

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique
Université Djilali Bounaama Khemis Miliana



Faculté des Sciences et de la Technologie
Département de Technologie

Mémoire du Projet de Fin d'Etudes
Pour l'obtention du diplôme de

Master

En

« Télécommunications »

Option :

« Systèmes de Télécommunications »

Titre :

Performance des systèmes OFDM MIMO massif pour les Futures
Réseaux 5G basé ZF-SIC , MMSE-SIC

Réalisé par :

- ❖ Abumuamar Osama Sobhi Shehada
- ❖ Brahimi Abbes

Encadré par :

Mr. Dr Sadouki Bouamama Réda

Année Universitaire : 2022/2023

Dédicaces

Je remercie Allah de m'avoir donnée les capacités d'écrire et de réfléchir, La force d'y croire la patience d'aller jusqu' au' bout du rêve.

A celle qui m'a donné la vie, le symbole de tendresse, qui s'est sacrifié pour mon bonheur et ma réussite, a ma chère mère qu' J'adore.

A mon père, école de mon enfance qui a été ombre protectrice tous les années d'étude, et qui veille tout au long de ma vie a m'encourager, a m'aider.

Toujours été la pour moi.

A Mes meilleurs amis

A tous ceux qui me sont chers.

Dédicaces

MA Mère, Mon père

Vous représentez la source de tendresse et l'exemple de dévouement qui n'est pas cessé de m'encourager et de prier pour moi.

Je vous dédie ce travail en témoignage de mon profond amour.

Puisse dieu, le tout puissant, vous préserver et accorder santé.

Longue vie et bonheur.

A mes sœurs.

A mes frères.

A tout les membres de ma famille, petite et grande

A tout mes amis de proches :

Veiller trouver dans ce modeste travail l'expression de mon Affection.

Remerciements

Nous remercions tout d'abord le grand Dieu pour l'achèvement de ce mémoire.

Nous exprimons nos gratitude à Monsieur le président de jury d'avoir accepté examiné ce mémoire.

Nous remercions Messieurs les membres de jury, d'avoir accepté de prendre part à ce jury ainsi que pour l'intérêt qu'ils l'ont portés à ce travail.

Nous remercions Monsieur Sadouki bouammama reda, notre encadreur, pour ses conseils et suggestions avisés qui nous aidés à mener à bien ce travail, et d'avoir rapporté à ce mémoire ces remarques et conseils.

Résumé

Les systèmes de communication sans fil sont devenus l'un des sujets de recherche courants en raison de son rôle important dans presque tous les domaines, de la communication au commerce, à l'industrie, même à la sécurité et à la santé avec la nouvelle génération de réseau la 5G. Le but de cette étude est de répondre au souhait du client d'obtenir une bonne qualité de service en plus des débits binaires élevés, et d'offrir le service aux plus possible des gens en augmentant la capacité du système en utilisant une multitude de nouvelles technologies. Ce processus est divisé en 3 étapes essentielles. Premièrement, l'estimation de canal, est une technique permettant de connaître les coefficients des différents sous-canaux, puis de connaître notre canal de transmission de manière à ce que le signal transmis soit facilement récupéré à la réception, ce qui contribue également à réduire l'effet du canal à porteuses multiples. Deuxièmement, l'utilisation du système Massive MIMO constitue la solution optimale pour atteindre l'énorme capacité de système souhaitée, la transmission à haute vitesse. Enfin, les technologies de réseau d'antennes Beamforming sont utilisées pour éliminer et résoudre les nombreux problèmes techniques auxquels la mise en œuvre du système Massive MIMO est confrontée. L'objectif principal de ce travail est de discuter des différents algorithmes d'estimation de canal afin de déterminer les techniques d'estimation optimales appropriées au déploiement dans les systèmes de transmission 5G, et de clarifier l'importance de l'utilisation du réseau d'antennes et de la formation de faisceau pour atteindre la performance optimale.

Mots clés : 5G, Estimation du canal, MIMO Massif, Antenne intelligente, Beamforming

Abstract

wireless communication systems has become one of the common research subjects according to its important role in almost all the fields starting with communications and coming to commerce, industry even security and health with the new network generation the 5G The purpose of those studies is to response to the client desire of having a good service quality beside high bit rates, and to offer the service to the most possible by increasing the capacity of the system using a multiple of new technologies. This process is divided on 3 essential steps. First, channel estimation, which is a technique that allows knowing the coefficients of the different sub-channel, and then to know our transmission channel in a way that the transmitted signal will be recovered at the reception easily, and it helps also to reduce the effect of multipath channel. Secondly, the use of the MIMO Massif presents the optimal

solution to achieve the huge desired system capacity, the high-speed transmission. Finally, The Beamforming antenna array technologies are used to eliminate and resolve the many technical hitches that MIMO Massif system implementation faces.

المخلص

أصبحت أنظمة الاتصالات اللاسلكية أحد الموضوعات البحثية الشائعة نظرًا لدورها المهم في كل شيء تقريبًا من الاتصال إلى التجارة والصناعة وحتى السلامة والصحة مع الجيل شبكة 5G. الهدف من هذه الدراسة هو الاستجابة لرغبة العميل في الحصول على جودة خدمة جيدة بالإضافة إلى معدلات بت عالية ، وتقديم الخدمة لأكثر عدد ممكن من الناس من خلال زيادة قدرة النظام باستخدام العديد من الميزات الجديدة. التقنيات. تنقسم هذه العملية إلى 3 خطوات أساسية. أولاً ، تقدير القناة ، هو تقنية تسمح بمعرفة معاملات القنوات الفرعية المختلفة ، ثم معرفة قناة الإرسال الخاصة بنا بحيث يتم استرداد الإشارة المرسله بسهولة عند الاستقبال ، مما يساعد أيضًا على تقليل تأثير القناة متعددة الموجات الحاملة. ثانيًا ، يعد استخدام نظام Massive MIMO هو الحل الأمثل لتحقيق سعة النظام الضخمة المطلوبة ، ونقل عالي السرعة. أخيرًا ، تُستخدم تقنيات صفيف الهوائي لتشكيل الحزم للتخلص من العديد من المشكلات الفنية التي تواجه تنفيذ نظام MIMO الضخم وحلها. الهدف الرئيسي من هذا العمل هو مناقشة خوارزميات تقدير القنوات المختلفة من أجل تحديد تقنيات التقدير المثلى المناسبة للنشر في أنظمة إرسال 5G ، وتوضيح أهمية استخدام الشبكة د. 'الهوائيات وتشكيل الحزمة لتحقيق الأداء الأمثل.

Liste des abréviations

2D two dimensions

3D three dimensions

3GPP 3rd Generation Partnership Project

5G 5ème Generation

5GC 5eme generation

ADC analogic digital conversion

ADSL Asymmetric Digital Subscriber Line

AFB Analysis Filter Bank

AMF Access and Mobility Management Function

AWGN Additive white Gaussian noise

BER Bit Error Rate

BF adaptive two-dimensional

BS Base Station

CB Coherent Band

CN Core Network

CNA Conversion Numérique Analogique

CP Cyclic prefix

CPU central process unit

CRE cell radio extension

CSI Channel State Information

D2D device to device

DOF Degrees of Freedom

ENB Evolved Node B

FBMC Filter Bank based Multicarrier

FD frequency domain

FFT Fast Fourier Transform

GFDM Generalized Frequency Division Multiplexing

GNB next Generation Node Base Station

HetNet Heterogeneous Network

ICI Inter Carrier Interference
IES interference entre symbols
IEEE Institute of Electrical and Electronics Engineers
IFFT Inverse Fast Fourier Transform IG guard interval
IOT Internet of Things
IP Internet Protocol
LOS line-of-sight
LTE Long Term Evolution
LTE-A Long Term Evolution Advanced
MENB mobile Evolved Node B
MIMO Multiple Input Multiple Output
MISO Multiple-Input Single- Output
mmWave millimeter Wave
MTC Multi-Tone Channel
MS Mobil Station
MUE Maco User Equipment
MU-MIMO Multi-Utilisateur Multiple Input Multiple Output
NAS Non-access stratum
NG-RAN Next Generation RAN
NLOS Non-Line Of Sight
NR number request
OFDM Orthogonal Frequency Division Multiplexing
PPN Published Polyphase Network
QAM Quadrature Amplitude Modulation
QoS Quality of Service
RAN Radio Access network
RF Radio Frequency
RSRP Reference Signals Received Power
SB Station de Base
SBA Switched Beam Systems
SE signal emission
SENB signal Evolved Node B

SIMO Single-Input Multiple-Output

SISO Single-Input Single-Output

SINR Signal to Interference plus Noise Ratio

SUE Small User Equipment

SMF Session Management Function

SNR Signal to Noise Ratio

SU-MIMO Single-User Multiple Input Multiple Output

TCP Transmission Control Protocol

TS signal time

UE User Equipment

UFMC Universal Filtered Multi-Carrier

UPF User Plane Function

WI Max Worldwide Interoperability for Microwave access

Wi-Fi Wireless Fidelity

ZF Zero Forcing

Sommaire

Chapitre01 : Généralité sur les communications numériques

Introduction générale	1
Introduction à la communication numérique sans fil	3
I.1 : Introduction.....	3
I.2 : Numérisation d'un signal analogique.....	4
I.3 : Codage de source	6
I.3.1 : Capacité du canal	7
I.4 : Codage canal.....	8
I.4.1 : Les code en blocs	9
I.4.2 : Les code convolutifs	10
I.5 : L'entrelacement	12
I.6 : Modulations numériques	13
I.6.1 : Codes en ligne.....	13
I.6.2 : Modulations numériques sur onde porteuse.....	14
I.7 : La démodulation.....	15
I.8 : Filtres numériques et interférences entre symboles	16
I.8.1 : Interférences entre symboles.....	17
I.8.2 : Filtre adapté.....	19
I.9 : Canal de transmission.....	20
I.9.1 : Le canal AWGN.....	21
I.10 : Techniques de diversité.....	22
I.10.1 : La diversité fréquentielle.....	23
I.10.2 : Diversité spatiale.....	24
I.10.3 : Diversité temporel.....	25
I.10.4 : La diversité de polarisation	26
I.11 : Conclusion	27
Chapitre 02 : Généralité sur les systèmes MIMO et MIMO Massifs	29
II.1 : Introduction	29
II.2 : Les systèmes MIMO.....	29
II.2.1 : Les techniques de diversité	30
II.2.2 : Les type de systèmes MIMO :	31
II.2.3 : Domaine d'application :	33
II.3 : Les systèmes MIMO massifs :	33
II.3.1 : Les Types de MIMO massive :	34

II.3.2 : Les avantages du MIMO massif :	36
II.3.3 : Domaine d'application :	36
II.5 : Conclusion :	39
Chapitre 03 : Modulation multi porteuses OFDM et Caractéristiques des canaux de transmission.....	40
III.1 : Systèmes OFDM.....	41
III.1.1 : Introduction	41
III.1.2 Principes des systèmes MIMO OFDM.....	42
III.1.3 Spectre d'efficacité η pour une seule porteuse OFDM	44
III.1.4 : Distorsion de trajets multiples	44
III.1.5 Intervalle du garde CP	45
III.1.6 : Emetteur OFDM.....	46
III.2 : Emetteur MIMO OFDM	52
III.2.1 : La capacité du canal MIMO OFDM	55
III.2.3 : les applications MIMO OFDM	55
III.3 : Conclusion	55
Chapitre 4 : Simulation et interprétation Des résultats.....	58
7.1 : Motivation pour le travail.....	58
7.2 : présentation et la conception du système proposé.....	58
8.3 Modèle mathématique et simulation du système proposé.....	59
9.3.1 partie1 (Modèle mathématique).....	60
5.3.2 partie1 (Modèle De Simulation).....	66
IV.4 Simulation de performance d'un système MIMO Massif	70
IV.5 Conclusion :	73
Conclusion générale	74
Bibliographie	75

Liste des figures

FIGURE I.1 : NUMERISATION D'UN SIGNAL ANALOGIQUE	5
FIGURE I.3 : CODEUR CONVOLUTIF ($R=1/2$, $M=2$), ...	10
FIGURE I.4 : DIAGRAMME D'ETAT DU CODEUR CONVOLUTIF DE LA FIGURE I.3, ...	11
FIGURE I.5 : DIAGRAMME EN TREILLIS DU CODEUR CONVOLUTIF DE LA FIGURE I.3, ...	12
FIGURE I.6 : MISE EN FORME D'UN MESSAGE NUMERIQUE	14
FIGURE 1.7 : SPECTRES DU SIGNAL $D(t)$, DU SIGNAL $D(t)$ MODULE ET DU SIGNAL $x(t)$, ...	14
FIGURE 1.8 : MODULATION PSK, ...	15
FIGURE 1.9 : FILTRE NUMERIQUE	16
FIGURE 1.10 : FILTRE D'UNE CHAÎNE DE TRANSMISSION NUMERIQUE	17
FIGURE 1.11 : REPONSES FREQUENTIELLE ET TEMPORELLE POUR LES FILTRES EN COSINUS SURELEVÉ	19
FIGURE I.12 : PROPAGATION EN DEUX TRAJETS	20
FIGURE I.13 : PROPAGATION EN DEUX TRAJETS DENSITÉS DE PROBABILITÉ DES DISTRIBUTIONS DE RICE ET DE RAYLEIGH [42]	21
FIGURE. II. 1 : SCHEMA DU PRINCIPE DE LA TECHNIQUE MIMO	30
FIGURE. II. 2 : (A) DIVERSITÉ TEMPORELLE, (B) DIVERSITÉ FREQUENTIELLE (B).	31
FIGURE. II. 3 : DIVERSITÉ SPATIALE	31
FIGURE. II. 4 : SYSTEME SISO.	31
FIGURE. II. 5 : SYSTEME SIMO.	32
FIGURE. II. 6 : SYSTEME MISO.	32
FIGURE. II. 7 : SYSTEME MIMO	32
FIGURE. II. 8 : LES SYSTEMES MIMO MASSIVE	34
FIGURE. II. 9 : MIMO MONO-UTILISATEUR	34
FIGURE. II. 10 : MASSIVE MIMO MULTI-UTILISATEURS	35
FIGURE. II.11 : MU- MASSIVE MIMO AVEC SCENARIO MULTI-CELL	36
FIGURE. II. 12 : FORMATION DE FAISCEAUX (BEAMFORMING) ADAPTATIF	37
FIGURE. II. 13 : BACKHAUL SANS FIL	37
FIGURE. II .14 : CELLULE DYNAMIQUE	38
FIGURE III.1 : STRUCTURE DE BASE D'UN SYSTEME MULTI-OPERATEURS	42

FIGURE III.2 : REPRESENTATION SCHEMATIQUE EQUIVALENT D'UN SYSTEME DE BANDE DE BASE OFDM .	43
FIGURE III.3 : LA REPOSE FREQUENCEILLES DES SOUS-PORTEUSES DANS UN SIGNAL OFDM	44
FIGURE III.4 : L'ADDITION D'UNE PERIODE DE L'INTERVALLE DE GARDE D'UN SIGNAL OFDM	46
FIGURE III.5 : BLOCK DIAGRAM D'UN SYSTEM OFDM	47
FIGURE III.6 : BLOCS IFFT	48
FIGURE III.7 : LA CONVOLUTION CIRCULAIRE A CONVERSION LINEAIRE	50
FIGURE III.8 : MODULATION ET DEMODULATION OFDM	50
FIGURE III.9 : SCHEMA D'UN SYSTEME MIMO OFDM AVEC M_T ANTENNES D'EMISSION ET N_R ANTENNES DE RECEPTION	52
FIGURE V.1 : SCHEMA D'UN SYSTEME PROPOSE MIMO-DWPT COFDM AVEC /SANS BEAMFORMING, ET AVEC /SANS EGALISEUR MMSE-SIC / ZF-SIC.	59
FIGURE IV.2 : PERFORMANCES DE ZF-SIC, MMSE-SIC POUR MIMO-DWPT COFDM SANS FORMATION DE FAISCEAU ($2 * 2$).	67
FIGURE IV .3 PERFORMANCES DE ZF-SIC, MMSE-SIC POUR MIMO-DWPT COFDM AVEC BEAMFORMING ($2 * 2$)	68
FIGURE IV.4 PERFORMANCES DE ZF-SIC, MMSE-SIC POUR MIMO-DWPT COFDM AVEC BEAMFORMING ($3 * 3$)	69
FIGURE IV.5 METHODES DE DETECTIONS CLASSIQUES POUR LES SYSTEMES MASSIFS MIMO DE $N=20, M=20$.	71
FIGURE IV.6 METHODES DE DETECTIONS CLASSIQUES POUR LES SYSTEMES MASSIFS MIMO DE $N=40, M=40$.	71
FIGURE IV.7 METHODES DE DETECTIONS CLASSIQUES POUR LES SYSTEMES MASSIFS MIMO DE $N=80, M=80$...	72

Liste des tableaux

TAB II.1 : COMPARAISON ENTRE MIMO ET MIMO MASSIF	39
TABLE IV .1. TABLEAU DE DONNEES ET D'INFORMATIONS SUR LES SIMULATIONS	66
TABLE IV .2. RESULTATS EN CHIFFRES DE LA FIGURE IV.2.....	67
TABLE IV .3.RESULTATS EN CHIFFRES DE LA FIGURE IV .3.....	69
TABLE 4. RESULTATS EN CHIFFRES DE LA FIGURE IV.4.....	70

Introduction générale

La cinquième génération (5G) est considérée à la fois comme une révolution et un développement technologique. Une évolution technologique dans le domaine des communications sans fil, car elle dépend de la transmission d'informations à haut débit et à haute efficacité spectrale. Et une très faible consommation d'énergie basée sur des technologies très avancées, y compris d'énormes systèmes MIMO massifs avec la participation de la vitesse et de la transmission radio. Les données circulent vers deux ou plusieurs appareils mobiles. La technologie MIMO massifs permet un transfert de données à longue portée et La formation de faisceaux est au cœur des systèmes de communication sans fil modernes tels que la 5G, LTE et WLAN, et est utilisée dans les réseaux de capteurs, les radars, les sonars, l'imagerie médicale et les systèmes audio. La robustesse du signal est un facteur important lors de la propagation à travers l'interface air. Pour ce faire, la bande de fréquences attribuée est divisée en un ensemble de sous-bandes convergentes et étroites (sous-porteuses). Chaque vecteur est formé individuellement avec une transformée de Fourier inverse rapide (IFFT) et pour atteindre des débits de données plus élevés. [1]

Le réseau de cinquième génération est considéré comme une révolution dans le domaine industriel en reliant la communication entre les machines et en facilitant le contrôle à distance des machines. Dans le domaine médical, il a fait une grande fortune ces derniers temps grâce au diagnostic médical à distance. Son développement a connu un très haut débit et un flux internet. (20 Go), ce qui a amélioré la qualité du son et de l'image, en particulier dans les émissions en direct et les jeux électroniques.

Notre travail est divisé en quatre chapitres. Dans le premier chapitre, nous décrivons les Généralité sur les communications numériques, et parlons des domaines d'application et de ces avantages.

Dans le deuxième chapitre, nous présenterons les grands réseaux MIMO massifs et les immenses réseaux MIMO, et parlons des domaines d'application et de ces avantages, nous voyons les objectifs de la cinquième génération et nous présentons la technologie de modulation de masse et la technologie MIMO.

les technologies dites multi-porteuses qui consistent à transmettre des données numériques, à écrire les caractéristiques des canaux de transmission avec une présentation sur le support du canal de transmission.

Dans le chapitre trois, , nous présenterons les technologies dites multi-porteuses qui consistent à transmettre des données numériques, à écrire les caractéristiques des canaux de transmission avec une présentation sur le support du canal de transmission.

Dans le dernier chapitre, nous avons simulé les deux chaînes de contact et comparé leurs BER en fonction du SNR. Pour développer cette activité nous avons utilisé MATLAB.

Chapitre 01 : Généralité sur les communications numérique

Introduction à la communication numérique sans fil

I.1 : Introduction

Depuis que les travaux de Shannon (1948) [1], ont établi la possibilité théorique d'une transmission fiable et le développement des calculateurs numériques, les moyens de communications se sont développés très rapidement. Ce développement est lié à l'apparition de nouvelles disciplines, parmi les plus importantes, on cite la théorie de l'information et les transmissions numériques. Les communications numériques reposent sur ces deux disciplines, elles font appel à toutes les techniques permettant d'assurer la fiabilité d'une transmission. La conception des systèmes de communications numériques repose, en grande partie, sur l'étude des caractéristiques du canal. Un système de communications de base étant constitué d'un émetteur, d'un canal et d'un récepteur, garantir la fiabilité de la transmission consiste en la récupération, par le récepteur, du message transmis par l'émetteur et perturbé après passage par le canal [2].

Dans ce chapitre, les différents constituants d'une chaîne de communications numériques sont présentés. L'émetteur est composé principalement d'une source d'information, d'un codeur source, d'un codeur canal et d'un modulateur. Le récepteur garantit les fonctions de démodulation, de décodage canal et de décodage de source, d'un codeur canal et d'un modulateur. Le récepteur garantit les fonctions de démodulation, de décodage canal et de décodage de source [3].

Un diagramme fonctionnel d'une chaîne de communications numériques est montré sur la figure (1.1).

La source d'information peut être analogique, comme les signaux audio et vidéo, ou numérique, comme les données stockées au sein d'un disque dur d'un ordinateur. Dans les communications numériques, les signaux analogiques sont numérisés, pour cela trois opérations sont effectuées qui consistent en l'échantillonnage, la quantification et le codage [5].

Le codage de source consiste à convertir de façon optimale les signaux issus de la source qu'elle soit analogique ou numérique, en une séquence binaire présentant le minimum de redondance et de longueur la plus courte possible. Il est aussi appelé compression des données.

Le codeur canal modifie la séquence d'information issue du codeur source en rajoutant d'une façon contrôlée d'autres bits ou en créant de la redondance, cela permet au niveau du récepteur de corriger les erreurs de transmission et de combattre les effets du bruit et des interférences causées par le canal [6].

Au niveau du récepteur, le démodulateur procède à la reconstruction de la séquence binaire à partir du signal reçu et déformé par le canal, cela nécessite en plus de la démodulation, une synchronisation et une égalisation [7]. Le décodeur canal achève l'opération de récupération des données d'information par la correction des erreurs de transmission, en se basant sur la connaissance a priori du code utilisé par le codeur canal, et la redondance présente dans le signal [5].

La performance du système, en termes de démodulation et de décodage canal, est évaluée à la sortie du décodeur par mesure de la probabilité d'erreur sur la séquence d'informations récupérée. Elle est en général fonction des caractéristiques du codage employé, du type de forme d'onde utilisé par le modulateur, du niveau du bruit présent dans le canal et IES [34].

Enfin, le décodeur source reconstruit le signal original qu'il soit analogique ou numérique à partir de la séquence d'information en se basant sur la perception du codage par l'émetteur. La différence entre le signal reconstruit et le signal original renseigne sur la distorsion introduite par la chaîne de communications numériques [6].

Les notions abordées dans ce chapitre concernent :

- La numérisation d'un signal analogique
- Le codage de source
- Le codage canal
- La modulation numérique
- Les filtres numériques et les interférences entre symboles
- La synchronisation
- L'égalisation
- Le canal de transmission.

I.2 : Numérisation d'un signal analogique

Dans un système de communications analogiques, le signal d'information est continuellement variant en amplitude et en temps, et il est utilisé directement pour modifier la forme d'onde d'une porteuse quelconque. Dans un système de communications numériques, le signal d'information est traité de façon à le rendre sous forme de messages discrets.

Transmettre un signal d'information analogique, à travers une chaîne de communications numériques nécessite la numérisation du signal [8]. Principalement, il existe :

- L'échantillonnage
- La quantification
- Le codage.

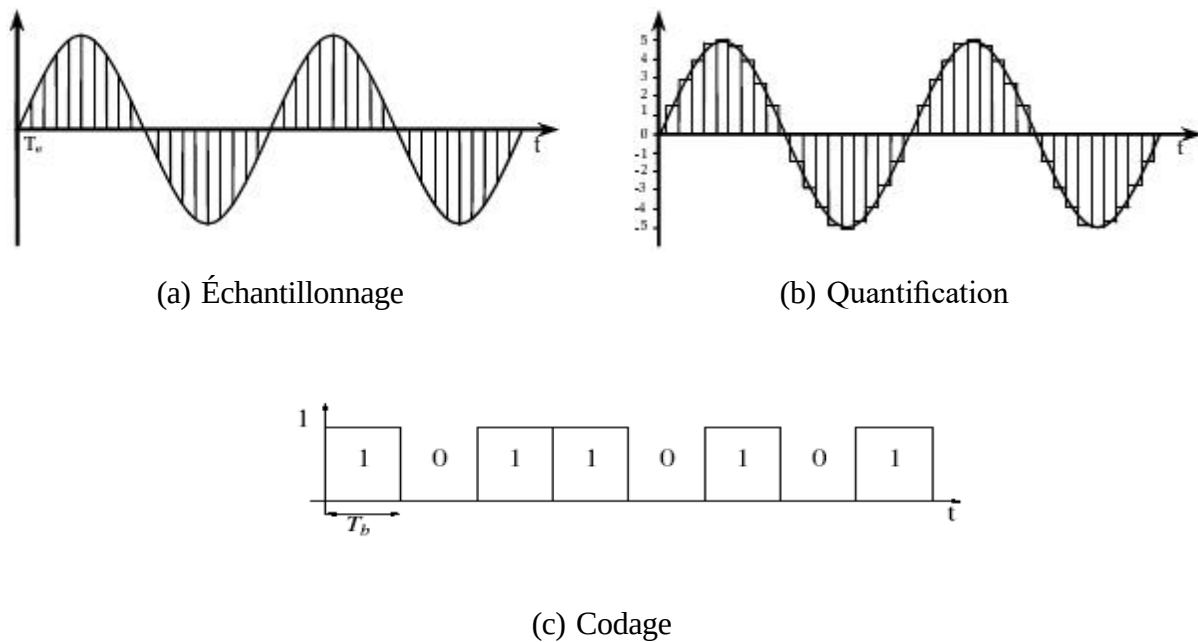


FIGURE I.1 : NUMERISATION D'UN SIGNAL ANALOGIQUE [9].

L'échantillonnage ou la discrétisation consiste à prélever un certain nombre de valeurs ou d'échantillons sur le signal analogique à des instants bien définis et uniformément espacés [10].

Pour ne pas perdre de l'information durant ce processus, la condition de Shannon doit être respectée. Elle énonce que, pour un signal en bande de base, la fréquence d'échantillonnage doit être supérieure ou égale au double de la fréquence maximale présente dans le signal, ou pour un signal quelconque, elle doit être au minimum le double de sa bande passante. Le rôle de la quantification est d'approcher chacune des valeurs réelles issues de l'échantillonnage par le niveau le plus proche appartenant à un ensemble fini de niveaux (nombre entier le plus proche compris entre 0 et 255 par exemple) [11].

