande dans le signal SFBC-OFDM	35
II.3.2. Distorsion en bande dans le signal SFBC-OFDM.....	35
II.4. Les techniques de réduction du PAPR.....	35
II.4.1 L'écèlement et filtrage	36
II.4.2 La technique de cartographie sélective (SLM).....	37
II.4.3 La technique de séquences de transmission partielles (PTS).....	39
II.4.4 Réserve de tonalité (TR).....	40
II.4.5 Injection de tonalité (TI).....	42
II.5.Conclusion	44

Chapitre III : Les cartes chaotiques

III.1. Introduction.....	46
III.2. Historique des chaos	46
III.3. Un système dynamique	48
III.4. Les Cartes Chaotiques	49
III.5. Les Cartes Chaotiques Unidimensionnels 1D	50
III.5.1. Performance d'évaluation.....	50
III.5.1.1. Points fixes et stabilité.....	50
III.5.1.2. Diagramme de bifurcation.....	51
III.5.1.3. Exposant de Lyapunov (LE)	51
III.5.2. Les Cartes Chaotiques Traditionnelles 1D.....	52
III.5.2.1. La carte Logistique	52
• Diagramme de bifurcation.....	53
• Exposant de Lyapunov.....	54
III.5.2.2. La carte Sine.....	55
III.5.2.3. La Carte Tente.....	56
III.6. PAPR et le Pré codage chaotique	57
III.6.1. Générateur chaotique en cascade (CCG)	58
III.6.2. Système chaotique hybride (HCS)	58
III.7. Conclusion.....	58

Chapitre IV : Réduction de PAPR basée sur un précodeur chaotique dans MIMO SFBC-OFDM

IV.1. Introduction	60
IV.2. Modèle de système MIMO SFBC-OFDM.....	61
IV.3. Problème de PAPR dans les systèmes SFBC-OFDM.....	63
IV.4. Aperçu sur les cartes chaotiques 1D.....	64
IV.4.1. Carte Logistique.....	64
IV.4.2. Carte Tente	64
IV.4.3. Carte Sine	65
IV.4.4. Carte Mackey-Glass.....	65
IV.4.5. Carte Quadratique.....	65
IV.5. Les générateurs chaotiques en cascade proposés (CCGs).....	65
IV.5.1. Carte Logistique- Tente (CCG1).....	65
IV.5.2. Carte Logistique -Sine (CCG2).....	66
IV.5.3. Carte Tente-Sine (CCG3).....	66
IV.5.4. Carte Mackey-Glass-Quadratic (CCG4).....	66

IV.6. Le modèle proposé de HCS.....	66
IV.7. Le système proposé MIMO SFBC-OFDM précodé basé sur HCS.....	67
IV.8. Résultats de la simulation.....	68
IV.8.1. Diagramme de bifurcation et Exposant de Lyapunov	68
IV.8.2. PAPR et BER.....	71
IV.8.3. Discussion sur la complexité	75
IV.9. Conclusion.....	76
Conclusion générale	77
Publications de l'auteur.....	79
Annexes.....	80
Bibliographie.....	92

Liste des figures

Figure –I.1- Différents configurations des antennes	6
Figure –I.2- Orthogonalité entre les sous-porteuses.....	12
Figure –I.3- Principe de modulation	13
Figure –I.4- Configuration du système OFDM	15
Figure –I.5- Schéma simplifié d'un système MIMO SFBC-OFDM.....	19
Figure –I.6- OFDM symbole avec codage SFBC pour $N_r = 2$	20
Figure –I.7- Principe du codage SFBC.....	21
Figure –I.8- Définition du canal dans un schéma de diversité 2×2	22
Figure –I.9- Schéma de base des systèmes MIMO SFBC-OFDM.....	23
Figure –I.10- Définition du canal dans un schéma de diversité 2×1	24
Figure –II.1- Caractéristique d'un amplificateur de puissance : rendement énergétique et besoins en linéarité.....	34
Figure –II.2- Schéma de principe d'un schéma de réduction des PAPR utilisant l'écrêtage et le filtrage.....	37
Figure –II.3- Schéma d'une modulation de cartographie sélective.....	38
Figure –II.4- Schéma d'un modulateur de séquence de transmission partielle.....	40
Figure –II.5- Schéma de principe de la réservation de tonalité.....	41
Figure –II.6- Schéma fonctionnel du schéma d'injection de tonalité (TI).....	43
Figure –II.7- Constellation étendue de 16-MAQ pour la technique d'injection de tonalité (TI).....	43
Figure –III.1- Diagramme de bifurcation de la carte Logistique.....	54
Figure –III.2- Exposant de Lyapunov de la carte Logistique	54
Figure –III.3- Performance chaotique de la carte Sine : a) Diagramme de bifurcation, b) Exposant de Lyapunov.....	55
Figure –III.4- Performance chaotique de la carte Tente: a) Diagramme de bifurcation, b) Exposant de Lyapunov.....	57
Figure –IV.1- Architecture du système classique MIMO SFBC-OFDM.....	63
Figure –IV.2- . Le modèle proposé de HCS.....	67
Figure –IV.3- Architecture du système proposé MIMO SFBC-OFDM précodé à base de HCS.....	68
Figure –IV.4- Les diagrammes de bifurcation du HCS proposé.....	69
Figure –IV.5- Comparaison de LE des cartes conventionnelles et proposées ($L(a,x), T(u,x), S(r,x), M(n,x), Q(c,x), CCG1(u,4,x), CCG2(r,4,x), CCG3(1,u,x), CCG4(10,c,x), HCS(4,u,1,x)$)...)	70
Figure –IV.6- Comparaison entre le système original MIMO SFBC-OFDM et le système précodé MIMO SFBC-OFDM basé sur le chaos 1D (a) dans PAPR, (b) dans BER.....	72

Figure –IV.7- Comparaison entre le système original MIMO SFBC-OFDM et le système proposé MIMO SFBC-OFDM précodé basé sur CCGs(a) dans PAPR, (b) dans BER.....73

Figure –IV.8- Comparaison entre le système original MIMO SFB-OFDM et le système proposé MIMO SFB-OFDM précodé basé sur HCS (a) dans PAPR, (b) dans BER.....75

Liste des tableaux

Tableau 1. L'histoire de l'OFDM	11
Tableau 2. Performances en PAPR des différentes cartes chaotiques 1D à CCDF de 10^{-2}	71
Tableau 3. Performances en PAPR des cartes proposées CCGs à CCDF de 10^{-2}	72
Tableau 4. Comparaison des Performances en PAPR de précodeur HCS à CCDF de 10^{-2}	74
Tableau 5. Nombre d'opérations de multiplication réelles pour SLM, PTS, CARI et précodeur basé sur HCS.....	75

Liste des abréviations et des acronymes

PAPR: Peak-to-Average Power Ratio
LOS: Line-of-Sight
MIMO: Multiple Input Multiple Output
SIMO: Single Input Multiple Output
MISO: Multiple Input Single Output
SISO: Single Input Single Output
IEEE: Institute of Electrical and Electronics Engineers
IEEE 802.11 : Institute of Electrical & Electronics Engineers Local Area Network Standards
SINR: Signal to Interference-plus-Noise Ratio
BER: Bit Error Rate
ISI: Inter-Symbol Interference
ICI: Inter-Carrier Interference
SNR: Signal to Noise Ratio
SQNR: Signal-to-Quantization Noise Ratio
OFDM: Orthogonal Frequency Division Multiplexing
COFDM : Coded OFDM
MB-OFDM : Multiband- OFDM
WLAN: Wireless Local Area Network
WMAN: Wireless Metropolitan Area Network
WPAN : Wireless Personal Area Network
WiMAX: Worldwide Interoperability for Microwave Access
WiFi: Wireless Internet Free Internet
LTE : Long Term Evolution
ADSL: Asymmetric Digital Subscriber Line
3GPP : 3rd Generation Partnership Project
4G: 4 th Generation
5 G: 5 th Generation
UIT: International Telecommunication Union
ARPCE: Regulatory Authority for Electronic Communications and Post
DAB: Digital Audio Broadcasting
DVB-T: Digital Video Broadcasting - Terrestrial
VBLAST: Vertical Bell Labs Layered Space-Time
QPSK: Quadrature Phase Shift Keying
QAM : Quadrature Amplitude Modulation

ID : One-Dimensional
HD : High-Dimensional
CCG : Cascade Chaotic Generator
HCS : Hybrid Chaotic System
STBC: Space-Time Bloc Code
SFBC : Space-Frequency Block-Code
ZF: Zero-Forcing
DFE: Decision Feedback Equalization
SML: Maximum Likelihood Sequence
LS: Least Squares
RLS: Recursive Least Squares
MMSE: Minimum Mean Squared Error
IDFT: Inverse discrete Fourier Transform
DFT: discrete Fourier Transform
FFT: Fast Fourier Transform
IFFT: Inverse Fast Fourier Transform
AWGN: Additive White Gaussian Noise
HPA : High Power Amplifier
k : Rician Factor
CP: Cyclic Prefix
DA: Digital-to-Analog Converter
AD: Analog-to- Digital Converter
RF: Radio Frequency
QS : Quasi-Static
S / P: serial to parallel
P / S: parallel to serial
CIR: Canal Impulsionel Response
FIR : Finite Impulse Response
FFF: Feed-Forward Filter
FBF: Filter-Based Forwarding
LPF : Low-Pass Filter
BPF: Band-Pass Filter
CDF : Cumulative Distrution Function
CCDF: Complementary Cumulative Distrution Function
CF: Crest Factor
SI : Side Information
SLM : Selective Mapping

PTS : Partial Transmit Sequence

TR : Tone Reservation

TI : Tone Injection

LE : Lyapunov exponent

ANSI ADSL : American National Standards Institute Asymmetric Digital Subscriber Line

ANSI HDSL: American National Standards Institute High-bit-rate Digital Subscriber Line

ANSI VDSL: American National Standards Institute Very high-speed Digital Subscriber Line

ETSI DAB: European Telecommunications Standards Institute Digital Audio Broadcasting

ETSI WLAN: European Telecommunications Standards Institute Wireless Local Area Network.

ETSI DVB-T: European Telecommunications Standards Institute Digital Video Broadcasting -
Terrestrial

ETSI BRAN : European Telecommunications Standards Institute Broadband Radio Access
Networks

ETSI DVB-H: European Telecommunications Standards Institute Digital Video Broadcasting -
Handheld

ETSI VDSL : European Telecommunications Standards Institute Very high-speed Digital Subscriber
Line

T_s : Period Symbol

R_s : Symbol Rate

R : Data Rate

L : Oversampling factor

INTRODUCTION GENERALE

Introduction générale

Les télécommunications sont l'un des secteurs d'activité les plus dynamiques des technologies modernes de l'information. Il y a quelques décennies, pour avoir une compréhension de base des télécommunications, il suffisait de savoir comment fonctionnait le réseau téléphonique [1]. Aujourd'hui, le domaine des télécommunications englobe une grande variété de technologies et de services modernes. Certains services sont arrivés à maturité et certains ont explosé (par exemple, les communications mobiles cellulaires et Internet). Les télécommunications sont une ressource stratégiquement importante pour la plupart des entreprises modernes et leur importance continue d'augmenter. En effet, ils sont devenus un outil commercial essentiel et font partie de la vie quotidienne dans la plupart des pays développés, et remplacent rapidement les systèmes filaires désuets dans de nombreux pays en développement. En outre, les réseaux locaux sans fil [2] complètent ou remplacent actuellement les réseaux filaires dans de nombreux foyers, entreprises et campus. De nombreuses nouvelles applications, y compris les réseaux de capteurs sans fil, les autoroutes et les usines automatisées, les maisons et appareils intelligents et la télémédecine à distance [3], émergent des idées de recherche vers des systèmes concrets. La croissance explosive des systèmes sans fil indique un avenir radieux pour les réseaux sans fil, à la fois en tant que systèmes autonomes et dans le cadre d'une infrastructure réseau plus large. Cependant, de nombreux défis techniques subsistent dans la conception de réseaux sans fil robustes qui offrent les performances nécessaires pour prendre en charge les applications émergentes, et de proposer les services des réseaux locaux ou internet qui font toujours l'objet d'une demande croissante. Pour répondre à toutes les exigences des systèmes de télécommunications vers des futures générations, il est nécessaire donc d'étudier les possibilités d'augmenter les débits de transmission [4].

D'autre part, une des caractéristiques majeures des communications sans fils demeure les environnements dans lesquels se propagent les ondes. En effet, ces environnements sont le plus souvent de type multi-trajets, ce qui peut entraîner un phénomène d'évanouissements des signaux reçus et altérer ainsi la qualité des communications. Une solution consiste à réduire l'effet de ces évanouissements et augmenter la capacité du canal radio-fréquence entre la station de base et le terminal portatif. Ceci peut-être réalisé en augmentant le nombre d'éléments rayonnants impliqués à l'émission et à la réception de cette liaison radio-fréquence : on parle alors de techniques MIMO [5].

Les systèmes de communications sans fil poussés par les besoins en débit, utilisent des bandes de fréquence de plus en plus importantes, où le canal est alors sélectif en fréquence. Une façon d'arriver à exploiter la diversité fréquentielle dans le contexte MIMO est de recourir à l'OFDM et de le combiner avec un codage approprié [6]. Le choix du code est important car le code détermine directement les performances du système. Suivant la nature du codage, plusieurs associations sont réalisables pour une présentation assez complète des combinaisons, que l'on regroupe communément sous le terme de SFBC MIMO-OFDM.

Cette thèse présente le système de communication implanté, sa validation, et l'évaluation de performances associées. Les objectifs de la thèse sont la conception des systèmes MIMO SFBC-OFDM qui montre comment se positionnent les blocs SFBC et OFDM dans le cas MIMO (2×2), et expose les spécifications de notre système. Puis, l'intégration des nouvelles applications du chaos dans ces systèmes de communication dans le but d'assurer une transmission fiable sans distorsion en minimisant le plus possible un énorme PAPR. Les schémas de réduction de PAPR sont illustrés en détail. Enfin, on se termine par une description des contributions apportées à cette thèse concentrant toujours sur le contexte de réduire le PAPR. Pour atteindre ces objectifs, la thèse comprend quatre chapitres :

En conséquence, le premier chapitre aborde les systèmes de communication multi porteuses de type MIMO SFBC-OFDM pour bien structurer cette thèse, et ce par donner un historique et un aperçu sur les différents techniques (MIMO, OFDM, SFBC) selon la fonctionnalité qu'elles proposent, ainsi que de leurs applications les plus prometteuses, par la suite leurs principes de fonctionnement, pour décrire finalement les éléments composant une chaîne de transmission SFBC-OFDM.

Le second chapitre introduit le problème de PAPR, en se focalisant sur l'analyse théorique du PAPR du signal SFBC-OFDM, sa distribution, après, sa réduction qui font l'objectif de la thèse. Il découle que les signaux SFBC-OFDM ont un PAPR élevé qui les rend très sensibles aux non-linéarités de l'amplificateur de puissance (HPA). Or, un signal à PAPR élevé passant dans un amplificateur non-linéaire se retrouve très distordu. C'est ainsi qu'on a également rappelé l'intérêt de chercher des solutions alternatives assurant une bonne qualité de transmission du signal à émettre. En ce qui suit, nous dressons un état de l'art des différentes techniques de réduction du PAPR.

Le troisième chapitre, fait annoncer que les cartes chaotiques soient regardées de plus en plus près du fait en particulier de leur forte capacité à réduire le PAPR, et souvent du fait qu'elles ne dégradent pas le BER et sont en général à des structures moins complexes. Ce sont des techniques de réduction du PAPR particulièrement attrayantes et prometteuses.

Ce chapitre fournit une brève introduction à la théorie du chaos, à savoir les systèmes dynamiques. Après avoir donné une description des cartes chaotiques et leurs propriétés, nous nous sommes concentrés dans notre étude, sur les cartes classiques 1D, en particulier les trois cartes : logistique, tente, et sine. Le chaos 1D offre des performances de calcul rapides, souvent des structures simples et sont faciles à mettre en œuvre. Mais leur faiblesse intrinsèque telle que des propriétés dynamiques faibles. Tandis que les systèmes chaotiques HD ont une grande complexité permet d'avoir de meilleures performances. Pour surmonter ces limitations, certaines améliorations du système chaotique 1D ont été réalisées. Nous introduisons une sorte de carte chaotique couplée non linéaire utilisant une combinaison de deux cartes classiques 1D en série pour générer un grand nombre de nouvelles cartes chaotiques. On s'intéresse aux quatre nouvelles cartes (CCGs), où nous les analyserons en détail ci-après.

Comme étape avancée pour le chaos, nous visons à concevoir une nouvelle carte hybride (HCS) plus sophistiquée proposée sur la base de trois cartes chaotiques standards 1D cités avant, qui possède meilleures performances chaotiques, plus de paramètres et des propriétés dynamiques complexes par rapport aux cartes de bases correspondantes. Pour ces raisons, nous proposons chaos dans SFBC-OFDM, et plus prouver la faisabilité de la technique de pré-codage hybride qui permet de développer une architecture spécifique entièrement paramétrable dite MIMO SFBC-OFDM précodé basé sur HCS, intégrable rapidement dans une chaîne de simulation dans le but de réduire PAPR. Ce résultat constitue un apport important de la thèse, qui nous permet d'étudier ses performances dans le quatrième chapitre.

Enfin, le quatrième et dernier chapitre, est consacré à la présentation de l'aspect logiciel, la mise en œuvre d'une chaîne MIMO SFBC-OFDM, et l'analyse des nouvelles applications pour montrer le bénéfice qu'apporte les cartes chaotiques sur la réduction de PAPR, par la suite, nous discuterons les différents critères de mérite (réduction du PAPR, dégradation du BER, complexité, etc) permettant d'évaluer les performances de précodeur chaotique HCS pour une bonne transmission. Nous allons montrer que le pré-codage hybride était la configuration qui donnait le plus de gain de réduction du PAPR parmi les autres configurations que nous avons étudiées en 2ème chapitre, se trouve être la moins complexe en calcul, et ne dégrade pas le BER du système et reste une technique qui peut être implémentée pour des systèmes de transmission existants ou futurs. Ainsi, les résultats de simulation et les analyses de performances démontrent la validité de notre système en termes de réduction de PAPR et de BER.

La conclusion permettra d'évaluer l'atteinte des objectifs fixés dans le cadre de cette thèse, ainsi de donner des perspectives qui seront probablement utiles dans le cadre d'autres projets scientifiques.

CHAPITRE I

***MULTIPLEXAGE PAR DIVISION ORTHOGONALE DE FRÉQUENCE CODÉ PAR
BLOCS DE FREQUENCES SPATIALES D'ENTRÉES MULTIPLES ET SORTIES
MULTIPLES (MIMO SFBC-OFDM)***

I.1 Introduction

Les systèmes de télécommunications et plus particulièrement les systèmes de communication sans fil ont connu une évolution spectaculaire au cours de ces deux dernières décennies. Cette évolution est allée de pair avec les prouesses réalisées en électronique numérique [1]. Les systèmes de communication sans fil sont devenus presque omniprésents dans nos vies. Dans nos poches, on peut trouver des téléphones, agendas électroniques, systèmes de positionnement par satellite, tous communiquant entre eux et avec l'extérieur. Au bureau ou à la maison, nous sommes entourés de dispositifs de stockage de données, ordinateurs, centres multimédia et télévision, alarmes et capteurs, qui eux aussi communiquent. Et toutes ces communications sans fil, impliquant liberté, disponibilité et confort, peuvent s'établir grâce au transfert d'informations par ondes hertziennes. Malgré cette évolution spectaculaire dans le domaine des télécommunications [4], c'est à de nouveaux challenges que sont confrontés aujourd'hui les industriels. Compte tenu des facteurs socio-économiques, la demande des usagers en terme de communication est précise : transmettre et/ou accéder à un volume d'information (de taille de plus en plus importante), le plus vite possible, avec la plus grande souplesse possible, le tout avec une mobilité sans limite et sur des supports miniaturisés. Pour répondre à cette multitude de sollicitations, nous avons par ailleurs assisté à une prolifération de standards de communications à de nouveaux types de modulations [2][3], etc. Bien évidemment, le canal radio est une partie importante pour constituer une alternative intéressante, il est le point clé du succès des réseaux sans-fil modernes.

Dans l'idéologie de la communication, les signaux transmis peuvent ne pas atteindre directement le récepteur en raison de la diffraction, de la réflexion et de la diffusion [7] affectées par les bâtiments, les montagnes et entraînant une obstruction de la ligne de visée (LOS) [8]. En cas d'obstruction de la ligne de visée, recevra des signaux provenant de différentes directions et le résultat sera appelé propagation par trajets multiples (canal sélectif en fréquence) [3][9]. Ainsi, afin d'éviter l'effet du canal sélectif en fréquence, la technique appelée **MIMO-SFBC OFDM** entrera en vigueur [10][11][12].

Au niveau de notre étude, les principales techniques de transmission multi porteuses avancées, à forte efficacité spectrale, utilisées pour moduler le signal et l'adapter au canal sont présentées dans ce chapitre comme préambule nécessaire à la constitution de la chaîne de communication et à son prototypage. On va s'intéresser dans un premier lieu au canal de propagation radio mobile dans le but de présenter la technique de modulation implantée. Tout d'abord, nous allons commencer ce tour d'horizon par introduire la principale ressource des télécoms : le spectre radiofréquence.

I.2. Une ressource rare des télécommunications : le spectre

Un système de communications doit idéalement permettre la transmission d'une information sur un canal avec le maximum de fiabilité pour un coût minimal en ressources (ressource fréquentielle rare et chère, coexistence de systèmes). L'efficacité spectrale est l'indicateur de référence pour juger de la

capacité d'un système à émettre beaucoup d'informations sur une bande faible. Le spectre radiofréquence, ou spectre, est l'ensemble des fréquences disponibles pour les applications de télécommunications. Il est compris entre 300 kHz et 300 GHz et il est découpé en sous-bandes selon les différents types d'applications [13]. De fait, le spectre est limité et la multiplication des systèmes radios rendent cette ressource rare. Toute la problématique des télécommunications est donc de transmettre le maximum d'informations sans interférer avec les systèmes voisins, et dans une bande de fréquences minimale, maximisant l'efficacité spectrale du système. Si de plus en plus de systèmes utilisent le spectre, ce dernier n'appartient à personne. Il est du domaine public et c'est l'état, qui vend le droit d'utilisation du spectre à des organismes chargés de l'exploiter (les affectataires). Ce droit est limité dans le temps, renouvelable mais aussi révocable. Pourtant, cette ressource spectrale n'est pas seulement gérée par l'état, mais l'est également au niveau international pour définir des cadres de fonctionnement et aider les états à développer et à légiférer sur les systèmes de télécommunications. L'organisme qui impose ce cadre international est l'union internationale des télécommunications (UIT). L'attribution du spectre au niveau international est plus ou moins grossière, et elle se raffine au fur et à mesure qu'on se rapproche du niveau national, car l'état est le seul maître de la gestion des fréquences sur son territoire par l'autorité de régulation de la poste et des communications électroniques (ARPCÉ). Pour ce faire, l'ARPCÉ met en place des observatoires pour étudier la consommation, le marché, le dynamisme du secteur, ainsi que des contrôles sur les conditions tarifaires et les services proposés par les opérateurs.

Nous allons tout d'abord discuté du modèle MIMO en commencer par examiner quelques termes faisant partie des systèmes d'antenne MIMO. Enfin on présente le canal considéré pour le dimensionnement du système.

I.3. MIMO (Entrées Multiples Sorties Multiples)

La communication dans les canaux sans fil est principalement altérée par un évanouissement multi-trajet. Le trajet multiple est l'arrivée du signal transmis sur un récepteur prévu sous différents angles et / ou différents retards et / ou différences de fréquence (c'est-à-dire Doppler) dues à la diffusion des ondes électromagnétiques dans l'environnement [14]. Par conséquent, la puissance du signal reçu fluctue dans l'espace (en raison de l'étalement des angles) et / ou de la fréquence (en raison de l'étalement du retard) et / ou du temps (en raison de l'étalement de Doppler) par le biais de la superposition aléatoire des composants à trajets multiples en collision [15]. Cette fluctuation aléatoire du niveau du signal, appelée atténuation progressive, peut affecter gravement la qualité et la fiabilité des communications sans fil. En outre, les contraintes liées à la puissance limitée et à la faible largeur de bande de fréquences rendent la tâche de conception de systèmes de communication sans fil à haute vitesse et haute fiabilité extrêmement difficile. La technologie MIMO constitue une avancée décisive dans la conception de systèmes de communication sans fil. La technologie offre un certain nombre

d'avantages qui aident à relever les défis posés à la fois par les dégradations du canal sans fil et par les contraintes de ressources. Outre les dimensions temporelles et fréquentielles exploitées dans les systèmes sans fil conventionnels à une seule antenne (entrée unique à sortie unique), les effets de levier de MIMO sont réalisés en exploitant la dimension spatiale (fournie par les multiples antennes émettrices et réceptrices). La technologie MIMO a rapidement gagné en popularité au cours de la dernière décennie en raison de ses puissantes capacités d'offrir un débit binaire élevé de 100 mégabits par seconde pour les applications vidéo et des transmissions fiables. MIMO a été normalisé pour être utilisée dans les standards de réseau local sans fil IEEE 802.11 [2].

Le système à plusieurs antennes peut s'agir en fonction du nombre d'antennes d'émission et de réception [7][16] : soit d'une sortie simple et entrée multiple (MISO) principalement utilisée pour la formation de faisceaux ou à des fins de diversité d'émission au niveau de l'émetteur, ou bien d'une sortie multiple à entrée unique (SIMO) pour la combinaison en diversité au niveau du récepteur, SISO qui est la configuration sans fil bien connue à sortie unique et à entrée unique, ou MIMO (entrées multiples et sorties multiples) [5]. Un système MIMO se compose de plusieurs antennes à la fois à l'émetteur et récepteur. Ils sont généralement utilisés pour la diversité de transmission et le multiplexage spatial [17]. Le multiplexage spatial peut maximiser la capacité du système en transmettant à chaque antenne d'émission un flux de bits différent.

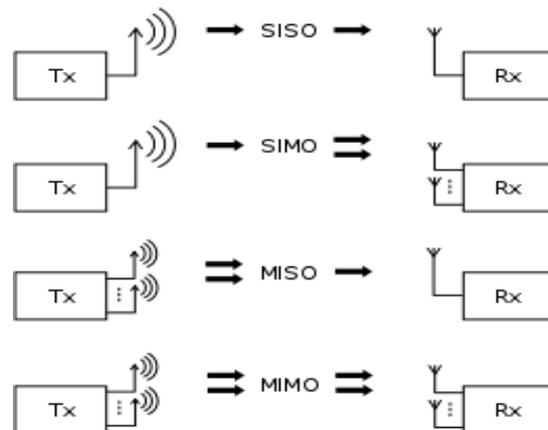


Figure 1. Différentes configurations d'antennes

I.3.1. Avantages de la technologie MIMO

Les avantages de la technologie MIMO qui permettent d'obtenir des gains de performances aussi importants sont le gain de réseau, le gain de diversité spatiale, le gain de multiplexage spatial et la réduction des interférences. Ces gains sont décrits brièvement ci-dessous.

I.3.1.1. Gain de réseaux

Le gain de réseaux est l'augmentation moyenne du rapport signal sur bruit (SNR) au récepteur résultant de l'effet de combinaison cohérente de plusieurs antennes au niveau du récepteur ou de l'émetteur, ou des deux [16]. Si le canal est connu de l'émetteur à plusieurs antennes, celui-ci

pondérera la transmission avec des pondérations, en fonction des coefficients de canal, afin qu'il y ait une combinaison cohérente au niveau du récepteur à une seule antenne (cas MISO). Le gain de réseaux dans ce cas est appelé gain de réseaux d'émetteur. Alternativement, si nous n'avons qu'une antenne au niveau de l'émetteur et aucune connaissance du canal et un récepteur à plusieurs antennes, qui a une connaissance parfaite du canal, le récepteur peut alors pondérer les signaux entrants de manière appropriée pour qu'ils s'ajoutent de manière cohérente à la sortie, améliorant ainsi le signal. C'est le cas SIMO. Ceci est appelé gain de réseaux de réception. Fondamentalement, les systèmes à plusieurs antennes nécessitent une connaissance parfaite des canaux, que ce soit au niveau de l'émetteur ou du récepteur, ou des deux, pour obtenir ce gain en réseau.

I.3.1.2. Gain de diversité

Évanouissement par trajets multiples est un problème important dans les communications. Dans un canal à évanouissements, l'expérience des signaux s'estompe (c'est-à-dire que leur force fluctue). Lorsque la puissance du signal diminue de manière significative, le canal est dit en fondu. Cela donne lieu à des taux d'erreur binaire élevés (BER). Nous avons recours à la diversité pour lutter contre l'évanouissement [18]. Cela implique de fournir des répliques du signal transmis dans le temps, la fréquence ou l'espace. Il existe trois types de systèmes de diversité dans les communications sans fil.

✓ **Diversité temporelle:**

Dans ce cas, les répliques du signal transmis sont fournies dans le temps par une combinaison de codage de canal et d'entrelacement temporel. La condition essentielle pour que cette forme de diversité soit efficace est que le canal fournisse suffisamment de variations dans le temps [16]. Il est applicable dans les cas où le temps de cohérence du canal est faible comparé à la durée souhaitée du symbole d'entrelacement. Dans un tel cas, nous sommes assurés que le symbole entrelacé est indépendant du symbole précédent. Cela en fait une réplique complètement nouvelle du symbole original.

✓ **Diversité de fréquence:**

Ce type de diversité fournit des répliques du signal d'origine dans le domaine fréquentiel. Ceci est applicable dans les cas où la largeur de bande de cohérence du canal est faible comparée à la largeur de bande du signal [9]. Cela nous assure que différentes parties du spectre concerné subiront des évanouissements indépendants.

✓ **Diversité spatiale:**

C'est la forme la plus simple de diversité d'antennes [19] et constitue une méthode efficace pour lutter contre les évanouissements par trajets multiples. Dans ce cas, des répliques du même signal transmis sont fournies sur différentes antennes du récepteur. Ceci est applicable dans les cas où l'espacement d'antenne est supérieur à la distance cohérente pour assurer des évanouissements indépendants à travers différentes antennes. Avec un nombre croissant de copies indépendantes, la probabilité qu'au moins une des copies ne subisse pas d'atténuation en profondeur augmente, ce qui améliore la qualité

et la fiabilité de la réception. Un canal MIMO avec des antennes d'émission N_T et des antennes de réception N_R offre potentiellement un ordre de diversité spatiale de $N_T N_R$ [20] .

I.3.1.3. Multiplexage spatial

Le multiplexage spatial offre une augmentation linéaire (en fonction de nombre de paires d'antennes émission-réception) du débit ou de la capacité de transmission pour la même largeur de bande et sans aucune dépense d'énergie supplémentaire [16]. Cela n'est possible que dans les canaux MIMO. Prenons le cas de deux antennes d'émission et de deux antennes de réception. Cela peut être étendu à des canaux MIMO plus généraux. Le train de bits est divisé en deux trains de bits demi-débit modulés et transmis simultanément par les deux antennes. Le récepteur, ayant une connaissance complète du canal, récupère ces flux de bits individuels et les combine afin de récupérer le flux de bits d'origine. Puisque le récepteur a connaissance du canal qu'il fournit, la diversité de réception est donnée, mais le système n'a pas de diversité de transmission car les flux de bits sont complètement différents les uns des autres en ce qu'ils transportent des données totalement différentes. Ainsi, le multiplexage spatial augmente les vitesses de transmission proportionnellement au nombre de paires d'antennes émission-réception.

I.3.1.4. Réduction d'interférence

Les interférences dans les réseaux sans fil résultent du partage par plusieurs utilisateurs des ressources de temps et de fréquence. Les brouillages peuvent être atténués dans les systèmes MIMO en exploitant la dimension spatiale pour augmenter la séparation entre les utilisateurs. Par exemple, en présence de brouillage, le gain de réseau augmente la tolérance au bruit ainsi que la puissance de brouillage, améliorant ainsi le rapport signal sur bruit plus brouillage (SINR) [15]. De plus, la dimension spatiale peut être mise à profit afin d'éviter les interférences, c'est-à-dire diriger l'énergie du signal vers l'utilisateur prévu et minimiser les interférences avec les autres utilisateurs. La réduction et l'évitement des interférences améliorent la couverture et la portée d'un réseau sans fil. En général, il peut ne pas être possible d'exploiter simultanément tous les avantages décrits ci-dessus en raison d'exigences contradictoires concernant les degrés de liberté spatiaux. Cependant, l'utilisation combinée des avantages d'un réseau sans fil se traduira par une capacité, une couverture et une fiabilité améliorées.

I.3.2. Capacité d'un système MIMO :

Pour un canal MIMO avec N_T antennes émettrices et N_R antennes réceptrices, avec H la matrice du canal, γ le rapport signal sur bruit à l'antenne de réception ; la limite théorique donnée par la capacité de Shannon qui est l'espérance de la capacité et qui ne peut être obtenue que dans un canal idéal, avec un codage idéal est donnée par [8][21][22]:

$$C = \log_2 \left(\det \left[I_{N_R} + \frac{\gamma}{N_T} HH^H \right] \right), \text{bit} / s / \text{Hz} \quad (I.1)$$

Lorsque N_T et N_R sont grands, l'espérance de la capacité pour un canal de Rayleigh croît proportionnellement à N_R [18] :

$$E [C] \approx N_R \log_2 (1 + \gamma), \text{bit} / s / \text{Hz} \quad (I.2)$$

La capacité augmente donc beaucoup plus vite que dans les cas SISO et SIMO et MISO grâce au grand nombre d'antennes.

I.4.OFDM (le multiplexage par répartition orthogonale de la fréquence)

Nous avons notamment constaté que les systèmes MIMO apportent des gains de capacité considérables. Pour les transmissions à haut débit, la caractéristique de trajets multiples de l'environnement fait que le canal MIMO être sélectif en fréquence. Le multiplexage par répartition orthogonale de la fréquence OFDM peut transformer un tel canal MIMO sélectif en fréquence en un ensemble de canaux MIMO parallèles plats en fréquence, et donc réduire la complexité du récepteur.

I.4.1. Limitation de la transmission à une seule porteuse pour un débit de données élevé

Afin de prendre en charge le débit de symbole de R_s symboles / seconde sans interférence, la largeur de bande minimale requise est la largeur de bande de Nyquist donnée par $W = R_s/2[\text{Hz}]$ (Annexe B .1). Cela implique qu'une bande passante plus large est nécessaire pour prendre en charge un débit de données plus élevé dans une transmission à une seule porteuse [14]. Jusqu'à présent, on a supposé que le canal était parfaitement compensé par l'égaliseur. Cependant, à mesure que le débit de symbole augmente, la largeur de bande du signal augmente. Lorsque la largeur de bande du signal dépasse la largeur de cohérence dans le canal sans fil, la liaison subit un évanouissement dû à plusieurs trajets, provoquant une interférence entre symboles (ISI) [23]. Supposons que le scénario soit caractérisé par les conditions suivantes [16]:

Débit de transmission: $R = \frac{1}{T_s} = 8M_{\text{sym}}/\text{sec}$ (T_s période de symbole).

Délai de canal maximum: $\tau_{\text{max}} = 220n \text{ sec}$

Pour le système à une seule porteuse, il en résulte un ISI de $\frac{\tau_{\text{max}}}{T_s} \approx 1.8$. L'élimination de cette interférence est extrêmement complexe. En général, des égaliseurs adaptatifs sont utilisés pour traiter l'ISI engendré par le canal d'évanouissements à trajets multiples variant dans le temps. De plus, la complexité d'un égaliseur augmente avec le débit de données. Plus spécifiquement, les égaliseurs adaptatifs sont mis en œuvre par des filtres à réponse impulsionnelle finie (FIR) avec des coefficients de prise adaptatifs ajustés de manière à minimiser l'effet de l'ISI. En fait, plus de prises d'égalisation

sont nécessaires à mesure que l'ISI devient significatif, par exemple lorsque le débit de données augmente.

Le détecteur optimal pour le canal d'évanouissements à trajets multiples est un détecteur de séquence à vraisemblance maximale simple (SML), qui fonde ses décisions sur l'observation d'une séquence de symboles reçus sur des intervalles de symboles successifs, Soit M et L le nombre de points de signal possibles pour chaque symbole de modulation et l'intervalle de l'ISI engendrée sur le canal d'évanouissements à trajets multiples, respectivement. En raison d'une mémoire de longueur L pour l'intervalle d'ISI, les métriques de chemin de distance euclidien correspondantes de M^L doivent être évaluées afin de sélectionner la meilleure séquence dans le détecteur SML. Lorsqu'une transmission plus efficace est recherchée en augmentant M et qu'un débit de données élevé est mis en œuvre, la complexité de l'égaliseur optimal devient prohibitive, par exemple, $M^L = 64^{16}$ pour $L \approx 16$ avec 64-QAM à un débit de 10Mb/s sur le canal d'évanouissements à trajets multiples avec un retard de $10\mu\text{s}$ [14]. Lorsque M et L sont trop grands, vous pouvez utiliser d'autres égaliseurs plus pratiques, mais sous-optimaux, tels que l'égaliseur MMSE (erreur quadratique moyenne minimale) (Annexe D. 3) ou LS (moindres carrés) (Annexe D.2). Cependant, la complexité de ces qualificatifs de sous-optimisation est encore trop énorme pour être mise en œuvre à mesure que l'ISI augmente avec le débit de données. Cette situation particulière peut être expliquée par le fait que la fonction inverse (une réponse dans le domaine fréquentiel de l'égaliseur) devient plus nette à mesure que la sélectivité en fréquence du canal augmente. En conclusion, Le système à une seule porteuse peut ne pas être utile pour une transmission sans fil à haut débit, simplement parce qu'il nécessite un égaliseur de grande complexité pour traiter le problème d'interférence entre symboles dans le canal d'évanouissements à trajets multiples ou de manière équivalente, dans un canal d'évanouissements sélectif en fréquence. Le problème est considérablement réduit dans une approche multi porteuses.

I.4.2. Transmission multi porteuses

Pour surmonter la sélectivité en fréquence du canal à large bande de la transmission à porteuse unique, les modulations multi porteuses répartissent les symboles sur un grand nombre de porteuses à bas débit, à l'opposée des systèmes conventionnels qui transmettent les symboles en série ou chaque symbole occupant alors toute la bande passante disponible. Notez que la non-sélectivité en fréquence des canaux à bande étroite réduit la complexité de l'égaliseur pour chaque sous-canal. Tant que l'orthogonalité entre les sous-canaux est conservée, l'interférence entre porteuses (ICI) peut être supprimée, ce qui permet une transmission sans distorsion.

Le flux de données d'origine de débit R est multiplexé en N flux de données parallèles de débit $R_{mc} = \frac{1}{T_{mc}} = \frac{R}{N}$. Chacun des flux de données est modulé avec une fréquence différente et les signaux résultants sont transmis ensemble dans la même bande. De manière correspondante, le

récepteur est constitué de N chemins de récepteur parallèles. En raison de la distance accrue entre les symboles transmis, l'ISI de chaque sous-système se réduit à :

$$\frac{\tau_{\max}}{T_{mc}} = \frac{\tau_{\max}}{N T_s} \quad (I.3)$$

Pour le cas de $N = 8.192$, nous avons un ISI de :

$$\frac{\tau_{\max}}{T_{mc}} = 0.2 \quad (I.4)$$

Un tel petit ISI peut souvent être toléré et aucune mesure supplémentaire telle qu'un égaliseur n'est nécessaire. Cependant, la mise en œuvre d'un récepteur 8.192 multi canal n'est pas réalisable. Cela a donné naissance au concept d'OFDM. Depuis, l'OFDM a réalisé des progrès incessants comme le montre le tableau.1 [24].

Année	Evolution de l'OFDM
1966	Premier schéma OFDM proposé par <i>Chang</i> pour les canaux à évanouissements par trajets multiples
1967	<i>Saltzberg</i> a étudié un système multi-porteuse utilisant des porteuses orthogonales (O-QAM)
1970	Brevet américain sur l'OFDM est délivré
1971	<i>Weinstein et Ebert</i> ont appliqué le DFT aux modems OFDM
1980	<i>Hirosaki</i> a conçu un égaliseur basé sur des sous-canaux pour un système QAM multiplexé orthogonalement
	<i>Keasler et al.</i> décrit un modem OFDM pour les réseaux téléphoniques
1985	<i>Cimini</i> a étudié la faisabilité de l'OFDM dans les communications mobiles.
1987	<i>Alard et Lasalle</i> employaient l'OFDM pour la diffusion numérique.
1991	La norme ANSI ADSL
1994	La norme ANSI HDSL
1995	La norme ETSI DAB: la première norme basée sur l'OFDM pour les systèmes de diffusion numérique.
1996	La norme ETSI WLAN
1997	La norme ETSI DVB-T
1998	Les normes ANSI VDSL and ETSI VDSL
	La norme ETSI BRAN
1999	La norme WLAN IEEE 802.11a
2002	La norme WLAN IEEE 802.11g
2004	La norme ETSI DVB-H
	La norme WMAN IEEE 802.16
	Candidat à la norme IEEE 802.11n pour la nouvelle génération WLAN
	Candidat à la norme IEEE 802.15.3a pour WPAN (utilisant MB-OFDM)
2005	Candidat aux normes 4G en Chine, au Japon et en Corée du Sud (CJK)

Tableau 1. L'histoire de l'OFDM

I.4.3. la transmission OFDM

Dans les réseaux d'accès sans fil à large bande de nouvelle génération, qui offriront un débit de l'ordre de plusieurs centaines de mégabits par seconde, le choix d'une technologie d'interface radio appropriée est essentiel pour faire face à la croissance sans précédent des services de données sans fil dans un environnement hostile de propagation radio. OFDM convient parfaitement aux systèmes sans fil mobiles de quatrième génération (4G) et est engagé dans les communications à courte portée très vives en raison de sa robustesse face aux atténuations des canaux sélectifs en fréquence et de la simplicité du récepteur. OFDM convertit généralement un canal sélectif en fréquence en un regroupement parallèle de sous-canaux de fréquences plates. Les sous-porteuses ont le moins d'espacement de fréquence, ce qui est absolument nécessaire pour maintenir l'orthogonalité [25][26], de sorte que le chevauchement de fréquence puisse être facilement évité. Donc transmettre le maximum d'information sur une portion de fréquences donnée.

Par conséquent, la bande passante disponible est utilisée de manière très économique et pleine de ressources. Ainsi, dans un environnement multi-trajets où certaines fréquences seront détruites à cause des perturbations, le système sera tout de même capable de récupérer l'information perdue sur d'autres fréquences porteuses qui elles n'auront pas été détruites.

La Figure 2 présente les spectres des sous-porteuses d'un système OFDM [27] ; les fréquences sont orthogonales si l'espace entre deux fréquences adjacentes f_k et f_{k+1} est $\delta f = \frac{1}{T_s}$. En effet chaque sous-porteuse modulé par un symbole pendant une fenêtre rectangulaire temporelle de durée T_s , son spectre en fréquence est un sinus cardinal, fonction qui s'annule tous les multiples δf . Il n'y a aucune interférence avec les autres sous-porteuses, c'est ce qui permet de recouvrir les spectres des différentes porteuses et d'obtenir ainsi une occupation optimale du spectre.

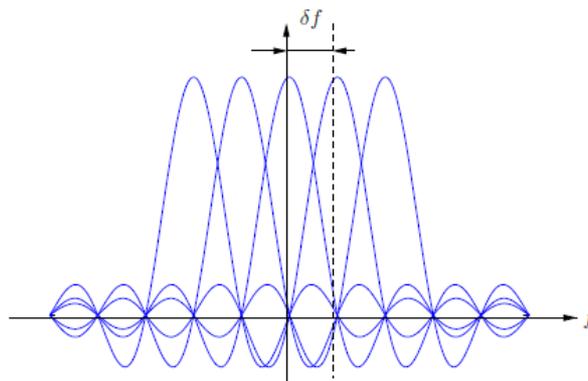


Figure 2. Orthogonalité entre les sous-porteuses.

I.4.3.1 Principe de la modulation OFDM

L'entrée est un flux de données binaires, celui-ci est codé à l'aide de toute technique de modulation (par exemple M-QAM) appropriée pour convertir le flux de données en un flux de données multi niveaux réduisant le débit du symbole à $R_s = \frac{R}{\log_2 M} \text{ sym/sec}$, R étant le débit du flux de données en bits/sec [28].

Si nous convertissons ces données série en parallèle, le débit binaire est encore réduit de N , N étant le nombre de canaux parallèles comme nous l'avons vu ci-dessus. Par conséquent, ces canaux parallèles sont essentiellement des canaux à faible débit de données et, comme ils sont à bande étroite, ils subissent un évanouissement plat. C'est le plus grand avantage de la technique OFDM.

Chacun des N symboles de la conversion série-parallèle (S/P) est transmis par une sous-porteuse différente $f_k, k = 0, 1, 2, \dots, N-1$. Le signal résultant $x(t)$ correspondant à l'ensemble des symboles X_k réassemblés en un symbole OFDM (voir figure.3) [27] :

$$x(t) = \sum_{k=0}^{N-1} X_k e^{j2\pi f_k t}; 0 \leq k \leq N-1; f_k = f_0 + \frac{k}{T_s} \quad (\text{I.5})$$

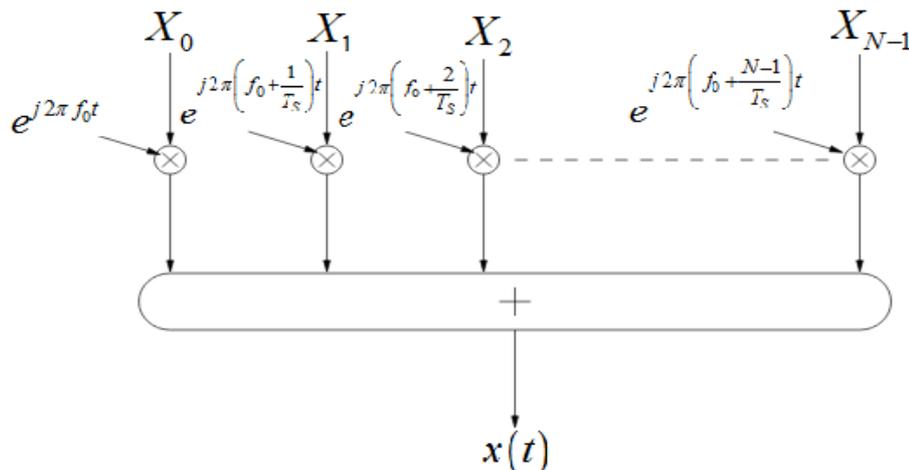


Figure 3. Principe de modulation

En pratique, la modulation OFDM de l'équation (I.5) est implémentée en temps discret via une transformée de Fourier discrète inverse (IDFT). La transformation IDFT est utile pour garantir l'orthogonalité des signaux de porteuses. Notez que la DFT et IDFT peuvent être implémentées efficacement en utilisant respectivement une simple FFT et IFFT. L'IFFT transforme un spectre (amplitude et phase de chaque composante sinusoïdale) en un signal temporel. Les porteuses orthogonales requises pour le signal OFDM peuvent être facilement générées en définissant l'amplitude et la phase de chaque case, puis en effectuant l'IFFT. Étant donné que chaque groupe d'un IFFT correspond à l'amplitude et à la phase d'un ensemble de sinusoïdes orthogonales, le processus inverse garantit que les porteuses générées sont orthogonales. La démodulation consiste donc à effectuer la transformée de Fourier rapide FFT qui transforme un signal de domaine temporel en son

spectre de fréquence équivalent. Ceci est fait en recherchant la forme d'onde équivalente générée par une somme de composantes sinusoïdales orthogonales. L'amplitude et la phase des composantes sinusoïdales représentent le spectre de fréquence du signal du domaine temporel.

I.4.3.2 Intervalle de garde

Après modulation OFDM, un intervalle de garde est inséré pour supprimer les ISI causés par la distorsion par trajets multiples. Cet intervalle de garde est également appelé préfixe cyclique (CP) [29]. Un préfixe cyclique est une copie de la dernière partie du symbole OFDM, qui est "précédée" du symbole transmis. Cela rend le symbole transmis périodique, ce qui joue un rôle décisif dans l'identification correcte des trames, afin d'éviter les interférences ISI et inter porteuses (ICI). L'intervalle de garde laisse le temps aux signaux multi trajets du symbole précédent de disparaître avant que les informations du symbole actuel ne soient rassemblées. A l'aide de ce symbole cyclique étendu, les échantillons nécessaires à l'exécution de la FFT (pour décoder le symbole) peuvent être prélevés n'importe où sur la longueur du préfixe cyclique. Ceci fournit une immunité aux trajets multiples ainsi qu'une tolérance de synchronisation des temps de symboles. Tant que les échos de retard par trajets multiples restent dans la durée de la période de garde, il n'y a strictement aucune limitation au niveau du signal des échos: ils peuvent même dépasser le niveau du signal du trajet le plus court. L'énergie du signal provenant de tous les chemins vient s'ajouter à l'entrée du récepteur et, étant donné que la FFT est économe en énergie, toute la puissance disponible alimente le décodeur. Si l'étalement du retard est plus long que l'intervalle de garde, alors l'ISI est provoqué. Le prix que nous payons pour cet avantage est la perte de rapport signal sur bruit, le préfixe cyclique constituant un "bruit" en ce qui concerne le signal et fournissant moins de puissance à la trame de signal en occupant l'espace du signal. Le signal est ensuite converti en D/A (convertisseur numérique-analogique) pour produire le signal analogique en bande de base, et converti en RF, puis le signal amplifié est transmis sur le canal de communication. Le processus OFDM est illustré à la figure.4 [16].

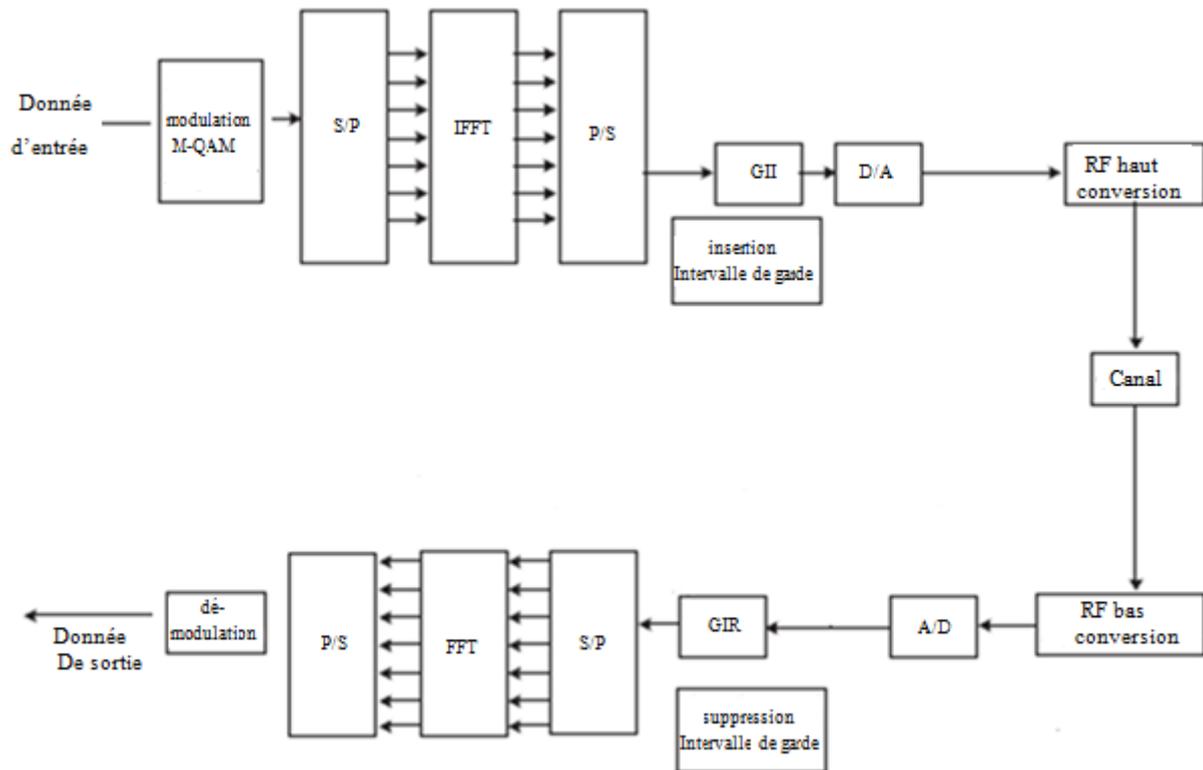


Figure 4. Configuration du système OFDM.

I.4.4 La combinaison de l'OFDM et du MIMO

La technologie sans fil multi-entrées multi-sorties (MIMO) associée au multiplexage par répartition orthogonale de la fréquence (OFDM) est devenue le schéma d'accès sans fil à large bande le plus prometteur pour la nouvelle génération des systèmes sans fil cellulaires mobiles. OFDM s'étend directement aux canaux MIMO avec des opérations IFFT / FFT et CP exécutées à chaque antenne d'émission et de réception dans le but d'augmenter le gain en diversité et / ou améliorer la capacité du système sur un canal d'évanouissement par trajets multiples variant dans le temps, ce qui donne un système MIMO-OFDM. Cette combinaison de ces deux techniques puissantes ont attiré l'attention sur les applications multimédias large bande de nouvelle génération en raison de leur potentiel de débit de données élevé, de leur robustesse et de la fiabilité de leur communication. MIMO-OFDM a été adopté dans diverses normes de communication sans fil, telles que IEEE 802.11a / g, les réseaux métropolitains sans fil (WMAN), l'interopérabilité mondiale pour l'accès par micro-ondes (WiMAX) et le 3GPP évolution à long terme (LTE). En outre, il agit comme une interface air pour différentes normes 4G et 5G standards [30].

Par ailleurs, dans les systèmes MIMO-OFDM, des signaux OFDM indépendants sont transmis simultanément d'antennes à émission multiple à des antennes à réception multiple. En règle générale, les sous-canaux introduits par le concept fondamental de multiplexage par répartition orthogonale de la fréquence sont orthogonaux en-dessous de situations de propagation parfaites. Le débit réel sur

chacun des sous-canaux est nettement inférieur au débit total de signal, et la bande passante correspondante du sous-canal est bien inférieure à celle de l'ensemble du canal. La quantité de sous-flux est choisie pour assurer que chaque sous-canal a une largeur de bande bien inférieure à la largeur de bande de cohérence du canal, de sorte que les sous-canaux se prêtent à des évanouissements plutôt plats. En conséquence, l'ISI sur chaque canal secondaire est petit. À l'heure actuelle, MIMO et OFDM sont absolument la technique clé de transmission pour les systèmes de communications à large bande intégrés dans un environnement de communication mobile.

I.4.5 Techniques clés de MIMO-OFDM

En raison de la sensibilité des algorithmes MIMO par rapport aux propriétés de la matrice de canaux, la modélisation des canaux est particulièrement critique pour évaluer les performances relatives des systèmes MIMO-OFDMs. Cette section décrit brièvement les principales caractéristiques des canaux qui influencent la conception de l'interface air, telles que la sélectivité temporelle, la sélectivité en fréquence et la sélectivité spatiale.

✓ **Sélectivité temporelle:**

Nous définissons le temps de cohérence comme la différence de temps à laquelle l'amplitude ou magnitude de coefficient de corrélation de l'enveloppe entre deux signaux de même fréquence tombe en dessous de 0,5 [31]. Ainsi, un signal subit un évanouissement lent ou non sélectif si sa période de symbole est beaucoup plus petite que le temps de cohérence du canal, et un évanouissement rapide ou sélectif dans le temps si sa période de symbole est supérieure au temps de cohérence. Lorsqu'un signal est un évanouissement lent, on peut supposer que la réponse impulsionnelle du canal (CIR) est invariante dans le temps pendant une transmission par bloc. Lorsque le temps de cohérence est dans l'ordre d'un intervalle de bloc de symboles, on dit que le canal est un évanouissement quasi statique, ce qui signifie que cet évanouissement est supposé constant sur chaque bloc et change indépendamment d'un bloc à l'autre (Annexe C.2).

✓ **Sélectivité de fréquence:**

La largeur de bande de cohérence capture la notion analogue pour deux signaux de fréquences différentes émis simultanément. Un signal subit un évanouissement plat ou non sélectif si sa largeur de bande est beaucoup plus petite que la largeur de bande de cohérence du canal, et un évanouissement sélectif en fréquence si sa largeur de bande est supérieure à la largeur de bande de cohérence du canal (Annexe C.1).

✓ **Sélectivité spatiale :**

Lorsque vous utilisez des antennes à plusieurs éléments, la distance de cohérence représente la distance minimale dans l'espace séparant deux éléments d'antenne, de sorte qu'ils subissent un évanouissement indépendant. En raison des environnements de diffusion, le canal présente un

évanouissement indépendant ou spatialement sélectif. Les évanouissements corrélés spatialement réduisent la capacité réalisable de MIMO-OFDM.

✓ **Facteur k :**

L'amplitude du signal d'évanouissement suit une distribution de Rice (Annexe B.2) , et le rapport entre la puissance du composant LOS et la puissance du composant diffraction est définie comme le facteur k de Rician [14]. L'évanouissement dans le pire des cas se produit lorsque la puissance de la composante LOS est nulle et que l'amplitude du signal d'évanouissement est considérée comme une distribution de Rayleigh. Le canal spatial devient souvent de plus en plus corrélé à mesure que le facteur k augmente, ce qui permet d'obtenir un gain de multiplexage inférieur du système MIMO-OFDM [31].

I.4.6 Conclusions sur MIMO-OFDM et perspectives

Les avantages du système MIMO-OFDM utilisant plusieurs antennes et le précode des données à la fois, en font une technique incontournable pour les systèmes 4G et WLAN. D'ailleurs certains standards actuels utilisent déjà les MIMO-OFDMs pour des applications filaires et sans-fil, diffusion audio numérique (DAB), diffusion vidéo numérique terrestre (DVB-T) [32] .

Côté avantages, on pense notamment à :

- ✓ Une utilisation efficace des ressources fréquentielles en comparaison avec les solutions classiques de multiplexage fréquentiel. Ceci est dû au fait que dans l'OFDM, les sous porteuses se chevauchent tout en gardant une orthogonalité parfaite.
- ✓ La simplicité de mise en œuvre en émission comme en réception y compris l'égalisation numérique et un décodage simple et optimal grâce à l'utilisation de l'intervalle de garde (au prix d'une diminution du débit). De plus, l'utilisation de différents systèmes de codage correcteur d'erreur associés à un entrelacement entre fréquences permet d'atteindre les performances d'un canal sans écho. Cette technique est le COFDM (OFDM codé) [13].
- ✓ La robustesse face au bruit impulsif puisque chaque sous porteuse est affectée d'un bruit indépendant des autres sous-porteuses. Contrairement aux modulations mono porteuses où le bruit peut affecter un certain nombre de symboles transmis, la perte d'un symbole due à un bruit important n'affecte pas les autres symboles.
- ✓ Convient à la transmission à haut débit de données sur un canal d'évanouissements à trajet multiples.

Mais le MIMO-OFDM a aussi des contraintes importantes : sensibilité aux problèmes de "décalage de fréquence" et de synchronisation, ressources matérielles pour les FFTs, sensibilité aux non-linéarités des amplificateurs, et le plus sévère, un PAPR élevé en comparaison avec des techniques mono porteuses. Dans les nouveaux standards, les débits plus élevés accentuent ces difficultés.

I.5 Code de Bloc de Fréquence Spatiale OFDM (SFBC-OFDM)

Les spécifications de l'évolution à long terme (LTE) récemment finalisées par le projet de partenariat de troisième génération (3GPP) visent un débit de données de 300 Mb/s ou plus pour la liaison descendante dans une allocation de spectre de 20 MHz. Sur la base de la discussion dans le paragraphe précédent, une interface air basée sur MIMO-OFDM a été définie pour atteindre l'efficacité spectrale requise. MIMO-OFDM peut améliorer les performances du système LTE dans deux modes. Un mode est le multiplexage spatial, dans lequel les codes VBLAST sont utilisés pour obtenir un gain de capacité [30]. L'autre mode offre différentes sources de diversité qui devraient être correctement exploitées par un schéma de codage et de transmission : dans laquelle les codes de blocs espace-temps-fréquence sont utilisés pour obtenir un gain en diversité.

Dans les communications mobiles véhiculaires qui doit répondre aux exigences croissantes en matière de débit de données élevé, de communication fiable, de faible consommation d'énergie et d'efficacité spectrale. Lorsque le scénario de forte mobilité se produit, la connexion sans fil n'est pas fiable ou ne donne pas les débits de données attendus. Dans ce cas, la qualité du signal reçu se dégrade davantage en raison des problèmes d'interférences ICI et ISI [33]. Cela se produit en raison de la variation temporelle du canal en raison de la vitesse du mobile caractérisée par l'étalement Doppler.

Comme le canal est sélectif en fréquence ou à évanouissement rapide, la diversité est la meilleure solution. Plus le gain en diversité est élevé, moins l'effet de l'ISI et de l'ICI sur le signal transmis. L'utilisation de la technique de diversité spatiale et des codes de blocs spatio-temporels [34] pour un système MIMO a été proposée initialement par Alamouti [35] et V Tarokh et. Al [36][37] pour améliorer les performances en évanouissement. Le codage par blocs espace-temps (STBC) donne de meilleurs gains de diversité d'émetteur, presque optimal [14][38]. Par conséquent, ils jouent un rôle important dans le système de communication sans fil actuel avec OFDM [39]. Dans STBC-OFDM, la réplique du signal est transmise sur la même sous-porteuse de deux symboles OFDM consécutifs (Annexe B.3). Par conséquent, STBC offre de meilleures performances lorsque le canal reste constant pendant deux durées de symbole OFDM consécutives [6]. Donc, il est utile dans un scénario stationnaire, où l'émetteur et le récepteur sont stationnaires. Les implémentations existantes sont sensibles au retard de propagation et sont donc limitées aux environnements à évanouissements plats, tels que les réseaux sans fil intérieurs. Ce problème se pose dans les environnements à fréquence Doppler élevée, provoqués par des fréquences porteuses autour de 5 GHz et une vitesse de véhicule élevée dans les communications mobiles, ou le canal ne peut rester constant pendant deux durées de symboles OFDM. Par conséquent, STBC-OFDM ne parvient pas à établir une connexion fiable. Dans ce cas, un code de blocs de fréquences spatiales (SFBC) donne de meilleures performances car dans SFBC, la réplique du signal est transmise sur une sous-porteuse voisine du même symbole OFDM plutôt que des symboles OFDM successifs [33], dans lesquels les données sont codées dans le domaine fréquentiel plutôt que dans le domaine temporel. On suppose que le canal reste constant sur

deux sous-porteuses consécutives. Cela réduit également le retard de transmission. Les codes blocs de fréquences spatiales (SFBC) évitent le problème des variations rapides dans le temps, et la dégradation des performances due à la variation de canal est minimisée [40].

Aussi, les performances du taux d'erreur binaire (BER) et l'efficacité spectrale dépendent également des codes externes associés aux schémas MIMO. Toujours dans les canaux sélectifs en fréquence, la meilleure solution à surmonter est basé sur des systèmes hybrides qui combinent les schémas MIMO avec le codage par blocs de fréquences spatiales SFBC incorporé pour les systèmes OFDM en tant que un système MIMO SFBC-OFDM clarifié sur la figure 5, dans lequel le codage est implémenté dans le domaine fréquentielle. Par conséquent, il s'agit d'une technique de traitement du signal relativement nouvelle pour les systèmes dotés de plusieurs antennes d'émission et de plusieurs antennes de réception, qui permet d'accroître la capacité de communication sans fil sans sacrifier la bande passante. Ce système peut être principalement utile dans les communications véhiculaires où l'utilisateur est très mobile.

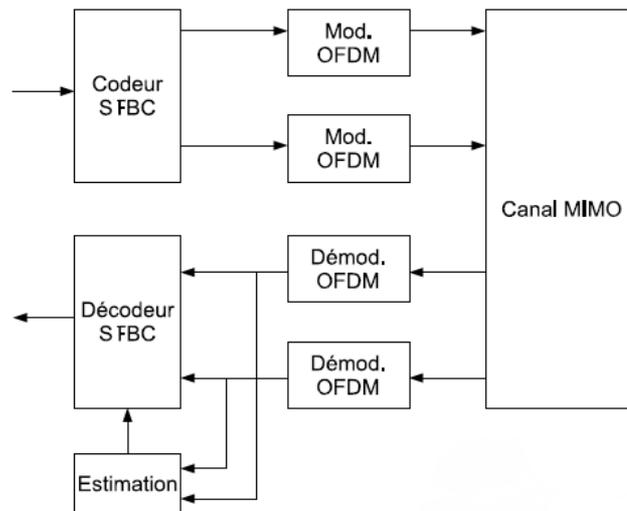


Figure 5. Schéma simplifié d'un système MIMO SFBC-OFDM

I.5.1. Modèle de système

I.5.1.1 Système SFBC-OFDM 2Tx-2Rx

A. Principe de codage SFBC-OFDM :

Les bits d'information sont d'abord modulés en utilisant un schéma de modulation, on obtient les symboles de données $X = [X_0, X_1, \dots, X_{N-1}]$ qui sont transmis sur les porteuses f_k ($k = 0, 1, \dots, N-1$) respectivement, où N est le nombre de sous-porteuses.

Le codeur de fréquence spatiale code une paire de symboles, X_1 et X_2 en quatre variantes $X_1, X_2, -X_2^*$, X_1^* , avec $(\cdot)^*$ étant l'opération de conjugué complexe. SFBC prend alors un bloc de deux

symboles X_1 et X_2 dans chaque opération de codage et le donne aux antennes d'émission selon la matrice de code. Autrement dit, chaque symbole (ou son conjugué positif / négatif) est transmis par deux antennes et par deux sous-porteuses consécutifs contiguës ou non contiguës (plutôt que par deux symboles OFDM dans STBC).

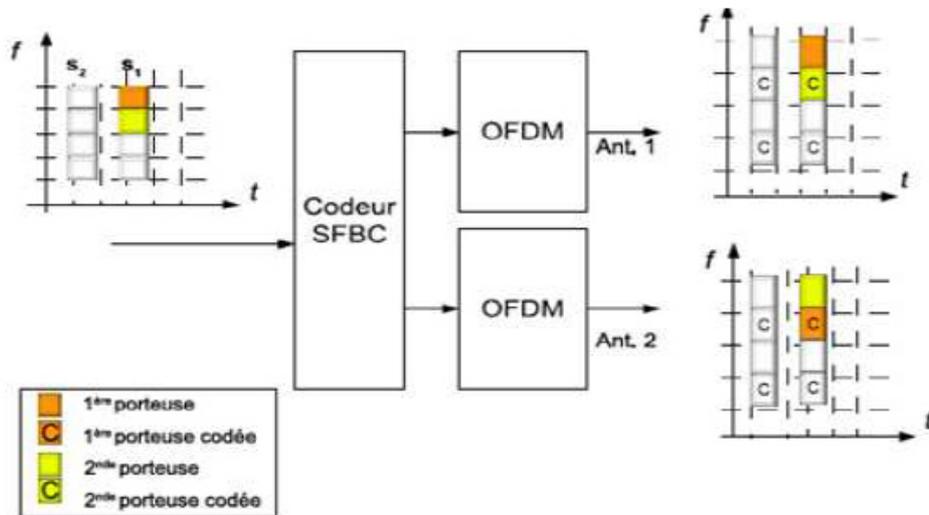


Figure 6. OFDM symbole avec codage SFBC pour $N_T = 2$

La figure 6 représente le codage générique en fréquence SFBC-OFDM pour deux antennes d'émission, le codage se fait donc à l'intérieur d'un symbole OFDM sur les sous-porteuses. La matrice de codage définit le format de transmission avec l'index de colonne indiquant le numéro d'antenne et l'index de ligne indiquant l'indice de sous-porteuse en regardant [10]:

$$f_k \begin{pmatrix} T_{x_1} & T_{x_2} \\ X_1 & X_2 \\ -X_2^* & X_1^* \end{pmatrix} \quad (I.6)$$

La première ligne représente la première sous porteuse de transmission et la deuxième ligne la deuxième sous porteuse de transmission. La première colonne correspond aux symboles transmis depuis la première antenne et la deuxième colonne correspond aux symboles transmis depuis la deuxième antenne. En élaborant en outre, sur la première sous porteuse, la première antenne transmet X_1 et la seconde antenne transmet X_2 . Sur la deuxième sous porteuse, la première antenne transmet $-X_2^*$ et la deuxième antenne transmet X_1^* . Cela implique que nous transmettons à la fois dans l'espace (à travers deux antennes) et dans la fréquence (deux sous porteuses). Il s'agit d'un codage spatio-fréquentiel (voir la figure.7).

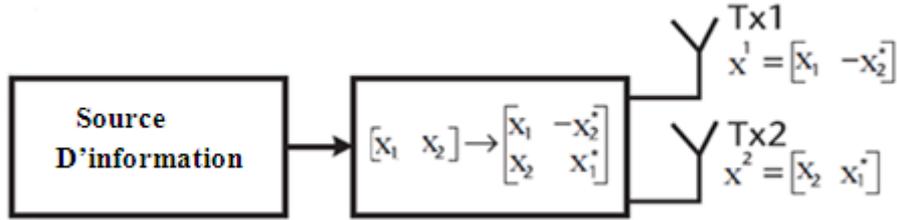


Figure 7. Principe du codage SFBC

B. Schéma de transmission SFBC-OFDM :

✓ A l'émetteur

Nous considérons un système MIMO SFBC-OFDM illustré sur la figure.9, avec N sous-porteuses, et deux antennes en émission et réception $N_T = N_R = 2$.

après une certaine modulation numérique (QAM/ QPSK), les symboles de données résultants sont mappés sur différentes sous-porteuses en fonction du codage SFBC utilisé tel que celui décrit précédemment. Les symboles du domaine fréquentiel provenant du codeur SFBC $X_k^i, k = 0, \dots, N-1, i = 1, 2$ transmis sur la K ème sous-porteuse à partir de la i ème antenne sont appliqués à un convertisseur série vers parallèle (S/P), et puis sont convertis en échantillons dans le domaine temporel. Après l'opération d'IFFT à N points, un CP est ajouté en tête de chaque symbole pour éliminer ISI. En supposant que la longueur du préfixe cyclique soit supérieure ou égale à la réponse impulsionnelle du canal. Le signal SFBC-OFDM discret transmis dans le domaine temporel s'écrit [41]:

$$x_n^{(i)} = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} X_k^{(i)} \cdot \exp\left(\frac{j 2\pi nk}{N}\right), n = 0, \dots, N-1 \quad (I.7)$$

✓ Au récepteur

Le signal reçu est d'abord converti en signal numérique à l'aide d'un convertisseur analogique numérique (A/D), puis CP est supprimé. Le signal obtenu est transformé en flux parallèles en utilisant le convertisseur S/P, puis il est appliqué au bloc FFT pour la démodulation de sous porteuse. Ainsi le signal reçu sur la K ème sous-porteuse dans le domaine fréquentielle à la j ème antenne de réception est donné [42]:

$$Y_k^{(j)} = \sum_{i=1}^{N_T} H_k^{(j,i)} X_k^{(i)} + Z_k^{(j)}, j = 1, 2 \quad (I.8)$$

ou $H_k^{(j,i)}$, est la matrice de canal dans le domaine fréquentielle à la K ème sous-porteuse entre les antennes i et j , Z_j est le bruit gaussien blanc additif à moyenne nulle et à variance σ_n^2 à la j ème antenne de réception.

Les signaux reçus au premier récepteur R_{x1} sont exprimés comme suit:

$$Y_{11} = H_{11}X_1 + H_{12}X_2 + Z_{11} \quad (I.9)$$

$$Y_{12} = -H_{11}X_2^* + H_{12}X_1^* + Z_{12} \quad (I.10)$$

Alors que les signaux au deuxième récepteur R_{x2} sont:

$$Y_{21} = H_{21}X_1 + H_{22}X_2 + Z_{21} \quad (I.11)$$

$$Y_{22} = -H_{21}X_2^* + H_{22}X_1^* + Z_{22} \quad (I.12)$$

où $Y_{11}, Y_{12}, Y_{21}, Y_{22}$ signifie les données reçues par les $K^{\text{ème}}$ et $K+1^{\text{ème}}$ porteuses aux $j^{\text{ème}}$ antennes de réception, et $H_{11}, H_{12}, H_{21}, H_{22}$, présentent les états de canal de T_{x1} à R_{x1} , de T_{x2} à R_{x1} , de T_{x1} à R_{x2} et de T_{x2} à R_{x2} respectivement.

Le canal entre les antennes T_x et R_x est illustré à la Figure.8 [43]. Il a démontré qu'un système large bande MIMO SFBC-OFDM utilisant un code de fréquence peut atteindre un ordre de diversité maximal $N_T \cdot N_R \cdot N_c$ (N_c nombre de chemins de propagation résolubles). Cependant, le canal doit être à peu près constant sur N sous-porteuses voisines. Ceci est vrai dans les canaux avec une sélectivité en fréquence faible ou peut être réalisé en utilisant un grand nombre de sous-porteuses afin de rendre l'espacement des sous-porteuses très étroit. Les codes de blocs de fréquences spatiales évitent le problème des variations rapides de temps. Toutefois, les performances se dégraderont dans les canaux fortement sélectifs en fréquence, dans les cas où l'hypothèse de coefficients de canal constants sur une matrice de codes de blocs espace-fréquence n'est pas justifiée. En particulier, cela pose un problème pour un système comportant plus de deux antennes d'émission [44]. dans le cas, supposons que deux porteuses adjacentes aient la même caractéristique de canal [10]. La réponse du canal peut être estimée au niveau du récepteur ou en supposant qu'elle soit connue au niveau du récepteur : $H_k^{11} = H_{k+1}^{11} = H^{11}, H_k^{12} = H_{k+1}^{12} = H^{12}, H_k^{22} = H_{k+1}^{22} = H^{22}, H_k^{21} = H_{k+1}^{21} = H^{21}$.

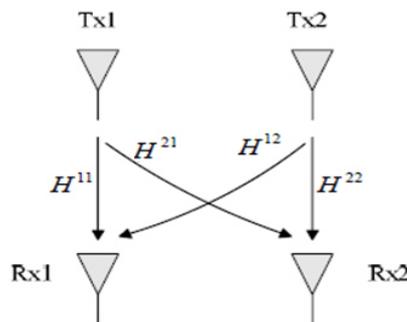


Figure 8. Définition du canal dans un schéma de diversité 2 x 2

Au combineur, les signaux reçus sont liés pour condenser les signaux transmis x_1 et x_2 à partir des signaux reçus $Y_{11}, Y_{12}, Y_{21}, Y_{22}$ comme indiqué ci-dessous [44]:

$$\hat{X}_1 = H_{11}^* Y_{11} + H_{12} Y_{12}^* + H_{21}^* Y_{21} + H_{22} Y_{22}^* \quad (I.13)$$

$$\hat{X}_2 = H_{12}^* Y_{11} - H_{11} Y_{12}^* + H_{22}^* Y_{21} - H_{21} Y_{22}^* \quad (I.14)$$

Enfin, l'équation (I.13) et (I.14) a été simplifiée pour:

$$\hat{X}_1 = \left(|H_{11}|^2 + |H_{12}|^2 + |H_{21}|^2 + |H_{22}|^2 \right) x_1 + H_{11} Z_{11} + H_{12} Z_{12}^* + H_{21}^* Z_{21} + H_{22} Z_{22}^* \quad (I.15)$$

$$\hat{X}_2 = \left(|H_{11}|^2 + |H_{12}|^2 + |H_{21}|^2 + |H_{22}|^2 \right) x_2 + H_{12} Z_{11} - H_{11} Z_{12}^* + H_{22}^* Z_{21} - H_{21} Z_{22}^* \quad (I.16)$$

Finalement, x_1 et x_2 sont dérivés et passés à une technique de détection. La sortie du décodeur est ensuite démodulée.