Le codage attribue, à chaque niveau des niveaux de quantification, un mot code appartenant à un alphabet bien défini. Le codage binaire utilise l'alphabet contenant deux symboles $\{0,1\}$. On définit le débit binaire par le nombre de bits transmis par seconde [11].

Lors de la numérisation, la fréquence d'échantillonnage et le nombre de niveaux de quantification définissent le débit binaire de la transmission.

Les opérations d'échantillonnage et de quantification introduisent des erreurs qui ne sont pas réversibles dans le sens où il est impossible de reconstruire une copie conforme du message original. Cependant, par le respect de la condition d'échantillonnage et par le bon choix du pas de quantification (qui définit la taille du mot code), les erreurs sont minimisées.

La figure I.2 présente les trois opérations nécessaires à la numérisation d'un signal analogique.

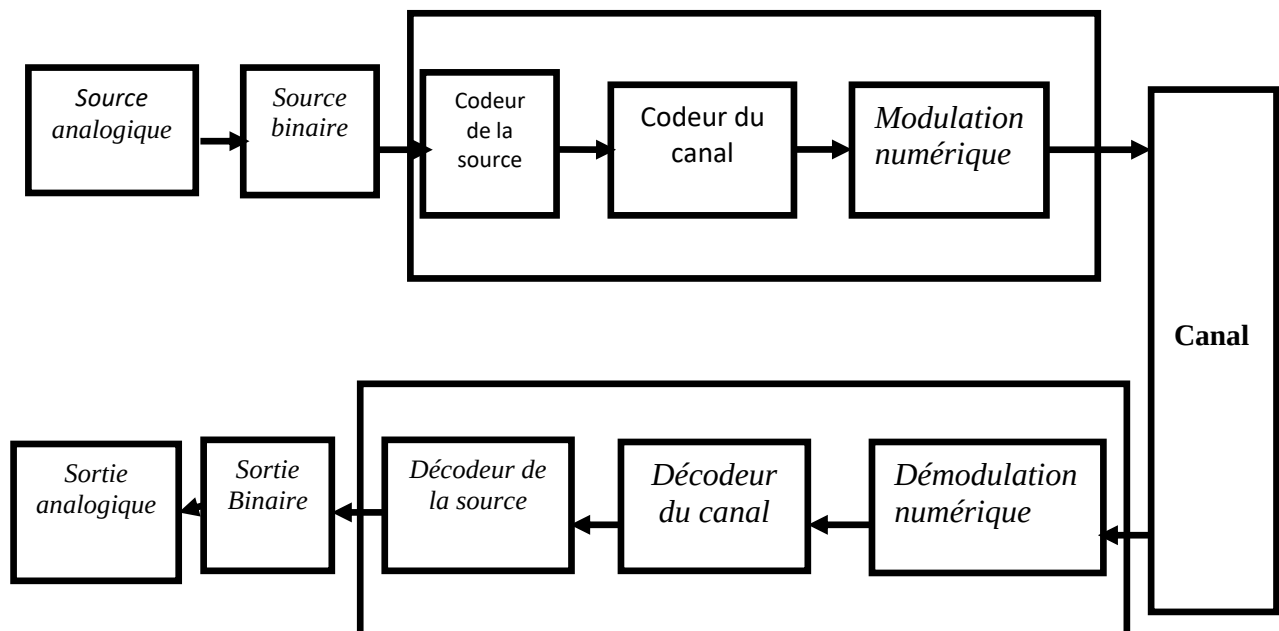


Figure I.2 : Système de communication numérique de base [12].

I.3 : Codage de source

Appelé aussi compression des données, le codage de source sert à fournir une représentation efficace des données (un taux de compression important), tout en préservant l'information essentielle qu'elles portent [13]. Il n'est pas employé uniquement pour la transmission de données, mais aussi pour le stockage numérique (comme les données informatiques stockées dans les disques durs). La transmission numérique, l'intérêt

d'effectuer un codage de source est d'optimiser la chaîne de communications en minimisant la puissance consommée et la largeur de bande occupée [14].

Dans ce cadre, on définit la bande passante minimale pour la transmission sans erreur sur un canal en bande de base par [15] :

$$W_{min} = 0.5 \times \frac{1}{T_s} \quad (1.1)$$

Où T_s représente le temps symbole

I.3.1 : Capacité du canal

La capacité « C » du canal est le débit maximum de ce canal. Elle est donnée par la formule suivante [16]:

$$C = 2W \log_2 M \text{ bits/sec} \quad (1.2)$$

« C » est la vitesse de transfert en bits/sec, « W » la largeur de bande du canal en Hz, « M » le nombre de niveaux par symboles. Cette formule permet de connaître la vitesse de transfert maximale pour un canal d'une bande passante donnée ou de calculer la bande passante minimale pour atteindre une vitesse de transfert donnée.

Comme nous le savons qu'un canal de transmission est le siège de diverses perturbations de nature électromagnétiques intrinsèques ou extérieures. Pour cela, on peut caractériser l'effet de ce bruit sur le signal par une grandeur SNR appelée rapport signal sur bruit [17].

Le SNR est le rapport de la puissance moyenne P_s du signal sur la puissance moyenne du bruit blanc gaussien P_{br} de densité spectrale de puissance N_0 (Watts/Hz) défini par [17].

$$SNR = 10 \log_{10} \left(\frac{P_s}{P_{br}} \right) \text{ dB} \quad (1.3)$$

La vitesse de transfert maximum « C_B » sur un canal bruité est donné par la formule de Shannon [1] :

$$C_B = W \log_2 (1 + SNR) \text{ bits/sec} \quad (1.4)$$

Où C_s est la capacité du canal théorique, W est la bande passante du canal en Hz.

Pour un système transmettant à capacité maximale C_B , la puissance moyenne P_s à l'entrée du récepteur est égale à $E_b C_B$ où E_b est l'énergie par bit. La puissance moyenne du bruit P_{br} sur une largeur de bande W est égale à $N_0 W$, en utilisant le théorème de Shannon-Hartley la capacité du canal peut être écrite sous la forme suivante [17] :

$$\frac{C_b}{W} = \log_2 \left(1 + \frac{P_s}{N_0 W} \right) = \log_2 \left(1 + \frac{E_b C_b}{N_0 W} \right) \text{ bit/sec/Hz} \quad (1.5)$$

Le bruit étant de nature aléatoire, P_{br} est une valeur moyenne, donc la vitesse de transfert ne prend son sens que si on la définit par rapport à un taux d'erreur acceptable. Le taux d'erreur

par bit (BER) est la probabilité d'avoir un bit erroné. Par exemple pour un BER de 10^{-6} signifie qu'un bit sur un million sera en erreur c'est à dire mal interprété.

Dans une chaîne de communications numériques, le codeur de source est le premier composant après l'éventuelle acquisition (conversion analogique/numérique) des signaux à transmettre, et le décodeur de source le dernier avant la restitution du signal (conversion numérique/analogique).

I.4 : Codage canal

Lors d'une transmission numérique de données, des erreurs peuvent se produire, cela est dû à plusieurs problèmes comme le niveau de bruit élevé et les interférences. Parmi les critères de performances d'une chaîne de communications numériques, la probabilité d'erreur notée P_e donne un jugement satisfaisant sur la qualité de la transmission [18]. Elle est définie comme la probabilité de prendre une décision erronée sur un élément binaire. Ainsi, en notant a_k l'élément binaire émis à l'instant kT_s , en considérant que les éléments binaires a_k issus de la source sont i-i-d sur l'alphabet $\{0,1\}$, la probabilité d'erreur P_e par élément binaire [18] est égale à :

$$P_r(y_k = 0 | a_k = 1) = P_r(y_k = 1 | a_k = 0) = P \quad (1.6)$$

$$P_r(y_k = 1 | a_k = 1) = P_r(y_k = 0 | a_k = 0) = 1 - P \quad (1.7)$$

Où a_k représente le résultat de la décision prise sur l'élément binaire.

Cette probabilité d'erreur dépend du rapport signal à bruit S/N et elle n'est pas généralement nulle, mais cela ne signifie pas pour autant que la transmission est de mauvaise qualité ; en effet, il suffit qu'elle prenne une valeur suffisamment faible pour satisfaire un certain critère de fidélité.

Pour améliorer la qualité d'une transmission numérique, une solution consiste à accroître le rapport S/N (par augmentation de la puissance d'émission par exemple), mais cela n'est pas toujours possible. La diminution de la probabilité d'erreur peut être réalisée par un codage correcteur d'erreur [18]. Cela signifie l'utilisation d'un codage particulier du message numérique à transmettre de façon à pouvoir corriger, en réception, une partie ou toutes les erreurs de transmission, le codage correcteur d'erreur [18], appelé aussi codage canal, consiste à introduire une redondance d'information par l'ajout ou le remplacement des bits d'information originaux par des bits qui dépendent de ceux-ci. Cette redondance permet la détection d'erreur et une éventuelle correction d'erreur.

En pratique, il existe deux grandes classes de codes correcteurs d'erreurs, les codes en blocs et les codes convolutifs [19].

I.4.1 : Les code en blocs

En considérant uniquement les codes constitués d'éléments binaires, le codage en blocs consiste à associer à chaque bloc de k éléments binaires d'information issu de la source, un bloc de n éléments binaires avec $n > k$ pour satisfaire à la condition de redondance, le rapport k/n définit le rendement du code. Les blocs de n éléments binaires au nombre de 2^n sont appelés les mots du code. Un code en blocs est défini par $C(n, k)$ [19].

Dans ce type de codes, les opérations de codage et de décodage sont réalisées à partir d'addition et de multiplication entre les éléments binaires réalisées dans le corps fini de Galois $GF(2)$ défini dans l'ensemble $\{0,1\}$, [20]. Le tableau I.1 rappelle ces opérations [20].

a	b	a+b	a.b
0	0	0	0
0	1	1	0
1	0	1	0
1	1	1	1

Tableau I.1 : Addition et multiplication dans le corps de Galois $GF(2)$, [20].

Pour maximiser les capacités de détection et de correction du code, il faut que la distance de Hamming, définie comme étant le nombre de bits différents entre deux mots code, soit le plus grand possible. Ainsi, si un code est de distance de Hamming minimale $d_{\min}$ [21] :

- Il peut détecter toutes les erreurs de poids inférieur ou égal ($d_{\min} - 1$).
- Il peut corriger t erreurs, si l'on peut associer (sans risque d'erreurs) au mot reçu erroné le mot de code le plus proche, cela peut être réalisé si $t < (d_{\min}/2)$.

En d'autres termes, si s désigne le nombre d'erreurs détectables et t le nombre d'erreurs corrigeables, le lien avec la distance minimale $d_{\min}$ est le suivant [21] :

$$d_{\min} = s + 1 \text{ ou } d_{\min} = 2t + 1 \quad (1.8)$$

L'idée principale de la maximisation de la distance de Hamming est d'espacer au maximum les mots de code dans l'espace S_n composé des mots de code de taille n . Cet espacement permet, lors d'une erreur affectant un nombre limité de bits, de corriger par le choix du mot code le plus proche du mot reçu [21].

I.4.2 : Les code convolutifs

Codage la classe FEC [22]. Sa structure diffère de celle des codes en blocs, les séquences d'informations ne sont pas groupées dans des blocs distincts et codes, mais plutôt une séquence de bits continue est codée en une autre séquence continue.

Avec la même complexité, les codes convolutifs présentent un gain considérable en termes de données, ajoutées par rapport aux codes en blocs. La structure du codeur convolutifs évoque l'utilisation d'un registre à décalage et introduit un effet mémoire. Le codage est défini par la longueur du registre à décalage, le nombre de sorties (nombre de sommation modulo 2 ou portes XOR) et les connections entre le registre de décalage et l'additionneur modulo 2. Le rapport entre le nombre n de bits de sortie pour un nombre k de bits d'entrée définit le taux du codeur $R=k/n$ [22].

Un codeur convolutifs avec un effet mémoire d'ordre m présente une longueur de contrainte $(m+1)$. La figure I.3 illustre un codeur convolutifs de taux $R = 1/2$ et $m = 2$.

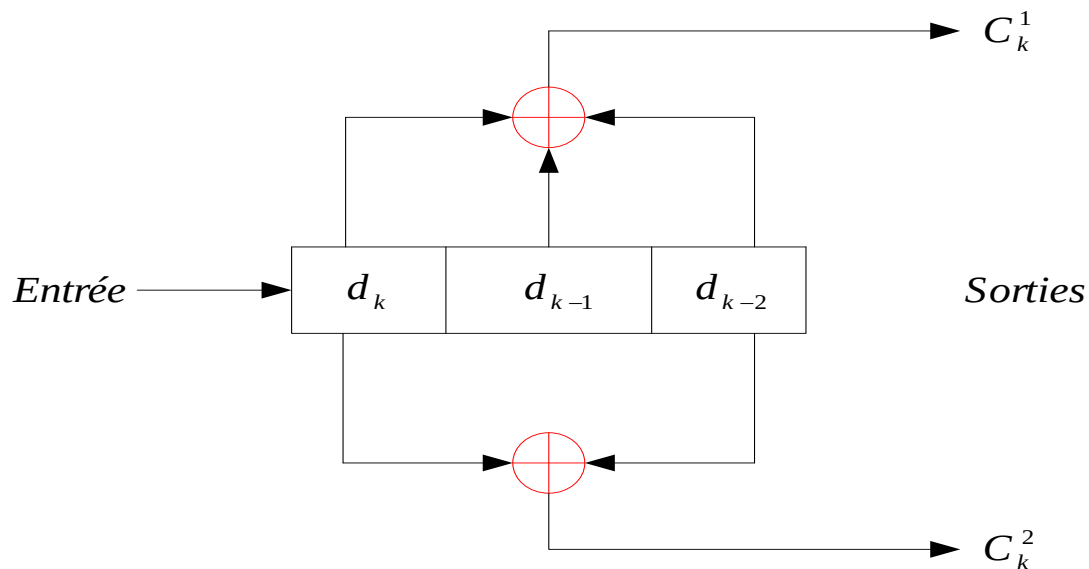


FIGURE I.3 : CODEUR CONVOLUTIF ($R=1/2$, $M=2$), [22].

Les codes convolutifs sont aussi définis par leurs polynômes générateurs. En effet, ce type de codage effectue un produit de convolution entre la suite binaire présente à l'entrée et la réponse du codeur qui est définie par des séquences génératrices. Les sorties c_k^i ; $i = 1, 2$, sont définies par [22] :

$$c_k^i = \sum_{j=0}^m g_{i,j} d_{k-j} \text{ avec } g_{i,j} \in \{0,1\} \quad (1.8)$$

Les deux séquences génératrices sont $g_i = [g_{i,0}, g_{i,1}, g_{i,2}]$, $i = 1, 2$. Exprimées généralement en octal, les séquences génératrices du codeur de la figure I.3 sont [22] :

$$g_1 = [1,1,1] = 7_{octal} \quad (1.9)$$

$$g_2 = [1,0,1] = 5_{octal} \quad (1.10)$$

Les séquences génératrices sont exprimées aussi par la forme polynômiale [22] :

$$G_1 = 1 + X + X^2 \quad (1.11)$$

$$G_2 = 1 + X^2 \quad (1.12)$$

A partir de la connaissance des polynômes générateurs, plusieurs représentations graphiques du codeur convolutifs existent, notant la représentation sous forme d'un arbre, d'un treillis et d'un diagramme d'état. La figure I.4 illustre le diagramme d'état du codeur convolutifs cite précédemment [22].

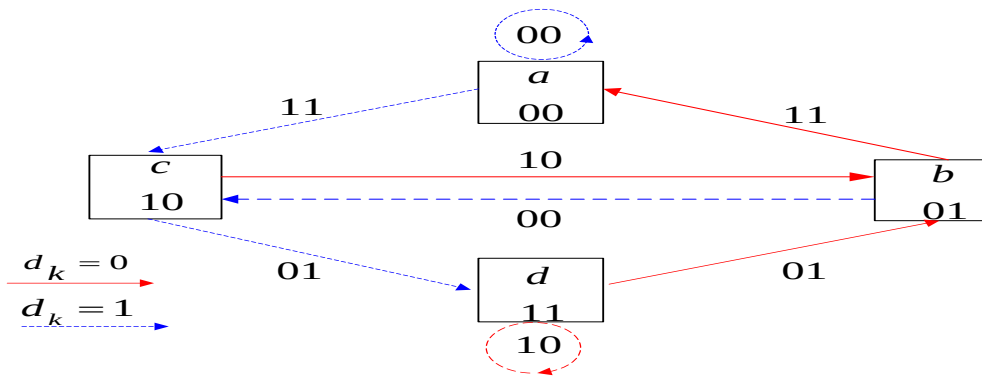


FIGURE I.4 : DIAGRAMME D'ETAT DU CODEUR CONVOLUTIF DE LA FIGURE I.3[22].

Chaque flèche, sur le diagramme, indique une transition d'état, la flèche en continu pour l'arrivée d'un 1 et celle en pointille pour l'arrivée d'un 0, les 2 bits sur les flèches indiquent la sortie du codeur.

La configuration du codeur convolutifs implique que les mots en sortie sont corrélés.

Ainsi, seuls les chemins qui existent dans le diagramme en treillis (figure I.5), sont possibles.

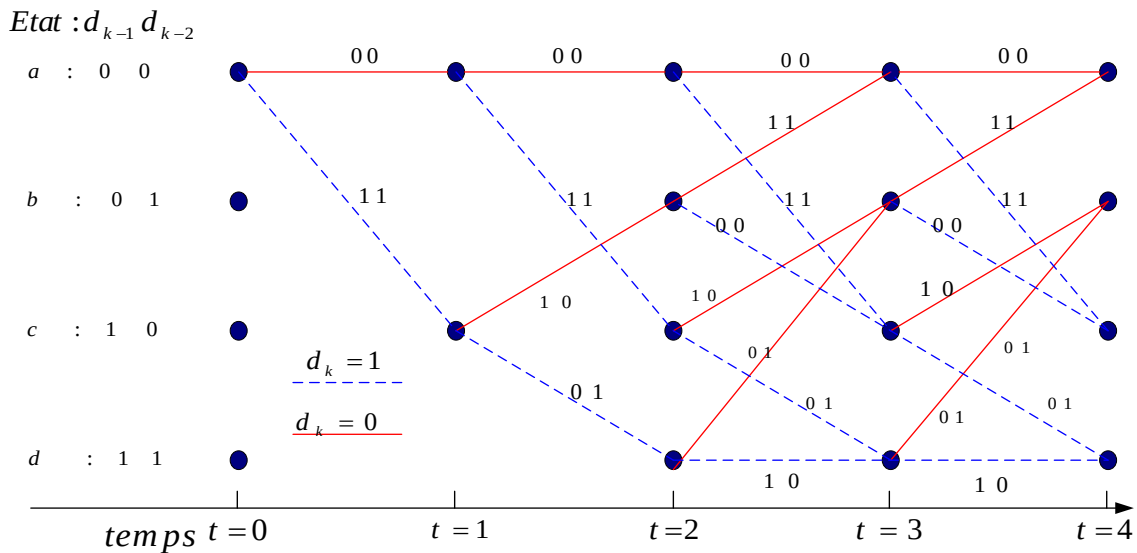


FIGURE I.5 : DIAGRAMME EN TREILLIS DU CODEUR CONVOLUTIF DE LA FIGURE I.3 [22].

Pour décoder une séquence binaire de taille N, il faut considérer la séquence reçue dans son ensemble. Le principe de décodage des codes convolutif consiste à rechercher la séquence la plus vraisemblable à partir du diagramme en treillis. La vraisemblance consiste à minimiser une distance additive calculée sur les branches du treillis. Cette distance est calculée en comparant la séquence reçue et les séquences possibles. L'algorithme résultant est connu sous le nom d'algorithme de Viterbe [23].

I.5 : L'entrelacement

L'entrelacement est généralement associé au codage canal, il s'agit de modifier l'ordre des bits codes de façon à disperser les bits consécutifs. Pour rendre le codage correcteur d'erreurs plus efficace, l'entrelacer est placé après le codeur, par conséquent, au niveau du récepteur, le désentrelacer est placé avant le décodeur, il remet les bits dans le bon ordre, cela permet de disperser un paquet d'erreurs généré par le canal [24].

En général, l'entrelacer introduit un retard dans la transmission. Sa configuration de base utilise des matrices composées de bits ou de symboles. Ces matrices sont remplies ligne par ligne, ensuite elles sont vidées colonne par colonne pour ensuite transmettre les données. En réception, l'opération inverse est effectuée, les mêmes matrices sont utilisées mais le remplissage se fait colonne par colonne et le vidage se fait ligne par ligne [24].

I.6 : Modulations numériques

Le but des modulations numériques est d'associer aux données (bits, symboles) un signal physique porteur de l'information qui est adapté au canal de transmission. La différence entre ces deux modes est que la deuxième translate le signal de sa bande de fréquence originale vers une autre bande centrée autour d'une certaine fréquence porteuse. Dans les transmissions numériques, on appelle l'opération consistant à associer un signal physique à une suite de bits ou de symboles discrets, codage en ligne et celle qui utilise une fréquence porteuse, modulation numérique [25].

I.6.1 : Codes en ligne

Dans la pratique, il existe de nombreux codes en ligne, la différence entre un code et un autre réside dans la complexité, l'occupation spectrale, la résistance au bruit, la technique de récupération du rythme symbole, la présence ou non de la composante continue et la polarité [26].

L'exemple le plus simple à considérer est la mise en forme d'une suite de symboles $\{a_k\}$ porteurs d'information. En prenant les symboles a_k dans l'alphabet $\{-1, 1\}$, et en considérant qu'ils sont transmis à un rythme régulier T_s , on construit le signal à temps continu $a(t)$ par [27]:

$$\sum_k a_k \delta(t - kT_s) \quad (1.13)$$

Où $\delta(t - kT_s)$ est une impulsion de Dirac localisée en $t = kT_s$.

Pour donner une forme réelle au signal $a(t)$, on effectue la convolution avec une impulsion de mise en forme. La plus simple étant la fonction porte définie par [27] :

$$\Pi(t) = \begin{cases} 1 & \text{pour } 0 \leq t \leq T_s \\ 0 & \text{sinon} \end{cases}$$

On obtient le signal à temps continu définie par [27] :

$$d(t) = \sum_k a_k \Pi(t - kT_s) \quad (1.14)$$

Les deux signaux $a(t)$ et $d(t)$ associés à la suite de symboles $\{1, -1, -1, 1, -1, 1, 1\}$.

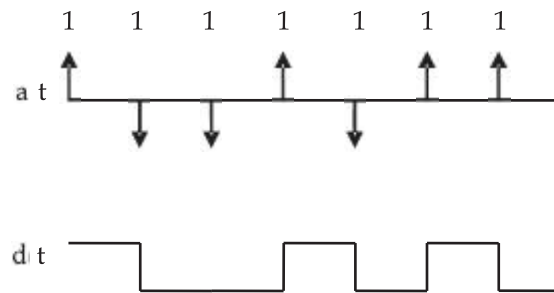


Figure 1.6: Mise en forme d'un message numérique [28].

En modifiant la fonction de mise en forme, plusieurs formes d'ondes sont réalisables, les formes d'ondes des codes unipolar NRZ, polar NRZ, unipolar RZ, bipolar RZ et Manchester [28], pour la séquence binaire avec T_s .

I.6.2 : Modulations numériques sur onde porteuse

Pour des contraintes d'ordre physique, le signal d'information en bande base est translate vers une bande de fréquence plus élevée, cela se fait en le modulant par une fréquence porteuse f_c tout en préservant l'information [27].

En modélisant la fréquence porteuse par $A \cos(\omega_c t + \varphi)$ avec $\omega_c = 2\pi f_c$, l'opération de modulation consiste à faire varier l'un

des paramètres A , ω_c ou φ . Mathématiquement parlant, la translation en fréquence s'effectue en multipliant le signal en bande de base $d(t)$ par une exponentielle complexe (convolution par un Dirac). Le signal haute fréquence réel $x(t)$ est obtenu en ne prenant que la partie réelle du signal résultant, comme le [27]:

$$x(t) = \Re[Ad(t)e^{j\varphi}e^{j\omega_c t}] \quad (1.15)$$

Une illustration de la translation du spectre du signal $d(t)$, est montrée sur la figure 1.7 :

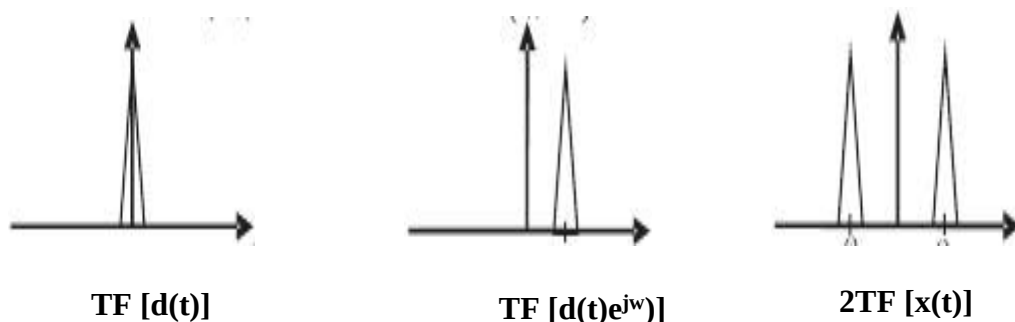


FIGURE 1.7 : SPECTRES DU SIGNAL $D(T)$, DU SIGNAL $D(T)$ MODULE ET DU SIGNAL $X(T)$, [29].

En notant I et Q les parties réelle et imaginaire du signal transmis, le signal module $x(t)$ se compose généralement de deux composantes en quadrature et s'écrit [27]:

$$x(t) = I \cos(\omega_c t) - Q \sin(\omega_c t) \quad (1.16)$$

Dans une transmission numérique, le message peut être binaire ou peut être constitué, d'éléments binaires regroupés dans des mots de n éléments ; on aura $M = 2^n$ mots binaires ou M états différents. En jouant sur l'un des paramètres A , ω_c ou φ . Et M ou en combinant plusieurs à la fois, différents types de modulation sont obtenus.

I.6.2.1: Modulation de phase PSK (Phase Shift Keying)

L'expression mathématique du signal module est donnée par [27]:

$$x(t) = A \cos(\omega_c t + \varphi(t)) \quad (1.17)$$

$$\varphi_k = \sum_k \varphi_k \Pi(t - kT_s) \quad (1.18)$$

Ou encore :

$$x(t) = A \sum_k \Pi(t - kT_s) \cos(\omega_0 t + \varphi_k) \quad (1.19)$$

φ_k Représente la valeur de la phase pendant l'intervalle $[kT_s, (k+1)T_s]$. Si la transmission est binaire, la modulation est dite MPSK. Pour générer un signal PSK, une solution simple consiste à utiliser les données binaires pour inverser la phase de la porteuse comme le montre la figure 1.8.