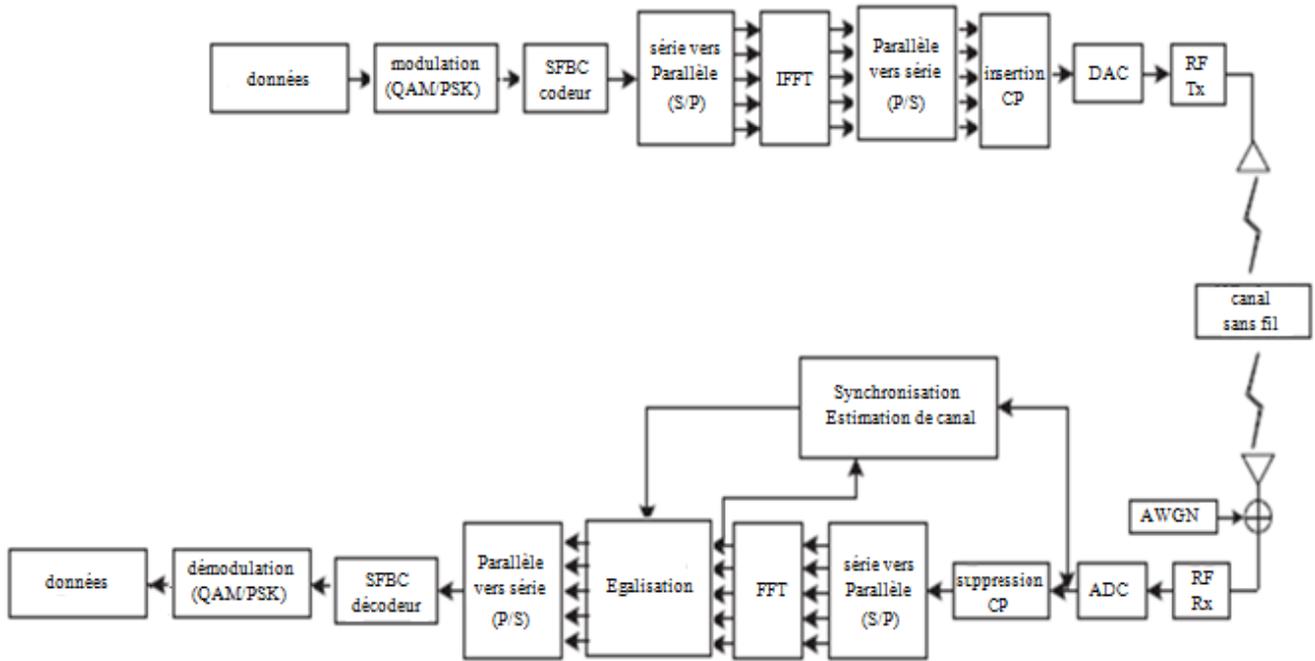


Figure 9. Schéma de base des systèmes MIMO SFBC-OFDM

I.5.1.2. Système SFBC-OFDM basée à Alamouti 2Tx-1 Rx

Le signal reçu obtenu par FFT dans le domaine fréquentiel peut être exprimé comme suit [41]:

$$Y_k = H_k^1 X_k^1 + H_k^2 X_k^2 + Z_k^j \quad (I.17)$$

Où H^1, H^2 présentent les états de canal de T_{x1} à R_{x1} et de T_{x2} à R_{x1} respectivement définis sur la figure.10, Z_j est le bruit AWGN du canal.

Y_1, Y_2 signifie les données reçues par les K ème et $K+1$ ème porteuses au niveau de R_{x1} :

$$Y_1 = H_{11}X_1 + H_{21}X_2 + Z_1 \quad (I.18)$$

$$Y_2 = -H_{12}X_2^* + H_{22}X_1^* + Z_2 \quad (I.19)$$

H_{ij} est le coefficient de canal où i représente l'antenne et j représente des sous-porteuses. Supposons toujours que deux porteuses adjacentes ont la même caractéristique de canal, telle que :

$$H_k^1 = H_{k+1}^1 = H^1, H_k^2 = H_{k+1}^2 = H^2$$

Ensuite, \hat{X}_1 et \hat{X}_2 sont l'estimation du signal X . Les données originales peuvent être récupérées après démodulation.

$$\hat{X}_1 = H_{12}^*Y_1 + H_{21}Y_2^* \quad (I.20)$$

$$\hat{X}_2 = H_{22}^*Y_1 - H_{11}Y_2^* \quad (I.21)$$

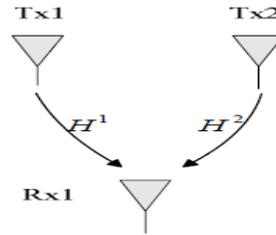


Figure 10. Définition du canal dans un schéma de diversité 2 x 1

I.5.2. Egalisation

Pour que la dimension temporelle des STBC soit décodable par symbole unique, l'hypothèse souvent fait de «quasi statique» (QS) (c'est-à-dire que l'évanouissement reste constant sur un bloc, ce qui n'est valable que pour les canaux à évanouissement lentes, par exemple les scénarios de mobilité faible ou nulle) est essentiel. Des rapides variations dans le temps du processus d'évanouissement entraînent une telle violation. La sévérité de cet effet dépend de la longueur du canal L [40], et de la taille du bloc SFBC. Dans les canaux hautement sélectifs en fréquence (c'est-à-dire grand L), cette violation de l'hypothèse QS devient une source d'interférence ISI significative dans la dimension de fréquence dans la SFBC-OFDM.

Cependant, dans tout système OFDM, le canal variant dans le temps dans une période de symbole OFDM, peut détruire l'orthogonalité entre les sous-porteuses du récepteur, entraînant l'interférence ICI. Ainsi, outre le problème de l'ISI causé par la violation de l'hypothèse QS due à la sélectivité en fréquence et / ou en temps du canal, SFBC-OFDM est confronté à une ICI en raison de la sélectivité temporelle du canal. Comme ISI, ICI, s'il est négligé, entraînera également des erreurs. Une amélioration des performances est possible dans SFBC-OFDM si les ISI ainsi que les ICI peuvent être estimés et annulés.

Donc, l'utilisation des signaux OFDM codés en blocs de fréquences spatiales (SFBC) est avantageuse pour les accès sans fil à large bande et à haute mobilité, dans lesquels le canal est hautement sélectif en fonction du temps et de la fréquence. Des détecteurs linéaires sont également appliqués au récepteur pour récupérer le signal d'origine qui a déformé par l'effet de la variation rapide du canal, ce qui a entraîné un taux d'erreur sur les bits au niveau du récepteur. Par conséquent, l'égaliseur est utilisé pour minimiser l'erreur entre la sortie réelle et la sortie souhaitée en mettant à jour en permanence son coefficient de filtrage.

I.5.2.1. Égaliseur à forçage nul (ZF)

L'égalisation forcée à zéro fait référence à une forme d'algorithme d'égalisation linéaire utilisée dans les systèmes de communication qui applique l'inverse de la réponse en fréquence du canal au signal reçu, pour restaurer le signal après le canal. Le nom forçage nul correspond à la réduction à zéro de l'interférence inter symbole dans un boîtier sans bruit. Cela sera utile lorsque l'ISI est significatif par rapport au bruit.

Pour un canal avec une réponse en fréquence $H_{CH}(f)$, l'égaliseur à forçage nul $H_{EQ}(f)$ est construit par [33]:

$$H_{EQ}(f) = \frac{1}{H_{CH}(f)} \quad (I.22)$$

Ainsi, la combinaison du canal et de l'égaliseur donne une réponse en fréquence plate et une phase linéaire $H_{CH}(f)H_{EQ}(f) = 1$. Le détecteur linéaire de forçage nul pour respecter cette contrainte est donné par :

$$W_{ZF} = (H^H H)^{-1} H^H \quad (I.23)$$

où $(\cdot)^H$ est l'opérateur hermitien qui produit le conjugué complexe d'une matrice.

I.5.2.2. Égaliseur de retour de décision (DFE)

Dans DFE une fois qu'un symbole d'entrée a été détecté, l'ISI qu'il induit sur les futurs symboles est prédite et soustraite avant la détection des symboles suivants. Le DFE est réalisé sous forme transversale directe qui se compose d'un filtre à action directe (FFF) et d'un filtre à rétroaction (FBF). Le FBF est piloté par décision sur la sortie du détecteur, et ses coefficients sont ajustés pour annuler l'ISI sur le symbole actuel des symboles détectés précédents. Étant donné que le détecteur envoie des décisions difficiles au filtre de rétroaction, le DFE est non linéaire [45].

Les résultats illustrent la supériorité de l'égaliseur de retour de décision sur l'égaliseur linéaire lorsque l'effet des erreurs de décision sur les performances est négligé. Il est évident qu'un gain considérable de performances peut être obtenu par rapport à l'égaliseur linéaire par l'inclusion de la section de rétroaction de décision, ce qui élimine l'interférence inter symbole des symboles précédemment détectés.

L'algorithme RLS (moindres carrés récursifs) est utilisé pour déterminer les coefficients d'un filtre adaptatif (Annexe D.1). L'algorithme RLS utilise les informations de tous les échantillons d'entrée précédents pour approximer la matrice d'autocorrélation du vecteur d'entrée. Pour diminuer l'influence des échantillons d'entrée, un facteur d'oubli de l'influence de chaque échantillon est utilisé. Le premier processus est le filtrage dans lequel RLS calcule la sortie d'un filtre linéaire en réponse à un signal d'entrée et génère une erreur d'estimation. Le deuxième est le réglage des paramètres du filtre en fonction de l'erreur d'estimation.

$$r(n) = w^H(n)X(n) \quad (I.24)$$

L'équation ci-dessus décrit la partie filtrage de l'algorithme. Le filtre transversal est excité pour calculer les estimations d'erreur données par l'équation suivante :

$$e(n) = d(n) - r(n) \quad (I.25)$$

Où $d(n)$ est la réponse souhaitée et est donnée par (I.26). L'équation (I.27) décrit l'opération adaptative dans laquelle le vecteur de pondération est mis à jour en incrémentant son ancienne valeur d'une quantité égale au conjugué complexe de l'erreur d'estimation.

$$d(n) = w^H(n)X(n) \quad (I.26)$$

$$w(n+1) = w(n) + \mu X(n)e^*(n) \quad (I.27)$$

Où n est le nombre d'itérations et μ est la taille de pas, qui contrôle le taux de convergence et la stabilité de l'algorithme. RLS est un algorithme adaptatif basé sur l'idée des moindres carrés, utilisé pour supprimer l'influence des anciennes mesures. On observe que la différence entre les valeurs réelles et prédites obtenues en utilisant l'algorithme RLS est très inférieure et donc nous pouvons déduire que le suivi est efficace si nous utilisons l'algorithme RLS [46].

I.5.2.3. Séquence de vraisemblance maximale (SML)

Un critère naturel d'optimisation des performances dans un système de communication est celui de minimiser la probabilité d'erreur. Pour une détection optimale, la connaissance des statistiques de signal est de première importance. Le cas le plus simple est la détection de signaux connus dans le bruit gaussien. L'application du test du rapport de vraisemblance pour ce cas se simplifie à la minimisation de la distance euclidienne.

Dans SML, la séquence de signaux transmis correspond à un chemin à travers un treillis. Nous supposons que le signal transmis a une durée de k intervalles de symboles. Si nous considérons la transmission sur k intervalles de symboles, et chaque chemin de longueur k à travers le treillis est considéré comme un signal de message. Le nombre de messages dans ce cas est égal au nombre de chemins à travers le treillis, et le détecteur de séquence de maximum de vraisemblance choisit le

chemin (séquence) le plus probable en fonction du signal reçu $y(t)$ sur les k intervalles. Le détecteur de maximum de vraisemblance sélectionne le chemin de signaux à travers le treillis qui aboutirait à la distance euclidienne minimale entre le chemin et le signal reçu [23]:

$$\int_0^{kT_s} |y(t) - x(t)|^2 dt = \sum_{k=1}^k \int_{(k-1)T_s}^{kT_s} |y(t) - x(t)|^2 dt \quad (I.28)$$

La règle de décision optimale devient :

$$\begin{aligned} (\hat{x}^{(1)}, \hat{x}^{(2)}, \dots, \hat{x}^{(k)}) &= \arg \min_{(\hat{x}^{(1)}, \hat{x}^{(2)}, \dots, \hat{x}^{(k)}) \in \mathcal{S}} \sum_{k=1}^k \left\| y^{(k)} - x^{(k)} \right\|^2 \\ &= \arg \min_{(\hat{x}^{(1)}, \hat{x}^{(2)}, \dots, \hat{x}^{(k)}) \in \mathcal{S}} \sum_{k=1}^k D(y^{(k)}, x^{(k)}) \end{aligned} \quad (I.29)$$

Où D désigne la distance euclidienne et \mathcal{S} désigne le treillis. Lors de la recherche dans le treillis de la séquence la plus probable, nous évaluons la distance euclidienne à tous les nœuds avec toutes les séquences possibles, puis nous utilisons l'algorithme de recherche séquentielle de treillis de Viterbi pour effectuer une détection de séquence parmi les M^L états (voir la section I.4.1) afin d'éliminer les séquences ne portant pas la distance euclidienne minimale [47].

I.6. Conclusion :

Ce premier chapitre a montré l'évolution du secteur des télécommunications, On a plus spécifiquement ciblé l'étude sur l'architecture des futurs réseaux mobiles. Les techniques de communications ont également évolué pour faire face aux nouveaux besoins en bande passante. Cependant, le mode d'échange SISO à un débit très limité et sa capacité n'est pas suffisante pour fournir des services sans fil modernes tels que des services de messagerie de données et multimédia. De plus, il n'est pas fiable en raison de l'évanouissement dû à la propagation par trajets multiples. Ainsi pour surmonter ces problèmes et satisfaire ces demandes, un système MIMO tire profit de l'environnement multi-trajets pour augmenter la capacité de transmission et fournir un gain de diversité, d'où l'apparition de nouveaux systèmes multi-antennes pour des applications en diversité et MIMO constituera une révolution pour la cinquième génération (5 G). Compte tenu de ce qui précède, il apparaît déjà qu'un système de transmission OFDM appliquée dans un canal radio à large bande a été choisi comme interface hertzienne dans le cadre de la prochaine génération de communications mobiles en raison de sa flexibilité et de son adaptabilité dans la conception du système technique. La modulation OFDM s'impose de plus en plus dans les systèmes de transmission. Nous avons décrit et caractérisé le signal OFDM, et présenter ensuite le principe de fonctionnement de système OFDM qui permet de transmettre les informations par plusieurs sous-porteuses, les sous-porteuses étant orthogonales les unes aux autres et les sous-canaux se chevauchent. L'OFDM a la propriété de la transmission haut débit à large bande et de la robustesse face aux dégradations introduites par le canal comme interférences multi-trajets et le bruit impulsif.

Bon nombre des applications utilisent des systèmes de communication sophistiquée basées sur les techniques MIMO-OFDM qui tiennent une place prépondérante dans la recherche scientifique, par conséquent, nous donnons un bref aperçu technique de la conception du système combiné MIMO-OFDM, notamment la conception d'émetteur-récepteur, et nous nous concentrons sur les avantages de l'interface radio basée sur MIMO-OFDM. Simultanément, la technique de transmission OFDM nécessite beaucoup moins de complexité de calcul dans le processus d'égalisation à l'intérieur de chaque récepteur.

Il est prévu que MIMO combiné avec STBC et OFDM offrira un système très robuste pour la communication sur des canaux sélectifs de fréquence sévères quasi statiques. Cependant, si le canal change sensiblement pendant la période de transmission des blocs STBC. Il ne pourrait pas réduire les effets néfastes dus à un évanouissement sélectif en fréquence. Pour surmonter ce problème, nous examinons le codage SFBC dans le domaine fréquentiel. SFBC-OFDM sera un meilleur choix et fonctionne bien dans les canaux sélectifs dans le temps. Ainsi, le SFBC-OFDM peut avoir de bonnes BER performances dans des canaux variant dans le temps et rendre la réception mobile plus robuste. Ensuite, la combinaison des MIMO-OFDM et de l' SFBC est aussi investiguée. En outre, une grande attention a été consacrée aux systèmes d'antennes réseaux MIMO et au traitement d'espace-fréquence. La technique de diversité MIMO qui existe, gain de diversité et gain de codage, peut résoudre le problème du budget de liaison élevé dans la transmission à haut débit et offre une augmentation significative des performances telle que grande efficacité spectrale ainsi qu'aux débits élevés garantis. C'est donc le fondement de la plupart des normes de réseau local sans fil et de réseau large bande mobile.

Le système MIMO SFBC-OFDM garantit des performances fiables dans les canaux d'évanouissement sélectif élevé. C'est plus avantageux que d'autres technologies. Bien que ses avantages, il a aussi un obstacle. PAPR élevé est le principal obstacle qui est le sujet de deuxième chapitre.

CHAPITRE II

***PROBLEME DE PAPR
(RAPPORT PUISSANCE CRETE/MOYENNE)***

II.1 Introduction

Les nouvelles technologies se basant sur les modulations multi porteuses orthogonales, présentent des avantages ainsi que des inconvénients. Les avantages concernent principalement la robustesse du signal vis-à-vis du canal multi trajet avec évanouissements et l'encombrement spectral optimal.

En revanche, un des principaux inconvénients est que les signaux OFDM ont une forte fluctuation d'enveloppe qui est caractérisée par un "facteur de crête" élevé. Le "facteur de crête" est équivalent au PAPR (rapport de puissance de crête à moyenne) qui est l'appellation couramment utilisée dans la littérature [48][49]. Cette caractéristique (à savoir le PAPR élevé) rend les signaux OFDM très sensibles aux non-linéarités des composants analogiques, en particulier celles de l'amplificateur de puissance. L'amplificateur haute puissance (HPA pour "High Power Amplifier") est un élément déterminant dans une chaîne de communication dans la mesure où il a une influence prépondérante sur le bilan global de transmission en termes de puissance, de rendement et de distorsion, et en termes de consommation, l'amplificateur de puissance est l'élément qui consomme le plus d'énergie parmi tous les éléments de l'émetteur. Il est donc important de le faire fonctionner avec le plus grand rendement possible, surtout pour des terminaux mobiles où la consommation est un facteur décisif décidant de leur autonomie [50].

Malheureusement, pour un rendement élevé, l'amplificateur de puissance doit fonctionner dans une zone dite non-linéaire (ou de saturation) [51], or c'est dans cette zone que se présentent les non-linéarités de l'amplificateur, sources de distorsions (inter-modulation, remontée spectrale, etc.) des signaux à transmettre. Ces effets sont d'autant plus gênants que les signaux à amplifier sont à fort PAPR. Bien souvent, on est obligée de surdimensionner l'amplificateur [27], en d'autre terme, de prendre un recul suffisant qui est de l'ordre du PAPR pour que l'amplificateur de puissance ne sature pas le signal à amplifier. Ce qui revient donc à faire travailler l'amplificateur de puissance dans une zone fortement linéaire avec une dégradation importante de son rendement énergétique et donc avec une augmentation de la consommation globale de l'émetteur pour une même zone de couverture, ce qui peut s'avérer très infructueux et même préjudiciable pour des terminaux mobiles.

On comprend alors qu'il est nécessaire d'optimiser la consommation de l'amplificateur de puissance en le faisant opérer le plus proche possible de sa zone de saturation qui représente la zone à rendement optimal. Afin de se reprocher de la zone de saturation sans trop saturer le signal d'entrée, il faut alors réduire les fluctuations d'enveloppe du signal OFDM, et donc son PAPR.

Il faut savoir que le problème de réduction du PAPR est apparu à peu près au même moment que les problèmes de l'analyse du PAPR. Dès la fin des années 1950, Shapiro [52] et Rudin [53] se sont focalisés à la réduction du PAPR des signaux en trouvant des séquences adaptées. Schroeder dans [54] s'est quant à lui plutôt penché sur la génération de signaux ayant un faible PAPR. Cependant, ce n'est qu'avec la vulgarisation de la modulation OFDM que le problème est devenu plus crucial, du fait que le signal a une enveloppe non constante. C'est ainsi qu'on a vu apparaître les premières

travaux de T. Jiang et Y. Wudans [55] ou ils passent en revue différentes techniques de réduction du PAPR de l'OFDM en proposant une classification de ces techniques qui agissent sur un traitement réalisé directement au niveau du signal, c'est ce que nous avons basé l'étude de présent chapitre. Cependant, agir sur un signal pour réduire son PAPR se fait souvent au détriment de l'augmentation de la complexité du système, de la dégradation du taux d'erreur binaire et/ou de la remontée des lobes secondaires, et/ou encore de la diminution de débit utile. Pour cette raison, nous présentons dans ce qui suit, les performances engendrées par les différentes techniques de réduction de PAPR et les conséquences sur la qualité de la transmission. Nous allons d'abord décrire la formule classique de PAPR, ensuite nous allons caractériser théoriquement l'expression analytique de sa distribution.

II.2. Définition et analyse du PAPR

Les signaux de transmission dans un système SFBC-OFDM peuvent avoir des valeurs de crête élevées dans le domaine temporel car de nombreux composants de sous-porteuses sont ajoutés via une opération IFFT [24]. Par conséquent, le PAPR est utilisé pour quantifier les fluctuations d'amplitude des signaux. Il est défini comme étant le rapport de la puissance crête (ou puissance instantanée maximale) d'un signal sur la puissance moyenne de ce signal. Le PAPR du signal SFBC-OFDM dans le temps continu défini par l'équation (I.5) est donné par [14]:

$$PAPR_{[x]} = \frac{\max_{0 \leq t \leq T_s} |x(t)|^2}{p_s} \quad (\text{II.1})$$

où $\max_{0 \leq t \leq T_s} |x(t)|^2$ est la puissance crête et $p_s = E[|x(t)|^2]$ est sa puissance moyenne, $E[.]$ dénote la valeur d'espérance. La réduction du $|x(t)|$ est l'objectif principal des techniques de réduction du PAPR. Étant donné que les signaux transmis dans le domaine temporel de toutes les antennes sont corrélés dans les systèmes MIMO SFBC-OFDM, nous devons prendre le PAPR en considération conjointement. Vu que les performances sont régies par le pire des cas de PAPR, nous définissons

$PAPR_{MIMO-SFBC-OFDM}$ comme le maximum de tous les PAPRs liés à tous les N_T chemins MIMO. Par la suite, le PAPR du système SFBC MIMO-OFDM est défini comme [56] :

$$PAPR_{MIMO-SFBC-OFDM} = \max_{i=1, \dots, N_T} PAPR \{x_i\} \quad (\text{II.2})$$

où $x_i, i = 1, \dots, N_T$ représente le signal transmis dans le domaine temporel de la i ème antenne.

II.2.1. Facteur de sur-échantillonnage

Le PAPR pour le signal en bande de base à temps discret $x[n]$ peut ne pas être le même que celui pour le signal en bande de base à temps continu $x(t)$. En fait, le PAPR pour $x[n]$ est inférieur à celui de $x(t)$, simplement parce que $x[n]$ peut ne pas avoir tous les pics de $x(t)$.

Dans la pratique, le PAPR pour le signal de bande de base en temps continu ne peut être mesuré qu'après avoir implémenté le matériel réel, y compris les convertisseurs DA. En d'autres termes, la mesure du PAPR pour le signal en bande de base à temps continu n'est pas simple. Par conséquent, nous devons échantillonner le signal à temps continu $x(t)$ pour mieux approcher le PAPR. Les échantillons de signaux SFBC-OFDM $x[n]$ obtenus par L fois échantillonnage de $x(t)$ défini par l'équation (I.5), à la fréquence $f_s = NL/T_s$ où L est le facteur de sur échantillonnage peuvent s'écrire comme [57] :

$$x_n = x[nf_s] = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} X_k e^{j2\pi k \frac{n}{NL}}, 0 \leq n \leq NL-1 \quad (\text{II.3})$$

avec N , X_k désignent le nombre total de sous-porteuses, et le symbole complexe transporté sur une sous-porteuse k , respectivement. Le PAPR est maintenant redéfini en temps discret comme [14]:

$$PAPR_{[x]} = \frac{\max_{0 \leq n \leq NL} |x_n|^2}{E[|x_n|^2]} \quad (\text{II.4})$$

On peut donc tirer la conclusion suivante, un processus de sur échantillonnage peut être nécessaire pour effectuer une mesure précise du PAPR dans la bande de base. Par conséquent : un facteur de sur-échantillonnage d'au moins 4 est nécessaire pour capturer le mieux possible la puissance crête du temps continu .c.à.d. que $x[n]$ peut montrer presque le même PAPR que $x(t)$ s'il est sur échantillonné L fois où $L \geq 4$ [57].

II.2.2. Distribution du PAPR des signaux SFBC-OFDM

Dans le système SFBC-OFDM avec N sous-porteuses, la puissance maximale se produit lorsque tous les N composants de sous-porteuses sont ajoutés avec des phases identiques. En supposant que $E[|x(t)|^2] = 1$, il en résulte $PAPR_{[x]} = N$, c'est-à-dire la puissance maximale équivalente à N fois la puissance moyenne. Pendant ce temps, la probabilité d'apparition du signal de puissance maximale diminue à mesure que N augmente. En d'autres termes, le PAPR le plus important se produit rarement. Nous sommes souvent intéressés à trouver la probabilité que la puissance du signal soit hors de la plage linéaire du HPA [27]. À cette fin, nous considérons d'abord la distribution des signaux de sortie dans le système SFBC-OFDM. La distribution du PAPR des signaux SFBC-OFDM a récemment intéressé les chercheurs [58][49], conjointement à la recherche des techniques de réduction du PAPR. Bien que, le signal SFBC-OFDM est une combinaison linéaire de N variables indépendantes identiquement distribuées. C'est donc une variable aléatoire ayant de grandes variations d'amplitude. Le PAPR d'un signal étant de fait une variable aléatoire. Ceci passe par la détermination de la distribution (fonction de répartition) du PAPR.

D'après le théorème de la limite centrale [14], le signal SFBC-OFDM bande de base x_n dans le domaine temporel (après IFFT à l'émetteur) défini par l'équation (I.7) converge vers une distribution

Gaussienne complexe pour de grandes valeurs du nombre de sous-porteuses N . Par conséquent, l'amplitude du signal SFBC-OFDM converge vers une distribution de Rayleigh pour de grandes valeurs de N (Annexe A.1). La fonction densité de probabilité de l'amplitude de x_n s'écrit [27]:

$$p_s(x) = \frac{2x}{P_s} e^{-\frac{x^2}{P_s}}, x \geq 0 \quad (\text{II.5})$$

Ou $P_s = E[|x_n|^2]$ est la puissance moyenne du signal SFBC-OFDM. L'un des critères les plus fréquemment utilisés pour montrer les caractéristiques statistiques du PAPR, est la fonction de répartition du PAPR connu sous le nom de CDF (Fonction de distribution cumulative), qui est approximativement :

$$\begin{aligned} CDF_{[x]}(\psi) &= P_r \left[PAPR_{[x]} \leq \psi \right] \\ &= P_r \left[\frac{\max_n |x_n|^2}{P_s} \leq \psi \right] = \prod_{n=0}^{N-1} \left\{ P_r \left[\frac{|x_n|^2}{P_s} \leq \psi \right] \right\}, \quad n = 0, 1, \dots, N-1 \end{aligned} \quad (\text{II.6})$$

Une autre description appropriée couramment utilisé est la fonction de distribution cumulative complémentaire (CCDF), qui indique la probabilité que le PAPR d'un bloc de données dépasse un seuil donné ψ , comme notre intérêt principal est centralisé de savoir si PAPR traverse une certaine valeur ou non, il est plus utile de tracer CCDF au lieu de CDF [57]:

$$\begin{aligned} CCDF_{[x]}(\psi) &= P_r \left[PAPR_{[x]} > \psi \right] \\ &= 1 - P_r \left[PAPR_{[x]} \leq \psi \right] \\ &= 1 - CDF_{[x]}(\psi) \\ &= 1 - \prod_{n=0}^{N-1} \left\{ P_r \left[\frac{|x_n|^2}{P_s} \leq \psi \right] \right\} \end{aligned} \quad (\text{II.7})$$

En considérant [59] l'indépendance approximative des x_n . Comme, $|x_n|$ est une variable aléatoire de Rayleigh dont la fonction densité de probabilité est donnée par l'équation (II.5) alors :

$$P_r \left[\frac{|x_n|^2}{P_s} \leq \psi \right] = P_r \left[|x_n| \leq \sqrt{\psi P_s} \right] = \int_0^{\sqrt{\psi P_s}} p_s(x) dx = 1 - e^{-\psi} \quad (\text{II.8})$$

En substituant l'équation (II.8) dans l'équation (II.7), la CCDF du PAPR de l' SFBC-OFDM discrétisée à la fréquence de Nyquist (c'est-à-dire, $L = 1$) vaut :

$$CCDF_{[x]}(\psi) = 1 - (1 - e^{-\psi})^N \quad (\text{II.9})$$

L'expression de la CCDF du PAPR donnée par l'équation (II.9) a été prouvée pour la première fois par R. van Nee et A. de Wild dans [60]. La distribution du PAPR obtenue n'est pas une distribution exacte du PAPR, c'est juste une valeur approchée du PAPR de l' SFBC-OFDM à la fréquence de Nyquist. Cependant, il existe des développements de la distribution du PAPR qui sont déterminés, c'est ainsi que R. van Nee et A. de Wild proposent encore une formule empirique de la CCDF du PAPR pour un signal SFBC-OFDM continu bande de base :

$$CCDF_{[x]}(\psi) = 1 - (1 - e^{-\psi})^{\alpha N} \quad (\text{II.10})$$

où α doit être déterminé en ajustant le CCDF théorique dans le réel. Il a été démontré qu'un $\alpha = 2.8$ est approprié pour un N suffisamment grand. Ce qui implique que l'équation (II.10) n'est précise que lorsque N est assez grand [32].

Au cours des dernières années, de nombreux travaux ont porté sur l'étude du PAPR surtout dans un contexte de signaux SFBC-OFDM. Ainsi donc, la définition du PAPR n'était toujours pas la même d'un auteur à l'autre. Dans la littérature, certains auteurs utilisent un paramètre équivalent appelé Facteur de Crête (CF) [14] :

$$CF = \sqrt{PAPR_{[x]}} \quad (\text{II.11})$$

Dans la thèse, le PAPR sera défini pour des signaux bande de base parce que la plupart des techniques de réduction du PAPR que nous traiterons par la suite interviennent en bande de base et que le PAPR en RF (Radio Fréquence) est égal à deux fois le PAPR en bande de base (Annexe A.2). Dans [61], J. Tellado a été montré pour la première fois le résultat donné par la relation suivant :

$$PAPR_{[x_{rf}]} = \frac{\max_{0 \leq t \leq T_s} |x_{rf}(t)|^2}{E \left[|x_{rf}(t)|^2 \right]} = \frac{\max_{0 \leq t \leq T_s} |x(t)|^2}{\frac{1}{2} E \left[|x(t)|^2 \right]} = 2PAPR_{[x]} \quad (\text{II.12})$$

II.2.3. Les non-linéarités d'amplificateur de puissance

La variation de la puissance de sortie en fonction de la puissance d'entrée de l'amplificateur HPA représenté sur la figure.1, appelée aussi la caractéristique de transfert qui traduit les notions de gain et de rendement, se divise en trois zones [62] :

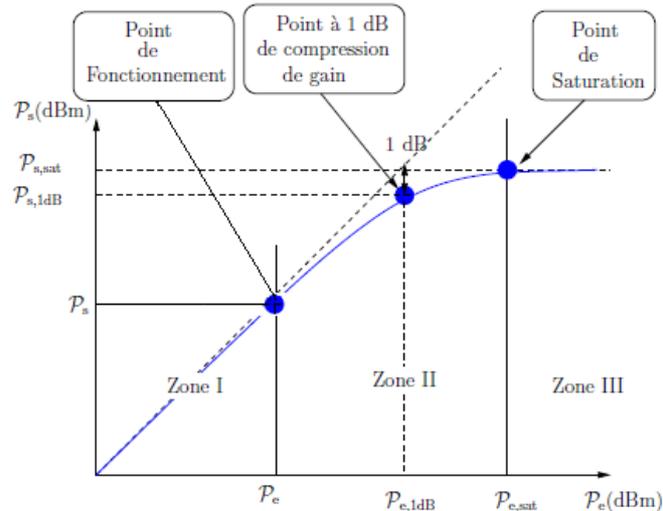


Figure 1. Caractéristique d'un amplificateur de puissance : rendement énergétique et besoins en linéarité

- I. **Zone linéaire** : dans cette zone, l'amplificateur a un comportement linéaire. La puissance de sortie est proportionnelle à la puissance d'entrée selon un rapport appelé gain de l'amplificateur. Les puissances d'entrée sont faibles et les distorsions engendrées sont quasi inexistantes. C'est dans cette zone que fonctionne l'amplificateur.
- II. **Zone de compression** : dans cette zone, la sortie n'est plus proportionnelle à la puissance d'entrée. La courbe commence à s'incurver (par rapport à la droite linéaire), on amorce la plage de la non-linéarité. Les distorsions du signal apparaissent et sont de plus en plus importantes. Le gain de l'amplificateur diminue pour de fortes puissances d'entrées. On parle de zone de compression du gain.
- III. **Zone de saturation** : dans cette zone, la puissance de sortie est quasi constante quelle que soit la puissance d'entrée. On parle alors de puissance de saturation. C'est également une caractéristique de l'amplificateur de puissance. Elle n'a pas d'allure de référence. Elle varie suivant la technique de conception et les conditions de fonctionnement de l'amplificateur.

L'amplificateur de puissance est un élément incontournable de la chaîne de transmission. Le rendement d'un amplificateur de puissance est un aspect extrêmement inductif pour fournir une certaine puissance aux signaux. Donc il est de l'importance exploiter l'amplificateur avec le maximum de rendement. La figure.1 montre aussi la caractéristique de l'amplificateur de puissance intégrant rendement et non-linéarité. Elle montre que le rendement de l'amplificateur HPA est maximal dans sa zone de saturation. Néanmoins, c'est dans cette zone que les signaux à haute capacité de type multi porteuses et principalement à large PAPR subissent le plus la non-linéarité de l'amplificateur en raison de leurs caractéristiques de saturation provoquées par une entrée beaucoup plus grande que sa valeur nominale. Cette mauvaise conciliation est à l'origine des problématiques de linéarité contradictoires avec celles du rendement maximal. C'est le cas par exemple dans les futurs systèmes de communication (signaux multistandards). Bien souvent, on est obligé de surdimensionner

l'amplificateur pour éviter ces effets néfastes, perdant du même coup l'objectif du rendement énergétique. Cette solution n'est cependant pas idéale. Il nous a paru nécessaire de réduire le PAPR dans le but véritable d'augmenter le rendement énergétique de l'amplificateur de puissance pouvant concilier au mieux la linéarité, tout en assurant une bonne qualité de transmission du signal à émettre.

II.3. Effet d'un PAPR élevé

La non-linéarité de l'amplificateur de puissance dû au PAPR élevé des signaux SFBC-OFDM provoquent de graves problèmes dans les implications SFBC-OFDM, en particulier dans l'émetteur. Il existe deux types de distorsion.

II.3.1. Distorsion hors bande dans le signal SFBC-OFDM

Étant donné que le signal SFBC-OFDM contient un PAPR élevé, la valeur de crête du signal est assez élevée par rapport à la valeur moyenne du signal. HPA fonctionne dans sa région non linéaire car l'entrée est plus élevée à ce moment. En raison de non linéarité du gain de l'amplificateur de cette région, différentes composantes de fréquence du signal SFBC-OFDM s'amplifient avec différents niveaux de gain. Cela crée un effet d'étalement sur les bandes de fréquences qui provoquent un rayonnement hors bande. Les composantes de fréquence qui s'étalent sur les canaux requis interfèrent avec les lobes latéraux des canaux de sous-porteuse et des interférences inter-porteuses se produisent. Ces phénomènes d'interférence provoquent une distorsion du signal connue sous le nom de distorsion hors bande du système SFBC-OFDM.

II.3.2. Distorsion en bande dans le signal SFBC-OFDM

De nouveau, en raison du PAPR élevé du signal SFBC-OFDM, le signal va souvent à la partie non linéaire de HPA. Dans ce cas, les points consécutifs des signaux d'entrée sont amplifiés avec différents gains. Cela empêche les signaux de sortie de suivre les signaux d'entrée avec un gain constant et au lieu d'obtenir une version amplifiée du signal d'entrée, nous obtenons une version déformée des signaux d'entrée à la sortie de l'amplificateur de puissance.

L'efficacité énergétique d'un HPA peut être augmentée en réduisant le PAPR du signal transmis. De toute évidence, il serait souhaitable que les valeurs moyennes et maximales soient aussi rapprochées que possible afin de maximiser l'efficacité de l'amplificateur de puissance. En plus de la lourde charge imposée au HPA, un PAPR élevé nécessite une haute résolution à la fois pour le DA de l'émetteur et pour l'AD du récepteur, car la plage dynamique du signal est proportionnelle au PAPR. La conversion D/A et A/D haute résolution impose une complexité, des coûts et une consommation d'énergie supplémentaire au système.

II.4. Les techniques de réduction du PAPR

Dans [63][64], une classification globale de toutes les techniques qui traitent du problème de réduction du PAPR a été exposée, ils sont classés en différentes approches:

- **Techniques de distorsions** : La technique d'écrêtage utilise l'écrêtage ou la saturation non linéaire autour des pics pour réduire le PAPR. Il est simple à mettre en œuvre, mais il peut provoquer des interférences en bande et hors bande tout en détruisant l'orthogonalité entre les sous-porteuses. Cette approche particulière comprend les techniques (écrêtage et filtrage, mise à l'échelle de l'enveloppe, fenêtre de crête, projection de Fourier, transporteur de réduction de crête, ...etc)
- **Techniques de codages** : La technique de codage consiste à sélectionner tel mots de codes qui minimisent ou réduisent le PAPR. Il ne provoque aucune distorsion et ne crée aucun rayonnement hors bande, mais il souffre de l'efficacité de la bande passante car le débit de code est réduit. Il est également difficile de trouver les meilleurs codes et de stocker de grandes tables de recherche pour le codage et le décodage, en particulier pour un grand nombre de sous-porteuses. Les séquences complémentaires de Golay, le code Reed Muller, le code Hadamard ...etc , peuvent être utilisés dans cette approche.
- **Techniques probabilistes (brouillage)** : consiste à brouiller un bloc de données d'entrée des symboles OFDM et à transmettre l'un d'entre eux avec le PAPR minimum afin que la probabilité de subir un PAPR élevé puisse être réduite. Bien qu'il ne souffre pas de la puissance hors bande, l'efficacité spectrale diminue et la complexité augmente à mesure que le nombre de sous-porteuses augmente. De plus, il ne peut garantir le PAPR en dessous d'un niveau spécifié. Cette approche comprend les techniques : cartographie sélective, séquences de transmission partielles, réservation de tonalité, injection de tonalité, technique d'entrelacement, Extension de constellation...etc.

L'objet de cette partie est d'établir un état de l'art (non exhaustif) des techniques de réduction du PAPR à l'émission sachant que dans la suite de cette thèse nous allons nous intéresser plus aux techniques basées sur le précodage .

II.4.1. L'écrêtage et le filtrage

Cette technique a été proposée dans les années 1990 [65].C'est une technique très simple à comprendre, car elle s'agit, à l'aide d'un écrêtage de l'amplitude du signal à un seuil prédéterminé, de diminuer l'amplitude maximale du signal au niveau de ce seuil. La figure.2 montre un schéma fonctionnel d'un schéma de réduction de PAPR utilisant l'écrêtage et le filtrage. Le signal temporel discret sur-échantillonné L fois $x^p[m]$ est généré à partir de la IFFT opération et est ensuite modulé avec la fréquence porteuse f_c pour donner un signal passe-bande $x^p[m]$. Notons $x_c^p[m]$ la version écrêtée de $x^p[m]$, qui est exprimée par :

$$x_c^p[m] = \begin{cases} -A & x^p[m] \leq -A \\ x^p[m] & |x^p[m]| < A \\ A & x^p[m] \geq A \end{cases} \quad (\text{II.13})$$

$$x_c^p[m] = \begin{cases} x^p[m] & |x^p[m]| \leq A \\ \frac{x^p[m]}{|x^p[m]|} \cdot A & \text{autre} \end{cases} \quad (\text{II.14})$$

où A est le niveau d'écrêtage prédéfini. L'équation (II.13) peut être appliquée uniquement aux signaux passe-bande, tandis que l'équation (II.14) peut être appliquée à la fois aux signaux à valeur complexe en bande de base et aux signaux à valeur réelle passe-bande.

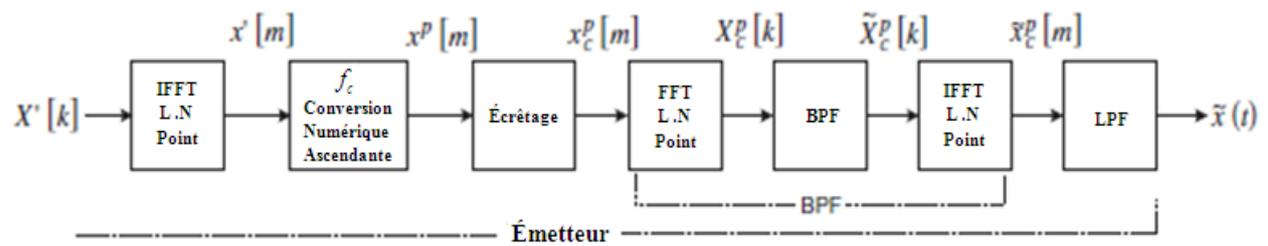


Figure 2. Schéma de principe d'un schéma de réduction de PAPR utilisant l'écrêtage et le filtrage

Ce procédé présente les inconvénients suivants:

- ✓ L'écrêtage provoque une distorsion du signal dans la bande, entraînant une dégradation des performances du BER.
- ✓ L'écrêtage provoque également un rayonnement hors bande, qui impose des signaux de brouillage hors bande aux canaux adjacents. Bien que le filtrage puisse réduire les signaux hors bande causés par l'écrêtage, il peut affecter les composantes hautes fréquences du signal dans la bande (repliement de spectre) lorsque l'écrêtage est effectué avec le taux d'échantillonnage de Nyquist dans le domaine temporel discret. Toutefois, si un écrêtage est effectué pour les signaux suffisamment suréchantillonnés (par exemple, $L \geq 4$) avant un filtre passe-bas (LPF) et que le signal passe par un filtre passe-bande (BPF), les performances du BER seront moins dégradées.
- ✓ le filtrage après écrêtage est nécessaire pour réduire le bruit d'écrêtage hors bande mais peut également entraîner une repousse des pics, et le signal après l'opération de filtrage peut dépasser le niveau d'écrêtage spécifié pour l'opération d'écrêtage.

II.4.2. La technique de cartographie sélective (SLM)

Nous avons donc appris que la technique d'écrêtage et de filtrage avait une sorte de falsification lors de la transmission des données. La technique SLM est adaptative car le système s'adapte au symbole SFBC-OFDM pour fournir un PAPR aussi faible que possible. On doit cette technique à R. Bauml, R. Fischer et J. Huber [66]. Elle a été ensuite détaillée et agrémentée de précision dans [67] par S.H Muller et J.B Huber.

L'idée est de multiplier la séquence de symboles complexes issus de la modulation numérique par une série de U différents vecteurs de façon à ce que ne soit retenu que le produit au PAPR le plus faible (après IDFT). Cette méthode nécessite néanmoins la transmission d'une information de redondance pour que le récepteur identifie le vecteur optimal.

Soit $X = \{X_k\}, k = 0, \dots, N-1$, le vecteur symbole SFBC-OFDM dans le domaine fréquentiel, l'idée de la technique SLM est de multiplier le vecteur X par un vecteur $\phi^{(u)} = \{\phi_k^{(u)}\}, k = 0, \dots, N-1$.

Les $\phi_k^{(u)}$ sont de la forme :

$$\phi_k^{(u)} = e^{j\varphi_k^{(u)}}, \varphi_k^{(u)} \in [0, 2\pi], u = 0, \dots, U-1 \quad (\text{II.15})$$

Le nouveau signal SFBC-OFDM dans le domaine fréquentiel après pondération s'écrit :

$$X^{(u)} = X \cdot \phi^{(u)} \quad (\text{II.16})$$

On obtient ainsi U signaux différents de N composantes. Finalement, le signal SFBC-OFDM temporel transmis s'écrit :

$$x^{(u^*)} = \text{IDFT} \left(X^{(u^*)} \right) \quad (\text{II.17})$$

ou $u^* = \arg \min_{u=0,1,\dots,U-1} \left\{ \max_{n=0,1,\dots,N-1} |x_n^{(u)}| \right\}$ est l'indice correspond au signal SFBC-OFDM dont le PAPR est le plus faible. La valeur de l'indice u^* sera alors transmise au récepteur pour la reconstruction comme une information secondaire (SI). on propose que le nombre de bit sur lequel doit être codé cet indice soit de l'ordre de $\log_2 U$. Le principe de la technique est illustré par la Figure 3.

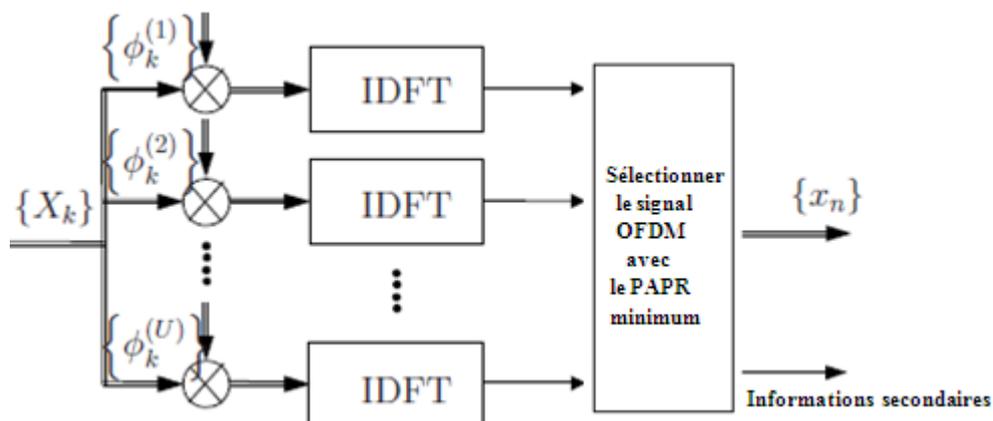


Figure 3. Schéma d'une modulation de cartographie sélective

Le SLM a de bonnes performances en terme de réduction du PAPR. Cependant, l'inconvénient majeur de cette technique est sa complexité, du fait de l'utilisation de plusieurs U opérations d'IDFT. De plus, cette méthode nécessite la transmission d'information secondaire (SI) pour que le récepteur identifie la séquence qui a permis de générer le PAPR le plus faible. L'inconvénient de transmettre

une information entre l'émetteur et le récepteur est double : d'une part à cause du risque que cette séquence soit entachée d'erreurs via le canal de transmission et d'autre part à cause d'une diminution du débit utile.

II.4.3. La technique de séquence de transmission partielle (PTS)

La technique de séquence de transmission partielle s'inscrit dans la continuité de celle de cartographie sélective. La seule différence dans la technique PTS est que l'embrouillage (en faisant tourner sa phase indépendamment) est appliqué à chaque sous-bloc. Contrairement à la technique SLM dans laquelle l'embrouillage est appliqué à toutes les sous porteuses [68]. Elle a été proposée dans [69] par S.H Muller et J.B Huber. L'idée de cette méthode est de diviser le train des N porteuses en V blocs de $\frac{N}{V}$ porteuses. Une porteuse utilisée dans un bloc particulier sera mise à zéro dans tous les autres. Une fois ces V blocs formés, l'idée initiale du SLM est appliquée : Un vecteur de phase $\phi^{(v)} = \{\phi_k^{(v)}\}_{k=1, \dots, N/V}$ effectuera une pondération de chacun des V blocs après IDFT pour former le signal final au PAPR le plus faible. Comme illustré sur la figure.4, l'algorithme du PTS est comme suit :

- Le symbole SFBC-OFDM fréquentiel X de N porteuses est divisé en V sous-blocs disjoints

$$X^{(v)} \text{ de } \frac{N}{V} \text{ porteuses tel que } X = \sum_{v=1}^V X^{(v)} \quad (\text{II.18})$$

- A chaque sous-bloc disjoint $X^{(v)}$, on applique un décalage de phase et le nouvel symbole SFBC-OFDM fréquentiel s'écrit :

$$X = \sum_{v=1}^V X^{(v)} \cdot \phi^{(v)}, \phi^{(v)} = e^{j\phi^{(v)}}, v = 1, \dots, V \quad (\text{II.19})$$

- Le symbole SFBC-OFDM temporel x s'écrit alors :

$$x = \text{IDFT} \left(\sum_{v=1}^V X^{(v)} \cdot \phi^{(v)} \right) = \sum_{v=1}^V \phi^{(v)} \cdot \text{IDFT} \left(X^{(v)} \right) = \sum_{v=1}^V \phi^{(v)} \cdot x^{(v)}. \quad (\text{II.20})$$

ou le vecteur de phase $\phi^{(v)}$ est optimisé de la façon suivante :

$$\tilde{\phi}^{(v)} = \{\tilde{\phi}_k^{(v)}\} = \arg \min_{\phi^{(v)}} \left\{ \max_{n=0,1, \dots, N-1} \sum_{v=1}^V \phi^{(v)} \cdot x^{(v)} \right\} \quad (\text{II.21})$$

Ensuite, le signal du domaine temporel correspondant avec le vecteur PAPR le plus bas peut être exprimé comme :

$$\tilde{x} = \sum_{v=1}^V \tilde{\phi}^{(v)} \cdot x^{(v)} \quad (\text{II.22})$$

L'inconvénient majeur de la technique PTS réside dans la complexité de la recherche des vecteurs de pondération $\phi^{(v)}$ pour minimiser le PAPR surtout lorsque le nombre sous-blocs augmente. En effet, en considérant V sous blocs et des facteurs de pondérations binaires (les vecteurs $\phi^{(v)}, v = 1, 2, \dots$,

sont uniquement composés de 1 ou -1 [70]), le nombre de combinaisons possibles est de 2^v qui doivent être toutes passées en revue pour déterminer le jeu de vecteurs qui minimise le PAPR. L'idée proposée dans [71] par A. D. S. Jayalath et C. Tellambura est alors de stopper le processus de recherche de vecteurs $\phi^{(v)}$ dès lors que le PAPR voulu est atteint.

En réalité, La performance PAPR de la technique PTS dépend non seulement du nombre de sous-blocs, et du nombre de facteurs de pondérations autorisés, mais également du partitionnement des sous-blocs. En fait, il existe trois types différents de schémas de partitionnement des sous-blocs: adjacentes, entrelacées et pseudo-aléatoires. Parmi ceux-ci, le pseudo-aléatoire est connu pour offrir les meilleures performances [72]. Un autre inconvénient de la technique des PTS est qu'elle nécessite IDFT opérations pour chaque bloc de données et la transmission d'informations secondaires pour que le récepteur identifie la séquence qui a permis de générer le PAPR le plus faible.

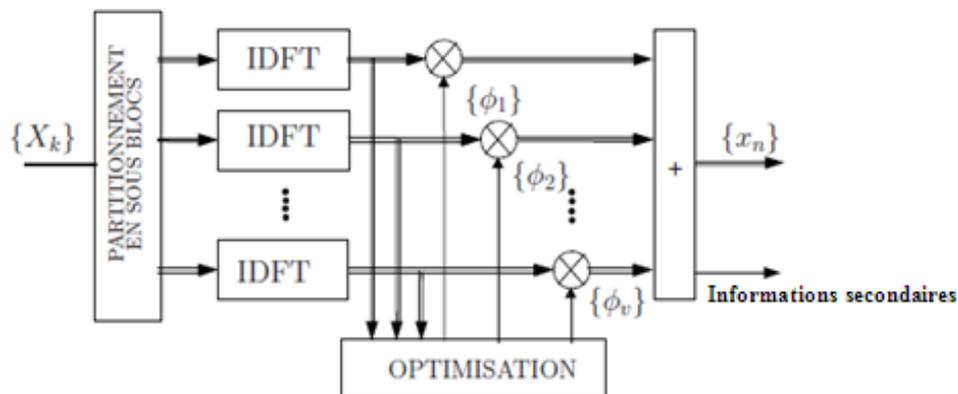


Figure 4. Schéma d'un modulateur de séquence de transmission partielle

II.4.4. Réserve de tonalité (TR)

La méthode de réserve de tonalité est une méthode pionnière d'autant plus qu'elle fut la première à être modélisée comme un problème d'optimisation convexe. Le précurseur de cette méthode est J. Tellado [61]. L'idée maîtresse de la méthode consiste à réserver un nombre de sous-porteuses du signal SFBC-OFDM sur lesquelles sera ajouté de l'information pertinente pour modifier le signal temporel, de sorte à diminuer la dynamique de l'enveloppe du signal. Les sous porteuses qui sont réservées pour porter le signal correcteur susceptible de diminuer le PAPR d'où l'appellation de la méthode " Réserve de tonalité ". Le schéma de principe de la méthode est donné par la figure.5.

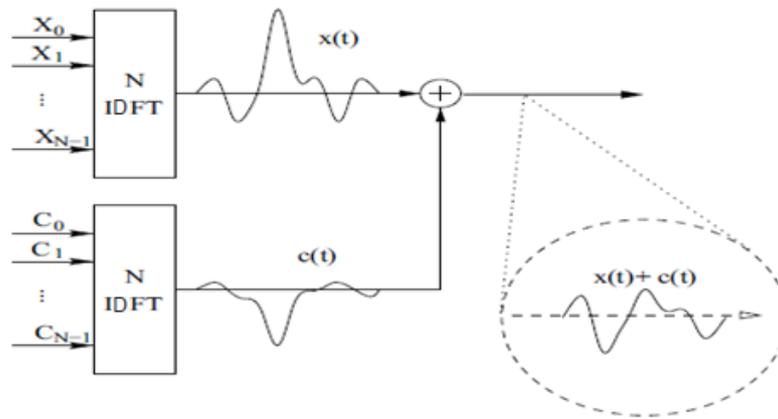


Figure 5. Schéma de principe de la réservation de tonalité

La technique TR partitionne les N sous-porteuses (tonalités) en des tonalités de données et des tonalités de réduction de PAPR (PRT) [14]. Les symboles dans les PRTs sont choisis de telle sorte que le signal SFBC-OFDM dans le domaine temporel ait un PAPR inférieur. Les positions des PRTs sont connues du récepteur et de l'émetteur.

Etant donné que les tonalités de données et les PRTs sont exclusivement attribuées, le vecteur d'entrée dans le bloc IDFT est divisé en vecteur de données X et en vecteur de réduction de PAPR C . Soit $R = \{i_0, \dots, i_{R-1}\}$ et R^c désignent respectivement l'ensemble de R des positions de PRT et son complément, où R représente le nombre de tonalités réservés à la réduction de PAPR. Ensuite, les symboles d'entrée dans le bloc IDFT peuvent être exprimés comme suit:

$$X[k] + C[k] = \begin{cases} C[k], & k \in R \\ X[k], & k \in R^c \end{cases} \quad (\text{II.23})$$

où $X[k]$ et $C[k]$ désignent le symbole de données et le symbole PRT, respectivement. En prenant IDFT des symboles donnés par l'équation (II.23), on obtient le symbole SFBC-OFDM à transmettre comme :

$$x[n] + c[n] = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k \in R^c} X[k] e^{j2\pi kn/N} + \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k \in R} C[k] e^{j2\pi kn/N} \quad (\text{II.24})$$

Notez que le signal PRT $c[n]$ ne provoque aucune distorsion sur le signal de données $x[n]$ dans l'équation (II.24) en raison de l'orthogonalité entre les sous-porteuses. Le symbole SFBC-OFDM reçu dans le domaine fréquentiel peut être exprimé comme :

$$H[k](X[k] + C[k]) + Z[k] = \begin{cases} H[k]C[k] + Z[k], & k \in R \\ H[k]X[k] + Z[k], & k \in R^c \end{cases} \quad (\text{II.25})$$

où $H[k]$ est la réponse en fréquence du canal et $Z[k]$ est la DFT du bruit additif. Le récepteur décodera uniquement les tonalités de données pour $k \in R^c$. Avec la technique TR, il faut plus de puissance pour transmettre les symboles PRT et le débit de données effectif diminue car les tonalités PRT fonctionnent comme une surcharge.

II.4.5. Injection de tonalité (TI)

Bien que la technique TR puisse réduire le PAPR sans complexité supplémentaire, elle réduit le débit de données car des PRTs supplémentaires sont nécessaires. La technique d'injection de tonalité (TI) peut être utilisée pour réduire le PAPR sans réduire le débit de données. Cela permet de superposer les PRTs aux tonalités de données [61]. Le schéma fonctionnel est donné sur la figure.6.

L'idée de base de la technique de TI est d'augmenter la taille de la constellation afin que chacun des points de la constellation d'origine puisse être mappé en plusieurs points équivalents de la constellation étendue où les degrés de liberté supplémentaires peuvent être exploités pour la réduction de PAPR. Plus spécifiquement, le signal de transmission dans le domaine temporel avec un PAPR réduit peut être produit en combinant le signal de données et le signal de réduction du PAPR comme :

$$\begin{aligned}\tilde{x}[n] &= x[n] + c[n] \\ &= \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{NL-1} (X[k] + C[k]) e^{j2\pi kn/NL}\end{aligned}\quad (\text{II.26})$$

où $\{C[k]\}_{k=0}^{NL-1}$ et $\{c[n]\}_{n=0}^{NL-1}$ désignent les séquences du domaine fréquentiel et du domaine temporel équivalent pour la réduction du PAPR, respectivement. Les tonalités de données et les PRTs ne sont pas séparés orthogonalement dans le domaine fréquentiel, nous avons besoin de moyens d'éliminer l'effet de $C[k]$ au récepteur. Dans cette technique, le signal de réduction PAPR est construit sous la forme :

$$C[k] = p[k].D + jq[k].D \quad (\text{II.27})$$

où D est une constante fixe alors que $p[k]$ et $q[k]$ sont choisis pour minimiser le PAPR. La constante fixe D est choisie comme un nombre réel positif, de sorte que $C[k]$ puisse être éliminé chez le récepteur en effectuant une opération modulo- D sur les parties réelle et imaginaire à la sortie d'un égaliseur du domaine fréquentiel, qui peut être montré comme :

$$X[k] + C[k] + Z[k] = X[k] + p[k].D + jq[k].D + Z[k] \quad (\text{II.28})$$

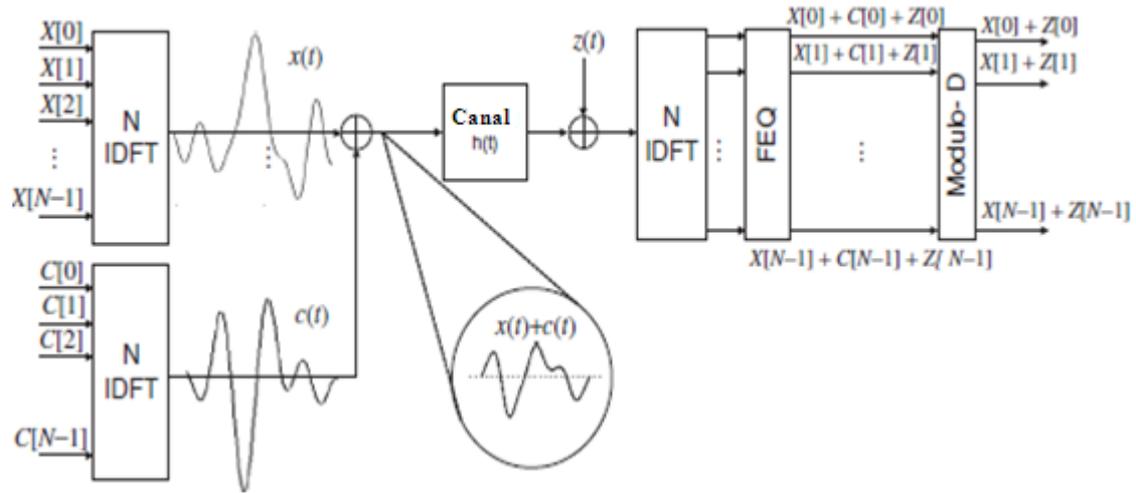


Figure 6. Schéma fonctionnel du schéma d'injection de tonalité (TI)

La figure 7 montre un diagramme de constellation 16-QAM étendue utilisé dans la technique TI [27]. Ici, les points noirs et blancs désignent les symboles QAM d'origines et les symboles QAM étendue, respectivement. Ces degrés de liberté supplémentaires peuvent être utilisés pour générer des symboles SFBC-OFDM avec un PAPR inférieur ; il est en outre important que la distance minimale entre les différents points est préservée, afin de ne pas augmenter la probabilité d'erreur. Pour réduire le PAPR, du côté du récepteur, la constellation est rétréci à sa taille initiale pour obtenir le point d'origine. Comme la technique TI n'utilise pas de sous-porteuses supplémentaires pour les PRTs, elle n'entraîne aucune perte de débit de données [68]. Cependant, une puissance de signal supplémentaire est nécessaire pour transmettre les symboles dans la constellation étendue. En référence à l'équation (II.26), les symboles QAM de la constellation élargie peuvent être représentés comme suit:

$$\tilde{X}[k] = X[k] + C[k] = X[k] + p[k].D + jq[k].D \tag{II.29}$$

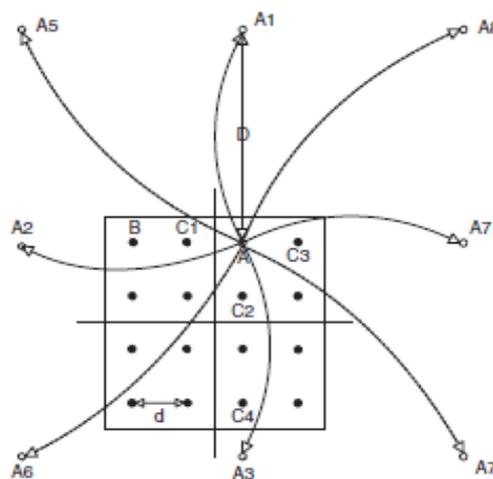


Figure 7. Constellation étendue de 16-QAM pour la technique d'injection de tonalité (TI)

II.5. Conclusion :

Dans ce chapitre, il a été question de réduire le PAPR des signaux multi porteuses dans un système MIMO SFBC-OFDM, qui peuvent avoir des valeurs de crête élevées dans le domaine temporel car de nombreuses composantes de sous-porteuse sont additionnées en phase. Par conséquent, on sait que les systèmes MIMO SFBC-OFDMs ont un PAPR élevé par rapport aux systèmes à porteuse unique. En fait, le PAPR élevé est l'un des aspects les plus détritimentaires d'un système de communication, dans la mesure où il diminue le rapport signal sur bruit de quantification (SQNR) des convertisseurs analogique-numérique (ADC) et convertisseurs numérique-analogique (DAC), dégradant l'efficacité de l'amplificateur de puissance dans l'émetteur. Le problème de PAPR est plus important sur la liaison montante puisque l'efficacité de l'amplificateur de puissance est essentielle en raison de la charge limitée de la batterie dans un terminal mobile. Les futurs systèmes de communication devront faire face au problème existant de la non-linéarité de l'amplificateur mais avec une difficulté supplémentaire, du fait de la nature spécifique des signaux à très grande dynamique, et large PAPR. Les distorsions hors bandes et en bandes engendrées par la non-linéarité de l'amplificateur sont présentées.

Comme nous avons évoqué précédemment, pour obtenir de l'amplificateur la linéarité exigée par les standards de communication, on peut surdimensionner l'amplificateur de puissance qui se retirera loin de la zone de saturation, avec un recul important. En revanche, le rendement énergétique dans ce cas se révélera très faible, et ceci, d'autant plus que les formes d'onde des signaux présenteront d'énorme PAPR. Or, un signal à PAPR élevé passant dans un amplificateur non-linéaire pour un rendement élevé se retrouve très distordu. La compensation de cette distorsion en réception implique la minimisation de PAPR avec des processus complexes. Voilà pourquoi la plupart des techniques de traitement de réduction de PAPR proposées dans la littérature se trouvent à l'émission.

Ainsi, nous avons parcouru brièvement les techniques de réduction du PAPR qui sont les plus répandues dans la littérature. Ces techniques sont gouvernées par les différents critères de mérite qui ont des effets significatifs sur la performance globale du système, et que seul le gain de réduction du PAPR contribue positivement à la performance du système dans son environnement de fonctionnement. La CCDF est souvent utilisé pour illustrer la mesure de performance en réduction du PAPR d'une méthode.

La réduction du PAPR s'accompagne de la génération de distorsions aussi bien à l'extérieur qu'à l'intérieur de la bande utile de signal ; c'est le cas des techniques de distorsions. Ainsi, le taux d'erreur binaire est un critère déterminant qui contrôle la performance de réduction du PAPR pour certaines techniques, il a un impact fort sur la qualité de la transmission.

Le récepteur a besoin d'information complémentaire pour pouvoir rendre l'opération de réduction du PAPR transparente pour la démodulation, cette transmission d'information implique une diminution du débit utile. Egalement, la complexité d'une méthode est très performante en termes de

réduction du PAPR mais nécessite de fortes ressources de calcul, ceci peut devenir rédhibitoire pour certaines applications pratiques de type “temps réel”. La complexité des algorithmes mis en œuvre doit alors être étudiée. C’est le cas des techniques codages et les techniques probabilistes.

Dans le chapitre qui va suivre, nous allons nous intéresser à la technique de réduction du PAPR dite de “pré-codage chaotique”. Elle est une technique puissante en réduction de PAPR, adaptable au système MIMO SFBC-OFDM et de faible complexité de calcul. Elle est devenue ainsi attrayante pour les systèmes de communication existants ou de nouvelles générations.

CHAPITRE III

LES CARTES CHAOTIQUES

III.1. Introduction

Il existe dans la littérature une multitude de techniques de réduction du PAPR. Dans le présent chapitre, nous exposons de façon détaillée le principe de la réduction du PAPR via un pré-codage chaotique. Nous aborderons ce chapitre en définissant le terme chaotique, premièrement, une revue de la littérature sur des travaux antérieurs dans ce domaine est présentée. L'importance remarquable de la théorie du chaos et de ses applications est mise en évidence en mettant davantage l'accent sur discrète 1D chaos. Cette introduction ouvre la voie à l'analyse détaillée des trois cartes essentielles. Les propriétés de la forme conventionnelle de ces cartes sont analysées tout en présentant l'approche mathématique pour l'étude des systèmes dynamiques non linéaires et du chaos. Il nous a semblé pertinent de définir les différents critères de mérite qui comprennent: le diagramme de bifurcation et exposant de Lyapunov qui vont nous permettre d'évaluer les performances des séquences chaotiques. Les cartes chaotiques sont passées en revue afin que nous puissions ultérieurement exposer nos propositions à la lumière de cette enquête. La motivation et les applications suggérées pour cette proposition sont présentées. La dernière sous section de ce chapitre explique le choix de chaos comme une technique de réduction du PAPR caractérisant analytiquement leur richesse de différents comportements chaotiques, en développant des nouvelles cartes chaotiques très performantes. Nous passons enfin à l'impact d'implémentation de ces cartes proposés dans un système MIMO SFBC-OFDM pour concevoir un meilleur système hybride de communication.

Généralement, les techniques de réduction de PAPR à base des cartes chaotiques ont une complexité faible et une habilité de diminuer le PAPR élevé étant donné leurs propriétés dynamiques; de ce fait, elles sont devenues prometteuses du fait qu'elles peuvent être implémentées dans les futurs systèmes de communication.

III.2. Historique des chaos :

La théorie du chaos est une des rares, une des très rares, théories mathématiques qui ait connu un vrai succès médiatique. C'est même devenu une théorie à la mode qu'il est de bon ton de pouvoir citer si l'on veut passer pour quelqu'un de cultivé. Nous verrons même que certains des grands esprits de ce siècle l'ont citée sans manifestement savoir de quoi ils parlaient. Apparue au début des années soixante en météorologie [73], elle s'est rapidement étendue à peu près toutes les sciences. Certains y ont vu, ou y voient encore, une révolution scientifique d'une importance identique à l'apparition de la mécanique de Newton, de la relativité d'Einstein ou de la mécanique quantique [74].

Il y a quelques années, deux types bien connus de solutions d'équations différentielles décrivent le mouvement [75] : les solutions en régime permanent et les solutions oscillatoires périodiques ou quasi-périodiques. Cependant, les variations physiques rendent les systèmes réels imprévisibles tels que le frottement et la résistance à l'air. Plusieurs systèmes ayant une dynamique plus complexe ont été mis en évidence tels qu'une casserole d'eau bouillante ou les molécules d'air entrant en collision dans une

pièce. Par exemple, Maxwell a suggéré que le mouvement des molécules de gaz pourrait conduire à une amplification progressive de petits changements dus à un nombre immense de particules en interaction et générer un caractère aléatoire microscopique [73]. Le phénomène de sensibilité aux conditions initiales et d'imprévisibilité à long terme ont été découverts par Poincaré en 1890 [76]. Il se demandait si les lois de la nature et de l'état de l'univers étaient exactement connues au moment initial, pourrions-nous prédire avec précision l'état de même univers à un moment ultérieur? ou même simplement le prédire approximativement? Sachant que de petites différences dans les conditions initiales peuvent générer de très grandes différences dans l'état final et que l'erreur est énormément amplifiée, la prévision devient alors impossible dans un tel phénomène «aléatoire». C'était la naissance de la théorie du chaos. Les travaux de Poincaré ont été revisités et enrichis par d'autres scientifiques tels que Kolmogorov [77], dont les contributions aux mathématiques sont trop nombreuses pour être énumérées dans notre discussion. Dans certains états de nombreux systèmes dynamiques, une dépendance sensible aux conditions initiales est réalisée, ce qui signifie que les points qui commencent proches les uns des autres peuvent être largement séparés ultérieurement.

Edward Lorenz est le découvreur officiel de la théorie du chaos qu'il a définie dans les années 1960 comme [78]:

"Chaos: Quand le présent détermine l'avenir, mais le présent approximatif ne détermine pas approximativement l'avenir"

Ce qui signifie qu'il y a chaos lorsqu'aucune formule ne peut nous dire la valeur de la sortie du système à une certaine itération, même si nous connaissons le point initial, sauf en effectuant les itérations successives. Les contributions de Lorenz sont en grande partie liées à l'invention des calculateurs à grande vitesse qui ont permis de réaliser des simulations et des expériences numériques sur de multiples équations différentielles non linéaires comme moyen de découvrir leur comportement compliqué. Lorenz travaillait pour la première fois sur la prévision météorologique quand il est tombé par hasard sur des comportements étranges qui l'intéressaient. Il a développé le système Lorenz en tant que modèle mathématique simplifié pour la prévision météorologique. L'attracteur de Lorenz est un ensemble de solutions chaotiques du système de Lorenz [79]. Quelques années plus tard, l'effet papillon a été discuté lors d'une réunion intitulée « prévisibilité: un battement de ailes de papillon au Brésil déclenche-t-il une tornade au Texas? » [80]. On s'est demandé si deux situations météorologiques particulières différant aussi peu que l'influence immédiate d'un même papillon aboutissent généralement, après un temps suffisant, à deux situations aussi différentes que la présence d'une tornade. Dans un langage plus technique, le comportement de l'atmosphère est-il instable vis-à-vis des perturbations de faible amplitude? depuis lors, les prévisions météorologiques numériques ont énormément progressé.

Par la suite, diverses expériences de laboratoire ont été menées dans des environnements très familiers présentant des effets non linéaires inhabituels et un comportement chaotique. Les concepts

de systèmes dynamiques ne sont plus confinés au monde microscopique proposé par Maxwell et d'autres. Ils ont été étendus aux systèmes macroscopiques tels que: le mécanisme des fluides, certains circuits électroniques courants et plusieurs types de lasers à basse énergie. Ce sont tous des systèmes que l'on pensait auparavant assez bien compris à l'aide des modèles classiques. En ce sens, la théorie du chaos est applicable à la fois aux modèles microscopiques et macroscopiques. Les travaux remarquables de Lorenz ont ouvert la voie à de nombreuses études dans le domaine de la théorie du chaos et à la découverte des propriétés d'équations variées. Certains ont été pensés pour être bien compris, tandis que d'autres présentent des comportements inhabituels, mais sans preuves mathématiques à l'appui. Des recherches ultérieures ont été menées qui constituent la base de toutes les applications utilisant le chaos dans les temps actuels. Par exemple, les travaux de Robert M. May [81] et Mitchell J. Feigenbaum [82] sur la carte logistique, Mandelbrot sur les fractales [83], Ruelle et les attracteurs étranges [84], et bien d'autres.

III.3. Un système dynamique :

Comme nous l'avons dit auparavant, La théorie du chaos est une branche des mathématiques en cours de développement, classée dans la catégorie «mathématiques appliquées aux sciences physiques». Les attracteurs étranges, les modèles déterministes, la sensibilité aux conditions initiales et les fractales sont tous inhérents au développement de cette théorie [73]. Toutes les catégories de mathématiques appliquées sont toujours dans un état de développement continu afin de trouver leur chemin vers la formulation d'applications récentes, théoriquement ou pratiquement. Cependant, l'histoire de la théorie du chaos remonte au 17th siècle, au moment où il y avait eu de nombreux débats sur la question de savoir si chaque effet constaté lors d'une expérience donnée ou lorsqu'on observait des phénomènes naturels pouvait être précisément dû à une raison donnée ou peut-être à une liste de raisons. Un grand nombre de ces expériences et phénomènes peuvent être décrits par des systèmes dynamiques, c'est-à-dire que leurs équations de modélisation relient une quantité à sa vitesse de changement et sont étudiées sous forme d'équations différentielles. En conséquence, le calcul qui est classé dans la catégorie des mathématiques pures est utilisé comme un outil puissant utilisé pour étudier, comprendre et décrire le «changement» dans les sciences naturelles et les phénomènes naturels. L'étude du chaos permet aux mathématiciens et aux physiciens de décrire divers phénomènes dans le domaine de la dynamique à l'aide d'équations et de modèles [79]. La théorie du chaos décrit précisément de nombreux systèmes dynamiques qui présentent un comportement imprévisible, mais déterministe. Les générateurs chaotiques peuvent être classés en cartes temporelles discrètes et en équations différentielles temporelles continues. Nous nous concentrons sur les cartes temporelles discrètes.