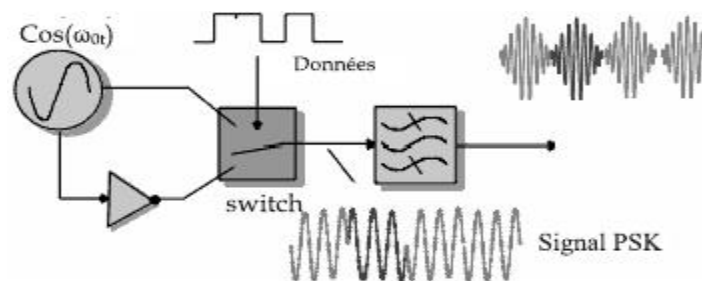


FIGURE 1.8 : MODULATION PSK, [30].

I .7 : La démodulation

La démodulation consiste à récupérer le signal en bande de base à partir du signal modulé. Étant donné que cette opération se fait au niveau du récepteur, cela sous-entend que le signal modulé est passé à travers le canal de transmission. En effet, les performances des techniques de démodulation ne dépendent pas que de la technique de modulation utilisée au niveau de l'émetteur mais aussi de la nature du canal (niveau de bruit, interférences etc.) Dans ce cadre, il existe deux types de démodulation, la première est dite cohérente et la deuxième est dite non-cohérente [31].

- La détection cohérente opère sur le signal reçu en le mélangeant avec une porteuse générée localement et en filtrant le signal résultant pour ne garder que la composante en bande de base.
- La détection non-cohérente n'utilise pas une porteuse locale pour récupérer le signal en bande de base. Dans le cas où l'information est codée en amplitude (ASK par exemple), un détecteur d'enveloppe est utilisé. Si l'information est codée par changement de fréquence (FSK par exemple), la détection est basée sur le filtrage autour des fréquences utilisées pour le codage de l'information.

Vu que la détection cohérente est basée sur l'utilisation d'une porteuse locale, l'effet des composantes du bruit qui ne sont pas en phase avec cette porteuse est réduit. Cependant, la détection non-cohérente intervient directement sur le signal modulé et par conséquent, la démodulation cohérente présente de meilleures performances.

I.8 : Filtres numériques et interférences entre symboles

Dans une chaîne de communications, le filtrage est parmi les opérations les plus importantes. Il permet de limiter le contenu spectral d'un signal donné pour ne garder que les composantes utiles. La numérisation a permis de concevoir des filtres présentant des caractéristiques très utiles et qui ont poussé le développement des communications numériques. Parmi les avantages des filtres numériques, on cite : l'insensibilité aux conditions extérieures (chaleur, humidité, etc.), l'adaptabilité, la possibilité de réaliser des fonctions non réalisables en analogique et le contrôle total sur l'architecture et la précision [32].

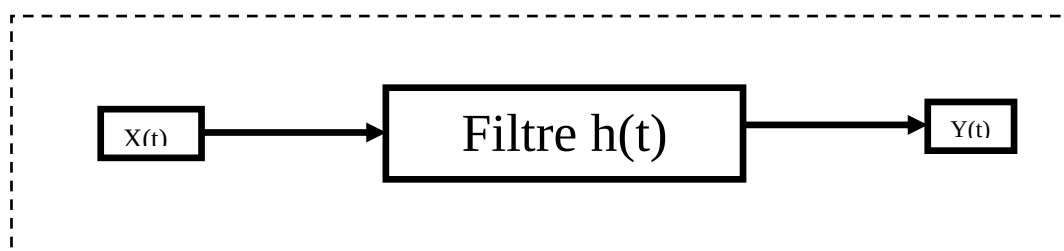


FIGURE 1.9 : FILTRE NUMERIQUE [32].

La sortie $y(t)$ d'un filtre numérique est exprimée par la convolution entre l'entrée du filtre $x(t)$ et sa réponse impulsionnelle $h(t)$ comme le montre la figure (1.9). Ce qui se traduit par un produit dans le domaine fréquentiel [32].

$$y(t) = h(t) * x(t) \quad (1.20)$$

$$Y(f) = H(f) * X(f) \quad (1.21)$$

Les filtres numériques sont généralement classés en deux catégories : les filtres à réponse impulsionnelle finie (RIF en français, finité impulse response filters ou FIR en anglais)

et les filtres à réponse impulsionnelle infinie (RII en français, infinité impulse réponse filters ou IIR en anglais) [32]. Les architectures de ces deux types de filtres sont illustrées sur la figure 1.9.

I.8.1 : Interférences entre symboles

Vu le problème de limitation de la bande passante du canal, la conception des filtres d'émission et de réception d'un système de communications est régie par plusieurs facteurs. L'ensemble formé par les filtres d'émission et de réception et le filtre canal constitue un système dispersif. Cela provoque un chevauchement des symboles adjacents. Ce phénomène est connu sous le nom d'Interférences entre symboles (IES) [3]. Il se manifeste au niveau du détecteur à seuil du récepteur par la contribution des autres symboles transmis sur le symbole

qu'on désire détecter [33].

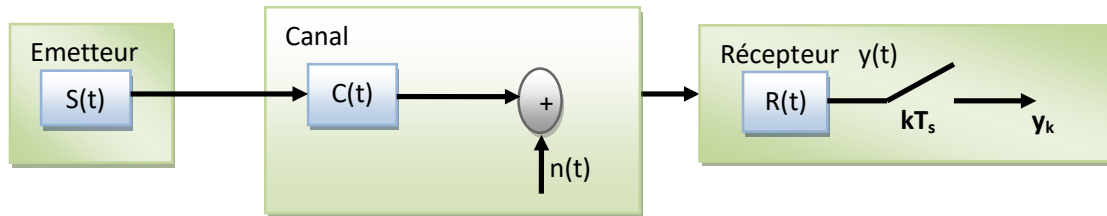


FIGURE 1.10 : FILTRE D'UNE CHAÎNE DE TRANSMISSION NUMÉRIQUE [33].

En effet, le modulateur transforme la séquence binaire et produit le signal transmis [27]:

$$x(t) = \sum_k a_k s(t - kT_s) \quad (1.22)$$

Le signal est ensuite modifié par le canal de transmission de réponse impulsionnelle $c(t)$ et qui introduit aussi un bruit additif. À l'entrée du récepteur arrive le signal [32]:

$$z(t) = x(t) * c(t) + n(t) \quad (1.23)$$

Ce signal passe par le filtre de réception de réponse impulsionnelle $r(t)$ pour donner le signal [32]:

$$y(t) = r(t) * z(t) \quad (1.24)$$

Après échantillonnage du signal $y(t)$, le dispositif de décision reconstruit les données symboles à partir des échantillons. Son rôle est de décider du symbole a_k émis à l'instant k .

La réponse impulsionnelle globale du système de transmission est la convolution des trois réponses mises en jeu [32]:

$$p(t) = s(t) * c(t) * r(t)$$

(1.25)

Et dans le domaine fréquentiel :

$$P(f) = S(f) * C(f) * R(f)$$

(1.26)

Sans tenir compte d'un délai arbitraire t_0 qui devrait être inclus dans l'argument de l'impulsion. La sortie $y(t)$ échantillonnée aux instants $t_k = kT_s$ donne [27]:

$$y(t_k) = p(0)a_k + \sum_{i \neq k}^{+\infty} a_i p((k-i)T_s) + n(t_k)$$

(1.27)

Dans cette expression, le terme $p(0)a_k$ représente la contribution du $k^{\text{ième}}$ symbole transmis. Le deuxième terme consiste en la contribution de tous les autres symboles transmis à l'instant t_k qui est l'effet IES.

L'effet des IES, sur une communication donnée, peut être visualisé par la superposition des tracés de plusieurs intervalles $[kT_s, (k+i)T_s]$,

Le filtre $p(t)$ qui représente le canal total (depuis la source des symboles a_k jusqu'à l'entrée de l'organe de décision du récepteur) est dit canal de Nyquist [34], s'il présente une IES nulle.

Cela se traduit par :

$$p((k-i)T_s) = \begin{cases} p(0) & k = 0 \\ 0 & k \neq i \end{cases}$$

(1.28)

Dans ce cas :

$$y(t_k) = p(0)a_k$$

(1.29)

Par conséquent, l'élimination des IES peut être effectuée par un choix approprié de la forme d'onde $p(t)$. Parmi les fonctions qui permettent cela, il y a celles dites en cosinus surélevé (Raised Cosine RC en anglais). Elles garantissent une amplitude maximale au symbole, au moment de prise de décision et des amplitudes nulles, aux instants de prise de décision sur les autres symboles. La fonction de transfert du filtre en cosinus surélève est définie par [35] :

$$\frac{P_{RC}(f)}{T_s} = f(x) = \begin{cases} 1 & \text{pour } |f| < \frac{1-a}{2T_s} \\ \frac{1}{2} \left(1 + \cos \left(\pi \frac{T_s}{a} \left(f - \frac{1-a}{2T_s} \right) \right) \right) & \text{pour } \frac{1-a}{2T_s} \leq |f| \leq |f_{max}| \\ 0 & \text{pour } |f| > |f_{max}| \end{cases} \quad (1.30)$$

Où $f_{max} = (1+a)/2T_s$ et a est le paramètre roll-off compris entre 0 et 1 qui définit l'excès de bande. Lors de la conception d'un système de communications, la valeur de a est

déterminée en fonction d'un compromis entre une occupation spectrale optimale (a proche de 0) et une faible IES (a proche de 1). La réponse du filtre en cosinus surélève dans le domaine temporel vaut [35]:

$$p(t) = \text{sinc} \frac{T}{T_S} \frac{\cos(\frac{\pi a t}{T_S})}{1 - (\frac{\pi a t}{T_S})^2} \quad (1.31)$$

Où *sinc* représente le sinus cardinal.

La figure I.14 montre les réponses fréquentielles et temporelle du filtre en cosinus surélève.

Une bonne approche consiste

à repartir la réponse en cosinus surélève entre le filtre d'émission et de réception. Nous aurons donc [35] :

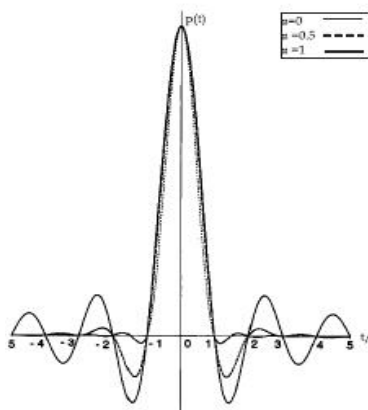
$$|S(f)| = |R(f)| = \sqrt{P_{RC}}(f) \quad (1.32)$$

Cela est dit filtrage en racine de cosinus surélevé. C'est un filtrage de Nyquist qui est couramment utilisé dans les systèmes de communications numériques.

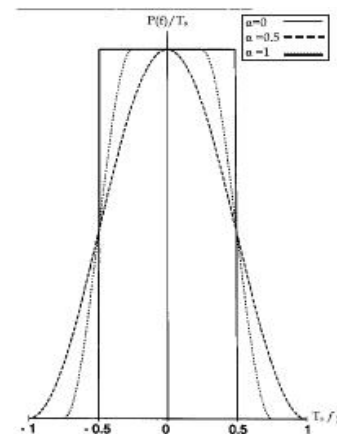
I.8.2 : Filtre adapté

En se limitant au cas de transmission en présence d'un bruit blanc gaussien additif AWGN (Additif White Gaussian Noise) [36], la détection des symboles de données peut être optimisée par un processus de filtrage [37]. Le filtre de détection qui optimise le rapport $\frac{S}{N}$ est dit filtre adapté (Matched Filter, en anglais). En considérant que la limite de détection est fixée par une valeur crête du signal, pour le modèle :

$y(t) = x(t) + n(t)$ Le filtre optimal qui maximise $\frac{S}{N}$ à l'instant de décision t_0 est défini par sa réponse Impulsionnelle [37] :



(a) réponse temporelle



(b) réponse fréquentielle

FIGURE 1.11 : REPONSES FREQUENTIELLE ET TEMPORELLE POUR LES FILTRES EN COSINUS SURELEVE [37]

$$h(t) = x^*(t_0 - t)$$

(1.33)

Qui n'est donc que la version renversée et translatée du signal.

Le filtre qui vérifie les deux conditions d'optimalité et de Nyquist est la paire de filtres en racine de cosinus surélèvé, ce qui justifie leur popularité en communications numériques.

I.9 : Canal de transmission

Le canal est le milieu physique où se déroule la transmission entre l'émetteur et le récepteur. Différentes approches sont envisagées pour définir le canal, c'est en fonction de la position de l'observateur. Par exemple, on peut considérer que le modulateur et le démodulateur appartiennent au canal comme on peut les considérer comme composants de l'émetteur et du récepteur.

En général, le canal est une source de perturbation pour la communication. En fonction de la nature de la perturbation, différents types de canaux sont définis. Dans ce cadre, différents modèles ont été proposés, les principaux sont le canal à bruit blanc gaussien additif AWGN, le canal à évanouissement et le canal à effet Doppler.

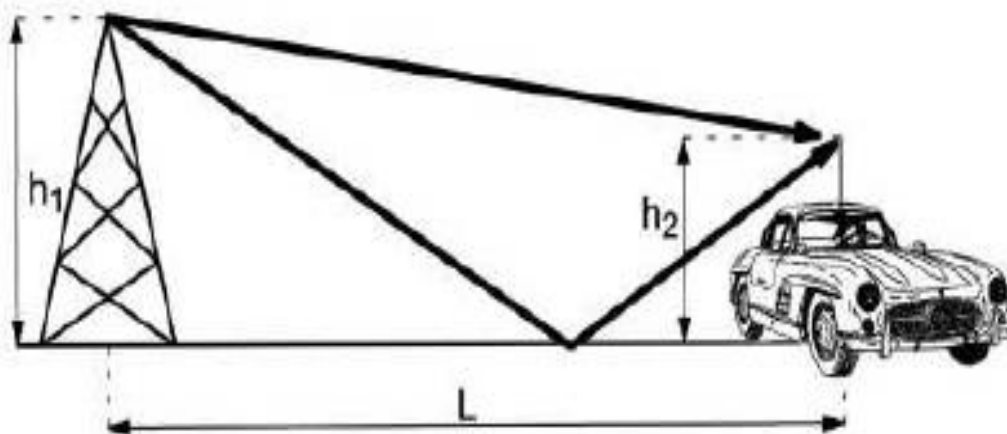


FIGURE I.12 : PROPAGATION EN DEUX TRAJETS [39].

I.9.1 : Le canal AWGN

C'est le plus simple, le signal à sa sortie est la résultante de l'addition du signal émis et du bruit. Le bruit additif est indépendant du signal, il est modélisé par un processus aléatoire

Stationnaire, blanc, gaussien et centré ; sa densité spectrale de puissance est constante et égale à $N_0/2$ [38].

I. 9.1.1 : Le canal à évanouissement

Il est décrit par deux principales distributions qui sont celle de Rayleigh et celle de Rice [36-38]. Dans une transmission en espace libre, le signal reçu par le récepteur est la somme vectorielle des signaux s'étant propagés sur différents trajets (multi trajets), la longueur électrique de chacun des trajets variant dynamiquement en fonction de la position du récepteur (qui peut être mobile). Cette somme vectorielle donne lieu à des figures d'interférence dépendant de l'amplitude et de la phase de chacun des signaux élémentaires figure (1.12).

Le canal peut être modélisé par un filtre linéaire complètement caractérisé par sa réponse impulsionnelle variable dans le temps.

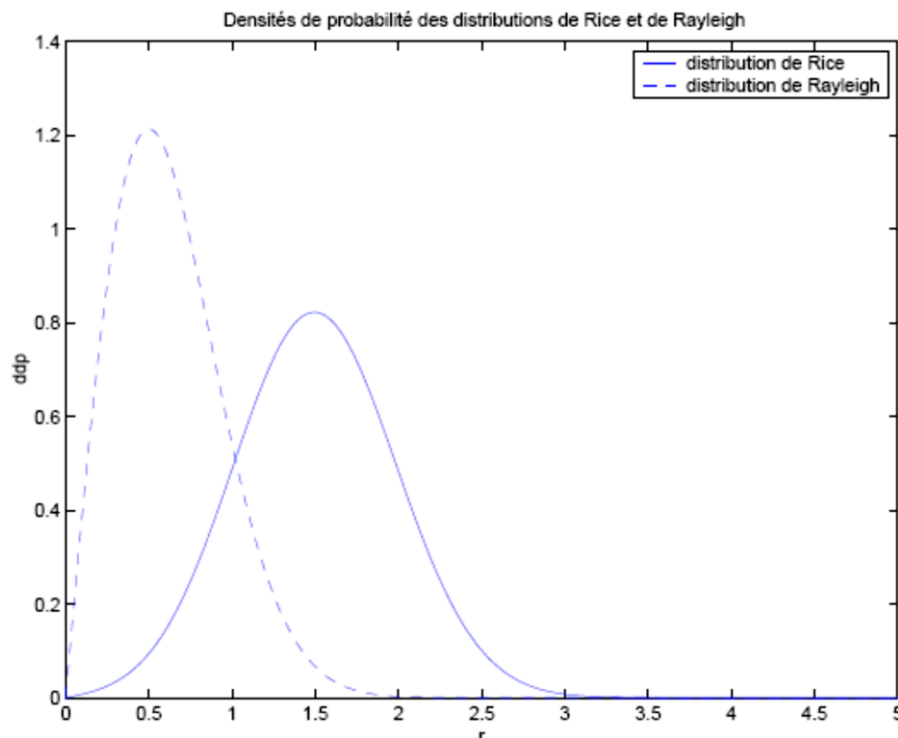


Figure I.13 : Propagation en deux trajets Densités de probabilité des distributions de Rice et de Rayleigh [42].

I .9.1.2 : Distribution de Rayleigh

Elle suppose que le signal reçu est composé d'un grand nombre de trajets dont les angles d'arrivée sont répartis uniformément entre 0 et 2π [40]. L'enveloppe du signal reçu suit la loi [40] :

$$p(x) = \frac{x}{\sigma^2} \exp\left(\frac{-x^2}{2\sigma^2}\right)$$

(1.34)

I .9.1.3 : Distribution de Rice

Cette distribution suppose l'existence d'un trajet direct, sa loi est [41-42]:

$$p(x) = \frac{x}{\sigma^2} \exp\left(\frac{-x^2 + x_d^2}{2\sigma^2}\right) I_0\left(\frac{x^2 x_d}{\sigma^2}\right)$$

(1.35)

Où x_d est l'amplitude du trajet direct et I_0 la fonction de Bessel modifiée de première espèce et d'ordre zéro.

I.9.1.4 : L'effet Doppler

Il est la conséquence du déplacement de l'émetteur ou du récepteur ou les deux en même temps. Il consiste en le décalage de la bande du signal proportionnel à la vitesse du mobile et l'angle d'arrivée. Ce décalage est donné par l'expression suivante [41] :

$$\zeta = \frac{v}{\lambda} \cos\theta = f_d \cos\theta$$

(1.36)

Où v est la vitesse linéaire du mobile, λ est la longueur d'onde, θ est l'angle entre la direction de propagation et celle du déplacement du mobile, f_d est le décalage Doppler maximal [43].

I.10 : Techniques de diversité

Technique de la diversité est utilisé à une diminution de l'effet de fondu et d'améliorer la performance du système de canaux à évanouissement. Dans ce procédé, on obtient des copies de L signal désiré à travers différents canaux M au lieu de transmettre et de recevoir le signal désiré à travers un canal. L'idée principale ici est que certains le signal peut subir évanouissement de canal, mais un autre signal ne peut pas. Alors que certain signal peut subir

affaiblissement profond, nous pouvons encore être en mesure d'obtenir suffisamment d'énergie pour faire bonne décision sur le symbole transmis depuis d'autres signaux. Il existe un certain nombre de la diversité qui est différent couramment utilisés dans les systèmes de communication sans fil. Certains d'entre eux suivent :

- diversité fréquentielle
- diversité spatiale
- la diversité temporelle
- la diversité de polarisation

I.10.1 : La diversité fréquentielle

Dans un canal, les signaux transmis avec différentes fréquences sont manière différente affectée dans le domaine fréquentiel. En effet, un avantage de la technique de la diversité de fréquence. Répliques multiples de signal d'information sont envoyés sur plusieurs bande de fréquence affectée dans cette diversité [47]. Il devrait y avoir une distance de plus de bande passante cohérente entre les bandes de fréquences et de réaliser à petite échelle la décoloration selon l'équation suivante :

$$(\Delta f)_c = \frac{1}{f_D}$$

(1.38)

En outre, le saut de fréquence pourrait être utilisé pour réaliser ce genre de diversité au lieu d'envoyer plusieurs répliques de fréquence sur des fréquences différentes affectant. Bande de fréquence peut être modifiée de nombreuses fois par symbole de la fréquence saut rapide et il en résulte la diversité de fréquence sur chaque symbole transmis. Ce processus est très bénéfique dans un environnement où il y a un blocage de la bande partielle dans le canal [47].

S'il y a combinée avec le temps de codage et entrelacement de domaine, il est considéré comme un entrelacement de bloc supplémentaire dans le domaine fréquentiel. Ce type de diffusion d'informations dans un domaine de fréquence introduit avantage de diversité de fréquence.

La diversité de fréquence peut également être implicite comme dans le cas de la diversité par trajets multiples. La transmission d'un signal à large bande est donnée par l'équation suivante où la largeur de bande est supérieure à la largeur de bande de cohérence du canal déjà utilisé et il en résulte un évanouissement sélectif en fréquence [42-48].

$$(\Delta f)_c = \frac{1}{T_m} \tag{1.39}$$

Dans un signal à large bande passante suffisante, composants trajets multiples peuvent résoudre. En conséquence, il est possible d'obtenir différents évanouissements du signal de façon indépendante. Le nombre de trajets multiples résolubles donnés par l'équation suivante est utilisé pour calculer l'ordre de la diversité maximale réalisable pour la diversité par trajets multiples [47] :

$$L = [T_m W] + 1 \quad (1.40)$$

Ce processus combine les multiples du signal et réduit inter-symboles-ingérence (ISI) et produire de la diversité.

I.10.2 : Diversité spatiale

Antennes multiples sont utilisés pour transmettre des signaux avec des informations portant sur l'émetteur et / ou récepteur pour fournir de multiples chemins de fading indépendants dans la diversité de l'espace. Cette technique est utilisée pour fournir un gain de rendement significatif avec tout en ne sacrifiant pas de bande passante précieuse sur les ressources de puissance transmis. La diversité spatiale est largement utilisée car il est facile à mettre en œuvre et il est rentable et très simple. Cette technique a un seul émetteur mais de multiples antennes de réception. Les antennes de réception doivent être à une distance suffisante pour que la décoloration multiple dans la diversité ne soit pas corrélée. Il devrait y avoir une puissance moyenne équilibrée entre les voies et le coefficient de corrélation devrait être très faible pour atteindre un bon gain de diversité [49]. Bien que large distance est nécessaire entre les antennes pour obtenir une faible corrélation entre les canaux, mais courte distance est également nécessaire pour la synthèse de faire un faisceau étroit ne générant pas de grille de lobes qui empêchent l'introduction de l'interférence.

En général, si nous voulons recevoir des copies de M signaux transmis alors nous devons M nombre d'antennes dans un système de diversité d'espace [50]. Il est très important de garder assez d'espace entre les antennes de sorte que les signaux reçus subissent décoloration indépendante. La diversité spatiale est différente de la fréquence et de la diversité temporelle. Contrairement à ces espaces la diversité n'a pas besoin de travail supplémentaire à la fin de la transmission et aucune bande passante supplémentaire n'est nécessaire sur le temps de transmission.

Il existe deux types de techniques de diversité spatiales telles que la diversité de réception et transmettre la diversité.

I.10.2.1 : diversités de réception

Antennes multiples sont utilisées au récepteur pour obtenir la diversité et emploient la commutation et la combinaison ou la sélection intention d'améliorer la qualité de signal reçu. Comme il est plus facile et rentable d'utiliser plusieurs antennes à la station de base de la borne qui est une manière positive de la diversité de réception. Cette technique peut utiliser des informations d'état de canal (CSI) au récepteur et il est en pleine forme pour la liaison montante qui est à distance à la base. Mais les principaux problèmes de la diversité de réception sont le coût, la taille et la puissance nécessaire aux unités distantes. Cette technique est de plus grande taille et coûteux en raison du coût de multiples antennes, des chaînes de radiofréquences ou des sélections et de ses circuits de commutation.

I .10.2.2 : diversités à l'émission

Contrairement à la diversité de réception, la diversité doit transmettre de multiples antennes d'émission. En outre, contrairement à la diversité de réception, transmettre la diversité ne pas utiliser CSI dans son signal d'information unique. Technique de traitement du signal efficace doit être utilisée pour extraire le bruyant et déformée signal reçu dans la diversité de transmission.

I.10.3 : Diversité temporel

Cette technique utilise un codage de canal et entrelacement pour atténuer la décoloration canal à un coût de retard ajouté et la perte de l'efficacité de la bande passante. Il est des usages sur les chaînes d'évanouissement lent et sur les canaux qui est le retard sensible [51].

Intentionnelle redondance est introduite dans le signal transmis pour obtenir une diversité temporelle dans le domaine temporel. La redondance peut être faite par répétition de codage de canal. Pour faire le codage de répétition, des signaux d'information portant sont transmises en plusieurs intervalles de temps. Mais la séparation entre les intervalles de temps devrait être plus ou égale à la durée cohérente du canal pour obtenir des signaux fanés indépendants qui permet d'obtenir des avantages de la diversité complètes.

Le codage de canal, lorsqu'il y a une capacité de commande d'erreur, peut être réalisé séparément ou avec modulation. Si nous voulons effectuer un codage et de modulation séparément, puis nous pouvons utiliser le codage de contrôle d'erreur classique pour obtenir une redondance dans la forme de symboles supplémentaires. L'avantage de cette affaire est

que la transmission de symboles supplémentaires conduit à diminuer l'efficacité de la bande passante du système [52].

En général, un signal utile est transmis dans M périodes de temps différentes dans la diversité temporelle. Par exemple, chaque symbole est transmis M fois. Comme il est mentionné plus tôt que les intervalles entre les symboles transmis devraient être au moins le temps de cohérence à faire en sorte que les différentes copies du même symbole subissent décoloration indépendante. De combinaison à rapport maximal peut être utilisé pour obtenir combinaison optimale [10]. Si nous envoyons le même symbole M fois, puis il applique la $(M, 1)$ code de répétition. Nous pouvons également utiliser le codage non-trivial. Codage de contrôle d'erreur et l'entrelacement est un moyen efficace pour lutter contre le temps évanouissement sélectif ou rapide

I.10.4 : La diversité de polarisation

Dans la diversité de polarisation, les signaux transmis ont des statistiques d'évanouissement non corrélées dans le système de radio mobile terrestre, lorsque les signaux doivent être transmis par le biais de deux orthogonaux chemins de propagation [53].

La diversité spatiale peut obtenir en utilisant de multiples antennes avec des polarisations indépendantes dans le même emplacement au lieu de plusieurs antennes à l'utilisation dans des endroits différents. Ceci est la méthode de diversité de polarisation. Si une mise en œuvre de la diversité spatiale de petites dimensions est souhaitée, ce procédé est très attrayant. Normalement deux antennes polarisées orthogonalement sont utilisés sur des plans horizontaux et verticaux ou avec une pente de recourir à diversité de polarisation [53]. Les expériences montrent que la diversité de polarisation peut obtenir dans des environnements de diffusion denses quand il y a la ligne de vue (LOS) et non-ligne de visée (non-LOS) situations.

I.11 : Conclusion

Dans ce chapitre, différents composants d'une chaîne de communications numériques ont été présentés, il fournit en outre les outils théoriques nécessaires à la compréhension de la suite de cette thèse. Dans ce cadre, les principales opérations que subit le signal d'information ont été abordées, en commençant par la numérisation jusqu'à la modulation au niveau de l'émetteur, les perturbations causées par le canal et en terminant par la citation de toutes les étapes nécessaires à la reconstitution du signal d'origine au niveau du récepteur, Les différents modèles de canaux rencontrés en pratique seront examinés, notamment les canaux à évanouissements de Rice et de Rayleigh qui caractérisent le mieux les communications radio-mobiles. La suite de la thèse est porte les bases théoriques sur l'ondelette et paquet d'ondelette.

Chapitre 02 :
Généralité sur les systèmes MIMO
et
MIMO Massifs

Chapitre 02 : Généralité sur les systèmes MIMO et MIMO Massifs :

II.1 : Introduction

Dans ce chapitre, nous présentons les énormes réseaux MIMO (Multiple Input Multiple Output) et les réseaux MIMO massifs. Cette technologie, nous parlons des domaines d'application et des avantages, et voir l'impact de cette La méthode dans les systèmes révolutionnaires 5G pour les réseaux mobiles (5G) et l'Internet des objets. Ainsi que ce qui est requis dans le développement de systèmes de communication modernes, solides et fiables[54].

II.2 : Les systèmes MIMO

La technologie MIMO (Multi-Input Multiple-Output), est une technologie typique du domaine spatial, a un vaste potentiel pour fournir des débits d'information élevés et améliorer la fiabilité du système, et a donc été adoptée dans les réseaux cellulaires de quatrième génération (4G). Cependant, pour satisfaire la haute efficacité spectrale, l'efficacité énergétique ainsi que les exigences de fiabilité des réseaux cellulaires de cinquième génération (5G), et est une technologie sans fil qui utilise plusieurs émetteurs et récepteurs pour transférer plus de données en même temps. La technologie MIMO tire parti d'un phénomène d'ondes radioélectriques appelé trajets multiples (canal multi trajet), où les informations transmises rebondissent sur les obstacles comme les murets, atteignant l'antenne de réception plusieurs fois sous différents angles et à des moments légèrement différents. Elle exploite le comportement par trajets multiples en utilisant plusieurs émetteurs et récepteurs intelligents avec une dimension spatiale supplémentaire pour augmenter considérablement les performances et la portée. Les antennes fonctionnent plus intelligemment en leur permettant de combiner des flux de données provenant de différents chemins et à différents moments pour augmenter efficacement la puissance de capture du signal du récepteur. Les antennes intelligentes utilisent la technologie de la diversité spatiale, qui permet de tirer le meilleur parti des antennes excédentaires. S'il y a plus d'antennes que [54].

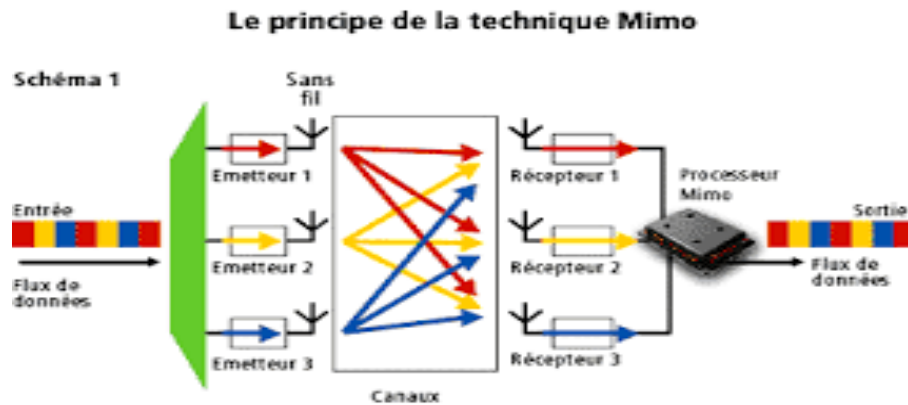


FIGURE II. 1 : SCHEMA DU PRINCIPE DU LA TECHNIQUE MIMO[55].

II.2.1 : Les techniques de diversité

La principale source de perturbation, à laquelle le signal est soumis lors de sa propagation, est le canal. En raison du phénomène de propagation par trajets multiples, le signal est exposé à une fréquence aléatoire, les systèmes de diversité bénéficient de ces types de propagation pour améliorer les performances du système, Pour implémenter ces améliorations, les systèmes MIMO utilisent des technologies [56] :

- **Diversité spatiale** : également connue sous le nom de diversité d'antenne, la transmission est basées sur les antennes multiples au niveau d'émission et réception espacées d'au moins les moitiés de la longueur d'ondes pour avoir en corrélation entre l'évanouissement.
- **Diversité des fréquences** : cette technique nécessite la transmission du même signal sur différentes fréquences, ici les copies de signal transmises de sur différentes fréquences porteuses.
- **Diversité temporelle** : lorsque le même signal est séparé par le temps de cohérence du canal, il est possible de profiter de la diversité temporelle. (Décalage temporel entre les signaux) .
- **Diversité polarimétrie** : elle utilise les signaux transmis simultanément par les mêmes antennes sur des polarisations orthogonales qui sont souvent affectées différemment par le milieu de propagation .

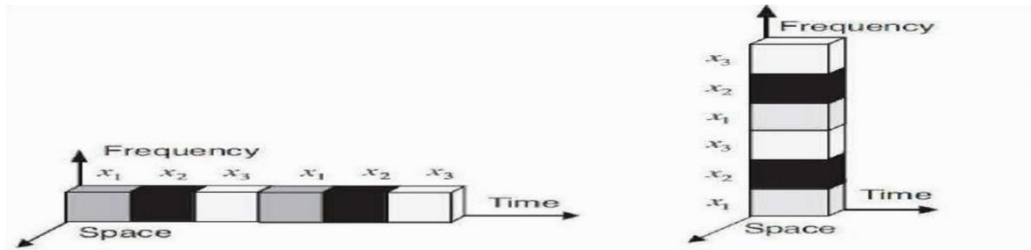


FIGURE II. 2 : (A) DIVERSITE TEMPORELLE, (B) DIVERSITE FREQUENTIELLE (B) [57].

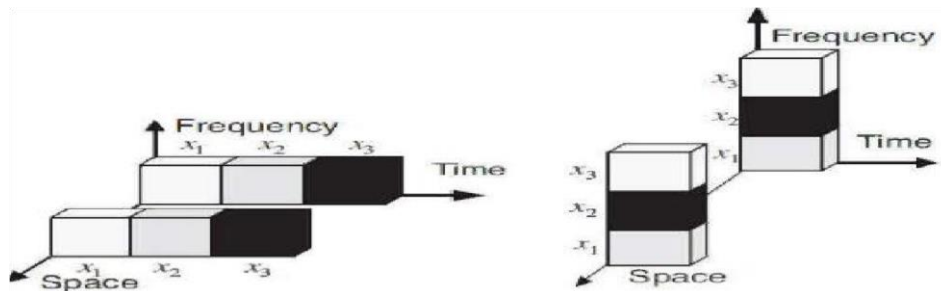


FIGURE. II. 3. DIVERSITE SPATIALE [57].

II.2.2 : Les type de systèmes MIMO :

Il Ya quatre modèles de configuration d'antenne sont [58]. :

- **SISO - Single Input Single Output** : une seule antenne de l'émission et la réception c'est la forme utilise dans la lisions radio.



FIGURE II.4 : SYSTEME SISO.

- **SIMO - Entrée unique Sortie multiple** : une seule antenne de l'émission et plusieurs d'antennes à la réception, Ceci est également appelé réception de la diversité. Il est souvent utilisé pour permettre à un système récepteur recevant des signaux provenant de plusieurs sources indépendantes



FIGURE II.5: SYSTÈME SIMO.

- **MISO - Sortie unique à entrées multiples** : une seule antenne dans la réception et plusieurs d'antenne de l'émission, à partir des deux antennes émettrices. Le récepteur est alors capable de recevoir le signal optimal qu'il peut ensuite utiliser pour extraire les données requises.



FIGURE II. 6: SYSTÈME MISO.

- **MIMO - Entrée multiple Sortie multiple** : MIMO est une technologie d'antenne radio qui utilise plusieurs antennes au niveau de l'émetteur et du récepteur pour permettre à une variété de chemins de signaux de transporter les données, en choisissant des chemins séparés pour chaque antenne.[4]

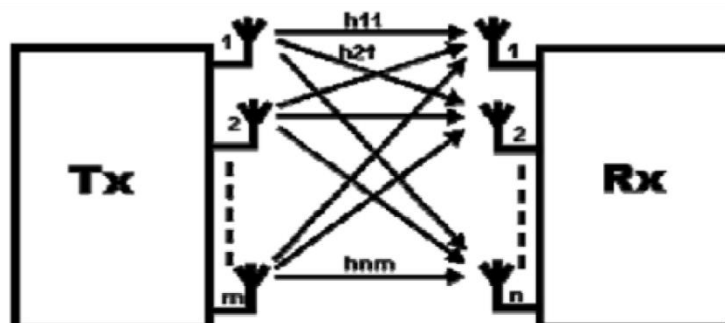


FIGURE. II.7 : SYSTEME MIMO

II.2.3 : Domaine d'application :

- Les systèmes d'antenne à entrées multiples et sorties multiples (MIMO) sont utilisés dans la norme sans fil, y compris norme wifi (IEEE 802.11n, 802.11ac) WiMax (IEEE 802.16) 3GPP LTE et LTE Advanced mobile systèmes [59].
- La technique prend en charge un débit de données amélioré, même sous conditions de brouillage, évanouissement du signal et trajets multiples [59].
- La demande de plus les débits de données sur de plus longues distances a été l'une des principales motivations derrière le développement du multiplexage par répartition orthogonale de fréquence MIMO (OFDM) systèmes de communication [59].

II.3 : Les systèmes MIMO massifs :

Les systèmes MIMO massive est technologie parmi de utilisé dans Les nouveaux systèmes de communication, comme l'internet des objets (IOT) et cinquième génération (5G), Massive MIMO est un système MIMO avec un nombre d'antennes particulièrement élevé. Massive MIMO augmente le nombre d'antennes d'émission (des dizaines ou plus de 100 éléments) sur une station de base. Basée sur l'usage de centaines d'antennes interférant entre elles. C'est une des techniques candidates pour la 5G et pour succéder à la 4G LTE et LTE-A, la mobilité afin de s'assurer que l'expérience suit l'utilisateur, un temps de réponse de transmission réduite pour la réalité augmentée et l'internet tactile [59].

En tant que les techniques MIMO sont potentielle Est une technologie parmi capables d'augmenter linéairement la capacité ou de diminuer la puissance d'émission en augmentant proportionnellement le nombre d'antennes. Par conséquent, le concept de systèmes MIMO massifs a attiré une attention considérable de la recherche et a été considéré comme une technique prometteuse pour les réseaux de communications sans fil de prochaine génération [60].

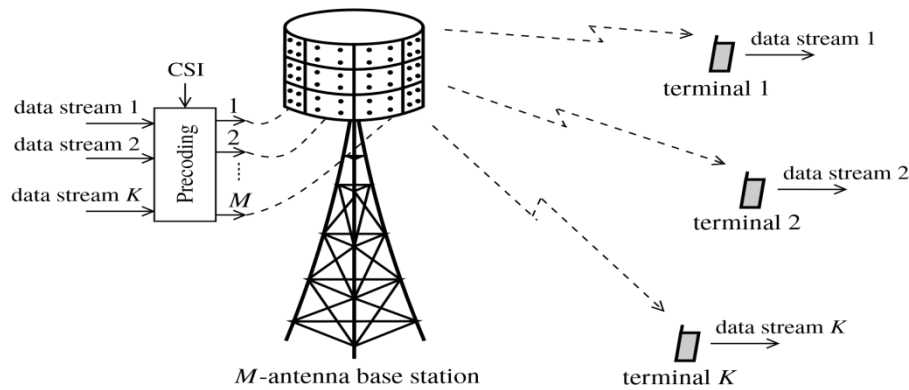


FIGURE II. 8 : LES SYSTEMES MIMO MASSIVE [60].

II.3.1 : Les Types de MIMO massive :

- **Single-User MIMO :**

Elle présente les avantages de la perpendicularité du canal si les conditions de propagation du canal sont valables. Cependant, les canaux SU-MIMO peuvent être connectés de manière inhabituelle en raison de la courte distance des antennes latérales [61].

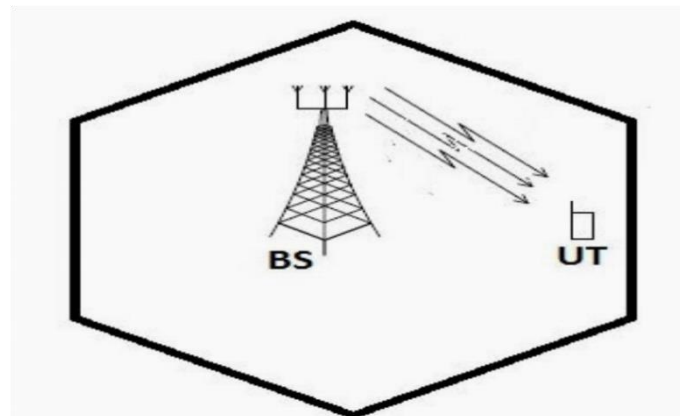


FIGURE II.9 : MIMO MONO-UTILISATEUR [61].

- **Multi-User Massive MIMO :**

Il augmente la capacité totale de chaque station de base en permettant la communication avec plusieurs périphériques en utilisant les mêmes ressources. La combinaison de ces deux innovations peut augmenter la vitesse de transmission sans fil en augmentant le nombre d'antennes de station de base sans consommer plus de bande passante ou augmenter les valeurs de modulation [61-62].

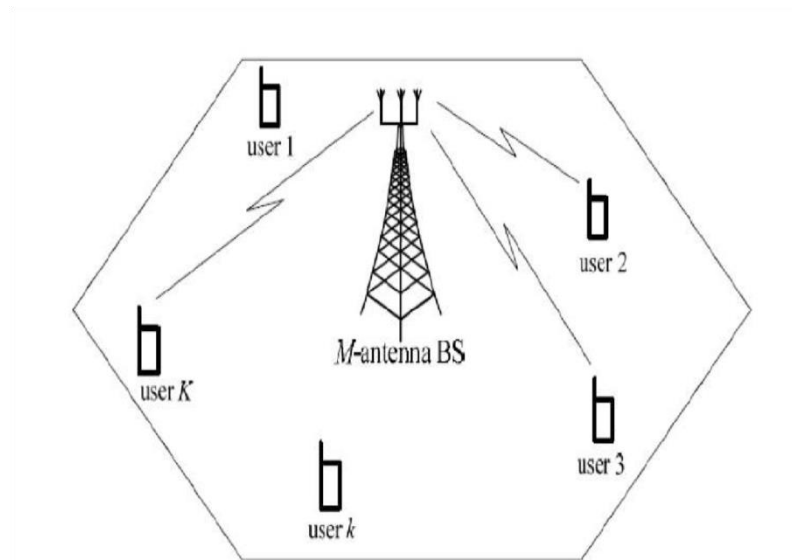


FIGURE II.10 : MASSIVE MIMO MULTI-UTILISATEURS [61].

- **MU- Massive MIMO avec Multi-Cell scénario :**

Nous considérons maintenant le scénario multicellulaire, où il y a des cellules L et le BS dans chaque cellule transmet des informations et de l'énergie aux utilisateurs d'informations et aux utilisateurs d'énergie, respectivement, dans sa cellule. Avec un CSI (Informations sur l'état du canal) estimé, la contamination pilote peut être éliminée pour les utilisateurs d'informations par codage conjoint. D'un autre côté, en raison de l'orthogonalité asymptotique des vecteurs de canal dans différentes cellules, il n'y a pas de différence entre les utilisateurs d'informations unicellulaires et multicellulaires avec un CSI parfait. Par conséquent, dans le cas multicellulaire, les utilisateurs d'informations sont traités de la même manière que dans le cas monocellulaire, et les allocations de puissance avec un CSI parfait et un CSI estimé sont données respectivement [61-62].

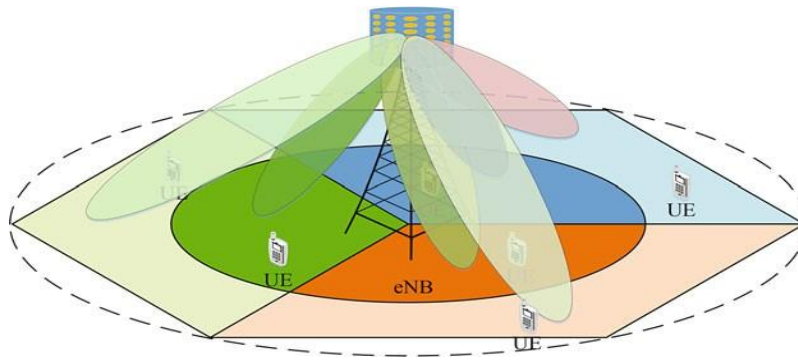


FIGURE II.11 : MU- MASSIVE MIMO AVEC SCENARIO MULTI-CELL[62].

II.3.2 : Les avantages du MIMO massif :

Les principaux avantages des systèmes Massive MIMO peuvent comme suit [63] :

- Gain d'efficacité spectrale élevé.
- Gain d'efficacité énergétique élevé.
- Traitement simple.
- Augmentation du débit de données.
- Augmentation du rapport signal sur bruit de liaison de base.
- Renforcement des canaux

II.3.3 : Domaine d'application :

En pratiqué le système MIMO massive sur deux réseaux important sont réseaux homogènes, réseaux hétérogènes [63].

II.3.3.1 : Réseaux homogènes :

Sectorisation multicouche :

Si on augmente le nombre d'UE et de leur télé-traffic transporté dans les environnements urbains, une capacité de système accrue est nécessaire pour répondre aux besoins des clients. Les techniques de sectorisation sont utilisées pour fournir des services à une population croissante, qui se divise simplement en plusieurs secteurs, augmentant ainsi la capacité du réseau [64].

Formation de faisceaux (Beamforming) adaptatif :

Les BF fixes sont appelés ainsi parce que les poids qui multiplient les signaux à chaque élément de l'AA restent inchangés pendant le fonctionnement. En revanche, les poids d'un BF adaptatif sont mis à jour en continu sur la base des signaux reçus afin de supprimer les interférences spatiales. Ce processus peut être effectué dans le domaine temporel (TD) ou le domaine fréquentiel (FD). Comparé au BF adaptatif bidimensionnel (2D), un BF 3D peut avoir plus de souplesse dans la réutilisation des ressources radio dans le domaine spatial [63-64].

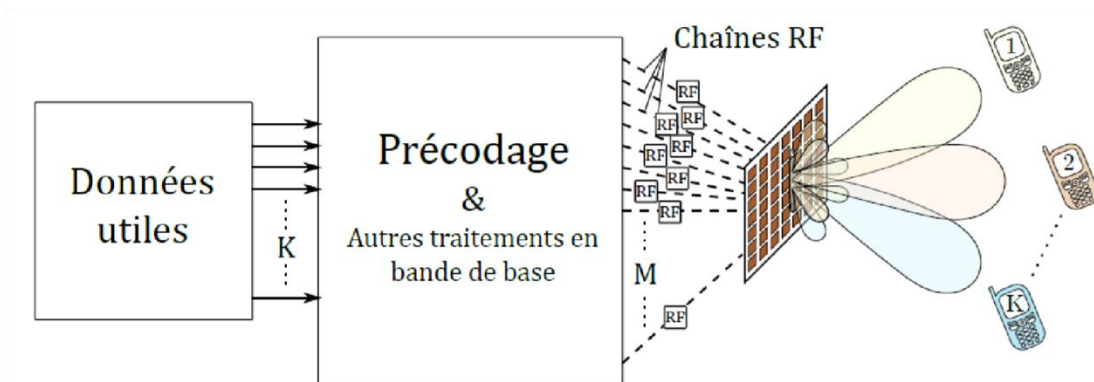


FIGURE II.12 : FORMATION DE FAISCEAUX (BEAMFORMING) ADAPTATIF [64].

II.3.3.2 Réseau hétérogène :

- **Backhaul sans fil :** Le HetNet avec de petites cellules denses a été considéré comme une architecture de conception très prometteuse en termes d'énergie. L'énorme MIMO dans MeNB, qui a un DoF élevé, est utilisé pour prendre en charge plusieurs connexions sans fil dans HetNet, le même spectre peut être réutilisé entre les connexions sans fil, l'accès aux UE de cellules totales (MUE) et les UE de petites cellules (SUE) [63-64].

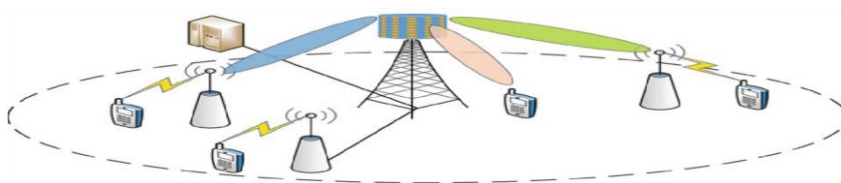


FIGURE II.13 : BACKHAUL SANS FIL[64]

Cellule dynamique :

Fournit parce que la force du signal reçu (RSRP) obtenue à partir de MeNB est principalement celle de SeNB dans les HetNets, il est possible que plus d'UE soient connectés à MeNB, ce qui conduit à une possible distribution de déséquilibre entre les grandes cellules et les petites cellules. technique Cell Extensions (La CRE) peut être utilisée pour charger le tramway du total aux petites cellules et convient pour équilibrer les tramways entre les grandes et les petites cellules de la travée [65].

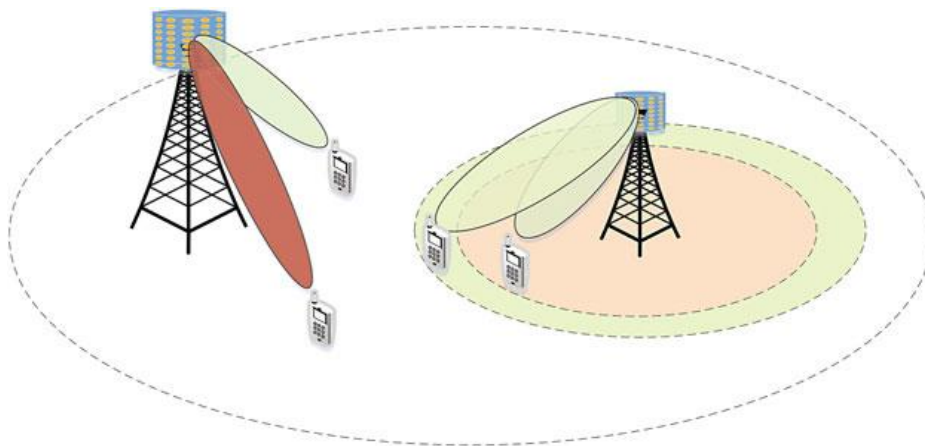


FIGURE II.14.CELLULE DYNAMIQUE [65].

II.4 : Comparaison entre MIMO et MIMO massif :

Systèmes MIMO	Systèmes MIMO massif
- utilisée dans les radars, réseaux sans fil et les réseaux mobiles - utilisées au niveau de l'émetteur (généralement 2 à 8 antennes) ou du récepteur (2 à 4 antennes) - d'améliorer la qualité du rapport signal sur bruit (SNR) et le débit de transmission - principalement utilisée dans les normes Wi-Fi, WiMax et les normes de téléphonie, LTE et LTE Advanced.	-Amélioration de SE - utilisée dans les systèmes réseaux développe 5G, IOT. -- utilisées au niveau de l'émetteur et récepteur (10à 100) antennes. - mesure et modélisation Estimation de canal Algorithmes -Quantité massive de degrés de liberté dans le domaine spatial -Bonnes performances système avec uniquement un schéma de pré-codage linéaire

Tableau II.1 : Comparaison entre MIMO et MIMO massif [66].

II.5 : Conclusion :

En passant dans ce chapitre la technologie MIMO et MIMO massifs aussi que les domaines d'application de systèmes MIMO (WIFI, WIMAX, LTE) en outre côté la technologie MIMO massifs est applicable système communication développée (5G, IOT).

En regardant aussi, les différentes architectures pour chaque système et remarque que le système MIMO améliorer le rapport signal sur bruit et le débit de transmission, est une technologie sans fil qui utilise plusieurs émetteurs et récepteurs pour transférer plus de données en même temps sachant que pratique 4 types de diversité (temporelle, fréquences, polarimétrie, spatiale)

En parallèle les systèmes MIMO massifs sont potentiels. Est une technologie parmi capables d'augmenter linéairement la capacité ou de diminuer la puissance d'émission en augmentant proportionnellement le nombre d'antennes sont le futur de réseaux sans fil.

Chapitre 03

Modulation multi porteuses OFDM et

Caractéristiques des canaux de

transmission

III.1 : Systèmes OFDM

III.1.1 : Introduction

Dans les systèmes classiques pour la transmission de données, il faut augmenter et protéger le débit de données a été demandée, en exploitant sur le domaine fréquenceilles, les transmissions parallèles ont été obtenues en divisant la totalité de la bande de fréquence du signal en sous-canaux de fréquence N_C ne se chevauchent pas. Cette technique est appelée Division Multiplexing en fréquence OFDM [67]. Dans cette technique, chaque sous-canal ou sous-porteuse est modulée par un symbole distinct et les sous-canaux sont N_C fréquence multiplexée. Chevauchement spectral est évité en mettant assez d'espace de garde entre les sous-canaux adjacents. De cette manière, le brouillage entre porteuses (ICI) est éliminé. Cette méthode conduit cependant à une utilisation peu efficace du spectre disponible. Cela nécessite que les contraintes spécifiques d'orthogonalité soient imposées pour faciliter la séparation des sous-canaux au récepteur.