Un comportement chaotique est signalé lorsque les observations ou les mesures d'un système exploré varient de manière imprévisible, sans régularité ni ordre discernables. Un système chaotique pourrait présenter un nombre infini d'orbites périodiques, dont certaines pourraient être d'une période

arbitrairement longue. Cela peut être attribué en partie à la présence d'une sorte de non-linéarité associée à un système itératif. Ce comportement était auparavant qualifié d'erreur expérimentale ou de bruit avant l'évolution de la définition du «chaos». Le chaos est identifié avec une non-périodicité et une dépendance sensible aux paramètres et aux conditions initiales et se caractérise par une dynamique complexe. Un système dynamique consiste en un ensemble d'états possibles (représentés par une ou plusieurs variables réelles), en plus d'une règle déterministe qui détermine l'état présent en termes d'états passés. Un système dynamique affichant une dépendance sensible aux conditions initiales sur un ensemble invariant fermé (constitué de plusieurs orbites) est appelé chaotique [85].

III.4. Les cartes chaotiques

En tant que systèmes dynamiques traditionnels, les cartes chaotiques ont les propriétés d'imprévisibilité, d'ergodicité et de sensibilité à leurs paramètres et à leur valeur initiale [86]. Ils peuvent générer différentes séquences aléatoires avec différents réglages de paramètres ou de valeurs initiales. Merci pour ces propriétés importantes, les cartes chaotiques attirent l'attention de nombreux chercheurs et ont été largement utilisées dans les applications des mathématiques, de l'informatique et de l'ingénierie [87], et surtout dans les applications de sécurité, où elles montrent d'excellentes performances dans le cryptage des données et des images [88]. Les cartes chaotiques existantes peuvent être classées en deux catégories: les cartes chaotiques à une dimension (1D) et les cartes chaotiques à haute dimension (HD).

Les cartes chaotiques 1D contiennent généralement une variable et quelques paramètres. Les exemples incluent les cartes logistique, gaussienne, sine et tente [89]. Leurs structures et leurs orbites chaotiques sont plutôt simples. Avec le développement des technologies d'estimation de signaux chaotiques, lorsque peu d'informations sont extraites, leurs orbites chaotiques peuvent être estimées et leurs paramètres et / ou leurs valeurs initiales peuvent être prédits [87]. Ces faiblesses limitent leurs applications dans de nombreux domaines de sécurité. En revanche, les cartes chaotiques HD ont au moins deux variables, par exemple, la carte de Hénon [90], le système de Lorenz [91] et le système de Chee-Lee [92]. Comparées aux cartes chaotiques 1D, les cartes chaotiques HD ont généralement des structures plus complexes et de meilleures performances chaotiques. Cela rend leurs orbites chaotiques beaucoup plus difficiles à prédire. Cependant, leurs implémentations matérielles sont relativement complexes et coûteuses. Par conséquent, développer une nouvelle carte chaotique avec d'excellentes performances chaotiques et un faible coût de mise en œuvre en restant dans le domaine unidimensionnel 1D devient assez important, cela devrait être notre contribution dans la dernière section.

III.5. Les cartes chaotiques unidimensionnels 1D

Chaque générateur chaotique inclut des valeurs de paramètre couramment utilisées pour générer un comportement chaotique, ainsi que le tracé de caractérisation décrivant la réponse du système. Pour les cartes 1D, le graphique présente l'équation différentielle de la carte qui analyse les conditions à des instants discrets et définit les conditions à l'instant $n+1$ en fonction des conditions à l'instant n , c'est-à-dire $x_{n+1} = f(x_n)$.

Si x est un nombre réel sur l'intervalle (x_{\min}, x_{\max}) , la fonction f , est alors appelée une carte de l'intervalle (x_{\min}, x_{\max}) sur elle-même, car elle génère une valeur dans cet intervalle pour une autre valeur donnée dans l'intervalle. Mathématiquement, il est possible d'analyser le comportement d'un système chaotique et de définir sa réponse à l'aide des équations le décrivant.

III.5.1. Performances d'évaluation

Les comportements chaotiques d'un système dynamique peuvent être évalués par certaines propriétés intégrant : le diagramme de bifurcation et un exposant de Lyapunov (LE), points fixes et périodiques et leurs stabilités...etc [93].

III.5.1.1. Points fixes et stabilité:

Étant donné une carte définie par la fonction $f(x)$, un point fixe x^* est un point qui est mappé sur lui-même par la fonction. En d'autres termes, x^* est un point fixe de la fonction f si et seulement si $f(x^*) = x^*$. Ensuite, nous pouvons calculer les points fixes, ce qui signifie résoudre l'équation $f(x) = x$ (ou de manière équivalente, $f(x) - x = 0$ afin que la commande de résolution puisse être appliquée directement sur l'expression).

Nous pouvons également analyser la stabilité de ces points fixes. Un point fixe attractant (ou point fixe stable) d'une fonction f est un point fixe x_A^* de f tel que pour toute valeur de x dans le domaine suffisamment proche de x_A^* , la séquence de fonction itérée converge vers x_A^* . Inversement, l'itération peut donner l'apparence de points s'écartant d'un point fixe; ce serait le cas pour le point fixe répulsif (ou point fixe instable). Pour effectuer une telle analyse de stabilité, nous considérons la valeur propre du point fixe, donnée par:

$$\phi = \left[\frac{df(x)}{dx} \right]_{x=x^*} \quad (\text{III.1})$$

D'après [73], le point fixe est stable (ou attractif) si $|\phi| < 1$, neutre si $|\phi| = 1$, instable (ou répulsif) si $|\phi| > 1$, et super stable (ou super attractif) si $\phi = 1$.

III.5.1.2. Diagramme de bifurcation:

Une bifurcation est le changement du nombre de solutions à une équation différentielle à mesure que l'on fait varier une variable (alors que toutes les autres variables restent fixes). Ainsi, pour certaines valeurs d'une variable, il ne peut exister qu'une solution possible (en termes de vitesse, etc.), tandis que pour d'autres valeurs de cette variable, il peut exister deux ou plusieurs solutions possibles (après un long moment). Laquelle de ces solutions qui existera réellement dépend des conditions initiales ou le mouvement peut alterner entre les différentes valeurs. Aussi pour certaines valeurs du paramètre varié, il existe une infinité de solutions possibles. Dans ce cas, la motion est chaotique. Un diagramme d'orbite montre comment la solution d'état stationnaire varie en fonction du paramètre système. La force d'un diagramme de bifurcation réside dans sa possibilité de visualiser les régimes de paramètres d'un système dynamique dans lequel le chaos (ou mouvement aléatoire) peut se produire.

Dans le chaos numérique, l'état chaotique est très sensible aux valeurs initiales. Ainsi, même un changement ou modification minime des valeurs initiales d'origine le laissera entrer dans un autre état chaotique.

III.5.1.3. Exposant de Lyapunov (LE)

L'une des marques les plus importantes du chaos est ce qu'on appelle la sensibilité aux conditions initiales, ce qui signifie que deux trajectoires arbitraires initialement fermées divergent exponentiellement au fil du temps. L'exposant de Lyapunov λ est le nombre qui caractérise le taux de séparation de ces trajectoires infiniment proches, ce qui donne une mesure de la dépendance sensible aux conditions initiales pour une carte ou un système dynamique.

Considérons un système évoluant à partir de deux états initiaux x et $x + \varepsilon$, où ε est une petite perturbation après n étapes de cartographie à partir de ces deux états initiaux, la divergence des valeurs résultantes peut être exprimée comme suit:

$$\varepsilon(n) \approx \varepsilon e^{\lambda n} \quad (\text{III.2})$$

Notez que la divergence doit être prise comme une moyenne pour assez grand de x et ε . On peut montrer que l'exposant de Lyapunov peut être calculé comme [94]:

$$\lambda = \lim_{n \rightarrow \infty} \frac{1}{n} \sum_{i=0}^{n-1} \ln |f'(x_i)| \quad (\text{III.3})$$

L'exposant de Lyapunov λ , donnera une mesure du taux moyen de divergence en ce sens que :

- si λ est négatif, des conditions initiales légèrement différentes tendent aux mêmes valeurs résultantes, l'évolution n'est pas chaotique. Plus l'exposant est négatif, plus la stabilité est grande. Les points fixes super stables et les points périodiques super stables ont un exposant de Lyapunov de $\lambda = -\infty$ [93].

- $\lambda = 0$, l'orbite est un point fixe neutre (ou éventuellement un point fixe). Un exposant de Lyapunov égal à zéro indique que le système est dans une sorte de mode d'état stable. De tels systèmes présentent une stabilité de Lyapunov.
- Si λ est positif, les évolutions de conditions initiales légèrement différentes auront tendance à se séparer, le mouvement est chaotique. Peu importe la façon dont les points proches se ferment, ils divergeront vers une séparation arbitraire. Ces points sont dits instables. Bien que le système soit déterministe, il n'y a pas d'ordre dans l'orbite qui en découle.

III.5.2. Les cartes chaotiques traditionnelles 1D

Les trois cartes les plus fréquemment citées font partie des systèmes dynamiques les plus étudiés, sont peut-être la carte logistique et la carte tente et sine, que nous avons utilisée par la suite dans la carte proposée pour le pré-codage chaotique. Pour toutes les cartes de base, une analyse mathématique complète est présentée et des mesures de propriétés différentes, et les mécanismes de bifurcation, qui sont les caractéristiques de la théorie du chaos qui définissent chaque carte sont fournis.

III.5.2.1. La carte Logistique

Des études analytiques détaillées des cartes logistiques ont commencé dans les années 1950. Une analyse approfondie de la carte et de ses propriétés a également été présentée dans [82]. Il y avait eu beaucoup d'arguments selon lesquels de telles cartes présentent des propriétés complexes au-delà du simple comportement oscillatoire qui avait été largement noté auparavant. Pourtant, ces études n'avaient pas été collectivement démontrées de manière mature jusqu'à ce que la carte soit popularisée dans un article fondateur en 1976 par le biologiste Robert May [81], en partie comme un modèle démographique à temps discret analogue à l'équation logistique créée pour la première fois par Pierre François Verhulst [95]. Malgré la simplicité de la relation mathématique avec laquelle la carte logistique est définie, qui utilise des opérateurs simples et rapides en calcul, elle est extrêmement riche en informations et indications très utiles dans le domaine du chaos et des systèmes chaotiques. Ses propriétés en tant que carte lisse constituent une grande partie de l'étude fondamentale de la théorie du chaos. De plus, c'est l'exemple le plus populaire dans les manuels et les cours élémentaires sur les systèmes dynamiques chaotiques. Plus précisément, les applications de la carte logistique ont augmenté au cours des dernières décennies. Par exemple, dans des domaines tels que la biologie, la chimie, la physique [91], données sécurisées et transfert d'image [96], la génération de nombres pseudo-aléatoires pour la communication basée sur le chaos [97] ...etc.

La carte logistique classique est une carte itérative célèbre basée sur une équation aux différences non linéaires du premier ordre qui donnée par [73]:

$$x_{n+1} = ax_n(1-x_n) \quad , x_n \in [0,1] \quad \text{(III.4)}$$

La caractéristique intéressante de cette carte est que, bien que l'équation de la différence prédominante soit très simple, elle permettra pour des valeurs appropriées de a , de générer des séquences chaotiques dans une plage de $[0, 1]$ pour une valeur d'entrée initiale x_0 dans $[0, 1]$, à partir de laquelle le système évolue dans un certain nombre de situations différentes, qui finit par mourir à se stabiliser ou à changer de façon chaotique. Les valeurs successives de x évaluées à l'aide de la récurrence (III.4) sont appelées l'orbite de x .

- **Diagramme de bifurcation :**

La figure.1 montre le diagramme de bifurcation de la carte logistique pour $a \in [0, 4]$. L'entrée initiale se compose du point initial x_0 . Le paramètre de bifurcation a est affiché sur l'axe horizontal du graphique et l'axe vertical montre les valeurs possibles à long terme de la fonction logistique (équilibres / points fixes ou orbites périodiques) en fonction de paramètre du système a , donc toutes les valeurs possibles de x_n (après la disparition des transitoires initiaux), pour la valeur choisie de a , sont tracées et des différentes phases du comportement sont montrés par le graphe.

Dans un premier temps, un état stationnaire est atteint avec un seul point fixe $x^* = 0$ à chaque valeur de a ($0 \leq a < 1$). Le dérivé de $f(x)$ est $f'(x) = a - 2ax$, le point fixe $x^* = 0$ est stable pour $|f'(0)| = |a|$.

Ensuite, en faisant varier a , on constate que, pour des valeurs inférieures à environ 3 ($1 \leq a \leq 3$) le graphique convergera vers deuxième point fixe $x^* = 1 - \frac{1}{a}$ ($f(x^*) = \frac{a-1}{a} = 1 - \frac{1}{a} = \frac{2}{3}$). ce point est stable $|f'(1-1/a)| = |2-a|$ pour $a \in [1, 3]$ et instable autrement.

Pour les valeurs supérieures à 3, le tracé oscillera entre deux valeurs, à laquelle des orbites de période 2 commencent à apparaître, suivies d'orbites périodiques à 4 périodes multiples pour $a \in [3.45, 3.54]$ approximativement. Augmenter $a > 3.54$, le graphe oscillera entre 8 valeurs, puis 16, 32 et ainsi de suite (c'est-à-dire que x_n peut avoir 1 valeur, puis 2, puis 4, 8, ...), en suivant la soi-disant période doublant la route de bifurcation vers le chaos. Dans ces fenêtres périodiques, la carte retrouve sa périodicité. Au début d'une fenêtre, la carte peut montrer un mouvement presque périodique qui est perturbé par des rafales irrégulières occasionnelles. Cet effet de bifurcation apparaît progressivement à mesure que a augmente.

Pour $a > 3.569$, le système évoluera sous un nombre infini de points d'une manière apparemment stochastique, ou chaotique, donc le chaos est atteint par une série de doublages périodiques. Le rapport des espacements entre les valeurs consécutives des bifurcations se rapproche d'une constante, appelée nombre de feigenbaum et définie comme [82]:

$$\lim_{k \rightarrow \infty} \frac{a_k - a_{k-1}}{a_{k+1} - a_k} = \delta = 4.6692016... \quad (\text{III.5})$$

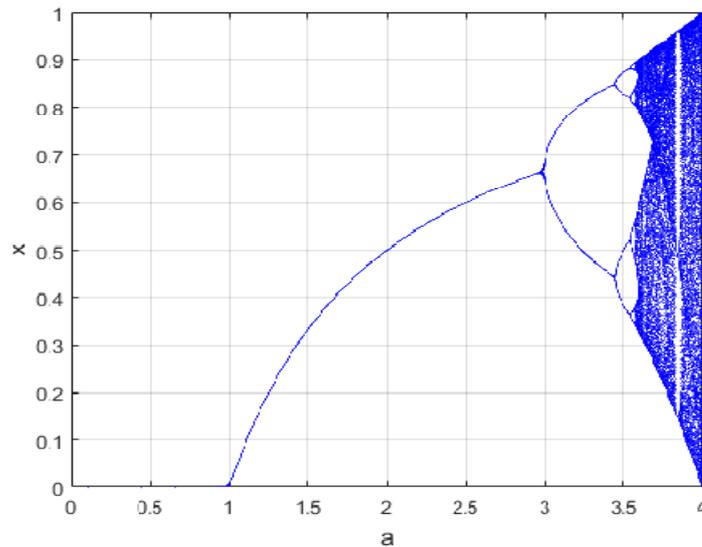


Figure 1 .Diagramme de bifurcation de la carte Logistique

- **Exposant de Lyapunov**

L'implication pratique du LE est qu'il s'agit d'un bon indicateur de comportement d'une carte chaotique qui montre que les valeurs négatives sont une indication d'un comportement régulier, tandis que les valeurs positives sont associées à un mouvement chaotique. La figure.2 illustre l'exposant de Lyapunov de la carte logistique du paramètre système sur l'intervalle $[0, 4]$.

- ✓ on note également que le LE tend à $-\infty$ pour $a = 2$, ce qui signifie l'existence d'un point fixe super stable.
- ✓ Nous pouvons voir aussi que le LE est positif pour $a > 3.569$ sauf par l'existence de certaines fenêtres périodiques, expliquant ainsi très bien les phénomènes précédemment observés dans le diagramme de bifurcation dans la figure.1.

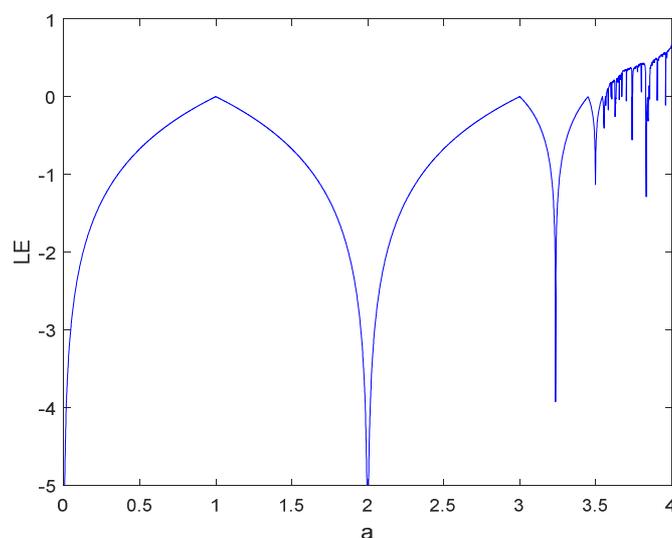


Figure 2. Exposant de Lyapunov de la carte logistique

III.5.2.2. La carte Sine

La carte Sine est une autre carte chaotique couramment utilisée qui présente des comportements chaotiques similaires à la carte logistique. Mais sa définition mathématique est totalement différente, comme le montre [87]:

$$x_{n+1} = r \sin(\pi x_n) \quad (\text{III.6})$$

où le paramètre r est compris entre 0 et 1, il génère une séquence chaotique dans $[0, 1]$. Lorsque $r \in [0.867, 1]$, la carte Sine a des comportements chaotiques. Son diagramme de bifurcation et ses valeurs de LE sont illustrés à la figure 3. La carte Sine montre de meilleurs comportements chaotiques lorsque le paramètre r est proche de 1, ce qui convient parfaitement avec les zones dans lesquelles le graphique se situe dans la zone supérieure au-dessus de zéro de la figure.3-a (ou $LE > 0$).

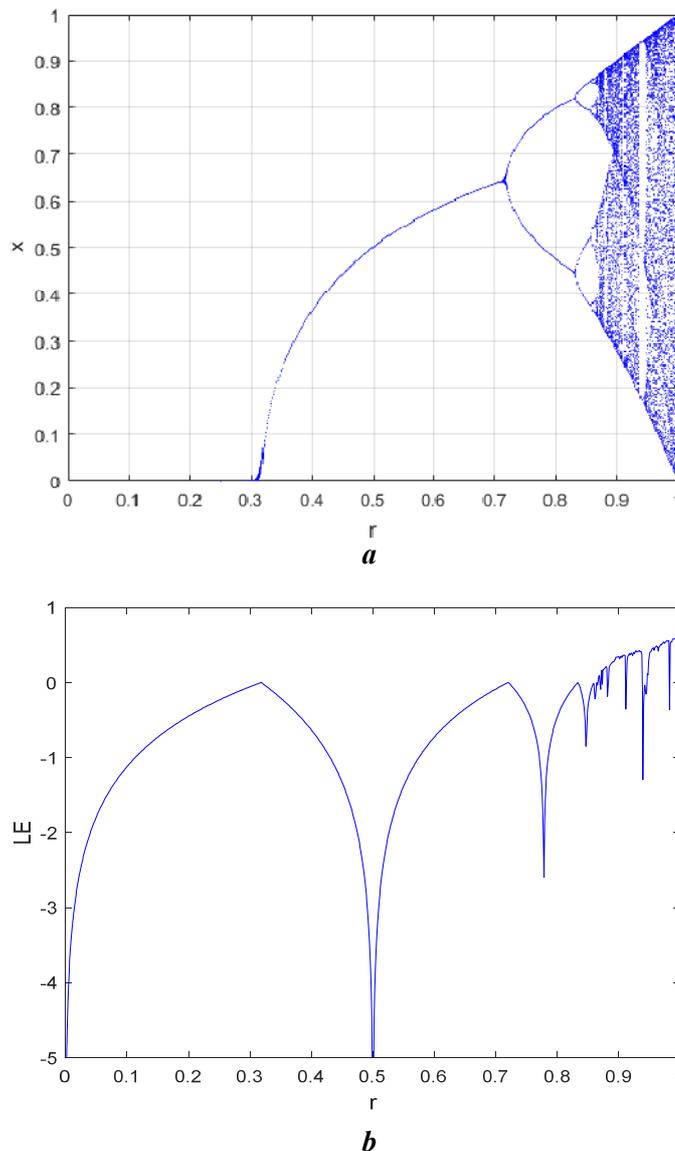


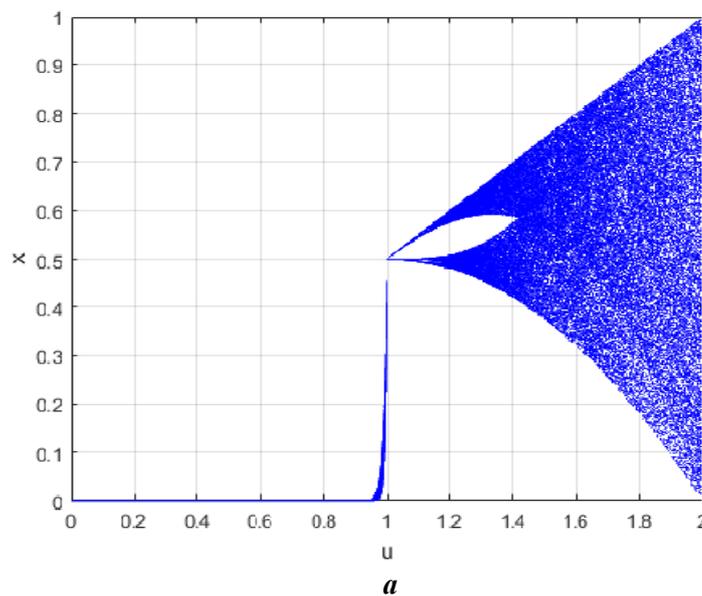
Figure 3 .Performance chaotique de la carte Sine : a) Diagramme de bifurcation, b) Exposant de Lyapunov

III.5.2.3. La carte Tente

La carte de Tente est une autre carte chaotique 1D discrète qui effectue les opérations d'étirement et de pliage. Lorsque son entrée est inférieure à 0,5 $x < \frac{1}{2}$, il étend la sortie dans la plage $[0, 1]$. Sinon, lorsque son entrée est supérieure ou égale à 0,5 $x \geq \frac{1}{2}$, la carte de Tente replie sa valeur d'entrée dans la plage $[0, 0.5]$, puis l'étire dans la plage $[0, 1]$ pour générer sa sortie. Nous pouvons avoir un aperçu de la façon dont tout cela dépend du paramètre μ à l'aide d'un diagramme de bifurcation. Sa représentation mathématique est définie [98]:

$$x_{n+1} = \begin{cases} \mu x_n & \text{pour } x_n < 0.5 \\ \mu(1-x_n) & \text{pour } x_n \geq 0.5 \end{cases} \quad (\text{III.7})$$

où le paramètre μ se situe dans la plage $[0, 2]$. La figure .4 montre le diagramme de bifurcation et les valeurs LE de la carte de Tente. Comme on peut le constater, la carte d'étirement et de pliage présente de bonnes performances chaotiques lorsque le paramètre $\mu \in [1, 2]$. Lorsque μ est proche de 2, ses séquences de sortie se répartissent presque dans toute la plage de données de $[0, 1]$.



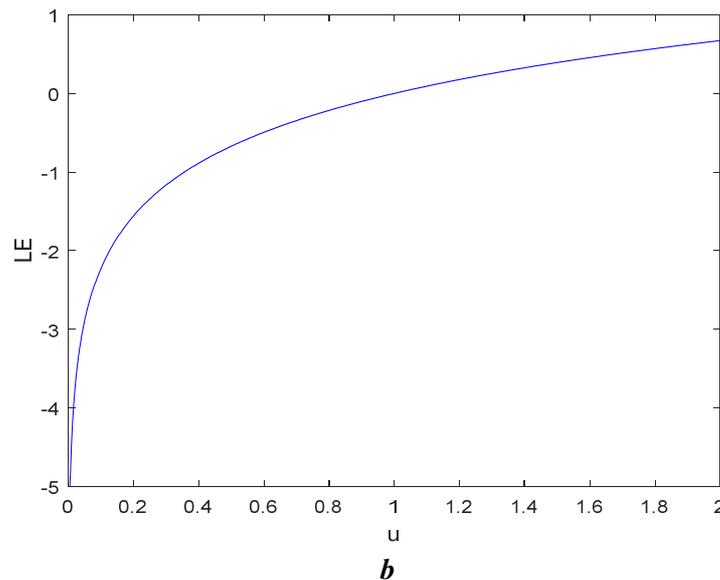


Figure 4. Performance chaotique de la carte Tente: a) Diagramme de bifurcation, b) Exposant de Lyapunov

III.6. PAPR et le pré-codage chaotique

Ces dernières années, de nombreuses recherches ont été menées dans le domaine de la communication chaotique impliquant de nombreuses cartes chaotiques connues et les résultats ont été très prometteurs. Le système chaotique a de nombreuses propriétés importantes, telles que l'imprévisibilité, le caractère aléatoire similaire, la non périodicité, la dépendance sensible aux conditions et paramètres initiaux, ces propriétés font que les systèmes chaotiques deviennent populaires pour la réduction du PAPR.

La thèse propose un précodage chaotique pour atténuer l'impact de la distorsion sur le signal transmis provoquée par le PAPR élevé dans les systèmes MIMO SFBC-OFDMs. L'approche proposée est comparée aux techniques bien connues telles que la cartographie sélective (SLM), et la séquence de transmission partielle (PTS) ... , voir également le système sans aucune technique de codage . Les méthodes précédentes nécessitent un grand vecteur d'informations latérales et une grande complexité. Ainsi, le précodage chaotique réduit le PAPR sans aucun effet secondaire en exploitant les propriétés pseudo-aléatoires inhérentes aux signaux chaotiques. Ceci est réalisé à l'aide des séquences chaotiques générées par des cartes chaotiques unidimensionnelles. Ces cartes sont de simples équations dynamiques non linéaires qui présentent un comportement chaotique aussi simple. En outre la possibilité de générer des séquences chaotiques plus compliqués sont obtenus par la combinaison de deux ou trois cartes standards pour l'amélioration des performances de transmission, et par conséquent prouver la faisabilité de la séquence générée à des fins de communication. Nous allons montrer dans le chapitre suivant que ces méthodes proposées ou bien

des cartes modifiées conduisent à un taux d'erreur global inférieur à celui des techniques existantes et à un coût inférieur.

III.6.1. Générateur chaotique en cascade (CCG)

Pour surpasser les performances chaotiques limitées des cartes chaotiques 1D et la difficulté de mise en œuvre des cartes chaotiques HD, une modernisation sur le système chaotique 1D a été effectuée. Nous pensons qu'il est toujours préférable de maintenir la simplicité et de cibler les modifications avec un minimum, voir aucune complexité logicielle ou matérielle supplémentaire. Gardant ce principe à l'esprit, nous nous sommes efforcés de proposer des retraitements pour perfection tout en tenant compte des problèmes de mise en œuvre. Les modifications proposées commencent par l'essai de combiner deux cartes chaotiques classiques 1D en série pour générer une autre carte chaotique 1D plus sophistiquée appelé le générateur chaotique en cascade. Des avantageuses versions de nombreux générateurs chaotiques ont été suggérées aussi de différentes manières, ou elles peuvent générer des séquences chaotiques totalement différentes en utilisant différents paramètres ou valeurs initiales.

Quatre exemples de conception différents sont présentés et analysés par la suite du point de vue : des paramètres et des diagrammes de bifurcation, l'exposant de Lyapunov et la complexité du calcul, dans le but de valider la procédure proposée, en plus de tester leur efficacité dans les systèmes MIMO SFBC-OFDMs pour réduire le PAPR.

III.6.2. Système chaotique hybride (HCS)

En raison du besoin continu de générateurs chaotiques nouveaux et plus imprévisibles, un système chaotique hybride unidimensionnel (1D) proposée est remplie par des structures hybrides à la fois en série et en parallèle. C'est une combinaison non linéaire de trois différentes cartes chaotiques 1D : Logistique, Tente et Sine, qui sont considérées comme des cartes conventionnelles de départ.

L'efficacité de cette nouvelle carte chaotique fait l'objet de recherches concernant ses propriétés mathématiques et sa dynamique physique. Elle présente des comportements chaotiques plus complexes que le générateur chaotique en cascade, en plus un nouveau diagramme de bifurcation fourni par rapport à tous les paramètres du système. Cette carte hybride est facile à implémenter dans le schéma MIMO SFBC-OFDM. On peut la considérée comme une solution optimale pour le problème de réduction de PAPR.

III.7. Conclusion

Les cartes du chaos et les systèmes chaotiques se sont révélés utiles et efficaces pour la réduction de PAPR. Depuis l'introduction de la théorie du chaos au mécanisme de radiocommunication conventionnel, et leurs implications dans de nombreux domaines qui s'étendent massivement pour

inclure presque toutes les branches de la science , les techniques de réduction de PAPR basés sur le chaos ont reçu des attentions remarquables pour la raison que certaines caractéristiques typiques du chaos, y compris l'ergodicité, la sensibilité à l'état initial et le comportement aléatoire, peuvent être bien liés à certaines propriétés d'un système de transmission fiable MIMO SFBC-OFDM.

Cette section fournit l'arrière-plan mathématique sur la dynamique non linéaire et la théorie du chaos. En outre, les bases et les principales définitions des cartes chaotiques classiques 1D sont présentés, en prenant soigneusement en compte les propriétés dynamiques à savoir les diagrammes de bifurcation , la stabilité des points fixes , et l'exposant LE sont détaillées , par ailleurs, cette étude des tentatives précédentes nous proposer des développements de cartes chaotiques est également inclus. Un cadre d'analyse de générateur chaotique proposée en cascade et de prévision de son comportement pour diverses combinaisons de ses paramètres est présenté. Ainsi la génération des bifurcations plus chaotique est vérifiée. Cette cascade carte est recherchée pour ses comportements compliqués .Elle génère des séquences chaotiques plus complexes que les cartes chaotiques unidimensionnelles.

Ensuite, une nouvelle approche de précodage chaotique sur la base des cartes simples nommé le pré-codeur chaotique hybride avec des excellentes performances pourrait être considéré comme la suggestion la plus simple et la plus efficace, qui consiste à combiner les trois cartes chaotiques (logistique ,tente, et sine) en cascade et en série pour donner différentes formes de diagramme de bifurcation.

Nous développons cette carte hybride pour générer des séquences pseudo-aléatoires de plus en plus compliquées applicables dans le cadre d'un système de communication, qui s'est avérée très efficace pour fournir à la fois des propriétés incitatives pour réduire le PAPR et maintenir les meilleurs performances. Théoriquement, étant donné que le HCS représente également une valeur positive pour l'exposant LE qui prouve un meilleur comportement chaotique. Il s'est montré de bonnes performances chaotiques. Expérimentalement, nous allons prouvés ces hypothèses dans le chapitre qui va suivre.

Ensuite, nous ferons une analyse comparative avec d'autres techniques dans des environnements logiciels afin de conclure la faisabilité de la structure hybride proposée dans le système MIMO SFBC-OFDM réduisant encore de PAPR , avec simple implémentation et moins de calcul.

CHAPITRE IV

***REDUCTION DE PAPR BASÉE SUR UN PRECODEUR CHAOTIQUE DANS
MIMO SFBC-OFDM***

IV.1. Introduction

Les avantages du multiplexage par répartition orthogonale de la fréquence codé par blocs espace-fréquence à entrées multiples et à sorties multiples (MIMO SFBC-OFDM) ont connu des développements très impressionnants en tant que base des réseaux sans fil modernes pouvant augmenter la vitesse de transmission et permettre une utilisation efficace du spectre contre les évanouissements par trajets multiples [15], appliquant le processus de codage par fréquence spatiale à travers l'espace et la fréquence [14][16][38], tandis que les symboles orthogonaux sont transmis sur les sous-porteuses voisines d'un symbole OFDM [33][99], pour répondre à la croissance des besoins d'interface radio pour les applications multimédia émergentes. En coopération avec des algorithmes d'égalisation tels que : le forçage nul (ZF), vraisemblance maximale simple (SLM) et retour de décision (DF) [40] attribués au récepteur, le système SFBC-OFDM autorise la réception du signal avec précision. Les interférences inter-symboles (ISI) et inter-porteuses (ICI) peuvent être évitées de manière significative sous l'hypothèse de caractéristiques de canal égales sur deux sous-porteuses contiguës [46], garantissant ainsi une communication en toute sécurité.

En fait, le système SFBC-OFDM est une technologie de modulation qualifiée pour la communication à haute mobilité [14][100]. Malheureusement, il souffre toujours des mêmes difficultés que les systèmes MIMO-OFDMs, réside dans un PAPR énorme [100] sur le signal de l'émetteur et survient principalement lorsqu'un grand nombre de sous-porteuses séparées se superposent en phase, ce qui conduit à la saturation de l'amplificateur haute puissance (HPA), ce qui provoque une distorsion non linéaire du signal [27]. En tant que solution, la réduction de PAPR basée sur une carte chaotique [101] est adoptée pour les systèmes SFBCs afin d'assurer une transmission correcte sans perte et de couvrir les faiblesses des techniques de réduction PAPR classiques [102][103][104] dans les points de vue principaux comme probables:

- Le BER sans frais, qui est le grand dilemme du problème de la réduction du PAPR, dû à l'immunité du système par rapport aux interférences ISI et ICI, et à la prévention de la propagation croissante dans la bande et hors bande résultant de la technique d'écrêtage [105].
- L'efficacité du débit de transmission de données est inévitablement accrue du fait de la non-nécessité d'informations complémentaires telles que les techniques de cartographie sélective (SLM), de séquence de transmission partielle (PTS) et de rotation et inversion inter-antennes (CARI) [44][106] [107][108].
- La technique proposée est simple et facile à mettre en œuvre.
- L'opération de détection est moins difficile dans le récepteur pour la récupération de données et elle est parfaitement sécurisée en raison de la grande dépendance de la sensibilité sur les conditions initiales des cartes chaotiques utilisées [73].

Ce manuscrit est finalement structuré comme suit: dans la section 2, les concepts de base du système MIMO SFBC-OFDM et de l'ensemble du processus sont décrits en détail. La section 3 passe

en revue les termes mathématiques simples concernant le PAPR, suivie de cinq cartes chaotiques traditionnelles 1D à la section 4. Dans la section 5, de nouvelles cartes chaotiques sont générées par les CCGs pour être utilisées dans le schéma de réduction du PAPR, ce qui nous permettra d'obtenir des propriétés chaotiques de qualité supérieure par rapport aux cartes du chaos unidimensionnel (1D) et une mise en œuvre simple par rapport aux cartes de chaos de haute dimension. Comme étape progressive vers la conception du chaos, nous développons dans la section 6, un système chaotique hybride simple et efficace appelé HCS, doté de meilleures caractéristiques chaotiques qui surpassent les versions antérieures. Le système MIMO SFBC-OFDM précodé basé sur HCS est présenté à la section 7. La section 8 est consacrée aux expériences de simulation avec les caractéristiques de diagramme de bifurcation et l'exposant de Lyapunov, évaluation du PAPR et du BER. Enfin, de brefs résumés sont conclus à la section 9.

IV.2. Modèle de système MIMO SFBC-OFDM

Nous considérons dans ce manuscrit un système MIMO SFBC-OFDM avec 2×2 antennes d'émission et réception, comme illustré à la figure 1. Du côté émetteur, les données complexes modulées en QPSK acheminées sur la k ème sous-porteuse f_k ($k = 0, 1, \dots, N-1$), sont d'abord passés dans l'unité de conversion (S/P) pour générer des flux parallèles de symboles de données qui doivent être décrits comme suit:

$$X = [X_0, X_1, \dots, X_{N-1}]^T \quad (IV.1)$$

Où $(.)^T$ désigne une opération de transposition, qui sont ensuite soumis au codeur SFBC, en précisant que chaque symbole est transporté par deux antennes et par deux sous-porteuses successives conformes au code matriciel [103]:

$$\begin{matrix} T_{x_1} \\ T_{x_2} \end{matrix} \begin{pmatrix} f_k & f_{k+1} \\ X_1 & -X_2^* \\ X_2 & X_1^* \end{pmatrix} \quad (IV.2)$$

Où $(.)^*$ désigne la conjugaison complexe, avant l'ajout des intervalles de garde, les symboles codés en fréquence par la SFBC $\{X^{(i)}[k], k = 0, 1, \dots, N-1, i = 1, 2\}$ transmis sur la k ème sous-porteuse de la i ème antenne d'émission est transformée dans le domaine temporel discret en réalisant une transformée de Fourier discrète inverse à N points (IDFT), afin d'obtenir des échantillons complexes envoyés à chaque antenne:

$$x^{(i)}[n] = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} X^{(i)}[k] \cdot \exp\left(\frac{j2\pi nk}{N}\right), i = 1, 2, n = 0, \dots, N-1 \quad (IV.3)$$

Au niveau du récepteur, un processus d'inversion est réalisé pour extraire les signaux optimaux. Ainsi, le $j^{\text{ème}}$ signal de fréquence reçu, obtenu après retrait des CP et transformées DFT sur la $k^{\text{ème}}$ sous-porteuse, est obtenu comme suit:

$$R_j[k] = \sum_{i=1}^2 H_{ji}[k] X^{(i)}[k] + Z_j[k], j = 1, 2 \quad (\text{IV.4})$$

H_{ji} désigne le gain du canal de fréquence sur la $k^{\text{ème}}$ sous-porteuse de la $i^{\text{ème}}$ antenne d'émission à la $j^{\text{ème}}$ antenne de réception, obéissant à un bruit gaussien additif $Z_j[k]$. La sortie DFT au niveau des antennes de réception R_{x1} et R_{x2} , pour la $k^{\text{ème}}$ porteuse et la $(k+1)^{\text{ème}}$ porteuse respectivement, peut être représentée sous forme de matrice sous la forme suivante [100]:

$$\begin{bmatrix} R_k^1 \\ R_{k+1}^{1*} \\ R_k^2 \\ R_{k+1}^{2*} \end{bmatrix} = \begin{pmatrix} H_k^{11} & H_k^{21} \\ H_{k+1}^{21*} & -H_{k+1}^{11*} \\ H_k^{12} & H_k^{22} \\ H_{k+1}^{22*} & -H_{k+1}^{12*} \end{pmatrix} \begin{bmatrix} X_k \\ X_{k+1} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} Z_k^1 \\ Z_{k+1}^{1*} \\ Z_k^2 \\ Z_{k+1}^{2*} \end{bmatrix} \quad (\text{IV.5})$$

Le canal est supposé être un évanouissement de Rayleigh, qui satisfait la condition quasi statique à chaque deux sous-porteuses adjacentes. La réponse en fréquence du canal doit donc être stationnaire, comme dans [109]:

$$\begin{cases} H_k^{11} = H_{k+1}^{11} = H^{11} \\ H_k^{12} = H_{k+1}^{12} = H^{12} \\ H_k^{22} = H_{k+1}^{22} = H^{22} \\ H_k^{21} = H_{k+1}^{21} = H^{21} \end{cases} \quad (\text{IV.6})$$

Ensuite, X_1 et X_2 sont récupérés à partir des signaux reçus à l'aide de techniques de détection, et les données d'origine sont récupérées après la démodulation comme suit [100]:

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \hat{R}_k \\ \hat{R}_{k+1} \end{bmatrix} &= H^H R \\ &= \begin{bmatrix} H^{11*} & H^{21} & H^{12*} & H^{22} \\ H^{21*} & -H^{11} & H^{22*} & -H^{12} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} R_k^1 \\ R_{k+1}^{1*} \\ R_k^2 \\ R_{k+1}^{2*} \end{bmatrix} \\ &= \left(|H^{11}|^2 + |H^{22}|^2 + |H^{12}|^2 + |H^{21}|^2 \right) \cdot \begin{bmatrix} X_k \\ X_{k+1} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \hat{Z}_k \\ \hat{Z}_{k+1} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (\text{IV.7})$$

Ou:

$$\begin{bmatrix} \hat{Z}_k \\ \hat{Z}_{k+1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} H^{11*} & H^{21} & H^{12*} & H^{22} \\ H^{21*} & -H^{11} & H^{22*} & -H^{12} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Z_k^1 \\ Z_{k+1}^1 \\ Z_k^2 \\ Z_{k+1}^2 \end{bmatrix} \quad (IV.8)$$

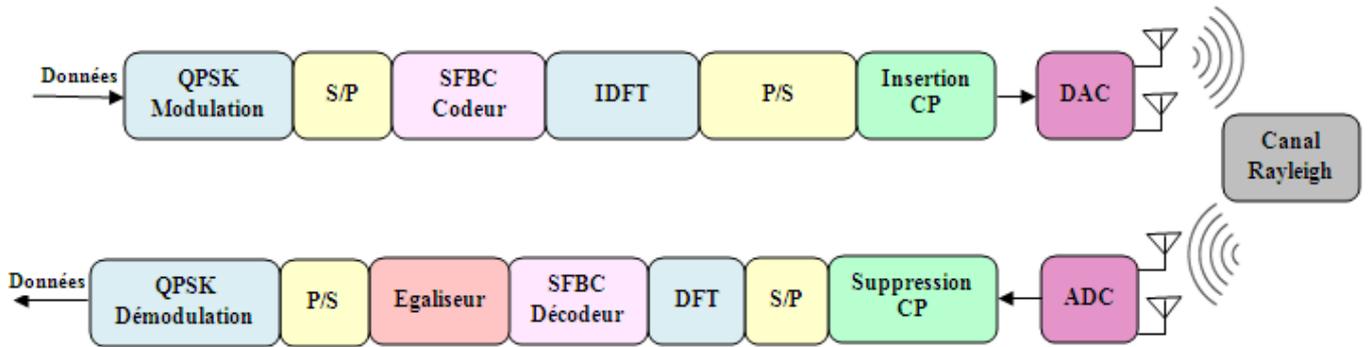


Figure 1. Architecture du système classique MIMO SFBC-OFDM

IV.3. Problème de PAPR dans les systèmes SFBC-OFDMs

Des valeurs excessives de PAPR étaient attendues comme l'un des principaux obstacles pratiques à la transmission SFBC, qui était et reste un problème collectif dans différents systèmes de modulation. En raison du niveau élevé de PAPR, il se produira un effet de diffusion de puissance important et le HPA doit être exploité dans une zone dynamique étendue pour préserver la linéarité nécessaire [44]; cela le rend très inefficace et très coûteux. En conséquence, l'efficacité énergétique était inévitablement diminuée; et l'atténuation du PAPR est hautement nécessaire. En règle générale, un facteur de sur échantillonnage $L \geq 4$ est pris en compte afin d'améliorer la précision de PAPR discret calculé à partir d'échantillons SFBC-OFDM transmis par deux antennes sous la forme:

$$PAPR(x^{(i)}) = \frac{\max_{0 \leq n \leq NL-1} |x^{(i)}[n]|^2}{E[|x^{(i)}[n]|^2]}, i = 1, 2 \quad (IV.9)$$

Où $E(\cdot)$ indique l'opération d'espérance. Le PAPR global du système MIMO SFBC-OFDM est donc donné par le niveau de PAPR le plus élevé de tous les PAPRs sélectionné pour l'envoi via son antenne respective [27]:

$$PAPR_{SFBC-OFDM} = \max_{i=1,2} PAPR\{x^{(i)}\} \quad (IV.10)$$

Il est correctement évalué par une fonction de distribution cumulative complémentaire (CCDF) qui est plus utile pour mesurer l'efficacité de la technique de PAPR et indique la probabilité de la

puissance du signal de sortie instantané avec N sous-porteuses, dépassant un de niveau d'écrêtage prédéfini $PAPR_0$ [73][101][104][109][110]:

$$\begin{aligned}
 CCDF &= P_r(PAPR > PAPR_0) \\
 &= 1 - P_r(PAPR \leq PAPR_0) \\
 &= 1 - [1 - \exp(-PAPR_0)]^{LN}
 \end{aligned} \tag{IV.11}$$

IV.4. Aperçu sur les cartes chaotiques 1D

Sur la base de la propriété non linéaire du chaos [111] et de leur fortune de différents comportements chaotiques, la carte du chaos est un choix optimal pour gérer de manière idéale le problème de PAPR. Sur le plan conceptuel, il s'est révélé utile pour acquérir un PAPR raisonnable sans pénaliser les performances du BER en question. Les études d'interprétation sont largement appliquées pour explorer cette théorie, qui se concentre sur un champ de système dynamique discret 1D offrant des performances de calcul plus rapides que le chaos HD. Nous passons en revue certaines cartes chaotiques renommées qui seront utilisées dans les sections suivantes.

IV.4.1. Carte Logistique

Un modèle chaotique traditionnel 1D qui est devenu l'étude de base de la théorie du chaos, qui produit des séquences chaotiques par la fonction de différence non linéaire de premier ordre [112]:

$$L(x_n) = x_{n+1} = ax_n(1 - x_n) \tag{IV.12}$$

Où a est le paramètre de contrôle dans l'intervalle $[0,4]$; x_n est dans l'échelle $[0,1]$, et n est le nombre d'itérations. Le mouvement est chaotique lorsqu'il peut exister infiniment des solutions possibles pour une valeur appropriée du paramètre varié. Dans ce cas, le chaos peut produire, comme $a \in [3.57, 4]$.

IV.4.2. Carte Tente

La Tente ou la carte triangulaire est également une carte chaotique habituellement utilisée représentée par [73]:

$$T(x_n) = x_{n+1} = \begin{cases} ux_n & x_n < 0.5 \\ u(1 - x_n) & x_n \geq 0.5 \end{cases} \tag{IV.13}$$

Où u est un paramètre de contrôle de la tente compris entre $[0,2]$, cette carte témoigne de la naissance du chaos lorsque $u \in [1, 2]$.

IV.4.3. Carte Sine

L'itérateur sinusoïdal obéit à une règle déterministe sans prétention:

$$S(x_n) = x_{n+1} = r \sin(\pi x_n) \quad (\text{IV.14})$$

Le paramètre r est dans $[0,1]$, et il devrait être dans la plage de valeurs $r \in [0.867, 1]$, pour assurer évidemment l'état chaotique [87].

IV.4.4. Carte Mackey-Glass

Attribué à l'équation différentielle retardée suivante:

$$M(x_n) = x_{n+1} = \frac{\beta x_\tau}{1 + (x_\tau)^n} - \gamma x_n \quad (\text{IV.15})$$

Où $x_\tau = x(t - \tau)$ représente la variable x à l'instant $(t - \tau)$, β, γ, n, τ sont des nombres positifs, l'équation $M(x)$ cède la place à la dynamique chaotique, en utilisant un délai d'intégration [113] pour les paramètres $\beta = 2, \gamma = 1, n = 10, \tau = 2$, en fonction de la valeur de n , des comportements similaires peuvent être visuels.

IV.4.5. Carte Quadratique

L'équation de la carte chaotique quadratique est [114]:

$$Q(x_n) = x_{n+1} = x_n^2 + c \quad (\text{IV.16})$$

où c est le paramètre chaotique. La zone de chaos est affichée en $c \in [1.5, 2]$, où le comportement chaotique apparaît.

IV.5. Les générateurs chaotiques en cascade proposés (CCGs)

Vu du besoin pressant de nouvelles cartes chaotiques imprévisibles, un système de CCG pourrait être réalisé en ajoutant deux cartes chaotiques traditionnelles 1D en série, ce qui donne à son tour de nouvelles propriétés chaotiques meilleures que leurs cartes correspondantes, tout en préservant la simplicité avec le moins de complexité. À venir, les quatre systèmes de CCG sont produits:

IV.5.1. Carte Logistique-Tente (CCG1)

Lorsque les cartes logistique et les cartes de tente désignées par $L(x)$ et $T(x)$ respectivement, sont sélectionnées pour être mises en cascade, et définies mathématiquement par:

$$x_{n+1} = T(L(x_n)) = \begin{cases} uax_n(1-x_n) & ax_n(1-x_n) < 0.5 \\ u(1-ax_n(1-x_n)) & ax_n(1-x_n) \geq 0.5 \end{cases} \quad (\text{IV.17})$$

La carte CCG1 a les mêmes paramètres de contrôle que les cartes logistique et tente, $a \in [0, 4]$ et $u \in [0, 2]$.

IV.5.2. Carte Logistique-Sine (CCG2)

La carte CCG2 est générée à l'aide de cartes $L(x)$ et $S(x)$ et est déterminée comme suit:

$$x_{n+1} = S(L(x_n)) = r \sin(\pi a x_n (1 - x_n)) \quad (\text{IV.18})$$

Où les paramètres de CCG2 sont également identiques à ceux de leurs cartes composés, $a \in [0, 4]$ et $r \in [0, 1]$.

IV.5.3. Carte Tente-Sine (CCG3)

La CCG3 comprend les cartes originales de tente et de sine comme:

$$x_{n+1} = S(T(x_n)) = \begin{cases} r \sin(\pi u x_n) & r \sin(\pi x_n) < 0.5 \\ r \sin(\pi u (1 - x_n)) & r \sin(\pi x_n) \geq 0.5 \end{cases} \quad (\text{IV.19})$$

Des paramètres similaires sont désignés pour $u \in [0, 2]$ et $r \in [0, 1]$.

IV.5.4. Carte Mackey-Glass-Quadratic (CCG4)

Le regroupement entre $M(x)$ et $Q(x)$ mène à la carte CCG4 qui se définit comme suit:

$$x_{n+1} = Q(M(x_n)) = \left(\frac{\beta x_n^\tau}{1 + (x_n)^\tau} - \gamma x_n \right)^2 + c \quad (\text{IV.20})$$

Où $\beta, \gamma, n, \tau, c > 0$ sont les paramètres de contrôle de CCG4.

IV.6. Le modèle proposé de HCS

Cette section suggère une nouvelle carte chaotique composite qui est une combinaison non linéaire de trois cartes chaotiques originales en séries et parallèles structures, afin de rechercher une nouvelle voie vers le chaos et de nouvelles bifurcations qui assurent les bonnes caractéristiques chaotiques tout en prenant en compte les problèmes de mise en œuvre. Cette proposition de HCS est donnée en référence à la cartographie suivante:

$$\begin{aligned} x_{n+1} &= g_{HCS}(x_n) \\ &= g_1(a, u, x_n) + g_2(r, u, x_n) \end{aligned} \quad (\text{IV.21})$$

Où :

$$\begin{cases} g_1(a, u, x_n) = L(a, T(u, x_n)) \\ g_2(r, u, x_n) = S(r, T(u, x_n)) \end{cases} \quad (\text{IV.22})$$

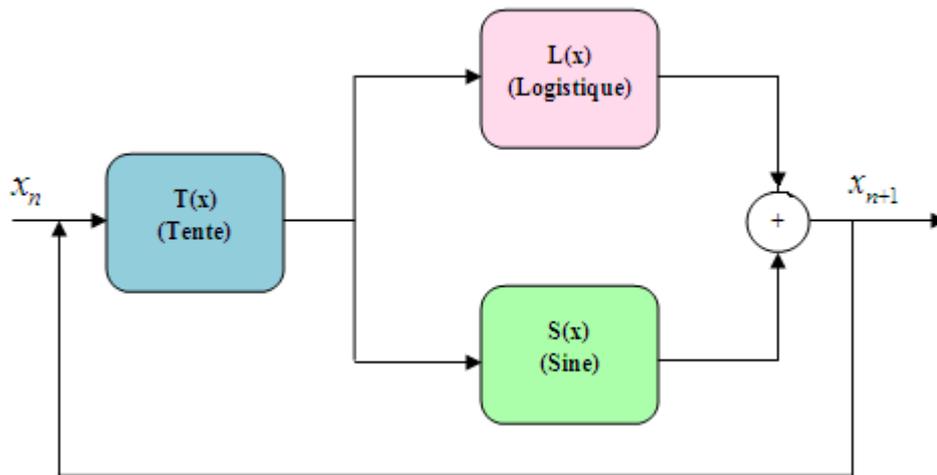


Figure 2. Le modèle proposé de HCS

$T(u, x_n)$, $L(a, x_n)$ et $S(r, x_n)$ sont choisis parmi différentes cartes chaotiques standard, Tente, Logistique et Sine, respectivement, avec leurs paramètres chaotiques u , a , et r . Le schéma proposé HCS illustré à la figure.2 relie ces trois cartes simples, alors que la sortie de $T(x_n)$ est impliquée dans les entrées de $L(x_n)$ et $S(x_n)$, et que les deux sorties se collent ensuite ensemble pour revenir à l'entrée de $T(x_n)$ pour les itérations de récurrence.

IV.7. Le système proposé MIMO SFBC-OFDM précodé basé sur HCS

La performance pseudo-aléatoire recherchée du système HCS semble aller bien et est certainement utilisée pour traiter des pics importants se produisant de manière irrégulière dans SFBC-OFDM. Il présente un pré-codeur chaotique puissant [115][116] avant l'opération de SFBC fournissant un ensemble non périodique de séquences chaotiques sur la base de la condition initiale et des paramètres correspondants, qui ont été mappés dans la suite par les données modulées. Le vecteur chaotique est déterminé comme suit:

$$C = [C_0, C_1, \dots, C_{N-1}]^T \quad (IV.23)$$

Par conséquent, le signal généré effectif ressemblera à:

$$\begin{aligned} X_c &= X \otimes C^T \\ &= [X_0 C_0, X_1 C_1, \dots, X_{N-1} C_{N-1}]^T \end{aligned} \quad (IV.24)$$

Où \otimes désigne la multiplication vectorielle par composants. Ensuite, les séquences résultantes suggérées sont envoyées au bloc SFBC et exécutent les étapes restantes décrites à la section 2 et illustrées à la figure.3. L'égalisation de canal doit être effectuée en utilisant une estimation de canal pour compenser les interférences sur les canaux d'évanouissements par trajets multiples [33] et

faciliter la restauration du signal en bande de base à partir de ceux précodés \hat{X}_c par le processus de précodage inverse de manière flexible, donné par :

$$\hat{X}_k = \hat{X}_c \otimes C^{-1} \quad (IV.25)$$

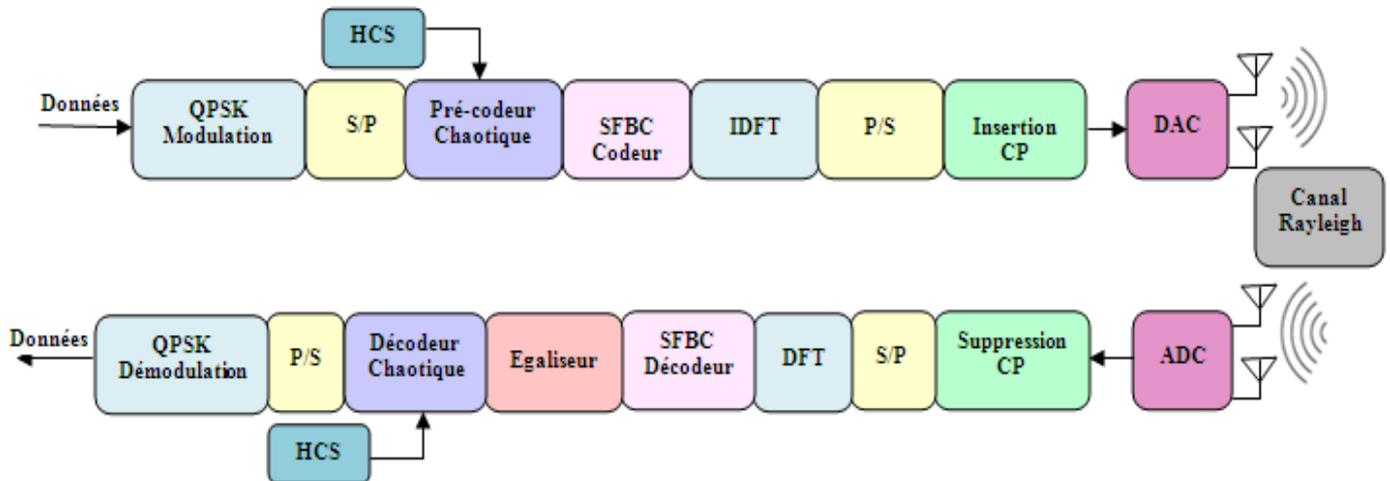


Figure 3. Architecture du système proposé MIMO SFBC-OFDM précodé à base de HCS

IV.8. Résultats de la simulation

Des simulations approfondies ont été effectuées pour évaluer le précodeur proposé basé sur HCS sur les performances d'un système MIMO SFBC-OFDM [117] :

IV.8.1. Diagramme de bifurcation et exposant de Lyapunov

Le diagramme de bifurcation et l'exposant de Lyapunov (LE) sont souvent utilisés pour valider les caractéristiques les plus importantes des systèmes chaotiques [73][87][93]. Les figures 4 (a)-(d) illustrent les diagrammes de bifurcation qui montrent le comportement asymptotique de HCS en fonction des paramètres a , u et r respectivement obtenus pour une valeur initiale $x_0 = 0.5$. De nouvelles propriétés sont rencontrées, visualisent que les séquences HCS se déplacent clairement de manière apparemment chaotique en fonction de la valeur des paramètres du système conformément à l'équation (IV.21), chutant progressivement en accord de bifurcations plus élevées avec une excellente réponse chaotique dans les plages optimales ($a \in [0.33, 2]$, $u \in [0.94, 2]$ et $r \in [0.38, 1]$).

De plus, la valeur LE d'un système dynamique indiquant le taux de divergence entre deux chemins similaires dérivés de conditions initiales aussi fermées [93][115] est étudiée. Si le LE est négatif, l'évolution du système conduira aux mêmes trajectoires, donc ce n'est pas chaotique. Au contraire, LE positif indique un excellent comportement chaotique. En fonction des paramètres chaotiques:

a, r, u, n et c , la figure 5 (a) montre les valeurs de LE des cartes conventionnelles 1D. La figure 5 (b) illustre les valeurs de LE des cartes proposées CCGs et HCS. Ces courbes résultantes prouvent des valeurs de LE plus élevées pour la carte HCS, ce qui implique qu'elle est plus dynamique et compatible avec la zone chaotique de la figure 4.

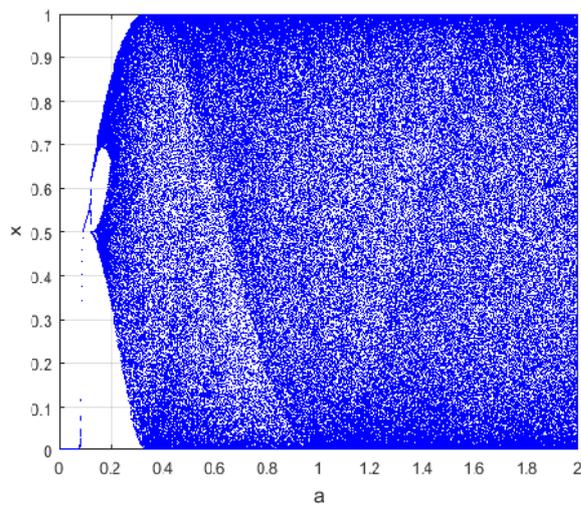
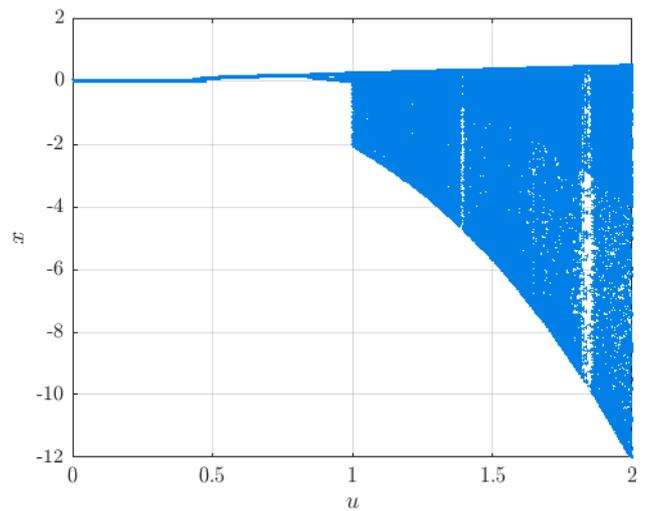
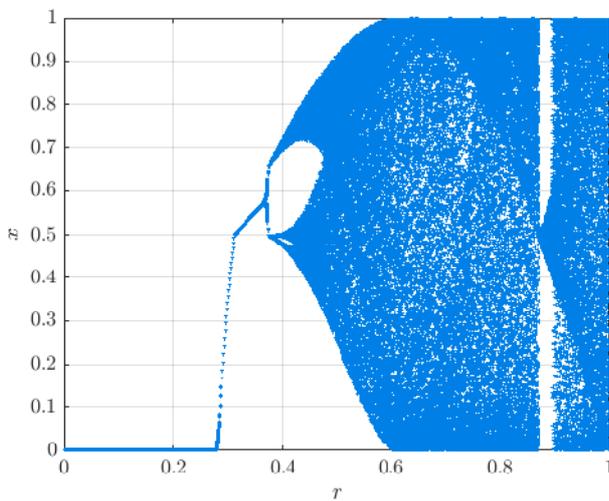
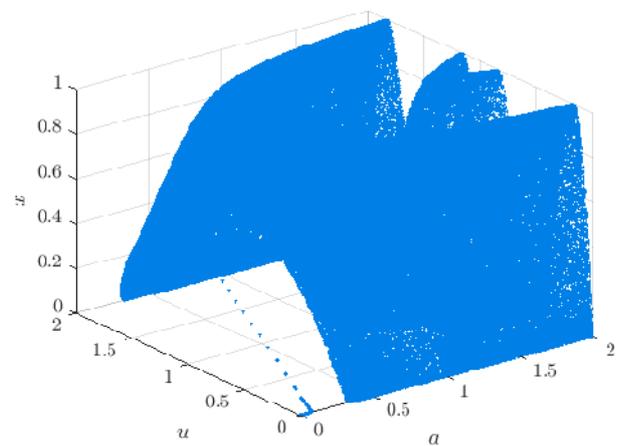
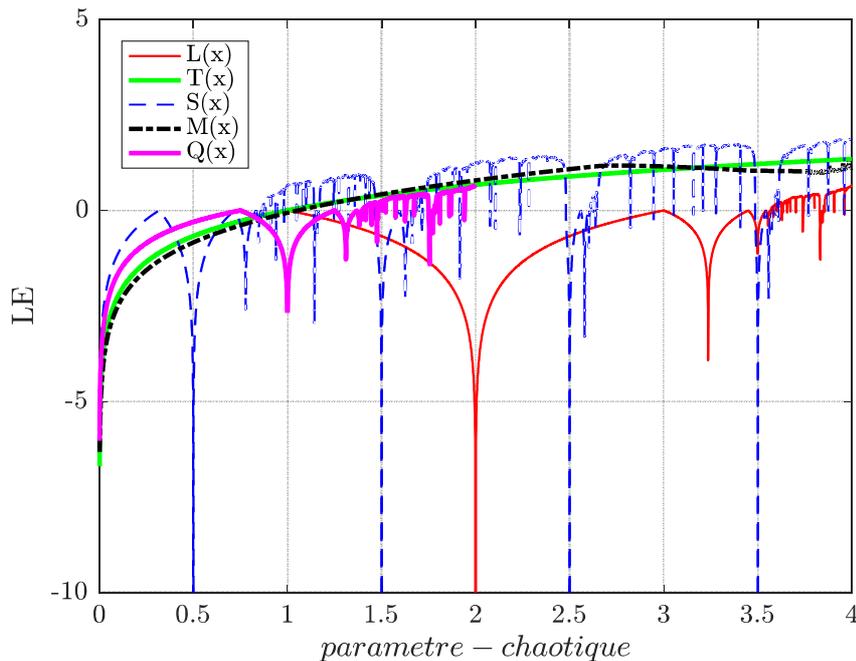
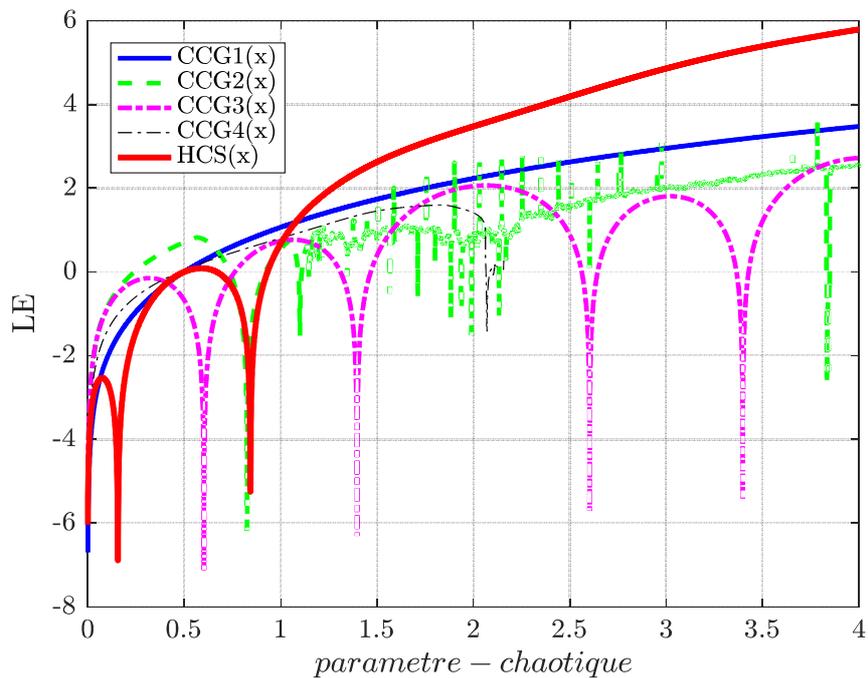
(a) Effet du paramètre a (b) Effet du paramètre u (c) Effet du paramètre r (d) Effet du paramètre a et u

Figure 4. Les diagrammes de bifurcation du HCS proposé



(a) LE des cartes conventionnelles ID ($L(a,x), T(u,x), S(r,x), M(n,x), Q(c,x)$)



(b) LE des cartes CCGs et HCS proposées

$$(\text{CCG1}(u,a,x), \text{CCG2}(r,a,x), \text{CCG3}(r,u,x), \text{CCG4}(n,c,x), \text{HCS}(a,u,r,x))$$

Figure 5. Comparaison de LE des cartes conventionnelles et proposées

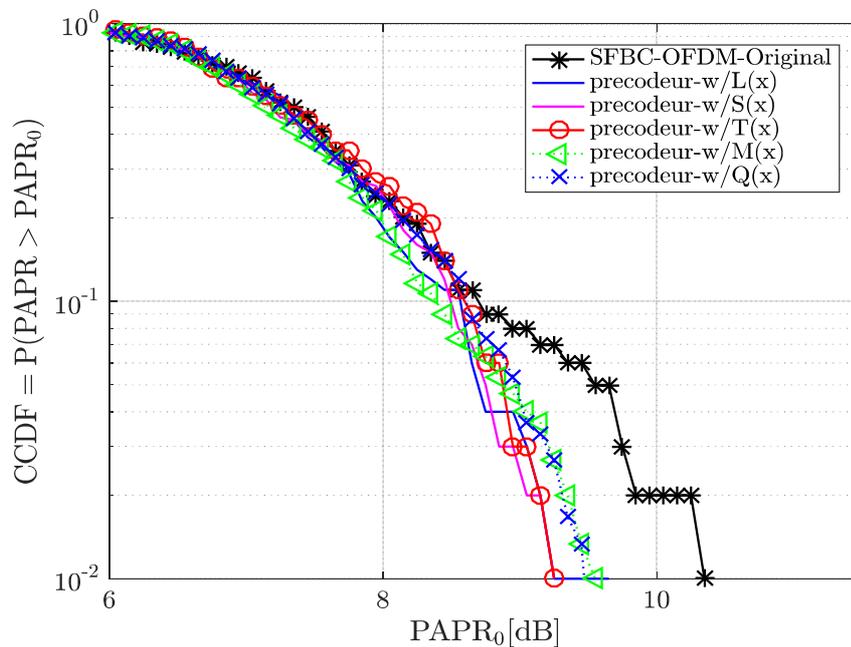
$$(L(a,x), T(u,x), S(r,x), M(n,x), Q(c,x), \text{CCG1}(u,4,x), \text{CCG2}(r,4,x), \text{CCG3}(1,u,x), \text{CCG4}(10,c,x), \text{HCS}(4,u,1,x))$$

IV.8.2. PAPR et BER

La figure 6(a) illustre les courbes CCDF du MIMO SFBC-OFDM avec et sans précodage chaotique utilisant 256 sous-porteuses, une modulation QPSK et un facteur de suréchantillonnage $L = 4$. Les valeurs de PAPR sont présentées dans le tableau 2, il a révélé que le précodage basé sur les différentes cartes chaotiques conventionnelles 1D peut permettre une amélioration d'environ 1,1 dB du PAPR par rapport au signal original SFBC-OFDM sans aucune technique de réduction de PAPR.

Schéma	PAPR [dB]
original SFBC-OFDM	10,35
Logistique	9,25
Sine	9,25
Tente	9,25
Quadratique	9,49
Mackey-Glass	9,55

Tableau 2. Performances en réduction de PAPR des cartes chaotiques 1D à CCDF de 10^{-2}



(a)

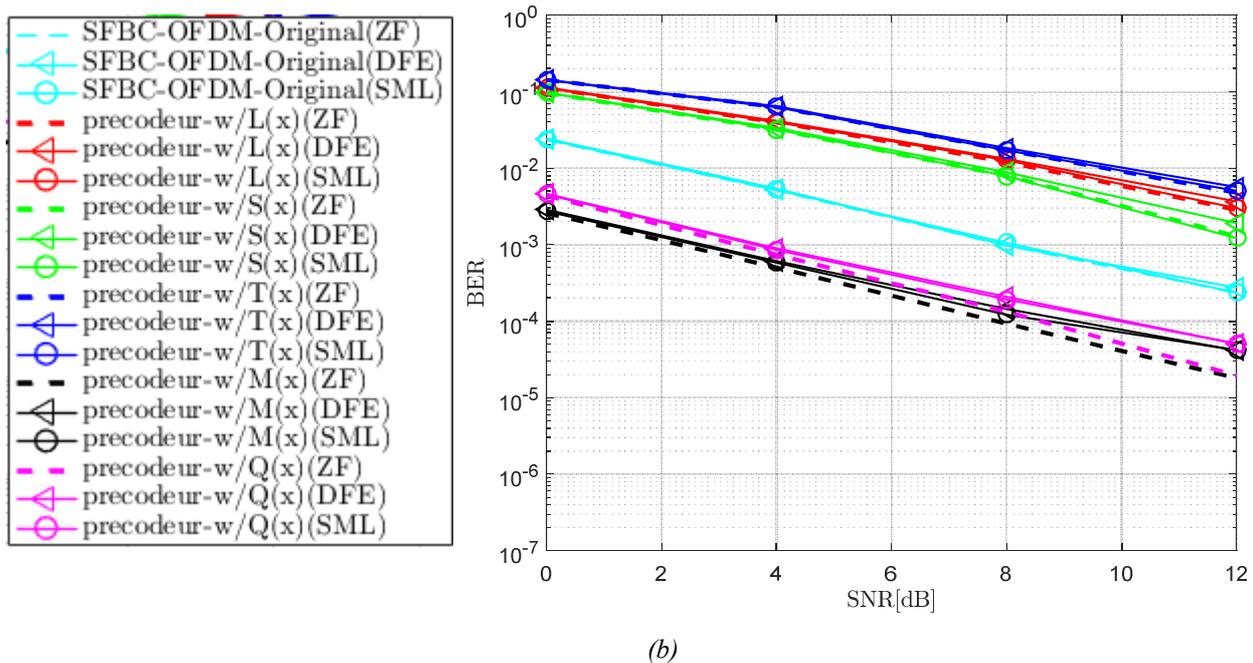


Figure 6. Comparaison entre le système original MIMO SFBC-OFDM et le système précodé MIMO SFBC-OFDM basé sur le chaos 1D (a) dans PAPR, (b) dans BER.

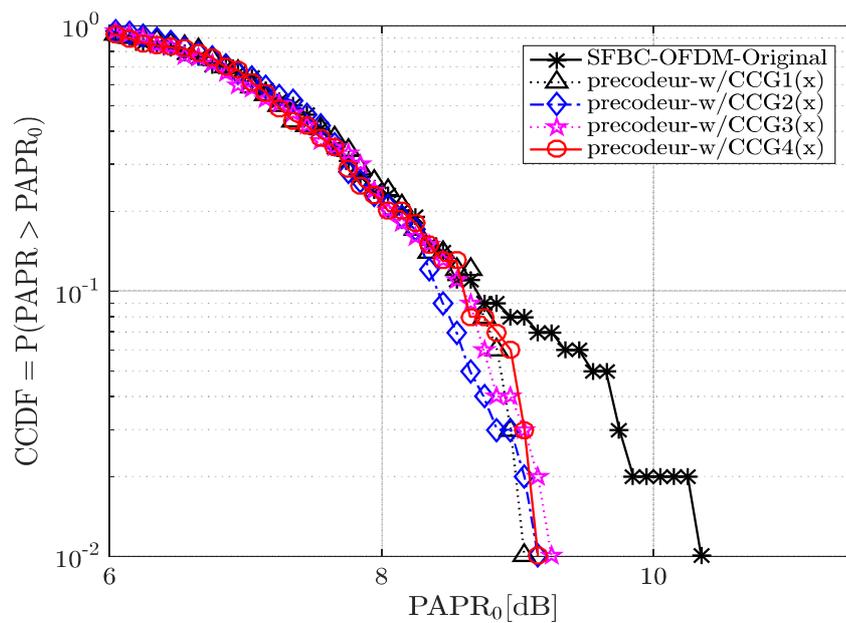
La figure 6 (b) montre les performances du BER dans un canal à trajets multiples de Rayleigh avec différents égaliseurs. Il peut être démontré que le précodage chaotique fournit généralement des gains et est tout à fait satisfaisant pour les cartes quadratiques et de mackey-Glass.

La figure 7 (a) illustre l'effet de l'utilisation des quatre cartes proposées CCGs sur la réduction du PAPR. Comme indiqué, le précodage chaotique basé sur les cartes CCGs ajoute beaucoup plus de fonctionnalités au système MIMO SFBC-OFDM et peut réduire efficacement la valeur du PAPR par rapport aux cartes classiques 1D. Ceci est indiqué lorsque PAPR prend les valeurs améliorées présentés dans le tableau 3.