D_i Représenté le flux de données est converti en flux de données parallèles, qui sont modulés sur des sous-canaux séparés. Les signaux résultants sont additionnés et transmis. Au niveau du récepteur, les différents sous-canaux sont bas convertis en parallèle des signaux en bande de base, démodulés, puis concaténé à un flux de données série Q_i .

Dans les systèmes de transmission classiques de données dans lequel plus le débit de données ont été demandées en exploitant dans le domaine fréquenceilles, où les transmissions parallèles obtenues en divisant la totalité de la bande de fréquence du signal en N_C sous-canaux de fréquence non-recouvrement. Dans cette technique (Frequency Division Multiplexing) [68], a été utilisé pendant une durée longue de période pour transporter plus d'un signal sur une ligne téléphonique. Et divise la bande passante du canal en sous-canaux ou sous-porteuse est modulée par un symbole distinct, puis le sous-canal N_C sont multiplexés en fréquence et transmet, les signaux multiples avec des fréquences relativement faible en réalisant chaque signal sur une fréquence porteuse séparée [68].

Le flux de données $D(i)$ est converti en flux de données parallèles, qui sont modulées sur des sous-canaux séparés. Les signaux résultants sont additionnés et transmis. Au niveau du récepteur,

Les différents sous-canaux sont bas convertis en parallèle des signaux en bande de base, démodulés, puis concaténés au flux de données série $Q(i)$

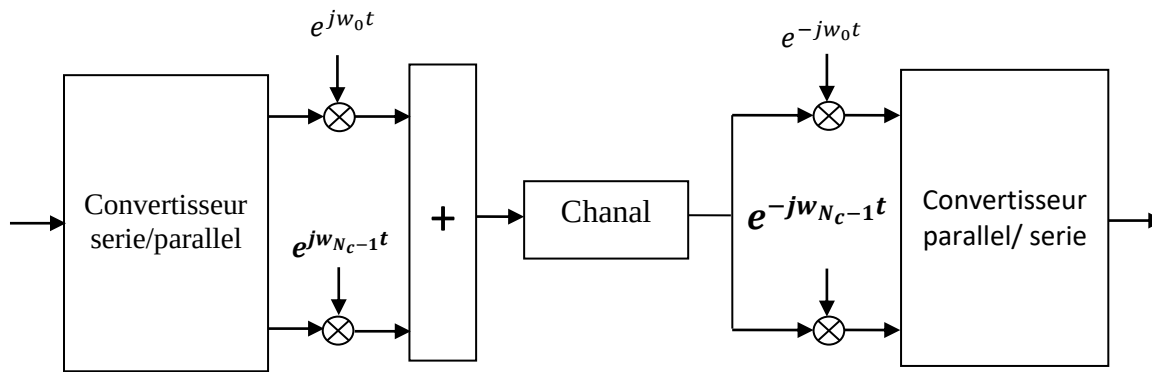


FIGURE III.1 : STRUCTURE DE BASE D'UN SYSTEME MULTI-OPERATEURS [68].

III.1.2 Principes des systèmes MIMO OFDM

Les principaux défis de la conception des futurs systèmes de communication sans fil sont une augmentation. Efficacité spectrale et amélioration de la fiabilité des liaisons. Le canal sans fil constitue une propagation opposée de média, quel qu'il soit ? la décoloration (causée par l'addition destructive de composants à trajets multiples) et les interférences d'autres utilisateurs. La diversité fournit au récepteur plusieurs répliques (idéalement indépendantes) du signal transmis et est donc un puissant pour lutter contre la décoloration et améliorer la fiabilité de la liaison. Formes courantes de propagation Doppler diversité de fréquence (due à la propagation du retard). Ces dernières années, l'utilisation de la diversité spatiale (ou antenne) a devenir très populaire, ce qui est dû en grande partie au fait qu'il peut être. Efficacité. La diversité de réception, c'est-à-dire l'utilisation de plusieurs antennes du côté réception d'une liaison sans fil, est un sujet bien étudié [69]. Conduit par les applications sans fil mobiles, à Plusieurs antennes dans le combiné, utilisation combinée d'antennes du côté émission avec traitement et codage du signal devenu connu sous le nom de codage spatio-temporel [70] et est actuellement un domaine de recherche actif. Utilisation de plusieurs antennes aux deux extrémités d'un réseau sans fil La technologie multi-entrées multiples (MIMO) a été démontrée le potentiel d'obtenir des données extraordinaires [70]. La technologie correspondante est connue sous le nom de multiplexage spatial [71] ou BLAST [78] et conduit à une augmentation impressionnante de l'efficacité spectrale. La plupart des travaux antérieurs dans le domaine de la MIMO systèmes. Y compris les canaux MIMO à large bande et à diversité spatiale, où une plus grande capacité et diversité de fréquence due à la propagation du retard. Multiplexage par répartition orthogonale de la fréquence (OFDM) [72] réduit considérablement la complexité du récepteur dans les systèmes large bande sans

fil. L'utilisation de la technologie MIMO en combinaison avec OFDM, c'est-à-dire MIMO-OFDM [80], semble donc être une solution attrayante pour les futurs systèmes sans fil à large bande.

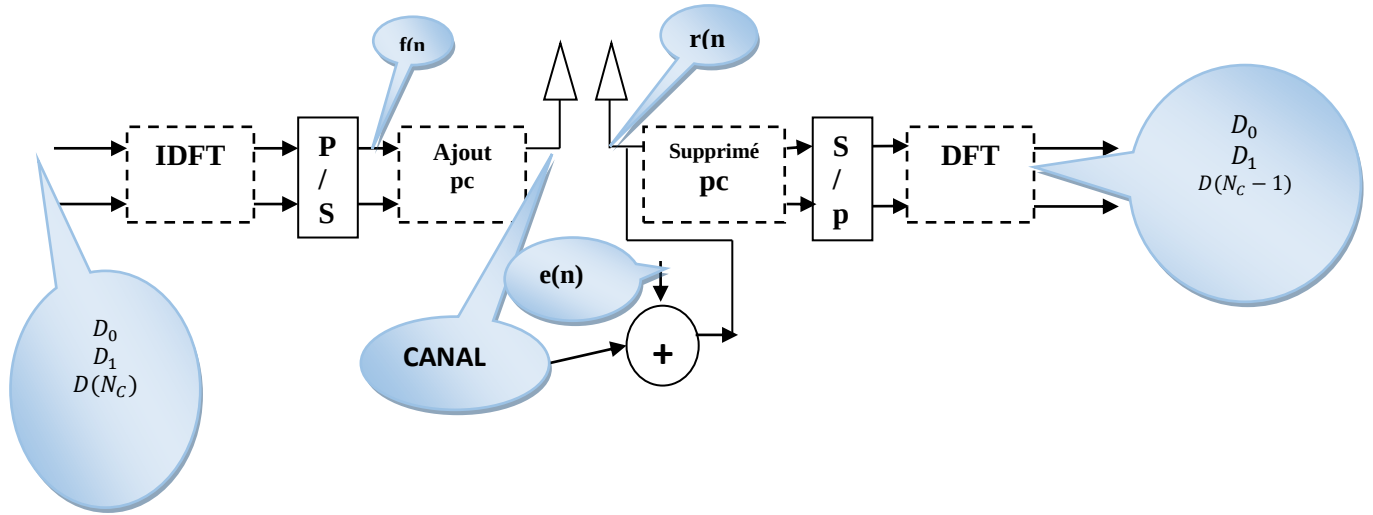


FIGURE III.2 : REPRESENTATION SCHEMATIQUE EQUIVALENT D'UN SYSTEME DE BANDE DE BASE OFDM [73].

Pour montrer le principe d'orthogonalité de l'OFDM, nous examinons ensuite le spectre de fréquence d'un temps continu équivalent de $f(n)$. Sur la base du fait que l'échantillonnage des résultats dans le domaine temporel à la périodicité dans le domaine des fréquences, il est commode d'écrire le temps continu équivalent de $f(n)$ pour l'intervalle de signalisation $0 < t < N_c T_s$ défini par [73]:

$$x(n) = \frac{1}{\sqrt{N_c}} \sum_{i=0}^{N_c-1} A_i \exp\left(2\pi i \frac{n}{N_c}\right) \quad n=0, \dots, N_c - 1 \quad (3.1)$$

Donc :

$$\begin{aligned} TF(x(n)) &= \int_{-\infty}^{+\infty} x(t) \exp(-j2\pi ft) dt = \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{1}{\sqrt{N_c}} \sum_{i=0}^{N_c-1} D_i \exp\left(2\pi i \frac{n}{N_c}\right) \exp(-wt) dt \\ TF(x(n)) &= \int_0^{N_c T_s} \frac{1}{\sqrt{N_c}} \sum_{i=-\frac{1}{2}N_c}^{\frac{1}{2}N_c-1} A_i \exp\left(2\pi i \frac{n}{N_c}\right) \exp(-j2\pi(w - w_i)t) dt \end{aligned} \quad (3.2)$$

$f_i = i\Delta f$ Désigne la fréquence de la sous-porteuse i -ième, $\Delta = \frac{1}{N_c T_s} = \frac{f_s}{N_c}$. Est l'espacement de sous-porteuse, T_s est la période d'échantillonnage, $f_s = 1 / T$ est la cadence d'échantillonnage.

Remarque l'équivalence de $f(n)$ avec les signaux généraux multi porteuses qui peuvent être déduites de la figure III.3

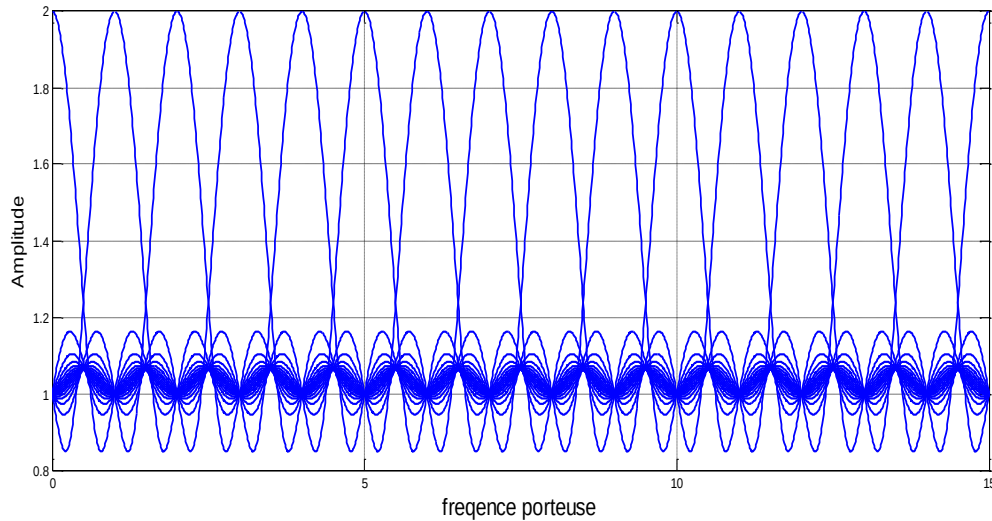


FIGURE III.3 : LA REponse FREQUENCEILLES DES SOUS-PORTEUSES DANS UN SIGNAL OFDM [73].

III.1.3 Spectre d'efficacité η pour une seule porteuse OFDM

Nous supposons R est le débit de données de chaque sous-porteuse, la bande passante définie N sous-porteuses. La η de l'efficacité du spectre pour une seule porteuse et symbole OFDM peut être défini comme suit [74]:

L'efficacité du spectre pour une seule porteuse est donnée par [74]:

$$\eta = \frac{R}{2f_0} \quad (3.3)$$

Pour le symbole OFDM est donnée par [74] :

$$\eta = \frac{NR}{(N + 1)f_0} \quad (3.4)$$

III.1.4 : Distorsion de trajets multiples

La raison pour laquelle l'information transmise sur la sous-porteuse peut être séparé au niveau du récepteur est la relation d'orthogonalité donnant OFDM, son nom. En utilisant une transformée de Fourier discrète inverse (IDFT) pour la modulation, l'espacement entre le sous-canal est implicitement choisi de telle sorte que, aux fréquences où les signaux reçus

sont évalués (aux sommets des fonctions Sinc de la figure III.3), tous les autres signaux sont des zéros [75].

Dans un signal OFDM l'amplitude et la phase de la sous-porteuse doit rester constante pendant la durée du symbole, afin que les sous-porteuses pour maintenir l'orthogonalité. Si elles ne sont pas constantes, cela signifie que la forme spectrale des sous-porteuses n'aura pas la forme correcte de Sinc, et donc les nulles ne sera pas aux fréquences correctes, entraînant ICI. Au symbole de borne l'amplitude et la phase de changement soudain à la nouvelle valeur requise pour le symbole de données suivant. Par conséquent, un espace de garde (en fréquence) et un temps de garde au moyen de préfixe cyclique (CP), choisis plus long que le retard de dispersion maximale. Toutefois, la durée du symbole OFDM ne peut être augmentée indéfiniment. Par conséquent, un intervalle de garde, ou d'un CP de la durée du temps T_G ou G , les échantillons sont insérés en face du symbole OFDM [76].

III.1.5 Intervalle du garde CP

L'intervalle de garde est le rapport du temps du préfixe cyclique "CP" au temps de la FFT inverse (IFFT). L'intervalle de garde est utilisé pour éliminer les interférences inter-symboles et inter-porteuses. Une copie du dernier intervalle de garde T (GI) de la période de symbole utile " T (IFFT)", appelée préfixe cyclique "CP", est utilisée pour collecter des trajets multiples, tout en maintenant l'orthogonalité des sous-porteuses. Chaque symbole est transmis pendant un temps légèrement plus long, temps de symbole étendu T (s), que le temps de symbole actif (ou utile) T (IFFT). Le temps supplémentaire est l'intervalle de garde [76].

1/8: définit l'intervalle de garde sur 1/8 (voir Calcul du temps d'intervalle de garde ci-dessous)

1/4: définit l'intervalle de garde sur 1/4 (voir Calcul du temps d'intervalle de garde ci-dessous)

Autre: vous permet d'entrer des valeurs d'intervalle de garde entre 0 et 1.

La période de temps T (GI) de l'intervalle de garde est définie comme une fraction (pourcentage) de la période de temps FFT inverse T (IFFT). Pour 802.11a, la seule sélection possible est un intervalle de garde de 1/4 (1/8 est grisé). Pour HIPERLAN / 2, 1/4 et 1/8 sont des sélections.

La sélection Autre permet de saisir une valeur d'intervalle de garde non standard comprise entre 0 et 1[76].

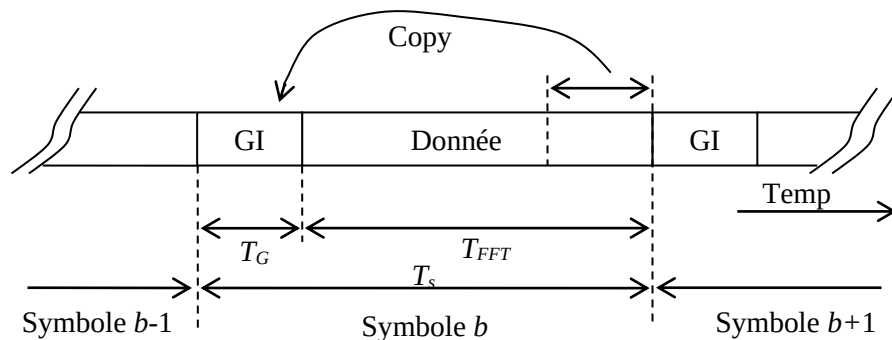
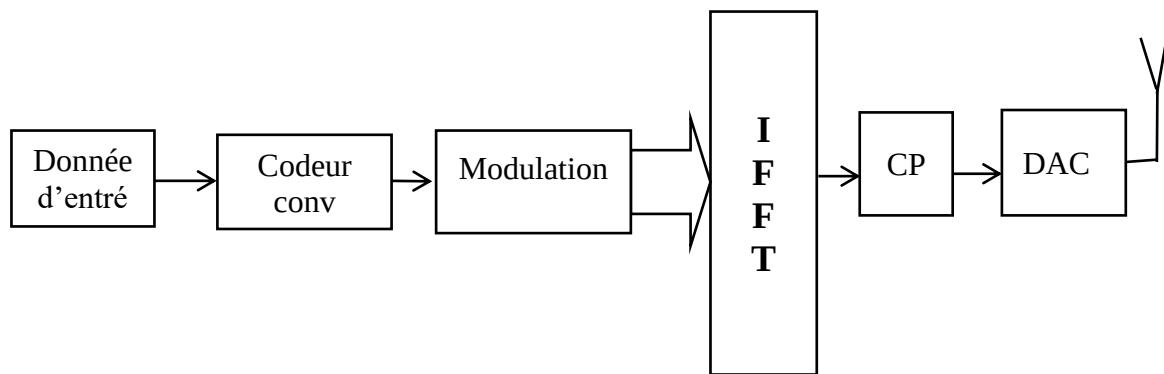


FIGURE III.4 : L'ADDITION D'UNE PERIODE DE L'INTERVALLE DE GARDE D'UN SIGNAL OFDM [76].

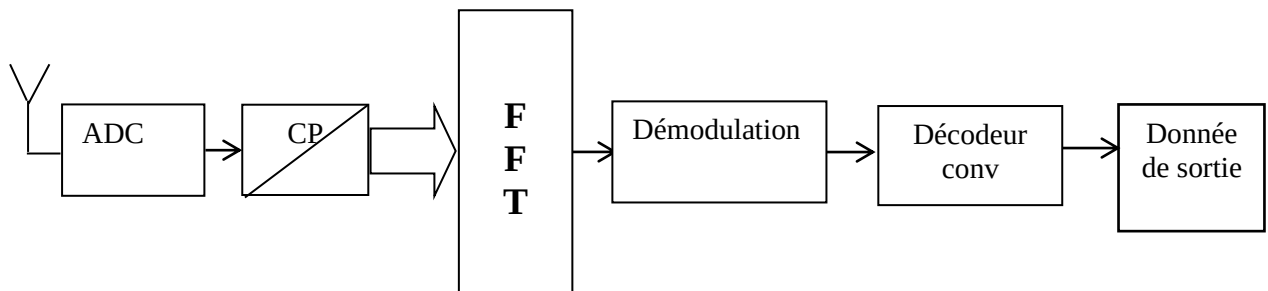
La longueur totale du symbole est $T_s = T_G + T_{FFT}$, où T_s est la longueur totale du symbole dans les échantillons, T_G est la longueur de la période de garde des échantillons et T_{FFT} est la taille de IFFT utilisé pour générer le signal OFDM,[77].

III.1.6 : Emetteur OFDM

La section d'émetteur comme représenté sur la figure III.5. (A), convertit les données numériques à transmettre, dans une mise en correspondance de sous-porteuse en amplitude et en phase. Le système mappe les bits d'entrée en valeurs complexes symboles $D(k)$ dans le bloc de modulation, qui détermine le schéma de constellation de chaque sous-porteuse. Les données à transmettre est typiquement sous la forme d'un flux de données série. Ainsi, une série en parallèle étape de conversion est nécessaire pour convertir le courant d'entrée en série pour les données à transmettre dans chaque symbole OFDM. Dans un système OFDM, les données sont modulées sur différentes sous-porteuses et envoyés en blocs. Il se transforme alors cette représentation spectrale des données dans le domaine temporel en utilisant une IDFT. Le IFFT effectue les mêmes opérations que l'IDFT, sauf qu'il est beaucoup plus d'efficacité de calcul, et ainsi est utilisé dans tous les systèmes pratiques [78].



(a).Émetteur



(b). Récepteur

FIGURE III.5 : BLOCK DIAGRAM D'UN SYSTEM OFDM [78].

La figure III.5 montre la section IFFT de l'émetteur OFDM. Dans le domaine de fréquence, avant d'appliquer la transformation IFFT, chacun des échantillons discrets de l'IFFT correspond à une sous-porteuse individuelle. La plupart des sous-porteuses sont modulées avec des données. Le bloc IFFT modulé $D(k)$ sur N sous-porteuses orthogonales, un préfixe cyclique est ajouté à la sortie multiplexée de l'IFFT avant qu'elle ne soit transmise à travers un canal à évanouissement comme représenté sur la figure III.6. (A), l'extension cyclique est choisie pour être plus longue que la réponse impulsionnelle.

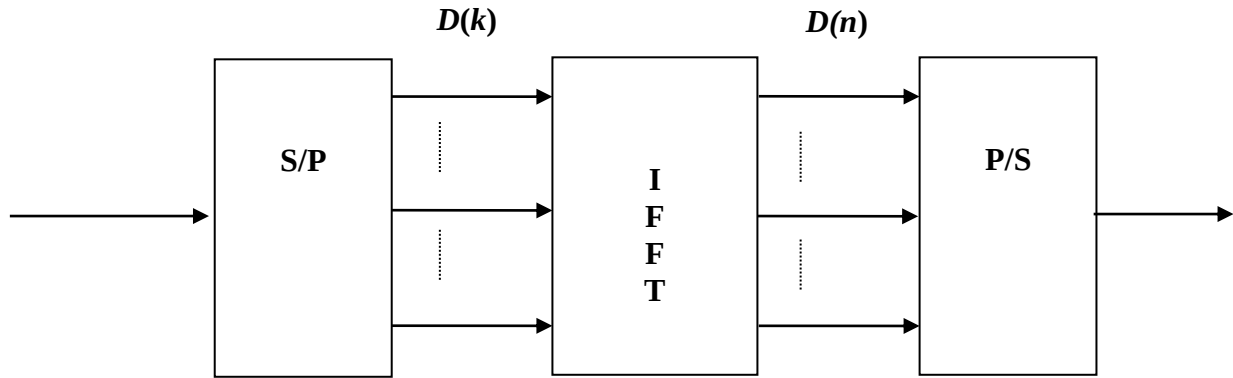


FIGURE III.6 : BLOCS IFFT [78].

Par conséquent, nous supposons que le canal d'avoir réponse impulsionnelle finie (FIR), [79].

Pour la notation simple, on désigne $N_c = N = N_{FFT}$.

Supposons que l'ensemble de données à transmettre est par [90] :

$$D_k(b) = [d_1(b), d_2(b), \dots, d_N(b)]^T \quad (3.5)$$

Où N est le nombre total de sous-porteuses. Et d est le nombre de sous-porteuses OFDM du bloc. La représentation en temps discret des symboles OFDM, où $t = nT$ et $f_0 = 1/NT$ du signal après IFFT est [79] :

$$X(t = nT) = X(n) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} X_k \exp\left(\frac{j2\pi nk}{N}\right), \quad n = 0 \dots N-1 \quad (3.6)$$

Où $X(d) = [x_1(d), x_2(d), \dots, x_N(d)]^T$ est le domaine temporel du d^{th} ième bloc OFDM. On peut réécrire l'équation (3.6) en utilisant la représentation de la matrice, le point de signal de domaine temporel N résultante est donnée par [80] :

$$X(n) = L^H D_k \quad (3.7)$$

Où L est $(N \times N)$ de la matrice FFT du (m, n) est donnée par [91] :

$$L_{m,n} = \frac{1}{\sqrt{N}} \exp\left(-j2\pi \frac{(m-1)(n-1)}{N}\right), \quad (n, m = 0 \dots N-1) \quad (3.8)$$

Donc L^H représentent matrice $(N \times N)$ IFFT, où $(.)^H$ désigne la forme hermitienne.

Le préfixe cyclique T_G (Intervalle de garde) est inséré pour maintenir l'orthogonalité entre les signaux à différents sous-porteuses et des blocs OFDM consécutifs. Par conséquent, la durée totale d'un bloc OFDM est $T_s = T_{FFT} + T_G$. Où $T_{FFT} = 1/\Delta f$ est la période IFFT / FFT, et $\Delta f = B/N$ est l'espacement de sous-porteuse, B est la bande passante totale, et N est le nombre total de sous-porteuses. Avec l'insertion de la CP, le signal reçu est complet sans ISI

pendant $0 < t < T_{FFT}$, si le retard maximum de la réponse d'impulsion de canal est inférieur à T_G . Un préfixe cyclique est ensuite ajouté à la sortie multiplexée de l'IFFT. Le signal obtenu est ensuite converti en un signal analogique à temps continu avant qu'il ne soit transmis à travers le canal à évanouissement sélectif [81].

La structure du récepteur, comme représenté sur la figure III.6. (B), effectue l'opération inverse de l'émetteur, le mélange du signal RF (fréquence radio) à bande de base pour le traitement, puis en utilisant une transformée de Fourier rapide (FFT) pour analyser le signal dans le domaine fréquentiel. L'amplitude et la phase des sous-porteuses est ensuite ramassées sur et converties en données numériques. Ainsi, au niveau du récepteur, les signaux à différents sous-porteuses peuvent être séparés par FFT du signal reçu après la pièce pendant l'intervalle de garde est mis au rebut. Les données sont récupérées en effectuant une FFT sur le signal reçu $A(n)$, par [82] :

$$A_k = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} a(n) \exp\left(-\frac{j2\pi nk}{N}\right), \quad k = 0 \dots \dots N - 1 \quad (3.9)$$

On peut réécrire l'équation (3.8) à l'aide de la représentation de la matrice, le signal de domaine de fréquence résultante est donné par [82] :

$$A_k = F a(n) \quad (3.10)$$

Lorsque l'orthogonalité est satisfaite, à savoir [82]

$$\sum_{n=0}^{N-1} \exp\left(-\frac{j2\pi nk}{N}\right) \exp\left(\frac{j2\pi nk'}{N}\right) = \delta(k - k') \quad (3.11)$$

La réponse en fréquence de canal sur la sous-porteuse k-ième est donnée par où $k = 1, 2, \dots, N$ Et τ_l et le retard, h_l et la matrice complexe d'amplitude de la voie de n^{ième} entre émetteurs et récepteurs, respectivement. Δf Est la séparation de sous-porteuse dans le domaine des fréquences. A partir des expressions ci-dessus les formes d'onde de sous-porteuse sont maintenant données par [83] :

$$d(n) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} D(k) \exp\left(\frac{j2\pi nk}{N}\right) \quad k = 0, 1, \dots N - 1 \quad (3.12)$$

L'idée derrière cela est de convertir la convolution linéaire (entre le signal et la réponse de canal) à une convolution circulaire comme le montre la figure III.7. De cette manière, la FFT des signaux convolutés circulairement est équivalente à une multiplication dans le domaine de fréquence [84]. Toutefois, afin de préserver la propriété d'orthogonalité, τ_{max} ne doit pas dépasser la durée de l'intervalle de garde de temps. Comme indiqué ci-dessous, une fois que la

condition ci-dessus est satisfaite, il n'y a pas ISI depuis le symbole précédent n'avoir un effet sur les échantillons dans les $[0, \tau_{max}]$. Et il est clair que l'orthogonalité est maintenue afin qu'il n'y ait pas ICI [95].

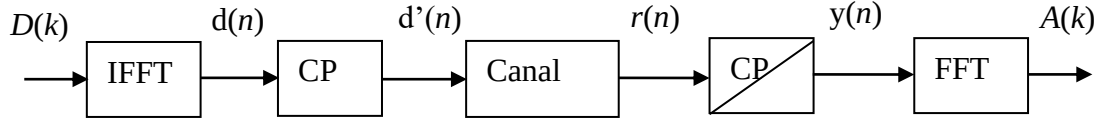


FIGURE III.7 : LA CONVOLUTION CIRCULAIRE A CONVERSION LINEAIRE [85].

Ceci est similaire à l'ajout de bits de garde, ce qui signifie que le problème avec l'interférence inter-cadre sera également disparaître.

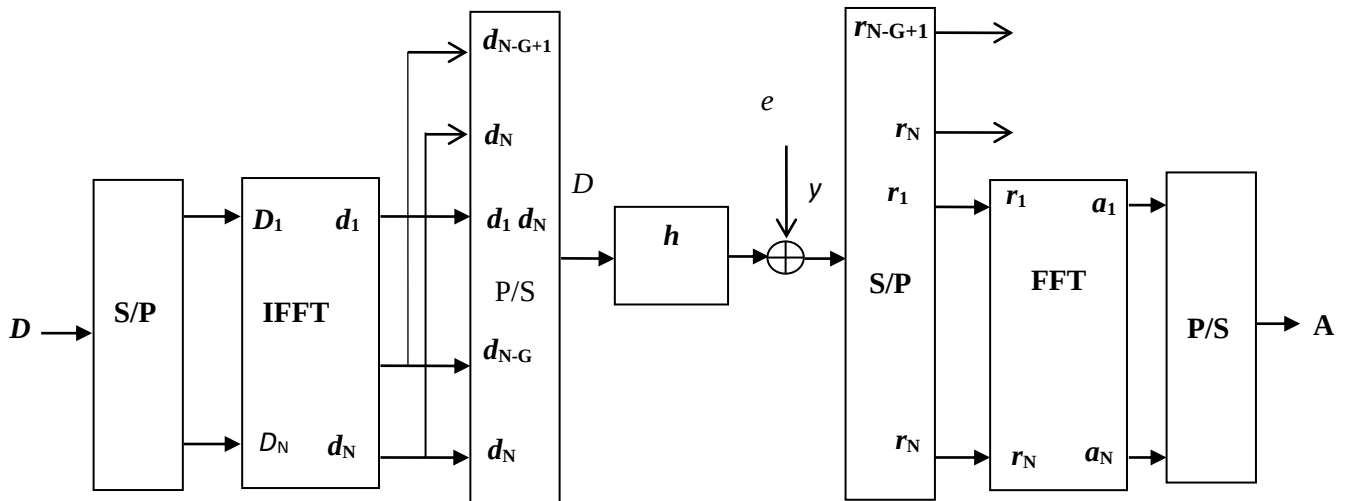


FIGURE III.8 : MODULATION ET DEMODULATION OFDM [86].

Du côté de l'émetteur après la conversion série-parallèle et en appliquant l'opération IFFT, le CP est ajouté comme la montre la figure III.8, elle doit être supérieure à l'étalement des retards du canal, le vecteur de symbole à transmettre peut-être exprimée comme suit : Où $\otimes$ représente une convolution circulaire et $E(k) = TFD(e(n))$. Un autre avantage avec le préfixe cyclique est qu'il sert de garde entre les trames OFDM consécutifs. Ceci est similaire à l'ajout de bits de garde, ce qui signifie que le problème avec l'interférence inter-cadre sera également disparaître par [86].

$$\begin{aligned}\bar{d}(b) &= [\bar{d}_1(b) \dots \bar{d}_N(b) \bar{d}_{N+1}(b) \dots \bar{d}_{N+G}(b)]^T \\ &= [d_{N-G+1}(b) \dots d_N(b) d_1(b) \dots d_N(b)]^T \quad (3.13)\end{aligned}$$

Les coefficients d'évanouissement sont constants sur la transmission d'un paquet), et varient d'un bloc à l'autre, et le bruit être négligé. Le signal reçu peut être écrit de la manière suivante [87] :

$$\begin{bmatrix} \bar{x}_1(b) \\ \bar{x}_2(b) \\ \vdots \\ \bar{x}_{N+G}(b) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{L-1} & \dots & h_0 & 0 & \dots & \dots & \vdots \\ 0 & h_{L-1} & \dots & h_0 & \dots & \dots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & 0 \\ \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & h_{L-1} \\ \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & h_0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \bar{d}_{N-G-L+1}(b-1) \\ \vdots \\ \bar{d}_{N+G}(b-1) \\ \bar{d}_1(b) \\ \vdots \\ \bar{d}_{N+G}(b) \end{bmatrix} \quad (3.14)$$

Du côté récepteur, le CP est retiré comme illustré sur la figure III.11, et le vecteur de signal r peut être exprimé comme suit [87] :

$$x(b) = \begin{bmatrix} x_1(b) \\ \vdots \\ x_N(b) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \bar{x}_{G+1}(b) \\ \vdots \\ \bar{x}_{N+G}(b) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{L-1} & \dots & h_0 & 0 & \dots & \dots & \vdots \\ 0 & h_{L-1} & \dots & h_0 & \dots & \dots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & 0 \\ \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & h_{L-1} \\ \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & h_0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \bar{d}_{G-L+1}(b-1) \\ \vdots \\ \bar{d}_{N+G}(b) \end{bmatrix} \quad (3.15)$$

Le signal reçu peut être exprimé comme suit [87] :

$$x(b) = H d(b) \quad (3.16)$$

La matrice $F \cdot H \cdot F^H$ est l'expression du canal de fréquences, où les matrices circulaires sont en diagonale dans le domaine des fréquences [87] :

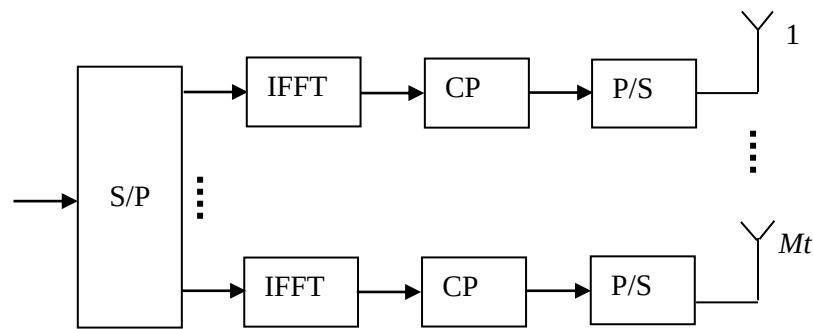
$$A(b) = \begin{bmatrix} \tilde{H}_1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \ddots & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & 0 \\ 0 & \dots & 0 & \tilde{H}_N \end{bmatrix} \cdot D(b) \quad (3.17)$$

Où $\tilde{H}_k$ sont les réponses en fréquence des canaux donnés par [87] :

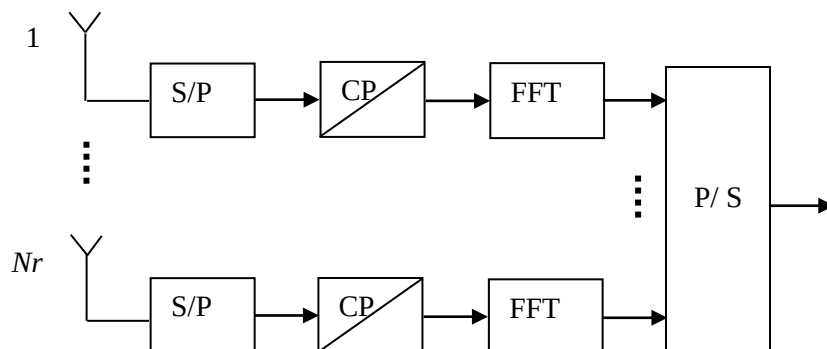
$$\tilde{H}_k = \sum_{l=0}^{L-1} h_l \exp(-j2\pi lk/N) \quad (3.18)$$

III.2 : Emetteur MIMO OFDM

Pour un système MIMO OFDM, M_t antennes d'émission et N_r antennes de réception, comme la montre la figure III.9. (A) et (b), on montre la structure de l'émetteur et le récepteur du système MIMO OFDM. Les bits d'information sont modulés avec une constellation sélectionnée. Les symboles de modulation seront ensuite passer par le bloc MIMO et être mappé à différents flux spatiaux. Après cela, les données sur chaque flux spatial sont OFDM modulés et transmis le canal sélectif en fréquence. En d'autres termes, la duplication est répétée dans le prochain symbole OFDM plutôt que l'autre fréquence de sous-porteuse [88]. Les opérations de la modulation OFDM et de démodulation sont montrées sur la figure III.9.



(a). Structure de l'émetteur



(b). Structure de récepteur

FIGURE III.9 : SCHEMA D'UN SYSTEME MIMO OFDM AVEC M_t ANTENNES D'EMISSION ET N_r ANTENNES DE RECEPTION [88].

Chaque flux spatial passe par une série parallèle (S / P) conversion et le bloc IFFT pour convertir les signaux de domaine fréquentiel dans le domaine temporel. Le signal de domaine temporel passe alors par la parallèle à série (P / S) et la conversion est ajouté avec un CP. La longueur du CP doit être plus longue que l'étalement de retard du canal de propagation par trajets multiples afin de préserver l'orthogonalité entre les sous-porteuses d'un symbole OFDM. Au niveau du récepteur, un processus inverse est mis en œuvre, à savoir le CP est éliminé après la synchronisation temporelle est atteinte, et l'opération FFT est effectuée pour convertir les signaux de domaine temporel en domaine fréquentiel. La détection MIMO est ensuite effectuée dans le domaine des Fréquences pour chaque sous-porteuse [89].

Le système MIMO OFDM rompt les symboles modulés $X(k)$ et démultiplexé en sous-courants Mt , avec un temps de période de N sous-porteuses de symboles OFDM. Désigne le symbole X_i comme un vecteur $N \times 1$ sous-porteur correspondant à être transmis de l'antenne $i, i = 1, \dots, Mt$.

Soit la matrice de données modulé $Mt \times N$ [89]:

$$D = [D_1^T, D_2^T, \dots, D_{Mt}^T]^T \quad (3.19)$$

Chaque sous-flux passe par un modulateur OFDM et effectuer l'opération IFFT à chaque antenne d'émission pour faire des symboles Mt OFDM, le CP est inséré à chaque symbole OFDM pour éviter ISI en raison de canal de retarder la propagation.

Nous pouvons réécrire le vecteur reçu x_j en utilisant le caractère cyclique de p_i , comme suit [89]:

$$x_j = \sqrt{\frac{Es}{Mt}} \sum_{i=1}^{Mt} h_c^{j,i} p_i + n_j \quad j = 1, \dots, Nr \quad (3.20)$$

La matrice circulante $N \times N$, satisfaire [90] :

$$h_c^{j,i} = F^H \Omega_{j,i} F \quad (3.21)$$

Le domaine fréquenceilles du canal est donné par [90] :

$$H_{j,i}(k) = \sum_{l=0}^{L-1} h_{(j,i)}(l) e^{-j 2 \pi \frac{kl}{N}} \quad (3.22)$$

Après avoir enlevé le CP et la transformation FFT par un démodulateur OFDM, le signal reçu dans le domaine fréquentiel, à chaque antenne de réception j [90] :

$$a_j = F x_j$$

$$a_j = \sqrt{\frac{Es}{Mt}} \sum_{i=1}^{Mt} \Omega_{j,i} D_i + v_j \quad (3.23)$$

Etant donné que F est une matrice orthogonale, et les matrices $\Omega_{j,i}$ sont diagonales, on peut écrire l'élément $k^{\text{ième}}$ de la manière suivante y_j , [91] :

$$a_j(k) = \sqrt{\frac{Es}{Mt}} \bar{H}_j(k) D_i(k) + v_j(k) \quad k = 1, \dots, N \quad (3.24)$$

Où $D_i(k)$ sont les symboles Mt transmis, à la sous-porteuse k -ième. Et $\bar{H}_j(k)$ sont les gains de coefficient de canal à la sous-porteuse $k^{\text{ième}}$.

La résultante de la Nr recevoir vecteur de signal, peut être représenté par le modèle suivant [91]:

$$y(k) = \sqrt{\frac{Es}{Mt}} \bar{H}(k) D_i(k) + v(k) \quad k = 1, \dots, N \quad (3.25)$$

D'après l'équation (3.43), le canal MIMO sélectif en fréquence est découplé en N canaux parallèles de fading plat. Nous considérons tous les N sous-porteuse ; le signal reçu peut être tout exprès que [91]:

$$y = \sqrt{\frac{Es}{Mt}} \bar{H} D_i + w \quad (3.26)$$

$$\bar{H} = \begin{bmatrix} \bar{H}(0) & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \bar{H}(1) & \dots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \ddots & 0 \\ 0 & \dots & 0 & \bar{H}(N) \end{bmatrix} \quad (3.27)$$

Le signal global reçu peut être écrit comme [91]:

$$A = \sqrt{\frac{Es}{Mt}} H d + W \quad (3.28)$$

III.2.1 : La capacité du canal MIMO OFDM

Considérant le canal qui est inconnu à l'émetteur et parfaitement connue au niveau du récepteur, la capacité du canal MIMO OFDM en boucle ouverte est la moyenne sur toutes les sous-porteuses de fréquences définies dans [102]. Pour un grand nombre de canaux aléatoires, la capacité moyenne et panne peut être calculée à l'aide de (3.48) donnée par [92].

$$C = \frac{1}{N_c} \sum_{k=1}^{N_c} \log_2 \left(I_{Nr} + \frac{SNR}{Mt} H_k H_k^H \right) \quad (3.29)$$

Ou $SNR = Es/2\sigma_n^2$ et H_k pour $Nr \times Mt$ canal matricielle, sous porteuse.

III.2.3 : les applications MIMO OFDM

Est applicable à tous les types de technologies de communication sans fil. Cependant, la combinaison de l'OFDM MIMO et présente les avantages suivants. OFDM est adapté à la propagation par trajets multiples dans les systèmes sans fil. La longueur des trames OFDM est déterminée par l'IG. Cet intervalle de garde limite le retard de trajet maximum et par conséquent l'extension de la zone du réseau. MIMO utilise également la propagation par trajets multiples [93].

L'OFDM est un système à large bande avec plusieurs sous-porteuses à bande étroite. Le modèle de canal MIMO mathématique est basé sur une fréquence de canal non sélectif à bande étroite. Ce dernier est soutenu par OFDM ainsi. Effets évanouissements dans les systèmes à large bande se produisent normalement à des fréquences particulières et interfèrent avec quelques sous-porteuses. Les données sont réparties sur tous les transporteurs, de sorte que seule une petite quantité de bits perdu, et ceux-ci peuvent être réparés par une correction d'erreur directe (FEC). OFDM offre un système multi-chemin robuste adapté pour MIMO [94].

III.3 : Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons introduit une vue sur la technique OFDM. Tout d'abord l'évolution de FDM et les principes de base du système OFDM est expliqué avec l'introduction de son modèle de signal, et le concept d'orthogonalité. Ainsi OFDM convertit efficacement un canal à évanouissement sélectif en fréquence dans un ensemble de canaux fading plates parallèles. L'émetteur-récepteur général se composent de convertir des données

numériques à transmettre, dans une mise en correspondance de sous-porteuse et un bloc IFFT modulation par antenne d'émission. Cependant, est imposée par la surcharge OFDM, Le sous-porteuses de garde du temps pour préserver l'orthogonalité. L'enlevé du temps de garde au niveau du récepteur et un bloc démodulateur de FFT par antenne de réception pour signaler récupérer. Deuxièmement, le principe général de MIMO OFDM est expliqué et son modèle de signal est introduit après. En outre, la capacité MIMO OFDM est calculée. Troisième la combinaison avec codage convolutifs MIMO COFDM est discutée ; l'instruction des codes pour permet la correction d'erreur et de surmonter les erreurs dans la transmission en raison de la perte de supports évanouissement sélectif en fréquence.

Chapitre 4

Simulation et interprétation

Des résultat

Chapitre 4 : Simulation et interprétation Des résultats

58.1 : Motivation pour le travail

Plusieurs objectifs motivent dans la recherche actuelle sur la modulation basée sur les paquets d'ondelette. En premier lieu, la caractéristique d'un signal modulé multiporteuses est directement dépendante de l'ensemble de formes d'ondes. Par conséquent, sa sensibilité aux amplificateurs non linéaires, canal distorsion multi-voie ou erreur de synchronisation pourrait donner de meilleures valeurs que d'un signal OFDM. En outre, le plus grand avantage de FFT OFDM réside dans sa flexibilité. En outre, de nouveaux systèmes de production doivent être conçus pour déployer de façon dynamique les conditions de propagation instantanée. Cela a conduit à l'étude des systèmes reconfigurables qui permettent d'optimiser les performances en fonction de la réponse du canal actuel. La théorie des paquets ondelettes a été considérée par plusieurs auteurs comme une plate-forme sur laquelle les bases de forme d'onde porteuses multiples peuvent être construites.

58.2 : présentation et la conception du système proposé

Dans FFT OFDM, les formes d'onde de sous-porteuses sont obtenues en utilisant le MIMO Massif. Comme dans OFDM, la transformation inverse est utilisée pour construire le symbole transmis alors que la transformation directe permet de récupérer le symbole de données transmis. La caractéristique importante du FFT est que les formes d'onde sont plus longues que la taille de transformation.

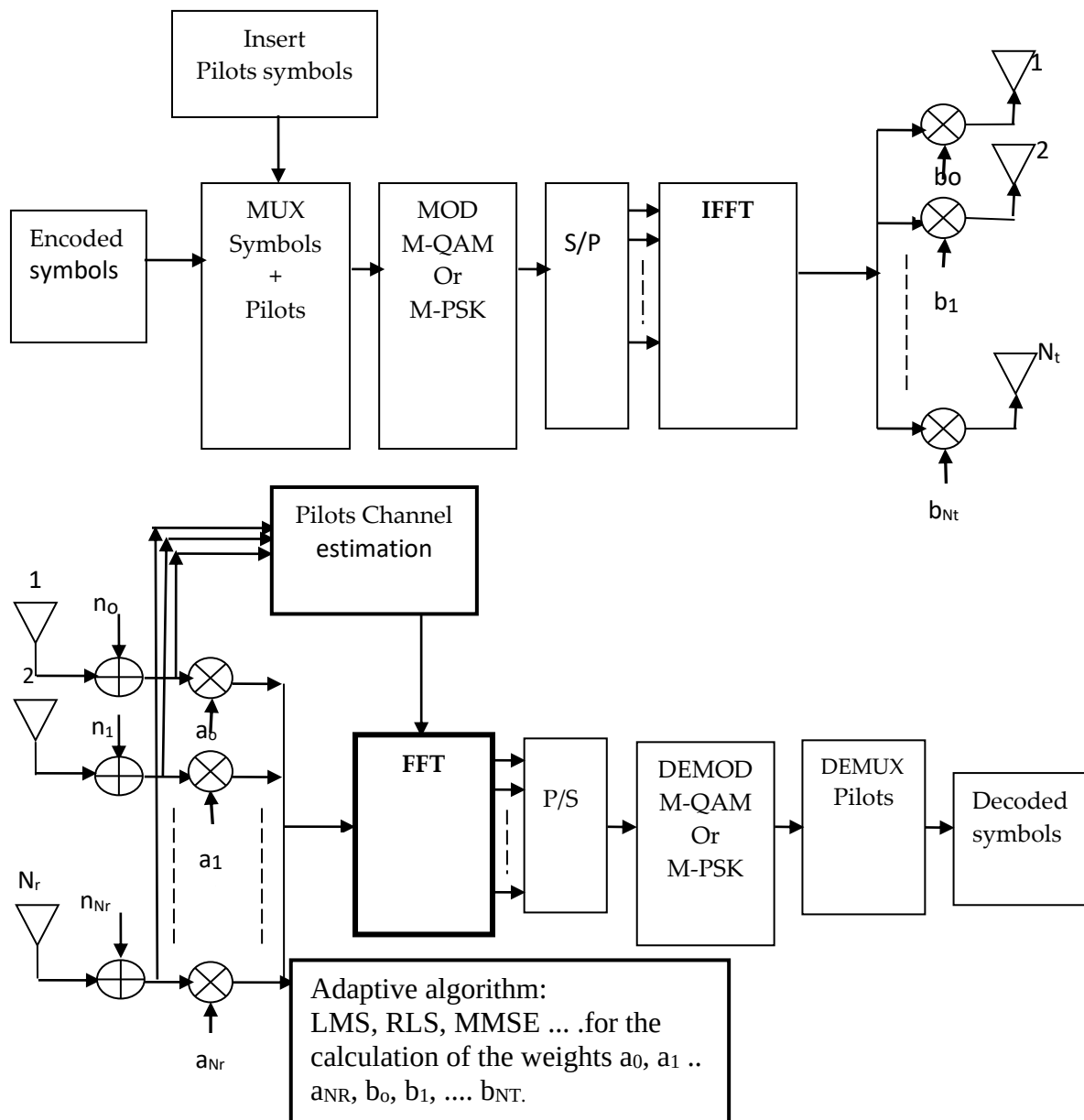


FIGURE 59.1 : SCHEMA D'UN SYSTEME PROPOSE MIMO-DWPT COFDM AVEC /SANS BEAMFORMING, ET AVEC /SANS EGALISEUR MMSE-SIC / ZF-SIC.

59.3 Modèle mathématique et simulation du système proposé

Dans ce chapitre et sont divisées en deux partie correspondant au système proposé a partir d'une modèle mathématique dans chaque technique

Dans ce chapitre, et sont divisé en deux parties, la première consiste à étudier les modèle mathématiques pour toutes les techniques de la stratification proposée, puis à les comparer.

La deuxième section est comparée aux résultats obtenus à partir des simulations et chiffre des tableaux.

60.3.1 partie1 (Modèle mathématique)

Dans cette section, nous commencerons par étudier le travail proposé Figure (IV .1) comme suit : nous avons proposé un système COFDM basé sur des FFT dans un système MIMO et un système MIMO-COFDM basé sur des paquets d'ondelettes avec / sans beamforming dans un système MIMO avec / sans technique MMSE-SIC, ZF-SIC. De ce point de vue, nous avons prouvé après la comparaison en utilisant plusieurs techniques mentionnées sur ce système proposé pour illustrer les performances de chacune d'elles après la simulation. Nous présentons ci-dessous le développement mathématique pour extraire les deux symboles qui interféraient avec les autres et le signal reçu sur la première antenne et la N antenne de réception y_1, y_N

Le premier, retenu dans ce travail, consiste en l'utilisation de MIMO Massif avec COFDM basée sur FFT ou même travaille mais nous utilisons l'égalisation MMSE SIC, ZF SIC. Dans notre étude (l'idée suggérée), nous appliquons les approches de méthodes possibles, le conjoint adaptatif à beamforming sur le système proposé MIMO massif avec COFDM avec deux techniques d'égalisation, pour voir le schéma général est donné à la figure (IV .1). Il consiste à envoyer les mêmes symboles sur les différentes antennes mais en équilibrant ceux-ci par une unité de pondération pour chaque antenne porteuse. En réception, les signaux des différentes antennes sont ajoutés après avoir été également équilibrés par des poids.

Dans ce travail, nous considérons que seul le cas où la même constellation est utilisé pour tous les porteurs, par exemple une constellation QPSK. Utiliser différentes constellations est plus complexe et peu justifié dans un système MIMO massif. Le calcul des poids repose sur la connaissance du canal en émission et en réception et est adapté lors des variations de celui-ci, d'où le qualificatif d'adaptatif. Par conséquent, nous présentons certaines techniques utilisées pour la détection aux niveaux du système suggérés figure (IV.1).

Dans ce type de détection, un signal souhaité est détecté par une superposition linéaire de tous les signaux reçus. Ceci est fait en inversant l'effet du canal. Nous proposons deux méthodes de détection linéaire connues, ZF-SIC et MMSE-SIC. Enfin, nous étudions comment calculer le RSB pouvant être utilisé. Comment pouvons-nous facilement inclure des contraintes sur le PAPR dans la conception de poids, en commençant par une description mathématique du système.

Et le système de transmission proposé correspond au système MIMO (2×2), au modèle de canal et au type de Rayleigh à multi-trajets et à la modulation est le QPSK. Le modèle équivalent d'une transmission MIMO massif est défini par [95]:

$$S_m = \mathcal{Y}_m \mathcal{H}_m + n_m \quad (2)$$

Où m désigne le numéro de la porteuse, $\mathcal{Y}_m \in \mathbb{C}^{N_t \times 1}$ le vecteur transmis, $\mathcal{H}_m \in \mathbb{C}^{N_r \times N_t}$ matrice de fréquence du canal, $S_m \in \mathbb{C}^{N_r \times 1}$ le vecteur reçu et $n_m \in \mathbb{C}^{N_r \times 1}$ le bruit blanc additif de la matrice R_m . Les poids étant spécifiques à chaque antenne et à chaque porteuse, le signal transmis est défini par [96]:

$$x_m = \sum_{n=1}^L x_m g_m(2n - m)$$

(3)

$$\mathcal{Y}_m = \sum_{n=1}^L b_m x_m$$

(4)

$$\mathcal{Y}_m = \sum_{n=1}^L b_m x_m g_m(2n - m), \quad 1 \leq m \leq L \quad (5)$$

Selon (2),(3),(4),(5) le récepteur reçoit le signal défini comme suit

$$S_m = \sum_{n=1}^L b_m x_m g_m(2n - m) \mathcal{H}_m + n_m, \quad 1 \leq m \leq L$$

(6)

Où $b_m \in \mathbb{C}^{N_t \times 1}$ est le vecteur des poids de beamforming de diffusion et x_m est le symbole complexe envoyé sur le sous-porteur.

Maintenant, nous multiplions le signal S_m par la matrice d'égalisation W_{ZF-SIC} [91] pour détecter un signal souhaité par une superposition linéaire de tous les signaux reçus. Ceci est fait en inversant l'effet du canal. Nous avons d'abord utilisé l'annulation de l'effet du canal en multipliant le vecteur des signaux reçus par la matrice suivante [91]:

$$W_{mZF-SIC} = (H_m^H H_m)^{-1} H_m \quad 1 \leq m \leq L$$

(7)

Où $(.)^H$ désigne l'opérateur de la transposition hermitienne.