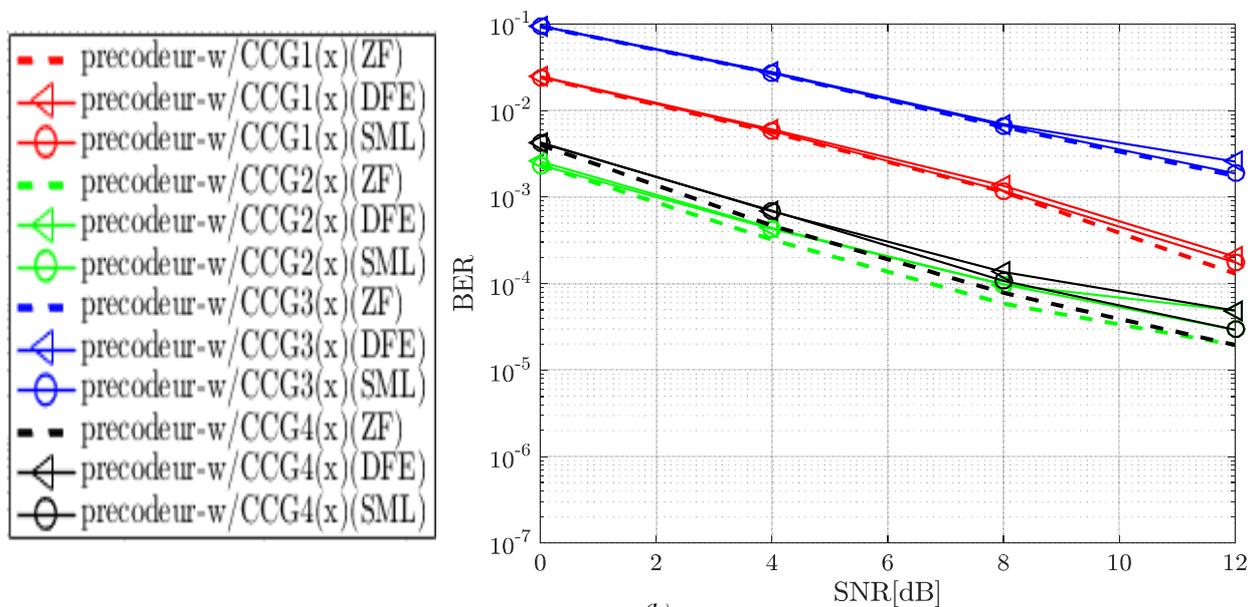
Outre cette amélioration du PAPR, de meilleures performances de BER sont obtenues comme le montre clairement la Figure 7 (b). Des résultats plus précis sont obtenus avec les cartes CCG2, CCG4 et CCG1, qui peuvent être considérées comme des alternatives appropriées aux cartes standards 1D.

Schéma	PAPR [dB]
original SFBC-OFDM	10,35
CCG1	9,05
CCG2	9,15
CCG3	9,25
CCG4	9,15

Tableau 3. Performances en réduction de PAPR des cartes proposées CCGs à CCDF de 10^{-2}



(a)



(b)

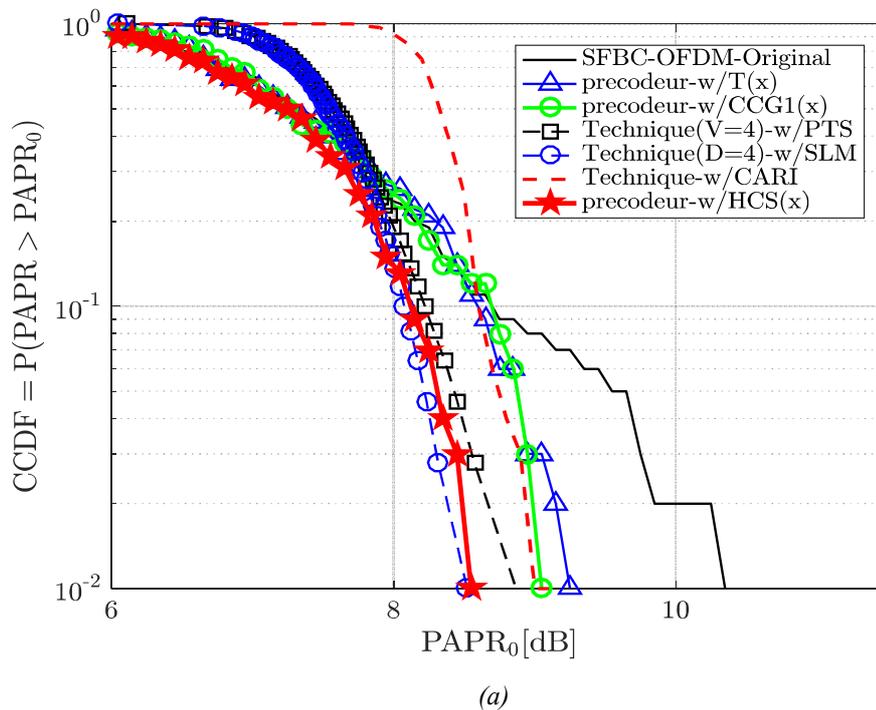
Figure 7. Comparaison entre le système original MIMO SFBC-OFDM et le système proposé MIMO SFBC-OFDM précodé basé sur CCGs (a) dans PAPR, (b) dans BER.

La figure 8 (a) illustre les courbes CCDF de système original MIMO SFBC-OFDM avec les techniques de SLM ($D = 4$ blocs), PTS ($V = 4$ sous-séquences) et CARI, ainsi que MIMO SFBC-OFDM précodé basé sur des cartes tente, CCG1 et HCS. Il a été constaté que le schéma HCS et la technique SLM fournissent la valeur PAPR la plus réduite, environ 8,55 dB à une CCDF de 10^{-2} . Une amélioration du précodeur hybride dans la réduction de PAPR est donnée dans le tableau 4. En effet, les séquences de précodage basées sur HCS tirent parti des excellentes caractéristiques et comportements chaotiques avec beaucoup plus de paramètres.

Schéma \ HCS	PAPR [dB]
original SFBC-OFDM	1,8
Tente	0,7
CCG1	0,5

Tableau 4. Comparaison des performances en réduction de PAPR du précodeur HCS à CCDF de 10^{-2}

De plus, la structure hybride proposée est également très efficace pour la réduction du BER, car elle produit le plus faible taux de BER sur les six schémas présentés à la figure 8 (b). Les meilleures performances sont bien obtenues, car elles non seulement réduisent la probabilité d'une valeur élevée de PAPR, mais conservent également les avantages du système, telles que l'absence de ressources de calcul nécessaires à la récupération du signal et une complexité élevée, qui constituent les limitations fondamentales des techniques SLM et PTS.



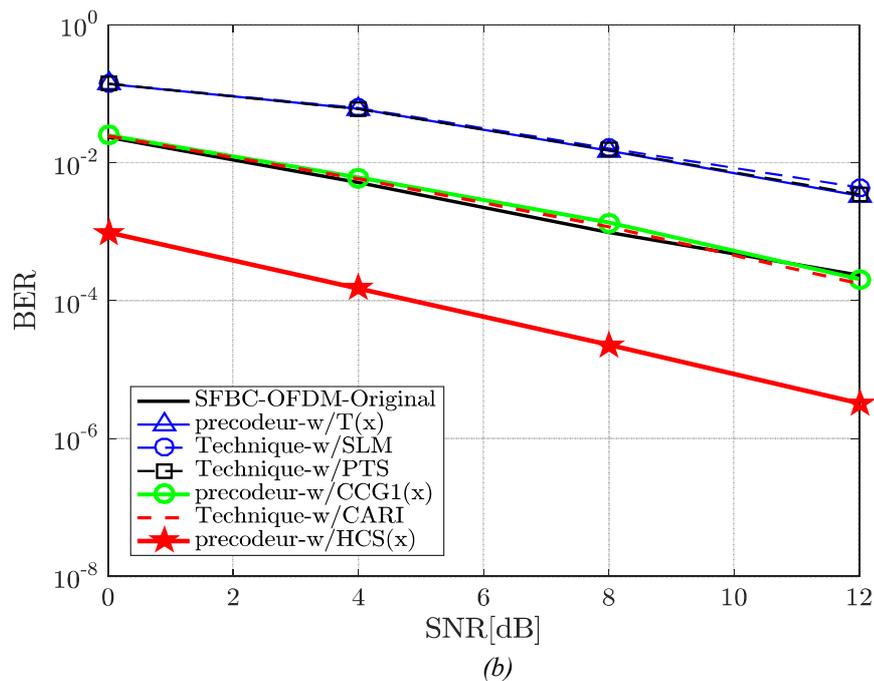


Figure 8. Comparaison entre le système original MIMO SFBC-OFDM et le système proposé MIMO SFBC-OFDM précodé basé sur HCS (a) dans PAPR, (b) dans BER.

IV.8.3. Discussion sur la complexité

Le tableau 5 résume la complexité des techniques de réduction de PAPR : SLM, PTS, CARI et précodeur basé sur HCS, exprimées en nombre de multiplications réelles. Les paramètres N , L , D , V et N_T correspondent au nombre de points IFFT, le facteur de suréchantillonnage, le nombre de blocs de données utilisés dans les méthodes SLM et PTS, le nombre de sous-séquences utilisées dans la méthode PTS et le nombre d'antennes d'émission, respectivement. Pour le précodeur proposé basé sur HCS, deux opérations de multiplication sont effectuées sur chaque échantillon du signal d'entrée (composantes en phase et en quadrature). La complexité totale n'est que la multiplication $2NL$, ce qui est également le cas pour les autres techniques de précodage (tente et CCG1). Il est clair que la complexité de la méthode de précodage basée sur HCS est très faible comparée à d'autres méthodes, sans aucune dépendance du nombre d'antennes d'émission, comme dans la technique CARI.

Méthode	Nombre de multiplication
SLM	$2DNL(\log_2(N)+2)+4N(D-1)$
PTS	$4(D-1)NLV+(2D+1)NL+V$
CARI	$2^{N_T} LN \log_2(LN)$
Précodeur HCS	$2NL$

Tableau 5. Nombre d'opérations de multiplication réelle pour SLM, PTS, CARI et précodeur basé sur HCS

IV.9. Conclusion

La tendance accrue à appliquer des cartes chaotiques dans les schémas SFBC-OFDMs, comme un mécanisme de prétraitement, est prise en compte avec davantage d'insistance sur les cartes discrètes 1D et leurs propriétés dynamiques chaotiques parfaites. Des études comparatives utilisant les critères PAPR et BER prouvent la puissance du schéma hybride en ce qui concerne les exigences de transmission du système et en déduisent que c'est le bon compromis qui surpasse celui des autres concurrents techniques, de manière à réduire considérablement le PAPR sans aucune dégradation du débit binaire des données et aucune exigence d'informations secondaires. La carte HCS offre une meilleure solution aussi bien dans le PAPR que dans le BER, en association avec les techniques de détection, ce qui facilite la responsabilité du récepteur et gagne la tâche difficile contre les effets d'évanouissements.

CONCLUSION GENERALE

Conclusion générale

En quelques années, les télécommunications ont connu un essor important. De plus en plus, l'individu doit être en permanence relié à un réseau (professionnel, social). L'apparition de terminaux communicants a rendu possible cette connexion quasi-permanente. Depuis une dizaine d'années, ces terminaux ont évolué de manière significative en terme de services proposés : téléphonie, messages, mail, Internet, portail musical, téléchargement de vidéos, et bientôt la télévision. La recherche d'une interface radio supérieure est un axe de recherche croissant. La problématique des prochaines générations peut se résumer à déterminer quelle forme d'onde permet d'atteindre un débit assez important. Des contraintes nouvelles liées à des enjeux environnementaux peuvent aussi être d'actualité. Les évolutions constantes en matière de communication ont révolutionné la manière d'échanger des informations avec l'émergence des nouvelles technologies avec lesquelles les utilisateurs exigent plus de mobilité et un accès sans fil sécurisé.

Dans cette thèse, nous avons essayé de fournir des réponses à la problématique de PAPR, dans le contexte des communications radio haut débit et large bande véhiculées au moyen de modulations multi-porteuses de type SFBC-OFDM. Le système multi porteuse permet de surmonter efficacement les dégradations introduites par le canal comme la sélectivité en fréquence et le bruit impulsif. Grâce aux progrès dans la fabrication des circuits numériques, la réalisation du système MIMO SFBC-OFDM devient possible. Mais du fait que ce système a une large dynamique caractérisée par un fort PAPR, il est très sensible aux non-linéarités des composants analogiques, en particulier celles de HPA. Pour entourer ce problème, cette thèse porte essentiellement sur l'étude des techniques de réduction du PAPR du signal SFBC-OFDM par codage chaotique. La thèse est organisée en quatre principales parties :

Nous nous sommes penchés en premier lieu dans le chapitre 1 à décrire les procédés de modulation SFBC-OFDM. En effet, l' SFBC-OFDM qui est une technique de modulation multi porteuses avancé a fait ses preuves dans le domaine de la communication haut débit permettant aux technologies actuelles d'atteindre un débit de transmission élevé. Elle est utilisée dans la plupart des standards de communication. Un des principaux inconvénients de la modulation SFBC est le fort PAPR des signaux qui en résultent.

Il s'est avéré que l' SFBC-OFDM a un considérable PAPR qui augmente avec le nombre de sous-porteuses. Pour cette raison, dans le chapitre 2, nous avons analysé de façon assez détaillée le PAPR des signaux SFBC-OFDM en développant théoriquement l'expression de sa distribution. Malheureusement des signaux généralement à fort PAPR subissent le plus la non-linéarité de l'amplificateur. Il nous a paru essentiel la recherche de solutions aux effets néfastes engendrés par l'amplification non-linéaire. De cette analyse, le besoin de réduction du PAPR s'est imposé, et un

ample parcours sur les techniques de réduction du PAPR a été proposé. Il est important de souligner que la contribution principale de cette thèse a été l'étude des techniques de réduction du PAPR. Cette contribution, nous a d'ailleurs permis de développer de nouvelles techniques appelées "les précodeurs chaotiques" qui ont fait l'objet des chapitres 3 et 4.

Nous avons profité de l'occasion pour proposer une extension des techniques de réduction du PAPR dans le chapitre 3. Les chaos suscitent beaucoup d'intérêts pour la réduction du PAPR parmi toutes d'autres techniques connues dans la littérature. Mais au début, un contexte historique sur le développement de la théorie du chaos est présenté. Par la suite, nous avons caractérisé analytiquement les performances chaotiques (diagramme de bifurcation, exposant de Lyapunov) de ces dites techniques en menant une étude théorique des cartes conventionnelles 1D. Parallèlement, avec la combinaison de deux cartes chaotiques simples, quatre versions différentes sont générées en raison de ses excellentes propriétés dynamiques. Plus d'avantage, un nouveau schéma chaotique est encore proposé en fonction d'une structure hybride à base des cartes simples constituant son expression. Le système hybride unidimensionnel HCS est construit à l'aide de trois cartes chaotiques 1D différentes (logistique, sine et tente) en mode parallèle puis en cascade. La carte proposée génère des séquences plus chaotiques et présentes de meilleures propriétés par rapport aux cartes chaotiques 1D qui la compose.

En effet, dans le chapitre 4, tous les développements théoriques obtenus précédemment ont été validés par des résultats de simulations. Les schémas de réduction du PAPR ont été présentés et ses performances (réduction du PAPR, qualité de transmission et complexité d'exécution) ont été ensuite évaluées et comparées à celles des méthodes classiques. Les résultats ont montré que, dans les mêmes conditions de simulation, la réduction de PAPR par le codage chaotique est plus performante pour un signal SFBC-OFDM, à savoir les cartes simples et les générateurs CCGs. HCS est la carte la plus efficace pour un système MIMO SFBC-OFDM, son schéma de réduction du PAPR a été donné, ses performances ont été évaluées et sa complexité a été analysée. L'avantage aussi permet non seulement de garantir la non-dégradation du BER du système mais aussi d'avoir un système de communication à faible complexité de calcul et ainsi le rendre utilisable dans la pratique.

L'objectif de ce manuscrit était d'obtenir et de trouver l'approche optimale qui puisse assurer un PAPR faible sans pénaliser les performances de BER en question, et les programmes élaborés nous ont permis de réaliser ce but avec un choix judicieux de meilleure approche déjà cité.

Publications de l'auteur

Article de Journal :

S. Mekhancha, D. Abed, A. Boualleg ” Chaotic-precoder Based PAPR Reduction In MIMO SFBC-OFDM ” International Journal of Electronics Letters , published online : 20 November 2019, (<https://doi.org/10.1080/21681724.2019.1692370>).

Conférence Internationale :

S. Mekhancha, D. Abed, A. Boualleg ” PAPR Reduction of Alamouti Coded SFBC Using Hadamard Technique In Frequency Seletive Channels ” 4th International Conference on Embedded Systems in Telecommunications and Instrumentation (ICESTI'19) 2019, Annaba , Algeria.

S. Mekhancha, A. Boualleg, S. Boussaha, et N. Merabtime ” Estimation des Angles d'Arrivée et Formation De Faisceau pour un Réseau d'Antennes Linéaire ” Second International Conference on Systems and Information Processing (ICSIP'11) 2011, Guelma, Algeria.

Conférence Nationale :

S. Mekhancha, S. Boussaha, A. Boualleg, ” Estimation de la Direction d'Arrivée Pour un Réseau Planaire 2D en Utilisant les Algorithmes MUSIC et ESPRIT ” 1ère Conférence Nationale sur les Télécommunications (CNT'2012) 2012, Guelma, Algérie.

Journée Doctorale en Télécommunications:

S. Mekhancha , S. Boussaha, A. Boualleg ” Contribution à l'Etude et à la Synthèse d'Antennes Intelligentes : Applications aux Communications Mobiles ” 1ère Journée Scientifique sur les Télécommunications (1ère JST'2011) 2011, Guelma, Algérie .

S. Mekhancha , A. Boualleg, S. Boussaha ” Etude Générale d'Une Antenne MIMO ” 1ère Journée Doctorale en Télécommunications (JDT'2013) 2013, Laboratoire de Télécommunications, Guelma, Algérie .

S. Mekhancha, A. Boualleg, S. Boussaha ” Le Multiplexage Spatial d'Une Antenne MIMO ” 2ème Journée Doctorale en Télécommunications (JDT'2014) 2014, Laboratoire de Télécommunications, Guelma, Algérie .

S. Mekhancha, A. Boualleg, S. Boussaha ” Le Système de Transmission MIMO/OFDM ” 3ème Journée Doctorale en Télécommunications (JDT'2015) 2015, Laboratoire de Télécommunications, Guelma, Algérie.

S. Mekhancha, A. Boualleg, S. Boussaha ” MIMO Space-Time Block Coding (STBC) ” 4ème Journée Doctorale en Télécommunications (JDT'2016) 2016, Laboratoire de Télécommunications, Guelma, Algérie.

Annexes

Annexe .A

1. La variable aléatoire de Rayleigh :

On voit qu'une variable aléatoire Rayleigh est la racine carrée d'une variable aléatoire X^2 avec deux degrés de liberté.

$$p(x) = \begin{cases} \frac{1}{2\sigma^2} e^{-\frac{x}{2\sigma^2}} & x > 0 \\ 0 & \text{autre} \end{cases} \quad (\text{A1.1})$$

Il s'agit de la fonction de densité de probabilité (PDF) d'une variable aléatoire exponentielle de moyenne égale à $2\sigma^2$.

Si X_1 et X_2 sont deux variables aléatoires gaussiennes réparties chacune selon la forme abrégée $N(0, \sigma^2)$ pour désigner le PDF des variables aléatoires gaussiennes, alors :

$$X = \sqrt{X_1^2 + X_2^2} \quad (\text{A1.2})$$

est une variable aléatoire de Rayleigh. Nous pouvons également conclure que la variable aléatoire Rayleigh est la racine carrée d'un aléatoire exponentiel variable donnée par l'équation (A1.1). Le PDF d'une variable aléatoire de Rayleigh est donné par [14]:

$$p(x) = \begin{cases} \frac{x}{\sigma^2} e^{-\frac{x^2}{2\sigma^2}} & x > 0 \\ 0 & \text{autre} \end{cases} \quad (\text{A1.3})$$

et sa moyenne et sa variance sont :

$$E[X] = \sigma \sqrt{\frac{\pi}{2}} \quad (\text{A1.4})$$

$$VAR[X] = \left(2 - \frac{\pi}{2}\right) \sigma^2 \quad (\text{A1.5})$$

En général, le n ème moment d'une variable aléatoire de Rayleigh est donné par :

$$E[X^k] = (2\sigma^2)^{k/2} \Gamma\left(\frac{k}{2} + 1\right) \quad (\text{A1.6})$$

et sa fonction caractéristique est donnée par :

$$\Phi_X(w) = {}_1F_1\left(1, \frac{1}{2}; -\frac{1}{2}w^2\sigma^2\right) + j\sqrt{\frac{\pi}{2}}w\sigma e^{-\frac{w^2\sigma^2}{2}} \quad (\text{A1.7})$$

où ${}_1F_1(a,b;x)$ est la fonction hypergéométrique confluente définie par :

$${}_1F_1(a,b;x) = \sum_{k=0}^{\infty} \frac{\Gamma(a+k)\Gamma(b)x^k}{\Gamma(a)\Gamma(b+k)k!}, b \neq 0, -1, -2, \dots \quad (\text{A1.8})$$

La fonction ${}_1F_1(a,b;x)$ peut également être écrite comme l'intégrale :

$${}_1F_1(a,b;x) = \frac{\Gamma(b)}{\Gamma(b-a)\Gamma(a)} \int_0^1 e^{xt} t^{a-1} (1-t)^{b-a-1} dt \quad (\text{A1.9})$$

Dans Beaulieu (1990), il est démontré que [118] :

$${}_1F_1\left(1, \frac{1}{2}; -x\right) = -e^{-x} \sum_{k=0}^{\infty} \frac{x^k}{(2k-1)k!} \quad (\text{A1.10})$$

Le CDF d'une variable aléatoire Rayleigh peut être facilement trouvé en intégrant le PDF. Le résultat est :

$$F(x) = \begin{cases} 1 - e^{-\frac{x^2}{2\sigma^2}} & x > 0 \\ 0 & \text{autre} \end{cases} \quad (\text{A1.11})$$

Le PDF d'une variable aléatoire de Rayleigh est tracé sur la figure A.1.

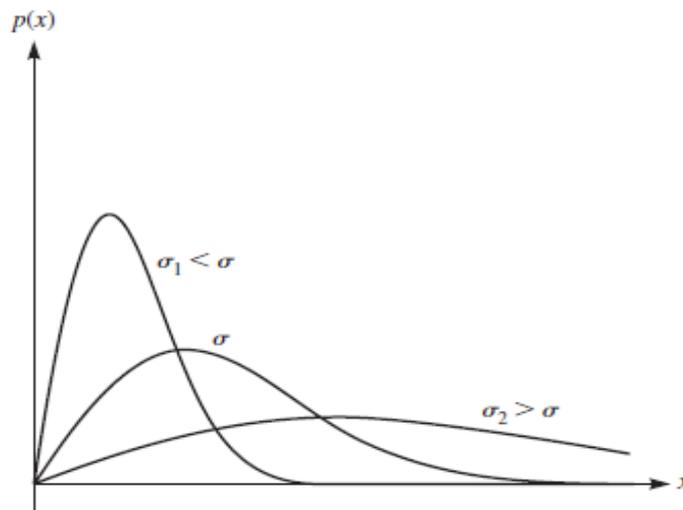


Figure A.1. Le PDF de la variable aléatoire de Rayleigh pour trois valeurs différentes de σ .

Une version généralisée de la variable aléatoire de Rayleigh est obtenue lorsque nous avons n variables aléatoires gaussiennes à moyenne nulle $\{X_i, 1 \leq i \leq n\}$ où chaque X_i a une distribution $N(0, \sigma^2)$. Dans ce cas :

$$X = \sqrt{\sum_{i=1}^n X_i^2} \quad (\text{A1.12})$$

a une distribution de Rayleigh généralisée. Le PDF de cette variable aléatoire est donné par :

$$p(x) = \begin{cases} \frac{x^{n-1}}{2^{\frac{n-2}{2}} \sigma^n \Gamma\left(\frac{n}{2}\right)} e^{-\frac{x^2}{2\sigma^2}} & x \geq 0 \\ 0 & \text{autre} \end{cases} \quad (\text{A1.13})$$

Pour le Rayleigh généralisé, et avec $n = 2m$, le CDF est donné par :

$$F(x) = \begin{cases} 1 - e^{-\frac{x^2}{2\sigma^2}} \sum_{k=0}^{m-1} \frac{1}{k!} \left(\frac{x^2}{2\sigma^2}\right)^k & x \geq 0 \\ 0 & \text{autre} \end{cases} \quad (\text{A1.14})$$

Le $k^{\text{ème}}$ moment d'un Rayleigh généralisé pour toute valeur entière de n (pair ou impair) est donné par :

$$E[X^k] = (2\sigma^2)^{k/2} \frac{\Gamma\left(\frac{n+k}{2}\right)}{\Gamma\left(\frac{n}{2}\right)} \quad (\text{A1.15})$$

2. PAPR en RF :

Le signal SFBC-OFDM $x(t)$ est modulé à la fréquence porteuse f_c :

$$\begin{aligned} x_{rf}(t) &= \text{Re}\left[x(t)e^{j2\pi f_c t}\right] \\ &= x_I(t) \cos[2\pi f_c t] - x_Q(t) \sin[2\pi f_c t] \end{aligned} \quad (\text{A2.1})$$

Comme f_c est généralement beaucoup plus grand que la largeur de bande du signal, c'est-à-dire, $f_c \gg N/T_s$, de l'équation (A2.1), on montre que le signal modulé à f_c et son équivalent bande de base ont la même puissance crête, c'est-à-dire,

$$\max_{0 \leq t \leq T_s} |x_{rf}(t)|^2 = \max_{0 \leq t \leq T_s} |x(t)|^2 \quad (\text{A2.2})$$

$$\text{Pour une modulation QAM, } E\left[|x_I(t)|^2\right] = E\left[|x_Q(t)|^2\right] = \frac{1}{2} E\left[|x(t)|^2\right]$$

De l'équation (A2.1), on montre que :

$$E\left[|x_{rf}(t)|^2\right] = \frac{1}{2} E\left[|x_I(t)|^2\right] + \frac{1}{2} E\left[|x_Q(t)|^2\right] = \frac{1}{2} E\left[|x(t)|^2\right] \quad (\text{A2.3})$$

Des équations (A2.2) et (A2.3), on montre donc que le PAPR en RF est environ deux fois le PAPR en bande de base, c'est-à-dire,

$$PAPR_{[x_f]} = \frac{\max_{0 \leq t \leq T_s} |x_f(t)|^2}{E \left[|x_f(t)|^2 \right]} \approx \frac{\max_{0 \leq t \leq T_s} |x(t)|^2}{\frac{1}{2} E \left[|x(t)|^2 \right]} = 2PAPR_{[x]} \quad (\text{A2.4})$$

Annexe .B

1. Critère ISI et Nyquist :

Après les avoir reçus les symboles $\{x_n\}$ via le canal, ils sont traités avec le filtre de réception, l'égaliseur et le détecteur dans le récepteur. Soit $g_T(t)$, $g_R(t)$ et $h^{-1}(t)$ la réponse impulsionnelle du filtre d'émission, du filtre de réception et de l'égaliseur, respectivement. La sortie de l'égaliseur peut être exprimée comme :

$$y(t) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} x_m g(t - mT) + z(t) \quad (\text{B1.1})$$

où $z(t)$ est un bruit additif et $g(t)$ est la réponse impulsionnelle du système de bout en bout global donné comme :

$$g(t) = g_T(t) * h(t) * g_R(t) * h^{-1}(t) \quad (\text{B1.2})$$

Par conséquent, la réponse impulsionnelle globale est soumise uniquement aux filtres d'émission et de réception. Lorsque le terme de bruit est ignoré, le signal de sortie échantillonné de l'égaliseur peut être exprimé comme :

$$y(t_n) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} x_m g((n-m)T) \quad \text{avec } t_n = nT \quad (\text{B1.3})$$

En isolant le $n^{\text{ème}}$ échantillon pour détecter x_n , l'équation (B1.3) peut s'écrire :

$$y(t_n) = x_n g(0) + \sum_{m=-\infty, m \neq n}^{\infty} x_m g((n-m)T) \quad (\text{B1.4})$$

Dans l'équation (B1.4), l'ISI peut être complètement éliminé en remplissant la condition de domaine temporel suivante sur la réponse impulsionnelle globale:

$$g(nT) = \delta[n] = \begin{cases} 1, n = 0 \\ 0, n \neq 0 \end{cases} \quad (\text{B1.5})$$

Notez que la condition dans l'équation (B1.5) est équivalente à la condition de domaine de fréquence suivante:

$$\sum_{i=-\infty}^{\infty} G\left(f - \frac{i}{T}\right) = T \quad (\text{B1.6})$$

où $G(f)$ est la transformée de Fourier de $g(t)$, qui représente la réponse en fréquence globale. La condition équation (B1.5) ou équation (B1.6) est connue sous le nom de critère de Nyquist, qui garantit une communication sans ISI même avec une courte période de symbole T pour une transmission à haut débit dans un système de transmission à porteuse unique. Notez que les filtres satisfaisant au critère de Nyquist sont appelés filtres de Nyquist. Un filtre de Nyquist évident est un LPF (filtre passe-bas) idéal, qui a une réponse impulsionnelle de type fonction sinc ou une réponse en fréquence de type impulsion rectangulaire (ou mur de briques) équivalente comme décrit par :

$$G_I(f) = \frac{1}{2W} \text{rect}\left(\frac{f}{2W}\right) = \begin{cases} T, & |f| \leq \frac{1}{2T} \\ 0, & |f| > \frac{1}{2T} \end{cases} \quad (\text{B1.7})$$

où $W = R/2 = 1/(2T)$. Dans l'équation (B1.7), R et W correspondent respectivement au débit de Nyquist et à la largeur de bande de Nyquist. Notez que la bande passante Nyquist W est la bande passante minimale possible qui est nécessaire pour réaliser le taux de données R sans ISI. Cependant, le filtre idéal dans l'équation (B1.7) n'est pas physiquement réalisable car sa réponse impulsionnelle n'est pas causale (c'est-à-dire, $g(t) \neq 0$ pour certains $t < 0$ et sa durée est infinie).

Un autre filtre de Nyquist bien connu mais réalisable physiquement est le filtre à cosinus surélevé, qui est spécifié par la réponse en fréquence suivante [119] :

$$G_{RC}(f) = \begin{cases} T, & |f| \leq \frac{1-r}{2T} \\ \frac{T}{2} \left\{ 1 + \cos \frac{\pi T}{r} \left(|f| - \frac{1-r}{2T} \right) \right\}, & \frac{1-r}{2T} < |f| \leq \frac{1+r}{2T} \\ 0, & |f| > \frac{1+r}{2T} \end{cases} \quad (\text{B1.8})$$

où r est le facteur de décroissance qui adapte la bande passante totale et $0 \leq r \leq 1$. Il est clair que l'équation (B1.8) satisfait la condition sans ISI équation (B1.6), mais n'est pas aussi nette que la réponse en fréquence d'un LPF idéal. Notez que la réponse en fréquence cosinus élevée dans l'équation (B1.8) occupe une plage de fréquences plus large que la bande passante de Nyquist. La bande passante réelle est régie par le facteur de décroissance r .

2. Distribution de Rice :

En général, l'environnement de propagation pour n'importe quel canal sans fil à l'intérieur ou à l'extérieur peut être soumis à LOS (ligne de visée) ou NLOS (sans ligne de vue). une fonction de densité de probabilité du signal reçu dans l'environnement LOS suit la distribution ricienne, tandis que dans l'environnement NLOS suit la distribution de Rayleigh si la diffusion est suffisamment riche. La figure B.2 illustre ces deux environnements différents: l'un pour LOS et l'autre pour NLOS. Il est préférable de décrire le canal du monde réel comme [15] :

$$H = H_{Ric} + R_R^{1/2} H_w R_T^{1/2} \quad (B2.1)$$

où H_{Ric} est la composante Ricienne ou en visibilité directe (LOS), et H_w est la composante Rayleigh indépendante et identiquement distribuée. R_T est la matrice de corrélation d'émission $N_T \times N_T$ et R_R est la matrice de corrélation $N_R \times N_R$ de réception. R_T et R_R sont tous deux des matrices hermitiennes semi-définies positives.

Si certains des composants de diffusion sont beaucoup plus forts que la plupart des composants, le processus d'évanouissement ne suit plus la distribution de Rayleigh. Dans ce cas, l'amplitude du signal reçu, suit la distribution ricienne et ainsi, ce processus d'évanouissement est appelé évanouissement ricienne. Le LOS est un composant qui existe grâce à un trajet direct entre l'émetteur et le récepteur, qui sont placés de manière à être à portée de vue l'un de l'autre. La LOS peut également être représentée comme la somme d'une composante fixe et d'une composante dispersée comme suit :

$$H = \sqrt{\frac{k}{1+k}} \bar{H} + \sqrt{\frac{1}{1+k}} H_w \quad (B2.2)$$

où $\sqrt{\frac{k}{1+k}} \bar{H} \in (H)$ est la composante LOS du canal

et $\sqrt{\frac{1}{1+k}} H_w$ est la composante d'évanouissement qui suppose un évanouissement non corrélé.

Les éléments de \bar{H} sont supposés avoir une puissance unitaire. k est le facteur ricien du système et est essentiellement le rapport entre la puissance dans la composante LOS du canal c^2 et la puissance dans la composante de diffusion $2\sigma^2$ donné par [14] :

$$k = \frac{c^2}{2\sigma^2} \quad (B2.3)$$

$k=0$ correspond à un canal de Rayleigh pur, tandis que $k=\infty$ correspond à un canal sans évanouissement. Le composant LOS se manifeste dans les deux cas suivants :

- ✓ La distance de séparation entre les antennes.
- ✓ Composant LOS créé en raison d'un environnement de diffusion médiocre.

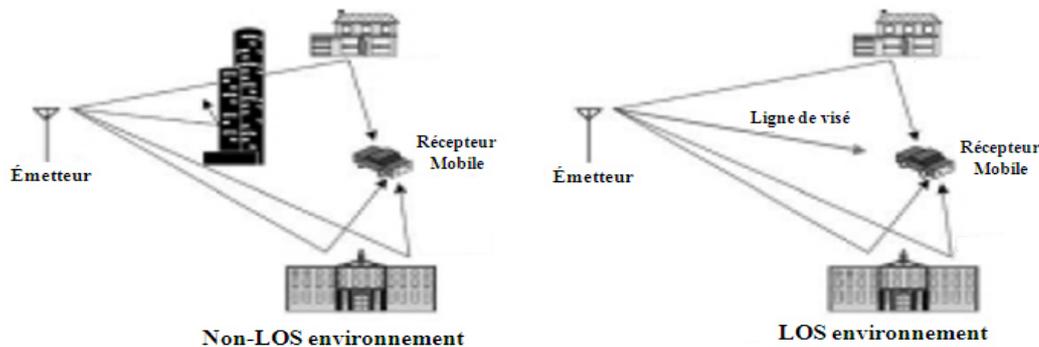


Figure B.2. Environnements de propagation non LOS et LOS.

Par le théorème central limite, le signal reçu peut être représenté par une variable aléatoire gaussienne. En d'autres termes, un canal sans fil soumis aux environnements à évanouissement peut être représenté par une variable aléatoire gaussienne complexe, indépendante et identiquement distribuée avec une moyenne nulle et une variance de σ^2 . Ensuite, notez que X est une variable aléatoire de Rayleigh avec la fonction de densité de probabilité (PDF) suivante:

$$f_X(x) = \frac{x}{\sigma^2} e^{-\frac{x^2}{2\sigma^2}} \quad (\text{B2.4})$$

où $2\sigma^2 = E\{X^2\}$. En outre, X^2 est connu comme une variable aléatoire chi-carré (X^2).

Dans l'environnement en visibilité directe (LOS) où il existe un fort chemin qui n'est soumis à aucune perte due à la réflexion, à la diffraction et à la diffusion, l'amplitude du signal reçu peut être exprimée comme $X = c + W_1 + jW_2$ où c représente le composant LOS tandis que W_1 et W_2 sont des Variables aléatoires gaussiennes avec une moyenne nulle et une variance de σ^2 comme dans l'environnement non LOS. On sait que X est la variable aléatoire ricienne avec le PDF suivant:

$$f_X(x) = \frac{x}{\sigma^2} e^{-\frac{x^2+c^2}{2\sigma^2}} I_0\left(\frac{xc}{\sigma^2}\right) \quad (\text{B2.5})$$

où $I_0(\cdot)$ est la fonction de Bessel d'ordre zéro modifiée du premier type. Notez que l'équation (B2.5) peut être représentée en termes du facteur k ricien défini dans l'équation (B2.3). Dans le cas où il n'existe pas un composant LOS (*i.e.*, $k = 0$), l'équation (B2.5) se réduit à l'équation PDF de Rayleigh (B2.4) comme dans l'environnement non LOS. Lorsque k augmente, l'équation (B2.5) tend à être le PDF gaussien. Généralement, on suppose que $k \sim -40dB$ pour le canal à évanouissement de Rayleigh et $k > 15dB$ pour le canal gaussien. Dans l'environnement LOS, le premier chemin qui arrive généralement avec une réflexion peut être modélisé comme un canal d'évanouissement ricien.

3. Code de bloc espace-temps (STBC) :

Le tout premier et bien connu STBC est le code Alamouti, qui est un code spatio-temporel orthogonal complexe spécialisé pour le cas de deux antennes d'émission a été développé par Alamouti . Dans l'encodeur Alamouti, deux symboles consécutifs x_1 et x_2 sont codés avec la matrice de mots de code espace-temps suivante [16] :

$$X = \begin{bmatrix} x_1 & -x_2^* \\ x_2 & x_1^* \end{bmatrix} \quad (\text{B3.1})$$

Comme le montre la figure B.3, le signal codé par Alamouti est transmis par les deux antennes d'émission sur deux périodes de symbole. Pendant la première période de symboles, deux symboles

x_1 et x_2 sont transmis simultanément depuis les deux antennes d'émission. Pendant la deuxième période de symbole, ces symboles sont à nouveau transmis, où $-x_2^*$ est transmis depuis la première antenne d'émission et x_1^* transmis depuis la deuxième antenne d'émission.