Le signal détecté est donc :

$$\widehat{S_{mZF-SIC}} = \sum_{n=1}^L S_m W_{mZF-SIC} \quad (8)$$

En général, cela revient à inverser la matrice de transfert du canal, de sorte que l'estimation des deux symboles transmis S_m utilise l'approche (ZF-SIC) décrite ci-dessus. Les symboles estimés sont égaux à [92]:

$$\begin{bmatrix} \hat{s}_1 \\ \vdots \\ \hat{s}_m \end{bmatrix} = (H^H H)^{-1} H^H \begin{bmatrix} s_1 \\ \vdots \\ s_m \end{bmatrix} \quad 1 \leq m \leq L \quad (9)$$

Pour $1 \leq m \leq 2$ et les utilisations d'un système mimo (2×2)

$$H_{1 \leq m \leq 2} = H = \begin{bmatrix} h_{1,1} & h_{1,2} \\ h_{2,1} & h_{2,2} \end{bmatrix} \quad \text{avec} \quad H_1 = [h_{1,1} \ h_{1,2}], \ H_2 = [h_{2,1} \ h_{2,2}]$$

$$\begin{cases} s_1 = h_{1,1} b_1 x_1 g(2n-1) + h_{1,2} b_2 x_2 g(2n-2) + n_1 \\ s_2 = h_{2,1} b_1 x_1 g(2n-1) + h_{2,2} b_2 x_2 g(2n-2) + n_2 \end{cases}$$

(10)

$$\begin{cases} s_1 = [h_{1,1} \ h_{1,2}] \begin{bmatrix} b_1 x_1 g(2n-1) \\ b_2 x_2 g(2n-2) \end{bmatrix} + n_1 \\ s_2 = [h_{2,1} \ h_{2,2}] \begin{bmatrix} b_1 x_1 g(2n-1) \\ b_2 x_2 g(2n-2) \end{bmatrix} + n_2 \end{cases}$$

(11)

$$H^H = \begin{bmatrix} h_{1,1}^* & h_{2,1}^* \\ h_{1,2}^* & h_{2,2}^* \end{bmatrix}$$

$$(H^H H)^{-1} = \left[\begin{bmatrix} h_{1,1}^* & h_{2,1}^* \\ h_{1,2}^* & h_{2,2}^* \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} h_{1,1} & h_{1,2} \\ h_{2,1} & h_{2,2} \end{bmatrix} \right]^{-1}$$

$$(H^H H)^{-1} = \begin{bmatrix} |h_{1,1}|^2 + |h_{2,1}|^2 & h_{1,1}^* h_{1,2} + h_{2,1}^* h_{2,2} \\ h_{1,2}^* h_{1,1} + h_{2,2}^* h_{2,1} & |h_{2,2}|^2 + |h_{1,2}|^2 \end{bmatrix}^{-1}$$

(12)

$$\begin{cases} A = |h_{1,1}|^2 + |h_{2,1}|^2 \\ B = h_{1,1}^* h_{1,2} + h_{2,1}^* h_{2,2} \\ C = h_{1,2}^* h_{1,1} + h_{2,2}^* h_{2,1} \\ D = |h_{2,2}|^2 + |h_{1,2}|^2 \end{cases}$$

Le calcul déterminant est le suivant [92]:

$$\det(M) = \det(H^H H) = ((A \times D) - (B \times C)) \neq 0$$

$$\det(M) = (|h_{1,1}|^2 + |h_{2,1}|^2) \times (|h_{2,2}|^2 + |h_{1,2}|^2) - (h_{1,1}^* h_{1,2} + h_{2,1}^* h_{2,2}) \times (h_{1,2}^* h_{1,1} + h_{2,2}^* h_{2,1}) \neq 0$$

On a

$$(H^H H)^{-1} = \frac{1}{\det(H^H H)} \times t_{com(H^H H)}$$

(13)

$$t_{com(H^H H)} = \begin{bmatrix} D & -B \\ -C & A \end{bmatrix}$$

Avec $k = \frac{1}{\det(H^H H)}$

$$(H^H H)^{-1} = k \times \begin{bmatrix} |h_{2,2}|^2 + |h_{1,2}|^2 & -h_{1,1}^* h_{1,2} - h_{2,1}^* h_{2,2} \\ -h_{1,2}^* h_{1,1} - h_{2,2}^* h_{2,1} & |h_{1,1}|^2 + |h_{2,1}|^2 \end{bmatrix}$$

$$(H^H H)^{-1} H^H = k \times \begin{bmatrix} |h_{2,2}|^2 + |h_{1,2}|^2 & -h_{1,1}^* h_{1,2} - h_{2,1}^* h_{2,2} \\ -h_{1,2}^* h_{1,1} - h_{2,2}^* h_{2,1} & |h_{1,1}|^2 + |h_{2,1}|^2 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} h_{1,1}^* & h_{2,1}^* \\ h_{1,2}^* & h_{2,2}^* \end{bmatrix}$$

Nous posons

$$(H^H H)^{-1} H^H =$$

$$k \begin{bmatrix} h_{1,1}^* (|h_{2,2}|^2 + |h_{1,2}|^2) - h_{2,2} h_{2,1}^2 - h_{1,1}^* h_{2,1}^* h_{1,2} & h_{1,2}^* (|h_{2,2}|^2 + |h_{1,2}|^2) - h_{2,1}^* |h_{2,2}|^2 - h_{1,1}^* h_{2,2}^* h_{1,2} \\ h_{2,1}^* (|h_{1,1}|^2 + |h_{2,1}|^2) - h_{1,2}^* |h_{1,1}|^2 - h_{1,1}^* h_{2,2}^* h_{2,1} & h_{2,2}^* (|h_{1,1}|^2 + |h_{2,1}|^2) - h_{1,1} h_{1,2}^2 - h_{1,2}^* h_{2,2}^* h_{2,1} \end{bmatrix}$$

(14)

Après (9) nous avons trouvé

$$\begin{bmatrix} \hat{s}_1 \\ \hat{s}_2 \end{bmatrix}$$

$$= k$$

$$\times \begin{bmatrix} h_{1,1}^* (|h_{2,2}|^2 + |h_{1,2}|^2) - h_{2,2} h_{2,1}^2 - h_{1,1}^* h_{2,1}^* h_{1,2} & h_{1,2}^* (|h_{2,2}|^2 + |h_{1,2}|^2) - h_{2,1}^* |h_{2,2}|^2 - h_{1,1}^* h_{2,2}^* h_{1,2} \\ h_{2,1}^* (|h_{1,1}|^2 + |h_{2,1}|^2) - h_{1,2}^* |h_{1,1}|^2 - h_{1,1}^* h_{2,2}^* h_{2,1} & h_{2,2}^* (|h_{1,1}|^2 + |h_{2,1}|^2) - h_{1,1} h_{1,2}^2 - h_{1,2}^* h_{2,2}^* h_{2,1} \end{bmatrix}$$

$$\times \begin{bmatrix} h_{1,1} b_1 x_1 g(2n-1) + h_{1,2} b_2 x_2 g(2n-2) + n_1 \\ h_{2,1} b_1 x_1 g(2n-1) + h_{2,2} b_2 x_2 g(2n-2) + n_2 \end{bmatrix}$$

(15)

La matrice du canal après égalisation a donc été trouvée comme suit:

$$W_{ZF-SIC} = k \times$$

$$\begin{bmatrix} h_{1,1}^* (|h_{2,2}|^2 + |h_{1,2}|^2) - h_{2,2} h_{2,1}^2 - h_{1,1}^* h_{2,1}^* h_{1,2} & h_{1,2}^* (|h_{2,2}|^2 + |h_{1,2}|^2) - h_{2,1}^* |h_{2,2}|^2 - h_{1,1}^* h_{2,2}^* h_{1,2} \\ h_{2,1}^* (|h_{1,1}|^2 + |h_{2,1}|^2) - h_{1,2}^* |h_{1,1}|^2 - h_{1,1}^* h_{2,2}^* h_{2,1} & h_{2,2}^* (|h_{1,1}|^2 + |h_{2,1}|^2) - h_{1,1} h_{1,2}^2 - h_{1,2}^* h_{2,2}^* h_{2,1} \end{bmatrix}$$

(16)

Avec W_{ZF-SIC} la matrice du canal après égalisation ZF-SIC.

De même, le récepteur pondère le signal reçu :

$$\widehat{S_{m_{ZF-SIC}}} = \sum_{m=1}^L W_{ZF-SIC} S_m a_m^H \quad 1 \leq m \leq L$$

(17)

Où $a_m^H \in \mathbb{C}^{N_r \times 1}$ est le vecteur de poids formant le faisceau en réception et $\widehat{S_m}$ le symbole estimé pour leur porteuse. Le pouvoir de l'émetteur étant limité, nous imposons la contrainte. Ou les symboles transmis ont une énergie unitaire, c'est-à-dire $E\{|x_m|^2\} = 1$ et P_t les unités d'énergie de transmission de L symboles.

Le signal reçu :

$$\widehat{S_{m_{ZF-SIC}}} = \sum_{m=1}^L a_m^H b_m \mathcal{H}_m W_{ZF-SIC} x_m g_m(2n-m) + W_{ZF-SIC} a_m^H n_m, 1 \leq m \leq L \quad (18)$$

Donc, pour améliorer le rapport par la technique ZF, on a ajouté le terme des $\sigma_n^2 I$ contenant informations statistiques sur le bruit additif, réduisant ainsi son effet sur le signal détecté, si nous utilisons la conception technique MMSE-SIC, et nous voulons calculer l'inverse de $W_{MMSE-SIC}$, la même méthode que pour le cas de l'égaliseur ZF [93] :

$$\widehat{S_{m_{ZF-SIC}}} = \sum_{m=1}^L a_m^H b_m \mathcal{H}_m W_{ZF-SIC} x_m g_m(2n-m) + W_{ZF-SIC} a_m^H n_m, 1 \leq m \leq L \quad (18)$$

Dans le cas MIMO (2, 2), la matrice identique est [91-92] :

$$W_{MMSE-SIC} = (H^H H + N_0 I)^{-1} H^H \quad (19)$$

$$I = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$$

$$N_0 I = N_0 \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} N_0 & 0 \\ 0 & N_0 \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} \hat{s}_1 \\ \hat{s}_2 \end{bmatrix} = (H^H H + N_0 I)^{-1} H^H \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \end{bmatrix} \quad (20)$$

De même, le récepteur pondère le signal reçu :

$$\widehat{S_{m_{MMSE-SIC}}} = \sum_{m=1}^{L-1} W_{MMSE-SIC} S_m a_m^H, 1 \leq m \leq L \quad (21)$$

$$\begin{bmatrix} \hat{x}_1 \\ \hat{x}_2 \end{bmatrix} = \left(\begin{bmatrix} h_{1,1}^* h_{1,1} + h_{2,1}^* h_{2,1} & h_{1,1}^* h_{1,2} + h_{2,1}^* h_{2,2} \\ h_{1,2}^* h_{1,1} + h_{2,2}^* h_{2,1} & h_{2,2}^* h_{2,2} + h_{1,2}^* h_{1,2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} N_0 & 0 \\ 0 & N_0 \end{bmatrix} \right)^{-1} \times \begin{bmatrix} h_{1,1}^* h_{2,1} \\ h_{1,2}^* h_{2,2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \end{bmatrix}. \quad (22)$$

$$(H^H H + N_0 I)^{-1} = \left[\begin{bmatrix} |h_{1,1}|^2 + |h_{2,1}|^2 & h_{1,1}^* h_{1,2} + h_{2,1}^* h_{2,2} \\ h_{1,2}^* h_{1,1} + h_{2,2}^* h_{2,1} & |h_{2,2}|^2 + |h_{1,2}|^2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} N_0 & 0 \\ 0 & N_0 \end{bmatrix} \right]^{-1} \quad (23)$$

$$(H^H H + N_0 I)^{-1} = \left[\begin{bmatrix} |h_{1,1}|^2 + |h_{2,1}|^2 + N_0 & h_{1,1}^* h_{1,2} + h_{2,1}^* h_{2,2} \\ h_{1,2}^* h_{1,1} + h_{2,2}^* h_{2,1} & |h_{2,2}|^2 + |h_{1,2}|^2 + N_0 \end{bmatrix} \right]^{-1}$$

Nous posons :

$$\begin{cases} A = |h_{1,1}|^2 + |h_{2,1}|^2 + N_0 \\ B = h_{1,1}^* h_{1,2} + h_{2,1}^* h_{2,2} \\ C = h_{1,2}^* h_{1,1} + h_{2,2}^* h_{2,1} \\ D = |h_{2,2}|^2 + |h_{1,2}|^2 + N_0 \end{cases}$$

Le calcul déterminant est le suivant :

$$\det(M_1) = \det(H^H H + N_0 I) = ((A \times D) - (B \times C)) \neq 0$$

$$\det(M_1) = (|h_{1,1}|^2 + |h_{2,1}|^2 + N_0) \times (|h_{2,2}|^2 + |h_{1,2}|^2 + N_0) - (h_{1,1}^* h_{1,2} + h_{2,1}^* h_{2,2}) \times (h_{1,2}^* h_{1,1} + h_{2,2}^* h_{2,1}) \neq 0$$

Nous avons $(H^H H + N_0 I)^{-1} = \frac{1}{\det(H^H H + N_0 I)} \times t_{com}(H^H H + N_0 I)$

$$t_{com}(H^H H + N_0 I) = \begin{bmatrix} D & -B \\ -C & A \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} |h_{2,2}|^2 + |h_{1,2}|^2 + N_0 & -h_{1,1}^* h_{1,2} - h_{2,1}^* h_{2,2} \\ -h_{1,2}^* h_{1,1} - h_{2,2}^* h_{2,1} & |h_{1,1}|^2 + |h_{2,1}|^2 + N_0 \end{bmatrix}$$

Avec $K_1 = \frac{1}{\det(H^H H + N_0 I)}$

$$(H^H H + N_0 I)^{-1} = K_1 \times \begin{bmatrix} |h_{2,2}|^2 + |h_{1,2}|^2 + N_0 & -h_{1,1}^* h_{1,2} - h_{2,1}^* h_{2,2} \\ -h_{1,2}^* h_{1,1} - h_{2,2}^* h_{2,1} & |h_{1,1}|^2 + |h_{2,1}|^2 + N_0 \end{bmatrix} \quad (24)$$

D'après les calculs, nous avons trouvé

$$\begin{bmatrix} \hat{x}_1 \\ \hat{x}_2 \end{bmatrix} = K_1 \times \begin{bmatrix} |h_{2,2}|^2 + |h_{1,2}|^2 + N_0 & -h_{1,1}^* h_{1,2} - h_{2,1}^* h_{2,2} \\ -h_{1,2}^* h_{1,1} - h_{2,2}^* h_{2,1} & |h_{1,1}|^2 + |h_{2,1}|^2 + N_0 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} h_{1,1}^* h_{2,1}^* \\ h_{1,2}^* h_{2,2}^* \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} h_{1,1} b_1 x_1 g(2n-1) + h_{1,2} b_2 x_2 g(2n-2) + n_1 \\ h_{2,1} b_1 x_1 g(2n-1) + h_{2,2} b_2 x_2 g(2n-2) + n_2 \end{bmatrix} \quad (25)$$

La matrice du canal après égalisation a donc été trouvée comme suit :

$$W_{MMSE-SIC} = K_1 \times \begin{bmatrix} h_{1,1}^* (|h_{2,2}|^2 + |h_{1,2}|^2 + N_0) - h_{2,2} h_{2,1}^2 - h_{1,1}^* h_{2,1}^* h_{1,2} & h_{1,2}^* (|h_{2,2}|^2 + |h_{1,2}|^2 + N_0) - h_{2,1}^* |h_{2,2}|^2 - h_{1,1}^* h_{2,2}^* h_{1,2} \\ h_{2,1}^* (|h_{1,1}|^2 + |h_{2,1}|^2 + N_0) - h_{1,2}^* |h_{1,1}|^2 - h_{1,1}^* h_{2,2}^* h_{2,1} & h_{2,2}^* (|h_{1,1}|^2 + |h_{2,1}|^2 + N_0) - h_{1,1} h_{1,2}^2 - h_{1,2}^* h_{2,2}^* h_{2,1} \end{bmatrix} \quad (26)$$

Avec $W_{MMSE-SIC}$, la matrice du canal après égalisation MMSE-SIC.

Après l'équation (26), nous avons trouvé le signal reçu :

$$\widehat{S_{mMMSE-SIC}} = \sum_{m=1}^L a_m^H b_m \mathcal{H}_m W_{MMSE-SIC} x_m g_m(2n-m) + W_{MMSE-SIC} a_m^H n_m, 1 \leq m \leq L \quad (27)$$

Nous calculons le ratio du rapport signal sur bruit du système MIMO COFDM avec plusieurs applications et comparé à chaque rapport.

Nous divisons le 1st term $\sum_{m=1}^L a_m^H b_m \mathcal{H}_m W x_m g_m(2n-m)$ en 2 termes, et W , nous voulons dire soit $W_{MMSE-SIC}$ ou $W_{ZIC-SIC}$ en fonction de la technique utilisée $\sum_{m=1}^L a_m^H b_m \mathcal{H}_m W x_m g_m(2n-m) =$

$$\underbrace{\sum_{m=1}^L a_m^H b_m \mathcal{H}_m W x_m g_m(0)}_{65} + \underbrace{\sum_{m=1}^L a_m^H b_m \mathcal{H}_m W x_m g_m(2n-m)}$$

$2n = m$ useful signal

$2n \neq m$ interference signals

En général, et à travers l'équation du calcul SNR, et SINR, nous avons trouvé ce qui suit :

-Pour le système MIMO -FFT COFDM, sans beamforming et l'égalisation on trouve :

$$\widehat{S_{m_{FFT}}} = \sum_{m=1}^L \mathcal{H}_m e^{-j2\pi f} x_m + n_m, 1 \leq m \leq L \quad (31)$$

$$SNR_4 = \frac{E[(\sum_{m=1}^L \mathcal{H}_m x_m e^{-j2\pi f})^2]}{E[(n_m)^2]} \quad (32)$$

Maintenant, nous devons prouver mathématiquement que le système MIMO massif - COFDM proposé basé sur la beamforming et l'égalisation $W_{MMSE-SIC}$, ou W_{ZF-SIC} est très efficace par rapport aux autres techniques MIMO -FFT COFDM sans les deux techniques.

66.3.2 partie1 (Modèle De Simulation)

IV.3.2.1 Introduction

Ces simulations sont divisées en plusieurs sections afin de prouver les résultats obtenus grâce à la proposition que nous avons utilisée dans chaque section. Nous commençons donc par ce qui suit :

Nous avons simulé différents systèmes MIMO-COFDM basés sur FFT, et MIMO-COFDM basés sur DWPT de différentes techniques à savoir ZF-SIC, MMSE-SIC avec / sans beamforming pour plusieurs nombres d'antennes, sur canal de Rayleigh, afin de comparer leurs performances. Nous avons choisi un nombre de sous-porteuses OFDM 16, 32, 64, 128 avec modulation 16-QAM, Bpsk, QPSK pour les courbes de simulation (1).

parameters	Specification
Canal	AWGN + Rayleigh
Beamforming	Adaptive
Type Constellation	QPSK
MIMO	2*2, 3*3
Codeur Convolutional	R=1/2
Nombre Sous Porteurs	64
Wavelet package	Haar
Nombre de bits	112 Mbps

Table IV.1 : Tableau de données et d'informations sur les simulations.

IV.3.2.2 ZF-SIC, MMSE-SIC pour MIMO-DWPT COFDM sans beamforming (2 * 2)

Première section, nous avons utilisé ZF-SIC, MMSE-SIC sur le système MIMO - DWPT COFDM sans beamforming pour nombre d'antennes (2,2). Après cela, nous obtenons

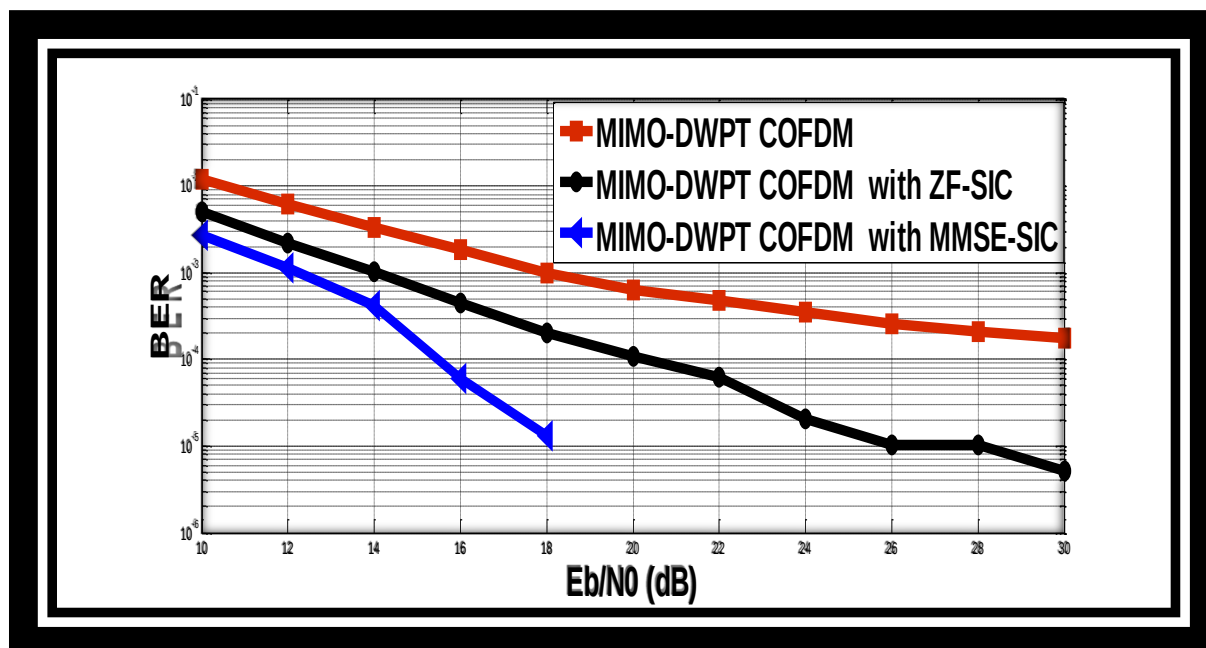


FIGURE IV.2: PERFORMANCES DE ZF-SIC, MMSE-SIC POUR MIMO-DWPT COFDM SANS FORMATION DE FAISCEAU (2 * 2).

BER	E_b/N_0 (MIMO-DWPT COFDM	E_b/N_0 (MIMO-DWPT COFDM with ZF-SIC)	E_b/N_0 (MIMO-DWPT COFDM with ZF-MMSE)
12	5.342986e-003	7.321116e-003	9.884151e-003
14	6.893278e-003	8.545194e-003	6.034142e-004
16	8.936847e-003	5.947126e-004	6.151711e-005
20	4.315973e-004	9.847561e-004	0.000

Table IV.2 : Résultats en chiffres de la figure IV.2.

D'après la Figure (IV.2) et Tab (IV.2), nous pouvons comprendre que la différence entre le ZF-SIC, MMSE-SIC, respectivement, est très importante dans le système MIMO-DWPT COFDM basé sur des paquets d'ondelettes.

Par exemple, le BER pour chaque valeur E_b/N_0 déjà citée dans le tableau 1 prouve que la technique MMSE-SIC a apporté une amélioration significative dans la détection de plus d'un autre outil, elle permet de dire que leur utilisation avec le system permet de trouver le système optimal de fiabilité des informations pouvant être récupérées par les antennes, en plus de l'annulation des interventions successives, après l'apparition comparée de MIMO-DWPT COFDM à ZF-SIC.

IV.3.2.3 ZF-SIC, MMSE-SIC pour MIMO-DWPT COFDM avec beamforming (2 * 2)

Dans la section suivante, nous avons simulé le même travail que la première section, mais nous utilisons le beamforming. Nous allons donc trouver :

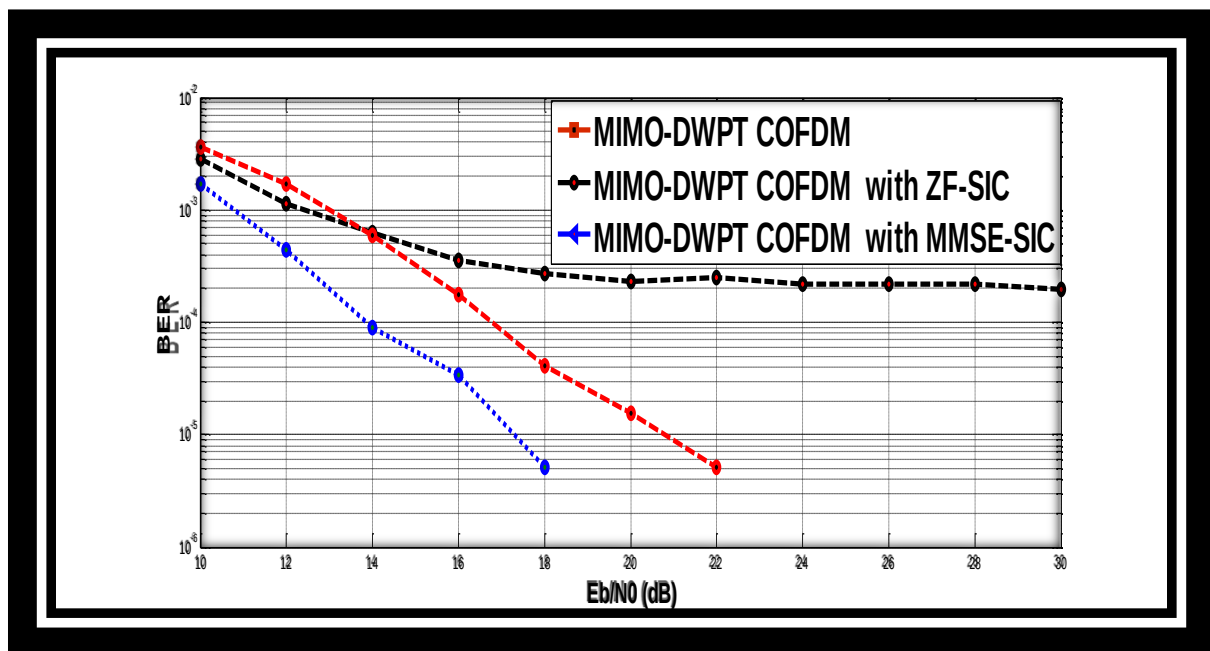


FIGURE IV.3 : PERFORMANCES DE ZF-SIC, MMSE-SIC POUR MIMO-DWPT COFDM AVEC BEAMFORMING (2 * 2).

Dans cette section, nous avons fait la même chose que pour la figure précédente (IV.3), mais la différence est la présence de beamforming avec le système proposé, qui a donné des résultats élevés et éblouissants, en particulier avec ZF-SIC, MMSE-SIC et compare leur donner une vision efficace.

BER	E_b/N_0 (MIMO-DWPT COFDM	E_b/N_0 (MIMO-DWPT COFDM with ZF- SIC)	E_b/N_0 (MIMO-DWPT COFDM with ZF- MMSE)
12	1.142786e-003	1.683012e-003	4.389337e-004
14	6.233378e-004	1.766124e-004	9.090342e-005
16	3.532247e-004	1.766124e-004	3.376413e-005
20	2.285572e-004	1.558344e-005	0.000

Table IV.3 Résultats en chiffres de la figure IV.3.