Figure B.3. Encodeur Alamouti

Annexe .C

1. Évanouissement dû à la dispersion temporelle: canal d'évanouissement sélectif en fréquence :

En raison de la dispersion temporelle selon les trajets multiples, la réponse du canal varie avec la fréquence. Le signal reçu subit un évanouissement non sélectif en fréquence tant que la largeur de bande du canal sans fil est plus large que celle de la largeur de bande du signal, tout en maintenant une amplitude constante et une réponse de phase linéaire dans une bande passante. L'amplitude constante subie par la largeur de bande du signal induit un évanouissement plat, qui est un autre terme pour désigner l'évanouissement non sélectif en fréquence. Ici, une largeur de bande plus étroite implique que la période de symbole T_s est supérieure à l'étalement de retard τ du canal à trajets multiples $h(t, \tau)$. Tant que T_s est supérieur à τ , le symbole actuel n'affecte pas autant le symbole suivant au cours de la période de symbole suivante, ce qui implique que l'interférence inter-symboles (ISI) n'est pas significative. Même si l'amplitude varie lentement dans le temps dans le canal d'évanouissement non sélectif en fréquence, il est souvent appelé canal à bande étroite, car la bande passante du signal est beaucoup plus étroite que la bande passante du canal. Pour résumer l'observation ci-dessus, un signal d'émission est soumis à un évanouissement non sélectif en fréquence dans les conditions suivantes [120]:

$$B_s \ll B_c \text{ et } T_s \gg \sigma_\tau \quad (C1.1)$$

où B_s et T_s sont la largeur de bande et la période de symbole du signal d'émission, tandis que B_c et σ_τ désignent respectivement la largeur de bande de cohérence et l'étalement du retard.

Le signal d'émission subit un évanouissement sélectif en fréquence lorsque le canal sans fil a une amplitude constante et une réponse de phase linéaire uniquement dans une largeur de bande de canal plus étroite que la largeur de bande du signal. Dans ce cas, la réponse impulsionnelle de canal a un étalement de retard τ plus important qu'une période de symbole du signal d'émission. En raison de la courte durée du symbole par rapport à l'étalement du retard par trajets multiples, les copies à plusieurs retards du signal de transmission se chevauchent de manière significative avec le symbole suivant, entraînant des interférences inter-symboles (ISI). Le terme canal sélectif en fréquence est utilisé simplement parce que l'amplitude de la réponse en fréquence varie avec la fréquence, par opposition à la nature plate en fréquence du canal à évanouissement non sélectif en fréquence. Cela implique que la largeur de bande de signal B_s est supérieure à la largeur de bande de cohérence B_c et donc, le signal reçu aura une amplitude différente dans la réponse en fréquence (c'est-à-dire qu'il subira un évanouissement sélectif en fréquence). Étant donné que la largeur de bande du signal est supérieure à la largeur de bande de la réponse impulsionnelle du canal dans le canal à évanouissement sélectif en fréquence, elle est souvent appelée canal à large bande. Pour résumer l'observation ci-dessus, le signal d'émission est soumis à un évanouissement sélectif en fréquence dans les conditions suivantes:

$$B_s \succ B_c \quad \text{et} \quad T_s \prec \sigma_\tau \quad (\text{C1.2})$$

2. Évanouissement dû à la dispersion de fréquence: canal d'évanouissement sélectif dans le temps :

En fonction de l'étendue de la propagation Doppler, le signal reçu subit une atténuation rapide ou lente. Dans un canal à évanouissement rapide, le temps de cohérence est inférieur à la période de symbole et donc, une réponse impulsionnelle de canal varie rapidement au sein de la période de symbole. La variation dans le domaine temporel est étroitement liée au mouvement de l'émetteur ou du récepteur, qui entraîne un étalement dans le domaine fréquentiel, connu sous le nom de décalage Doppler. Soit f_m le décalage Doppler maximum. La largeur de bande du spectre Doppler, notée B_d , est donnée par $B_d = 2f_m$. En général, le temps de cohérence, noté T_c , est inversement proportionnel à l'étalement Doppler, c'est-à-dire [14],

$$T_c \approx \frac{1}{f_m} \quad (\text{C2.1})$$

Par conséquent, $T_s \succ T_c$ implique $B_s \prec B_d$. Le signal de transmission est soumis à une atténuation rapide. D'un autre côté, considérons le cas où la réponse impulsionnelle du canal varie lentement par rapport à la variation du signal d'émission en bande de base. Dans ce cas, nous pouvons supposer que le canal ne change pas pendant la durée d'un ou plusieurs symboles et donc, il est appelé un canal statique. Cela implique que l'étalement Doppler est beaucoup plus petit que la largeur de bande du

signal d'émission en bande de base. En conclusion, le signal d'émission est soumis à une atténuation lente dans les conditions suivantes:

$$T_s \ll T_c \quad \text{et} \quad B_s \gg B_d \quad (\text{C2.2})$$

Il est important de noter que l'évanouissement rapide ou lent n'a rien à voir avec l'évanouissement induite par la dispersion dans le temps. En d'autres termes, la sélectivité en fréquence du canal sans fil ne peut pas être jugée simplement à partir des caractéristiques du canal d'évanouissement rapide ou lent. Ceci est simplement dû au fait que l'évanouissement rapide n'est attribuée qu'au taux de variation de canal dû au mouvement du terminal.

Annexe .D

1. Algorithme récursif des moindres carrés RLS :

Pour dériver des algorithmes convergents plus rapides, nous adopterons une approche des moindres carrés. Ainsi, nous traiterons directement les données reçues en minimisant l'indice de performance quadratique, au lieu de minimiser la valeur attendue de l'erreur quadratique. En termes simples, cela signifie que l'indice de performance est exprimé en termes de moyenne temporelle plutôt que de moyenne statistique.

Il est commode d'exprimer les algorithmes récursifs des moindres carrés sous forme matricielle. Par conséquent, nous définirons un certain nombre de vecteurs et de matrices nécessaires à ce développement. Ce faisant, nous changerons légèrement la notation. Plus précisément, l'estimation du symbole d'information au temps t , où t est un entier, à partir d'un égaliseur linéaire est maintenant exprimée comme :

$$\hat{I}(t) = \sum_{j=-k}^k c_j(t-1) v_{t-j} \quad (\text{D1.1})$$

En modifiant l'indice j sur $c_j(t-1)$ pour passer de $j=0$ à $j=N-1$ et en définissant simultanément:

$$y(t) = v_t + k \quad (\text{D1.2})$$

L'estimation $\hat{I}(t)$ devient :

$$\begin{aligned} \hat{I}(t) &= \sum_{j=0}^{N-1} c_j(t-1) y(t-j) \\ &= C_N^t(t-1) Y_N(t) \end{aligned} \quad (\text{D1.3})$$

où $C_N(t-1)$ et $Y_N(t)$ sont, respectivement, les vecteurs de colonne des coefficients d'égalisation $c_j(t-1), j=0,1,\dots,N-1$, et les signaux d'entrée $y(t-j), j=0,1,2,\dots,N-1$.

De même, dans l'égaliseur de retour de décision, nous avons des coefficients de prise $c_j(t), j = 0, 1, \dots, N-1$, où les premiers $K_1 + 1$ sont les coefficients du filtre à action directe et les $K_2 = N - K_1 - 1$ restants sont les coefficients du filtre à rétroaction.

Les données de l'estimation $\hat{I}(t)$ est $v_{t+k_1}, \dots, v_{t+1}, \tilde{I}_{t-1}, \dots, \tilde{I}_{t-k_2}$, ou $\tilde{I}_{t-j}, 1 \leq j \leq k_2$, désignent les décisions sur les symboles précédemment détectés. Dans ce développement, nous négligeons l'effet des erreurs de décision dans les algorithmes. Par conséquent, nous supposons que $\tilde{I}_{t-j} = I_{t-j}, 1 \leq j \leq k_2$.

Pour plus de commodité, nous définissons également :

$$y(t-j) = \begin{cases} v_{t+k_1-j} & (0 \leq j \leq k_1) \\ I_{t+k_1-j} & (k_1 < j \leq N-1) \end{cases} \quad (D1.4)$$

Donc,

$$\begin{aligned} Y_N(t) &= [y(t) \quad y(t-1) \dots \quad y(t-N+1)]^T \\ &= [v_{t+k_1} \dots v_{t+1} v_t I_{t-1} \dots I_{t-k_2}]^T \end{aligned} \quad (D1.5)$$

2. Estimation des moindres carrés LS :

La méthode d'estimation de canal des moindres carrés (LS) trouve l'estimation de canal \hat{H} de telle sorte que la fonction de coût suivante est minimisée:

$$\begin{aligned} J(\hat{H}) &= \|Y - X\hat{H}\|^2 \\ &= (Y - X\hat{H})^H (Y - X\hat{H}) \\ &= Y^H Y - Y^H X\hat{H} - \hat{H}^H X^H Y + \hat{H}^H X^H X\hat{H} \end{aligned} \quad (D2.1)$$

En définissant la dérivée de la fonction par rapport à \hat{H} à zéro,

$$\frac{\partial J(\hat{H})}{\partial \hat{H}} = -2(X^H Y)^* + 2(X^H X\hat{H})^* = 0 \quad (D2.2)$$

nous avons $X^H X\hat{H} = X^H Y$, ce qui donne la solution à l'estimation du canal LS comme :

$$\hat{H}_{LS} = (X^H X)^{-1} X^H Y = X^{-1} Y \quad (D2.3)$$

Notons chaque composante de l'estimation du canal LS \hat{H}_{LS} par $\hat{H}_{LS}[k], k = 0, 1, 2, \dots, N-1$. Puisque X est supposé être diagonal en raison de la condition sans ICI, l'estimation du canal LS \hat{H}_{LS} peut être écrite pour chaque sous-porteuse comme :

$$\hat{H}_{LS}[k] = \frac{Y[k]}{X[k]}, k = 0, 1, 2, \dots, N-1 \quad (\text{D2.4})$$

3. Estimation des carrés moyens minimaux MMSE :

Le détecteur MMSE combine linéairement les signaux reçus $\{y_m, 1 \leq m \leq N_R\}$ pour former une estimation des symboles transmis $\{x_n, 1 \leq n \leq N_T\}$. La combinaison linéaire est représentée sous forme matricielle comme :

$$\hat{x} = W^H y \quad (\text{D3.1})$$

où W est une matrice de pondération $N_R \times N_T$, qui est sélectionnée pour minimiser l'erreur quadratique moyenne :

$$J(W) = E[\|e\|^2] = E[\|x - W^H y\|^2] \quad (\text{D3.2})$$

La minimisation de $J(W)$ conduit à la solution des vecteurs de poids optimaux w_1, w_2, \dots, w_{N_T} comme [120] :

$$w_n = R_{yy}^{-1} r_{x_n y}, n = 1, 2, \dots, N_T \quad (\text{D3.3})$$

ou $R_{yy} = E[yy^H] = HR_{xx}H^H + N_0I$ est la matrice d'autocorrélation $N_R \times N_R$ de vecteur de signal reçu y , $R_{xx} = E[xx^H]$, $r_{x_n y} = E[x_n^* y]$ et $E[\eta\eta^H] = N_0I$.

Lorsque le vecteur de signal a des composantes à moyenne nulle non corrélées, R_{xx} est une matrice diagonale. Chaque composante de l'estimation \hat{x} est quantifiée à la valeur de symbole transmise la plus proche.

Bibliographie

- [1] T. Anttalainen , Introduction to Telecommunications Network Engineering , Boston London: Artech House, 2003 .
- [2] J. Laiho and A.Wacker , T.Novosad , Radio Network Planning and Optimisation for UMTS , England : John Wiley & Sons Ltd , 2006.
- [3] A. Goldsmith , Wireless Communications , New York : Cambridge University Press , 2005.
- [4] H. Holma and A.Toskala , HSDPA/HSUPA for UMTS High Speed Radio Access for Mobile Communications , England : John Wiley & Sons Ltd , 2006 .
- [5] A.A. Kwabena , ” Multiple Input Multiple Output (MIMO) Operation Principles ”, Bachelor of Engineering and Information Technology thesis , University of Applied Sciences , Helsinki Metropolia , 2013 .
- [6] M. Youssef i, N. Bounouader, Z. Guennoun and J. Abbadi, “ Adaptive Switching between Space-Time and Space-Frequency Block Coded OFDM Systems in Rayleigh Fading Channel “ , International Journal of Communications, Network and System Sciences, Vol. 6 , No. 6, pp.316-323 , 2013.
- [7] A. Belhouji ,” Etudes Théoriques et Expérimentales de Systèmes de Transmissions MIMO-OFDM Mesures Actives en Environnements Réels et Maîtrisés Dans un Contexte WiMAX ”, Thèse de Doctorat , École Doctorale Science-Technologie-Santé , Limoges, 2009.
- [8] S. Vergerio ,” Recherche des Caractéristiques Optimales d’Antennes Multi-capteurs Pour les Systèmes MIMO ”, Thèse de Doctorat, Ecole Doctorale Physique et Sciences de la Matière, Provence - Aix-Marseille I , 2007 .
- [9] A. Mohydeen , ” Contributions à l’Estimation des Paramètres du Canal MIMO ”, Thèse de Doctorat , Ecole Doctorale N°601 Mathématiques et Sciences et Technologies de l’Information et de la Communication , Nantes , 2019 .
- [10] P.K. Korrai, M.N.S. Swamy, K. Deergha Rao , ” A MIMO SFBC OFDM Scheme for Transmission of Watermarked Medical Images over frequency-selective fading Channels ” , IEEE Asia Pacific Conference on Postgraduate Research in Microelectronics and Electronics (PrimeAsia), pp.233-238 , Visakhapatnam, India , 2013 .
- [11] S.R. Sabuj , M.S. Islam , ” Performance Analysis of SFBC and Data Conjugate in MIMO-OFDM System over Nakagami Fading Channel ”, Journal of Communications , Vol. 7, No. 3, pp. 790-794 , 2012 .
- [12] D. Singh , H.D. Joshi , ” Performance Analysis of SFBC-OFDM System with Channel Estimation Error Over Generalized Fading Channels ” , Transactions on Emerging Telecommunications Technologies , Vol. 29 , No. 3, pp. 1-15 , 2018 .
- [13] C.LE. Guellaut , “ Prototypage d’un Système MIMO-MC-CDMA Sur Plate-Forme Hétérogène “ , Thèse de Doctorat , Institut National des Sciences Appliquées , Rennes , 2009 .

-
- [14] Y.S. Cho , J. Kim , W.Y. Yang , C.G. Kang , MIMO-OFDM Wireless Communications With Matlab , Asia : John Wiley & Sons Pte Ltd , 2010 .
- [15] E. Biglieri, R. Calderbank, A. Constantinides, A. Goldsmith, A. Paulraj , H. Vincent Poor , MIMO Wireless Communications , New York : Cambridge University Press , 2007.
- [16] M. Jankiraman , Space-Time Codes and MIMO Systems , Boston London : Artech House , 2004 .
- [17] A. Lozano, and N. Jindal , ” Transmit Diversity v. Spatial Multiplexing in Modern MIMO Systems ”, IEEE Transactions on Wireless Communications, Vol. 9 , No. 1, pp.186 - 197 , 2010.
- [18] A. Diallo, ” Systèmes Multi-Antennes Pour Diversité Et MIMO ” , Thèse de Doctorat , Ecole Doctorale des Sciences et Technologies de l'Information et de la Communication, Nice-Sophia Antipolis , 2010 .
- [19] C. Tounou , ” Contribution à l'Etude de Systèmes à Diversité d'Antennes sur Terminaux Compacts. Mesures de Performances en Environnement Réel ”, Thèse de Doctorat, École Doctorale Science-Technologie-Santé , Limoges, 2008.
- [20] M.B. Zid , ” Emploi de Techniques de Traitement de Signal MIMO Pour des Applications Dédiées Réseaux de Capteurs Sans Fil ”, Thèse de Doctorat , École Doctorale Electronique EEATS , Grenoble , 2012 .
- [21] G. Taricco , ” MIMO Capacity with Average Total and Per-Antenna Power Constraints ”, IEEE Transactions on Information Theory , arXiv:1902.01817v1 [cs.IT], pp. 1- 28 , 2019 .
- [22] E. Koyuncu , H. Jafarkhani , ” Delay-Limited and Ergodic Capacities of MIMO Channels with Limited Feedback ” , IEEE Transactions on Communications , Vol. 64 , No. 9, pp. 3683 – 3696 , 2016.
- [23] J. Speidel , Introduction to Digital Communications , Switzerland : Springer Nature , 2019.
- [24] L. Hanzo and T. Keller , OFDM and MC-CDMA : A Primer , England : John Wiley & Sons Ltd , 2006.
- [25] R.W. Chang, “ Synthesis of Band-limited Orthogonal Signals for Multichannel Data Transmission “, The Bell Technical Journal , Vol. 45 , No. 10 , pp. 1775 – 1796 , 1966 .
- [26] H. Rohling , OFDM: Concepts for Future Communication Systems , Berlin Heidelberg : Springer Verlag , 2011.
- [27] D. Guel, “ Etude de Nouvelles Techniques de Réduction du " Facteur de Crete " (PAPR) à Compatibilité Descendante Pour les Systèmes Multiporteuses “ , Thèse de Doctorat , Institut d'Electronique et Télécommunications, Rennes 1 , 2009 .

-
- [28] A. Zaier and R. Bouallègue , “ A Full Performance Analysis Of Channel Estimation Methods For Time Varying OFDM Systems “, International Journal of Mobile Network Communications & Telematics , Vol. 1 , No. 2 , pp. 1–20 , 2011 .
- [29] F. Ling , Synchronization in Digital Communication Systems , New York : Cambridge University Press , 2017 .
- [30] Y.G. Li , G.L. Stuber , Orthogonal Frequency Division Multiplexing for Wireless Communications , USA : Springer , 2006 .
- [31] H. Yang, “ A Road to Future Broadband Wireless Access : MIMO-OFDM-Based Air Interface ”, IEEE Communications Magazine , Vol. 43 , No. 1, pp. 53 – 60, 2005 .
- [32] P. Florence, U.V. Ratna Kumari , ” Reduction Of PAPR Using Hadamard SLM In SFBC MIMO-OFDM System ”, Journal of Engineering Research and Applications , Vol. 3 , No. 4, pp. 1792-1795 , 2013.
- [33] P.N. Kota, A.N. Gaikwad, P.M. Patil , “ Adaptive Modulation for SFBC-OFDM Systems with Zero-Forcing Equalization ”, Communications on Applied Electronics , Vol. 3 , No. 2, pp. 6-11 , 2015.
- [34] S.R. Chopra, N. Kaur and H. Monga, “ Space Time Coding Techniques in MIMO : A Review “, Indian Journal of Science and Technology, Vol. 9 , No. 47, pp. 1-5, 2016 .
- [35] S.M. Alamouti, “ A Simple Transmit Diversity Technique for Wireless Communications ”, IEEE Journal on Select Areas in Communications , Vol. 16, No. 8, pp. 1451 – 1458 , 1998 .
- [36] V. Tarokh, H. Jafarkhani, and A.R. Chaldarbank, “ Space Time Block Codes From Orthogonal Designs ”, IEEE Transactions on Information Theory , Vol. 45, No. 5, pp. 1456 – 1467 , 1999 .
- [37] V. Tarokh, H. Jafarkhani, and A.R. Chaldarbank, “ Space-time Block Coding for Wireless Communications: Performance Results ”, IEEE Journal on Selected Areas in Communications, Vol. 17, No. 3 , pp. 451 – 460 , 1999 .
- [38] P.R. Rekha, J. Varghese , “ A Study on Space Time Block Code and Space Frequency Block Code with MIMO-OFDM in Wireless Communication Systems “, International Journal of Innovative Research in Computer and Communication Engineering , Vol. 4, No. 7 , pp. 13305–13310, 2016.
- [39] H.A. Taleb , “ MIMO-OFDM Pour Les Communications Sans-Fil Dans Les Mines Souterraines “, Thèse d’ Exigence Partielle de Maitrise en Telecommunications , Université d’Abitibi-Témiscamingue , Quebec , 2017.
- [40] D. Sreedhar and A. Chockalingam, “ Detection of SFBC-OFDM Signals in Frequency- and Time-Selective MIMO Channels ”, IEEE Wireless Communications and Networking Conference (WCNC) , pp. 852–857 , Kowloon, China , 2007.

-
- [41] P.N. Kota , A.N. Gaikwad, B.P. Patil, ” BER Analysis of PAPR Reduction Techniques in SFBC OFDM System: A review ”, International Conference on Information Processing (ICIP), pp.108-113 , Pune, India , 2015.
- [42] G.R Patil , V.K Kokate, ” A Combined Time and Frequency Domain Approach to Channel Estimation for SFBC MIMO-OFDM Wireless Communication System ”, International Journal of Computer Applications , Vol. 93 , No. 13, pp. 16-21, 2014.
- [43] B.L. Saux, “ Estimation de Canal Pour Systèmes Multi-antennes Multi-porteuses“, Thèse de Doctorat, Ecole Doctorale Matisse , Université de l’INSA , Rennes , 2007 .
- [44] P.S Patil, P.N. Kota, A.N. Gaikwad, ” Study of PTS Based Technique to Reduce PAPR in SFBC MIMO OFDM System with Reduced Complexity ”, International Journal of Wireless Communications and Networking Technologies , Vol. 5 , No. 4 , pp. 33-39, 2016 .
- [45] A.H. Sayed , Adaptative Filters , USA : John Wiley & Sons Inc , 2008.
- [46] R. Kaur , S. Goyal ,” Bit Error Rate Reduction in MIMO Systems Using Equalization Techniques ”, International Journal of Engineering Science and Innovative Technology , Vol. 2 , No. 3, pp. 36-40, 2013.
- [47] T.T. Ha , Theory and Design of Digital Communication Systems , New York : Cambridge university press , 2011 .
- [48] M. Friese, “ Multi Tone Signals with Low Crest Factor”, IEEE Transactions on Communications , Vol. 45 , No. 10 , pp. 1338 - 1344, 1997 .
- [49] J. Palicot and Y. Louet, “ Power Ratio Definitions and Analysis in Single Carrier Modulation ”, European Signal Processing Conference (EUSIPCO), pp. 1-4 , Antalya, Turkey, 2005 .
- [50] S.C. Cripps , RF Power Amplifiers for Wireless Communications , Boston London : Artech House , 2006 .
- [51] S. Hussain , ” Peak to Average Power Ratio Analysis and Reduction of Cognitive Radio Signals ”, Thèse de Doctorat , Institut d'Electronique et de Télécommunications, Rennes 1 , 2009 .
- [52] H.S. Shapiro, “ External Problems for Polynomials and Power Series “ , PhD Thesis , Institute of Technology , Massachusetts , 1952 .
- [53] W. Rudin, “ Some theorems on Fourier Coefficients ”, Proceedings of the American Mathematical Society , Vol. 10 , No. 6 , pp. 855-859 , 1959 .
- [54] M. Schroeder, “ Synthesis of Low-peak-factor Signals and Binary Sequences with Low Autocorrelation ” IEEE Transactions on Information Theory , Vol. 16 , No. 1 , pp. 85 – 89 , 1970 .

-
- [55] T. Jiang and Y. Wu, "An Overview : Peak-to-Average Power Ratio Reduction Techniques for OFDM Signals", IEEE Transactions on Broadcasting, Vol. 54, No. 2, pp. 257 – 268, 2008.
- [56] C.L. Wang, S.S. Wang, and H.L. Chang, "A Low-Complexity SLM Based PAPR Reduction Scheme for SFBC MIMO-OFDM Systems", IEEE Wireless Communications and Networking Conference (WCNC), pp. 1449 – 1453, Cancun, Quintana Roo, Mexico, 2011.
- [57] Z. Wang, J. Xiao, F. Li, et al, "Hadamard Precoding for PAPR Reduction in Optical Direct Detection OFDM Systems", Optoelectronics Letters, Vol. 7, No. 5, pp. 363-366, 2011.
- [58] 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.
- [59] H. Ochiai and H. Imai, "On the Distribution of The Peak-to-average Power Ratio in OFDM Signals", IEEE Transactions on Communications, Vol. 49, No. 2, pp. 282- 289, 2001.
- [60] R. van Nee and A. de Wild, "Reducing The Peak-to-average Power Ratio of OFDM", IEEE Vehicular Technology Conference (VTC), pp. 1-4, Ottawa, Ont, Canada, 1998.
- [61] J. Tellado-Mourelo, "Peak to Average Power Reduction for Multicarrier Modulation", PhD Thesis, Stanford University, United States, 1999.
- [62] A. Chaker, "Influence de l'Amplificateur de Puissance sur Une Chaîne de Transmission Multiporteuses : Prise en Compte de l'Effet Mémoire", Thèse de Doctorat, École Doctorale Sciences Et Ingénierie, Cergy-Pontoise, 2004.
- [63] S.H. Han and J.H. Lee, "An Overview of Peak-to-average Power Ratio Reduction Techniques for Multicarrier Transmission", IEEE Wireless Communications, Vol. 12, No. 2, pp. 56 – 65, 2005.
- [64] Y. Louet and J. Palicot, "A Classification of Methods for Efficient Power Amplification of Signals", Annals of Telecommunications, Vol. 63, No. 7-8, pp. 351-368, 2008.
- [65] X. Li and L.J. Cimini, Jr, "Effects of Clipping and Filtering on The Performance of OFDM", IEEE Vehicular Technology Conference, Technology in Motion (VTC), pp. 1634-1638, Phoenix, AZ, USA, 1997.
- [66] R. Bauml, R. Fischer, and J. Huber, "Reducing the Peak-to-Average power Ratio of Multicarrier Modulation by Selecting Mapping", Electronics Letters, Vol. 32, No. 22, pp. 2056 – 2057, 1996.
- [67] M. Breiling, S. M-Weinfurtner, and J. Huber, "Peak-Power Reduction in OFDM Without Explicit Side Information", International OFDM-Workshop, pp. 28.1-28.4, Hamburg, Germany, 2000.

-
- [68] S. Sengar, P.P. Bhattacharya, “ Performance Improvement in OFDM System by PAPR Reduction “, *Signal & Image Processing International Journal*, Vol. 3 , No. 2 , pp. 157-169 , 2012 .
- [69] S. Muller and J. 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 .
- [70] L.J. Cimini, N.R. Sollenberger, “ Peak-to-average Power Ratio Reduction of an OFDM Signal Using Partial Transmit Sequences”, *IEEE Communications Letters*, Vol. 4 , No. 3 , pp. 86 – 88 , 2000 .
- [71] A.D.S. Jayalath and C. Tellambura, “ Adaptive PTS Approach for Reduction of Peak to-Average Power Ratio of OFDM Signal ”, *Electronics Letters*, Vol. 36 , No. 14 , pp. 1226 -1228 , 2000.
- [72] S.H. Muller, and J.B. Huber,” A Novel Peak Power Reduction Scheme for OFDM ”, *International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC)*, pp. 1090 – 1094 , Helsinki, Finland, 1997.
- [73] W.S. Sayed , “ Generalized Chaotic Maps and Elementary Functions Between Analysis And Implementation “, *IEEE International Conference on Electronics, Circuits, and Systems (ICECS)*, pp. 506–507 , Cairo , Egypt, 2015 .
- [74] F. Faure , “ Cours de Systèmes Dynamiques , Chaos et Applications “, *Thèse de Master , Physique M1 , Université de Grenoble , Alpes, France* , 2018 .
- [75] G.C. Layek , *An Introduction to Dynamical Systems and Chaos* , India : Springer , 2015 .
- [76] P. Etchecopar , C. Rimouski , *Quelques Eléments Sur La Théorie du Chaos* , Internet Archive , 2008 .
- [77] A.N. Kolmogorov , *Foundations of the Theory of Probability* , New York : Chelsea Publishing Company , 1950.
- [78] E.N. Lorenz, “ Deterministic Non Periodic Flow ”, *Journal of the Atmospheric Sciences* , Vol. 20, No. 2, pp.130–141, 1963.
- [79] B. Duplantier , S. Nonnenmacher, V. Rivasseau , *Chaos* , France : Springer Basel , 2013 .
- [80] A. Trevisan, and L . Palatella, “ Chaos And Weather Forecasting: The Role of The Unstable Subspace In Predictability And State Estimation Problems ”, *International Journal of Bifurcation and Chaos*, Vol. 21, No. 12, pp. 3389–3415 , 2011.
- [81] R.M. May, “ Simple Mathematical Models With Very Complicated Dynamics ”, *Nature* Vol. 261, No. 5560, pp. 459–467 , 1976.
- [82] M.J. Feigenbaum, “ Quantitative Universality For a Class of Nonlinear Transformations ”, *Journal of Statistical Physics* , Vol. 19, No. 1 , pp. 25–52, 1978.
- [83] B.B. Mandelbrot, J.A. Wheeler , “ The Fractal Geometry Of Nature ” , *American Journal of Physics* , Vol. 51, No. 3 , pp. 286–287 , 1983 .

-
- [84] D. Ruelle , *Chaotic Evolution And Strange Attractors* , New York : Cambridge University Press , 1989 .
- [85] S. Wiggins , *Introduction to Applied Nonlinear Dynamical Systems And Chaos* , New York : Springer-Verlag , 2003 .
- [86] T. Zhang, S. Li, R. Ge, M. Yuan, and Y. Ma, “ A Novel 1D Hybrid Chaotic Map-Based Image Compression and Encryption Using Compressed Sensing and Fibonacci-Lucas Transform “, *Mathematical Problems in Engineering*, Vol. 2016, No. 3 , pp. 1–15, 2016.
- [87] Z. Hua, Y. Zhou , C. Pun, C.L. Philip Chen, “ Cascade Chaotic System With Applications ”, *IEEE Transactions on Cybernetics*, Vol. 45, No. 9 , pp. 2001–2012, 2015 .
- [88] Z. Hua, Y. Zhou , C. Pun, C.L. Philip Chen, “ 2D Sine Logistic Modulation Map for Image Encryption “, *International Journal On Information Sciences* , Vol. 297, No. C , pp. 80–94, 2015.
- [89] R.C. Hilborn , *Chaos and Nonlinear Dynamics : An Introduction for Scientists and Engineers* , New York : Oxford University Press, 2001.
- [90] A. Berkane , “ Transmission Sécurisée à Base de la Synchronisation Impulsive De Deux Systèmes Chaotiques Discrets “, Thèse de Master Professionnel , Département d'Électronique , Université de Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou , Algérie , 2016 .
- [91] A.L. Lloyd, “ The Coupled Logistic Map: A Simple Model For the Effects of Spatial Heterogeneity on Population Dynamics ”, *Journal of Theoretical Biology* , Vol. 173, No. 3 , pp. 217-230, 1995 .
- [92] G. Chen, Y. Mao, C.K. Chui , “ A Symmetric Image Encryption Scheme Based on 3D Chaotic Cat Maps ”, *Chaos, Solitons Fractals*, Vol. 21, No. 3 , pp. 749-761, 2004.
- [93] A.G. Tomida, ” Matlab Toolbox and GUI for Analyzing One-Dimensional Chaotic Maps ”, *International Conference on Computational Sciences and Its Applications (ICCSA)* , pp. 321-330, Perugia, Italy , 2008 .
- [94] T. Hamaizia , “ Systemes Dynamiques et Chaos , Application à l'Optimisation a L'aide d'Algorithme Chaotique “, Thèse de Doctorat , Département de Mathématiques , Université de Constantine 1 , Algérie , 2013.
- [95] M. Vogels, R. Zoeckler, D.M. Stasiw, et al, ” P. F. Verhulst's , Notice sur La Loi que La Population Suit Dans Son Accroissement , from Correspondance Mathématique et Physique Ghent, Vol. X, 1838 ”, *Journal of Biological Physics*3 , Vol. 3, pp. 183-192, 1975.
- [96] N.K. Pareek , V. Patidar , and K.K. Sud, ” Image Encryption Using Chaotic Logistic Map ”, *Image and Vision Computing*, Vol. 24, No. 9 , pp. 926-934 , 2006 .
- [97] A. Kanso, and N. Smaoui, “ Logistic Chaotic Maps for Binary Numbers Generations ”, *Chaos, Solitons & Fractals*, Vol. 40, No. 5 , pp. 2557-2568, 2009 .

-
- [98] K.T. Alligood, T.D. Sauer, and J.A. Yorke, *Chaos : An Introduction To Dynamical Systems*, New York : Springer-Verlag, 1996.
- [99] P.N. Kota, P.R. Pandey, & K. Bondarde, “ Performance Analysis of SFBC (MIMO) OFDM System in Fast Fading Channel “, *International Journal of Electrical, Electronics and Data Communication*, Vol. 2, No. 3, pp. 20-24, 2014.
- [100] H.-G. Ryu, S.B. Ryu, & S.-A. Kim, “ Design and Performance Evaluation of The MIMO SFBC CI-OFDM Communication System “, *The International Conference on Wireless and Mobile Communications (ICWMC)*, pp. 60-64, Athens, Greece, 2008.
- [101] X. Hu, X. Yang, Z. Shen, H. He, W. Hu, “ Chaos-based Partial Transmit Sequence Technique for Physical-layer Security In OFDM-PON “, *IEEE Photonics Technology Letters*, Vol. 27, No. 23, pp. 2429 – 2432, 2015.
- [102] S.-H. Wang, & C.-P. Li, “ A Low-Complexity PAPR Reduction Scheme For SFBC MIMO-OFDM Systems “, *IEEE Signal Processing Letters*, Vol. 16, No. 11, pp. 941 -944, 2009.
- [103] A. Chopra, & K. Arora, “ An Overview Of Various Techniques To Reduce PAPR In SFBC MIMO OFDM Systems “, *International Journal of Engineering Trends and Technology*, Vol. 9, No. 13, pp. 662-666, 2014.
- [104] S. Singh, & A. Kumar, “Performance Analysis Of Adaptive Clipping Technique For Reduction of PAPR In Alamouti Coded MIMO-OFDM Systems “, *International Conference On Advances In Computing & Communications (ICACC)*, pp. 609-616, Cochin, India, 2016.
- [105] D. Sinanovic, G. Šišul, & B. Modlic, “ SFBC With Clipping And Filtering As a Transmit Diversity Technique In SC-FDMA ”, *Journal for Control, Measurement, Electronics, Computing and Communications*, Vol. 56, No. 3, pp.350-358, 2015.
- [106] E. Abdullah, & N.M. Hidayat, “ SCS-SLM PAPR Reduction Technique In STBC MIMO-OFDM Systems “, *IEEE International Conference on Control System, Computing and Engineering (ICCSCE)*, pp. 104-109, Penang, Malaysia, 2017.
- [107] P.D. Pamungkasari, I. Shubhi, F.H. Juwono, P.D. Mariyam, & D. Gunawan, “ Time Domain Cyclic Selective Mapping For PAPR Reduction In MIMO-OFDM Systems “, *IEEE International Conference on Innovative Research and Development (ICIRD)*, pp. 1-4, Bangkok, Thailand, 2018.
- [108] M. Tan, Z. Latinovic, & Y. Bar-Ness, “ STBC MIMO-OFDM Peak-to- Average Power Ratio Reduction by Cross-Antenna Rotation and Inversion “, *IEEE Communications Letters*, Vol. 9, No. 7, pp. 592 – 594, 2005.
- [109] Y. Li, S-W. Kim, J-K. Chung, & H-G. Ryu, “ SFBC-based MIMO OFDM And MIMO CI-OFDM Systems In The Nonlinear And NBI Channel “, *International Conference on Communications, Circuits and Systems (ICCCAS)*, pp.898-901, Guilin, China, 2006.
- [110] E. Mehallel, D. Abed, A. Boukrouche, & A. Medjouri, “ PAPR Reduction In ECMA–368 UWB Communication Systems Using Parametric Discrete Sliding Norm Transform “, *International Journal of Communication Systems*, Vol. 31, No. 17, pp. 1– 13, 2018.

-
- [111] Z. Hua, B. Zhou, & Y. Zhou, “ Sine Chaotification Model For Enhancing Chaos And Its Hardware Implementation “, IEEE Transactions on Industrial Electronics , Vol. 66 , No. 2 , pp. 1273 – 1284 , 2019 .
- [112] R. Egidio de Carvalho, & E.D. Leonel, “ Squared Sine Logistic Map “, Physica A: Statistical Mechanics and its Applications , Vol. 463 , No. C , pp. 37-44 , 2016.
- [113] L. Junges, & J.A.C. Gallas, “ Intricate Routes To Chaos In The Mackey–Glass Delayed Feedback System “, Physics Letters A , Vol. 376 , No. 30-31, pp. 2109–2116 , 2012.
- [114] M.I. Falcao, F. Mirandaa, R. Severinoc, & M.J. Soares, “ Basins Of Attraction For A Quadratic Coquaternionic Map ”, Chaos, Solitons & Fractals, Vol. 104 , No. C, pp. 716-724, 2017 .
- [115] A. Litvinenko, & A. Aboltins, “ Chaos Based Linear Precoding For OFDM “, Conference on Advances in Wireless and Optical Communications (RTUWO) , pp. 13–17 , Riga, Latvia , 2015.
- [116] L. Liu, & S. Miao, “ A New Image Encryption Algorithm Based On Logistic Chaotic Map With Varying Parameter “, SpringerPlus, Vol. 5 , No. 289, pp. 1-12, 2016.
- [117] S. Mekhancha, D. Abed, A. Boualleg, ” Chaotic-precoder Based PAPR Reduction In MIMO SFBC-OFDM ”, International Journal of Electronics Letters, published online : 20 November 2019 , (<https://doi.org/10.1080/21681724.2019.1692370>).
- [118] N.C. Beaulieu , “ An Infinite Series for The Computation of the Complementary Probability Distribution Function of a Sum of Independent Random Variables And its Application to the Sum of Rayleigh Random Variables ”, IEEE Transactions on Communications , Vol. 38 , No. 9, pp. 1463 -1474 , 1990 .
- [119] M.A . Abu-Rgheff , Introduction to CDMA Wireless Communications ,United Kingdom : Academic Press Elsevier , 2007 .
- [120] V.K. Garg , Wireless Communications And Networking , USA: Elsevier Morgan Kaufmann , 2007 .