Nous avons pris un point BER comparé à E_b/N_0 et nous avons conclu que le MIMO-DWPT COFDM avec MMSE-SIC avec beamforming était meilleur et meilleur que les autres, voir le tableau Table 3.

IV.3.2.4 ZF-SIC, MMSE-SIC pour MIMO-DWPT COFDM avec beamforming (3 * 3)

Dans cette section, nous avons prouvé que la multiplicité des antennes MIMO (3.3) dans le système proposé apporterait une amélioration très puissante, voir le tableau Table IV.4.

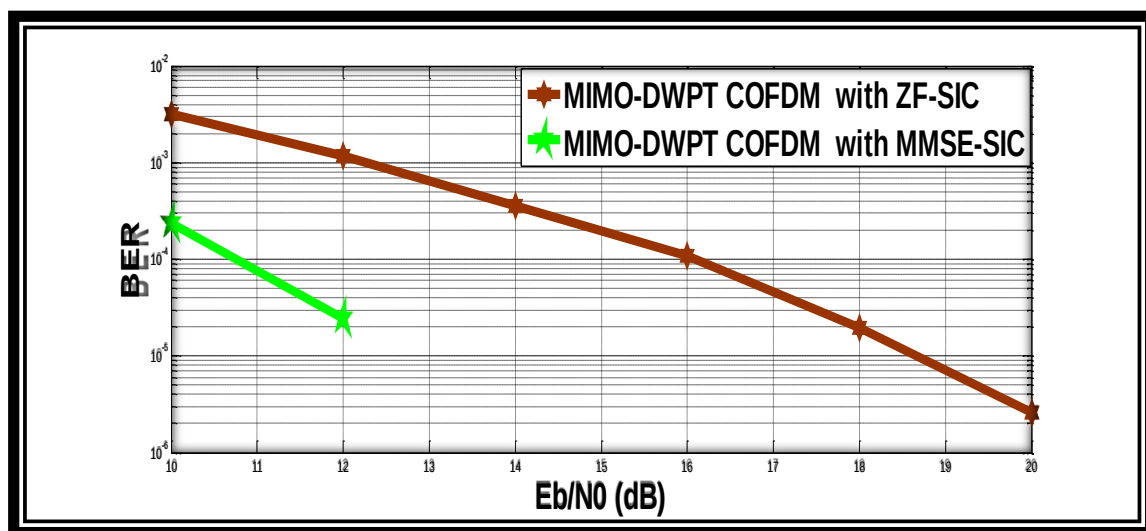


FIGURE IV.4 PERFORMANCES DE ZF-SIC, MMSE-SIC POUR MIMO-DWPT COFDM AVEC BEAMFORMING (3 * 3).

BER	E_b/N_0 (MIMO-DWPT COFDM)	E_b/N_0 (MIMO-DWPT COFDM with ZF- SIC)	E_b/N_0 (MIMO-DWPT COFDM with ZF- MMSE)
12	1.142786e-003	1.164862e-003	2.467379e-005
14	6.233378e-004	3.571206e-004	0.000
16	3.532247e-004	1.077855e-004	0.000
20	2.285572e-004	2.597241e-006	0.000

Table 4. Résultats en chiffres de la figure IV.4

La figure IV.4 illustre l'évolution du taux d'erreur en BER selon le E_b/N_0 pour le système MIMO-DWPT COFDM proposé avec beamforming, mais dans ce cas, nous utilisons un certain nombre d'antennes ($3 * 3$), afin de montrer que les performances du BER en Le système proposé avec la technique d'égalisation MMSE-SIC, caractérisé par une capacité augmentant proportionnellement à la diversité de réception par rapport au même système avec une autre technique ZF-SIC, est simultanément une technique MIMO ($3 * 3$) plus performante que MIMO ($2 * 2$) Il convient de noter que le système de capacité proposé avec ($3 * 3$) et efficace par rapport au même système a ($2 * 2$) alors que la capacité augmentera en fonction de l'augmentation du nombre d'antennes, et que le BER diminuera.

IV.4 Simulation de performance d'un système MIMO Massif

Les systèmes MIMO Massifs indique un aboutissement optimal pour la transmission à travers des réseaux 5 G, ils donnent la possibilité de parfaire l'efficacité spectrale désirée ainsi que l'efficacité énergétique et plus important la réponse à demandes graduelles des grands débits.

La figure suivante représente 3 méthodes de détections classiques (MMSE) en fonction de BER, en utilisant 20,40 antennes à la réception et 8 pour la transmission avec une modulation 16 QAM.

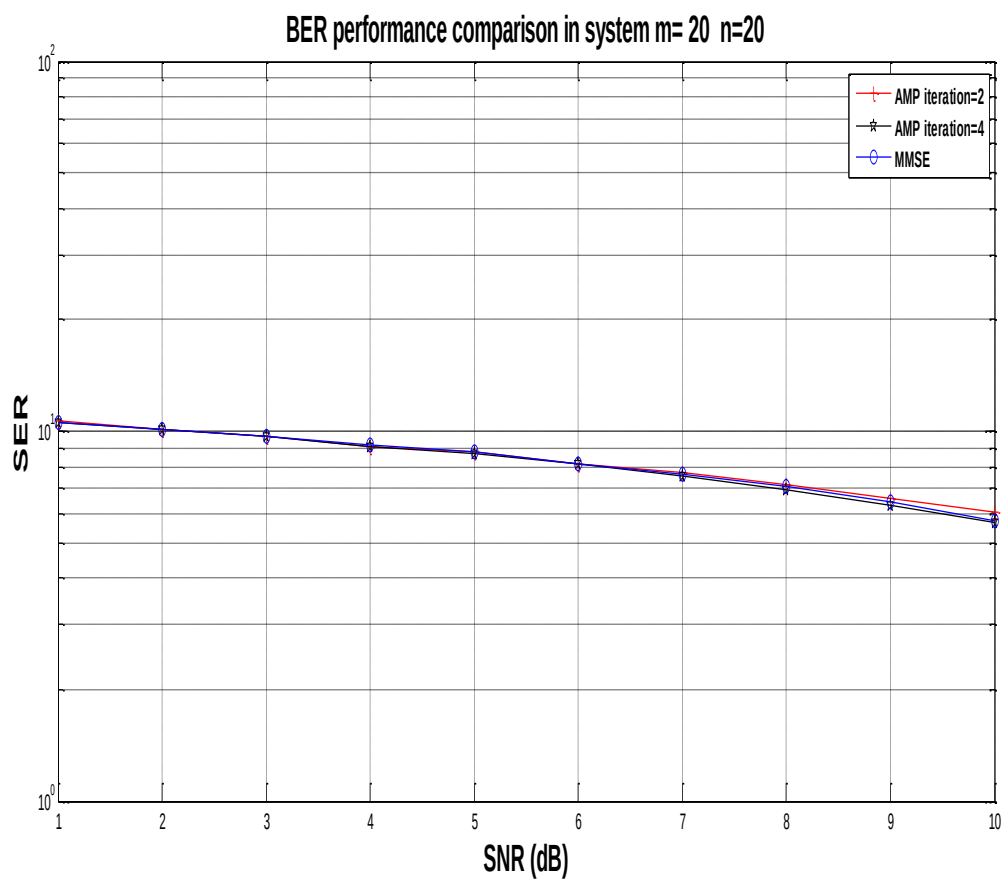


FIGURE IV.5 METHODES DE DETECTIONS CLASSIQUES POUR LES SYSTEMES MASSIFS MIMO DE $N=20$, $M=20$.

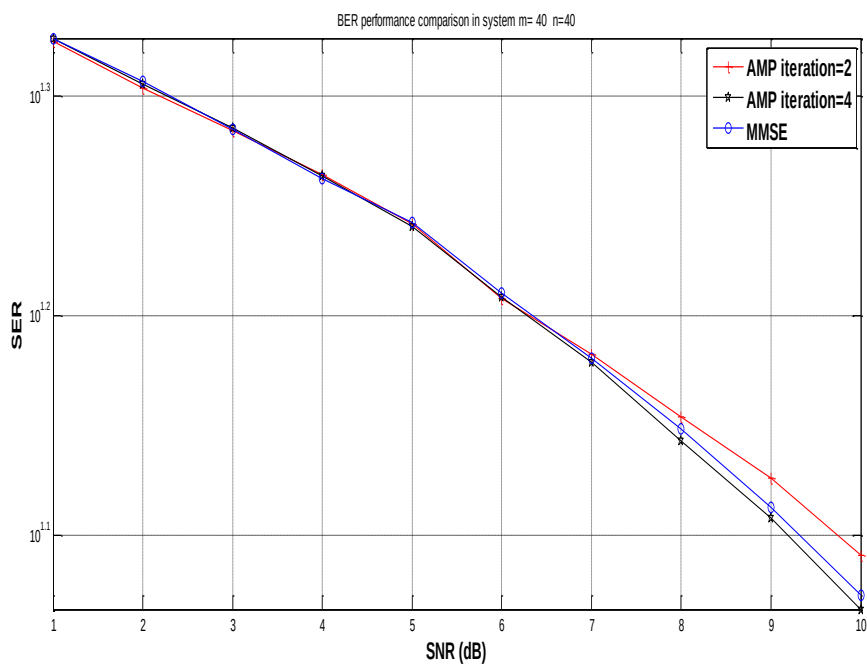


FIGURE IV.6 METHODES DE DETECTIONS CLASSIQUES POUR LES SYSTEMES MASSIFS MIMO DE $N=40$, $M=40$.

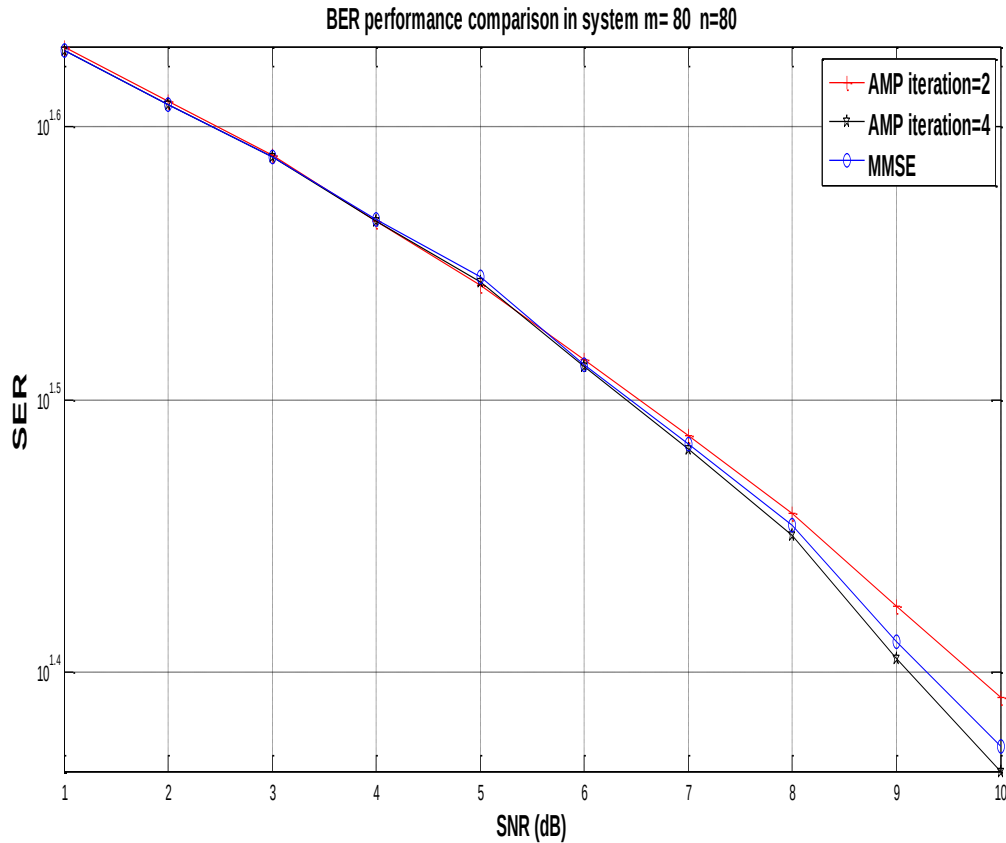


FIGURE IV.7 METHODES DE DETECTIONS CLASSIQUES POUR LES SYSTEMES MASSIFS MIMO DE $N=80$, $M=80$.

Cette simulation nous calcule le taux d'erreur binaire en fonction de Signal sur Bruit pour différent valeur du SNR on aura un taux d'erreur binaire qui doit diminuer en augmentant le nombre d'antennes a la réception et aussi en diminuant le nombre de symbole à transmettre.

les figures (IV.5),(IV.6),(IV.7) , compare les performances (TEB, "Taux d'Erreur Binaire ") d'un système MIMO massifs (N_t, N_r) de déférents nombre antenne avec trois méthode AMP iter=2, AMP iter=4,MMSE, qui est une transmission traditionnelle sans diversité spatiale ($N_t = N_r = 20,40,80$). Elle est le résultat d'une simulation rappelons que la puissance totale utilisée est la même dans les trois systèmes, la comparaison est donc équitable. On voit une nette amélioration des performances, en particulier dans le cas MIMO massifs de $n=m=80$.

IV.5 Conclusion :

À partir des résultats de simulation effectuée nous pouvons conclure que le système MIMO massif est plus efficace et plus important la réponse à demandes croissantes des grands débits de transmission par rapport les system MIMO traditionnel.

Nous constat que la technique de beamforming améliore la qualité et la performance transmission des données.

Les résultats montre aussi que la modulation OFDM permet d'obtenir de meilleures qualités du signal à la réception en réduisant le phénomène d'interférence entre symboles.

Conclusion générale

Avec la croissance rapide et le développement du système de communication ces dernières années dans le monde. Par conséquent, toute la recherche et le développement dans ce domaine se sont concentrés sur l'amélioration des performances du système de communication dans tous les domaines.

Ce travail a été dédié à la fin de l'étude à une étude Sous-estimation des IES dans les réseaux 5G par MIMO massif avec OFDM.

En premier chapitre, Nous avons mené une étude sur les systèmes MIMO traditionnel et les systèmes MIMO massif, et faire explication pour chaque système avec son caractéristiques et les Domaines d'utilisation Enfin nous avons fait la comparaison entre les deux.

Dans le deuxième chapitre, Dans la première partie nous avons défini le principe de modulation multi porteuses OFDM avec montrant la partie d'émission et la partie réception et A la fin en fait détermine des types du modulation nouvelles utilise dans la chaine de transmission , Dans la deuxième partie du chapitre, nous avons décrit les caractéristiques des canaux de transmission en identifiant les phénomènes affectant le chemin des fréquences dans le canal et leurs résultats négatifs ou positifs dans la transmission d'informations vers le récepteur en mentionnant les différents types de canaux utilisés dans la génération actuelle.

En troisième chapitre, nous avons présente un système multi-MIMO massif qui s'adapte mieux à et fonctionne bien dans un environnement multi-chemins, et nous avons révélé les différentes architectures telles que les technologies spatiales qui permettent de maximiser la capacité du système, puis nous voyons son antenne intelligente qui sont des critères Nous avons énuméré les différentes technologies de formation de faisceaux qui constituent l'une des applications possibles des antennes intelligentes.

Dans le quatrième chapitre, la partie de simulation nous avons fait différentes simulations sous environnement MATLAB et les différentes performances dans les systèmes des antennes nous faisons une comparaison entre le MIMO traditionnel et le MIMO massif

Ce travail nous a permis de mieux comprendre l'effet de la méthode de beamforming dans le canal de Raylighth avec le cas du plusieurs canaux et mono canal et la transmission BPSK sur un canal Rayleigh multi-antennes nous conclure que cette méthode est le futur de la 5eme génération Afin du chapitre, nous vu la modulation FBMC qui permet d'obtenir de meilleures qualités du signal à la réception en réduisant le phénomène d'interférence entre symboles que la modulation OFDM.

Bibliographie

- [1] C. E. Shannon. *A Mathematical theory of communication*. Bell Systems Technical Journal, 27:379–423 and 623–656, July and October 1948.
- [2] K. Feher, *Advanced Digital Communications Systems and Signal Processing Techniques*. Prentice Hall, 1987.
- [3] J.G. Proakis, *Digital Communications*. 4th Ed. McGraw-Hill, New York, 2001.
- [5] M. DAHOUMANE, "Conception, Réalisation et Caractérisation de l'Électronique Intégrée de Lecture et de Codage des Signaux des Détecteurs de Particules Chargées à Pixels Actifs en Technologie CMOS," *Thèse Doctorat, Université de Strasbourg*, 2009.
- [6] R. E. Blahut, *Principles and Practice of Information Theory*, Addison-Wesley, Reading, Massachusetts, 1987.
- [7] A. Khireddine *Introduction aux transmissions numériques*, Dunod, Paris, 2006.
- [8] A. Gersho and R. M. Gray, *Vector Quantization and Signal Compression*, Kluwer Academic Press, Boston, 1992.
- [9] C. Taillefer, "Analog-to-Digital Conversion via Time-Mode Signal Processing," *PhD Thesis, Department of Electrical and Computer Engineering, McGill University, Montréal, Canada*, 2002.
- [10] M. Bellanger CNET-ENST MASSON, *Traitement numérique du signal*
- [11] E. ALLIER, "Interface analogique numérique asynchrone: une nouvelle classe de convertisseurs basés sur la quantification du temps," *Thèse Doctorat, Institut National Polytechnique de Grenoble, France*, 2003.
- [12] Sylvain Traverso, *Transposition de fréquence et compensation du déséquilibre iq pour des systèmes multiporteuses sur canal sélectif en fréquence*, Ph.D. thesis, Université de Cergy-Pontoise, Novembre 2007.
- [13] A. Khireddine *Introduction aux transmission numériques*, Dunod, Paris, 2006.
- [14] M. Brandon, M. Ariaudo, S. Traverso, J. Bouvier, I. Fijalkow and J.L. Gautier, *Amélioration des performances de la prédistorsion numérique en bande de base par association de l'Active Constellation Extension pour un signal OFDM*, GRETSI, Bordeaux, Septembre 2011
- [15] Xavier Wautelet, "Turbo Equalization and Turbo Estimation for Multiple-Input Multiple-Output Wireless Systems," *Universite catholique de Louvain*. September 2006. Belgique.

Available at [http:// www.dial.academielouvain.be/vital/ access/ services/ Download /boreal.../PDF_01](http://www.dial.academielouvain.be/vital/access/services/Download/boreal.../PDF_01).

[16] I. E. Telatar. *Capacity of multi-antenna Gaussian channels*. *European Transactions on Telecommunications*, 10(6):585–595, 1999.

[17] David Tse and Pramod Viswanath. *"Fundamentals of wireless communication"*. University of California, 2004.

[18] J. G. Proakis, *Digital communications*, Third edition, New York: Mc Graw-Hill, USA, 1995

[19] O. Pretzel, *Error-correcting codes and finite fields*, Clarendon Press, 1992.

[20] *Théorie de l'information – Codage – Communication numérique : Jean-Claude Dany et Marie-Claude Dumas* Poly Supélec 11055

[21] Lawrence Goetz, Network Administrator Yedidyah Langsam, Professor And Theodore Raphan, Distinguished Professor Dept. of Computer and Information Science Brooklyn College of CUNY © 2006-2008 Version 8.02

[22] A.Azaouaoui : *Etude de la résistance aux échos des codages à réponse partielle* Thèse de l'Université de Liège 1989 [23] A.J. Viterbi and J.K. Omura, *"Principles of digital communication and coding,"* Mc Graw Hill, 1979.

[24] *Cours d'introduction du module TI (Transmission de l'Information) de la Maîtrise EEA d'Orsay, par J. Taquin et F. Aniel., et cours de Transmission Numérique du module SRM (Signaux Rapides et Micro-ondes) de la Maîtrise EEA d'Orsay, par J. Taquin.* [25] J. B. Anderson, T. Aulin, and C. E. Sundberg, *Digital Phase Modulation*, Plenum Press, New York, 1986.

[26] BENEDETTO (S.), BIGLIERI (E.) et CASTELLANI (V.). – *Digital transmission theory*. Prentice Hall Englewood Cliffs (1987).

[27]: S.R. Saunders, *Antennas and Propagation for Wirelesss Communications Systems*, John Wiley and Sons, Ltd, New York, 1999.

[28] Cariolaro, G.L., and Tronca, G.P. *"Spectral Analysis of variable length coded digital signals"* *IEEE Transactions on communications*, Vol COM-22, no.10, October 1974

[29]. P. Comon, *Independent component analysis, a new concept ?*, *Signal Processing* 36 (1994), no. 3, 287–314

- [30] M.Gille, *Etude des procédés de codages et de modulations numériques pour la diffusion de données en radio à modulation de fréquence* Document technique TDF CERIM (CER/6e/123/MG/E9), septembre 1989
- [31] F.de Coulon : *Théorie et traitement des signaux* Dunod 1984
- [32] Bellanger, Maurice, *Traitement numérique du signal : théorie et pratique*, 5e ed: Masson,1996.
- [33] J.M Brossier *Signal et communication numérique*, Hermès, Paris, 1997.
- [34] Nyquist, H. (1928). *Certain topics in telegraph transmission theory*. *Proceedings of the IEEE*, 90(2), 280-305.
- [35] Yeo, S. H., & Farhang-Boroujeny, B. (1997). *An improved design of transmit digital and receive analog filters to combat timing jitter*. Paper presented at the *IEEE Global Telecommunications Conference*, 1997. *GLOBECOM 1997*.
- [36] Simon, M., Alouini, M., 2005. *Digital Communication Over Fading Channels*, Wiley-Interscience.
- [37] J. Vesma and T. Saramaki, "Interpolation Filters with arbitrary frequency response for all digital receivers," *Proc. IEEE Int. Symp. Circuits & Syst*, pp 568-571, Atlanta, GA, May 1996.
- [38] T.S. Rappaport. "Wireless communications principles and practice". Prentice Hall PTR, 1996.
- [39] Herve Boeglen, "Transmissions numériques avancées," Available at. http://www.herve.boeglen.free.fr/Files_IUT/Cours_trc6.ppt.
- [40] B. Sklar, "Rayleigh fading channels in mobile digital communication systems. II.Mitigation", *IEEE Comm. Magazine*, Vol. 35, Issue 7, Jul. 1997.
- [41] Alamgir Mohammed, "On the Performance of different MIMO systems using Adaptive modulation," in *Proc of 2nd ATcrc Telecom and Networking Conference and Workshop*, 16-18 October, 2002, Freemantle, Perth, Australia. Available at <http://www.scribd.com/doc/28492479/02-Whole>.
- [42] Xinying Yu, "Space Time Coding for Large Antenna Arrays," North Carolina State University. Electrical engineering, PhD. 14 March. 2006. Available at <http://www.repository.lib.ncsu.edu/ir/bitstream/1840.16/.../etd.pdf>.
- [43] B. Sklar. "Rayleigh fading channels in mobile digital communications systems part i : Characterization". *IEEE Communications Magazine*, July, 1997.

- [44] K. Feher. "Wireless Digital Communications - Modulation and Spread - Spectrum Applications". Prentice Hall, 1995.
- [45] B. Sklar. "Rayleigh fading channels in mobile digital communications systems part i : Characterization". *IEEE Communications Magazine*, July, 1997.
- [46] RF Path Loss & Transmission Distance Calculations, By Walter Debus Director of Engineering Axonn, LLC, Technical Memorandum August 4, 2006
- [47] Siavash Alamouti, 'A simple Transmit Diversity Technique for Wireless Communications', *IEEE Journal on selected areas in Communications*, Vol. 16, No 8, October 1998.
- [48] Saleh Faruque, *Cellular Mobile Systems Engineering*, Artech House, Boston, London, 1996.
- [49] Siavash Alamouti, 'A simple Transmit Diversity Technique for Wireless Communications', *IEEE Journal on selected areas in Communications*, Vol. 16, No 8, October 1998.
- [50] P.L. Perini and C.L. Holloway, 'Angle and Space Diversity Comparisons in different Mobile Radio environments', *IEEE transaction on Antenna and Propagation*, Vol 46, June 1998.
- [51] R. L. Pickoltz, D. L. Schilling and L.B. Milstein, "Theory of spread-spectrum communications—A tutorial," *IEEE Trans. on Communications*, vol. com-30, pp. 855-884, May 1982.
- [52] J.H Winters, 'The impact of Antenna Diversity on the Capacity of Wireless Communication System,' *IEEE Transaction of Communications*, Vol 42, No. 2/3/4, April 1994.
- [53] J.H Winters, 'The impact of Antenna Diversity on the Capacity of Wireless Communication System,' *IEEE Transaction of Communications*, Vol 42, No. 2/3/4, April 1994.
- [54] Marwa Chouk / Annulation des interférences inter-cellulaires pour les systèmes MIMO massif dans les réseaux hétérogènes 5G/université Laval canada /2019-10-18.
- [55] Fundamentals of Massive MIMO by Thomas L. Marzetta, Erik G. Larsson, Hong Yang, Hien Quoc Ngo (z-lib.org)
- [56] Jiang, Xiwen. "Massive MIMO: turning concept into reality by exploiting the channel reciprocity". Diss. Université Côte d'Azur, 2017
- [57] Y. Chen, S. Zhang, S. Xu, G.Y. Li, Fundamental trade-offs on green wireless networks. *IEEE Commun. Mag.* **49**(6), 30–37 (2011)

- [58] Rozé, Antoine. "Massive MIMO, une approche angulaire pour les futurs systèmes multiutilisateurs aux longueurs d'onde millimétriques". Diss. INSA de Rennes, 2016.
- [59] Ali. Ehab, et al. "Beamforming techniques for massive MIMO systems in 5G: overview, classification, and trends for future research". *Frontiers of Information Technology&Electronic Engineering* 18.6 (2017): 753-772.
- [60] E. Björnson, E. G. Larsson, and T. L. Marzetta, Massive MIMO: Ten myths and one critical question, *IEEE Commun. Mag.*, vol. 54, no. 2, pp. 114-123, Feb. 2016.
- [61] E. Björnson, J. Hoydis, and L. Sanguinetti, Massive MIMO has unlimited capacity, *IEEE Transactions on Wireless Communications* (Volume: 17, Issue: 1, Jan. 2018)
- [62] M. Latif Sarker and M. H. Lee, A fast channel estimation and the reduction of pilot contamination problem for massive MIMO based on a diagonal jacket matrix, in *Proc. 4th Int. Workshop Fiber Opt. Access Netw. (FOAN)*, Sep. 2013, pp. 26–30.
- [63] Y. Xu, G. Yue, and S. Mao, User grouping for massive MIMO in FDD systems: New design methods and analysis, *IEEE Access*, vol. 2, pp. 947–959, Sep. 2014.
- [64] Love, D., Choi, J., Bidigare, P. A closed-loop training approach for massive MIMO beamforming systems, *Proc. of 47th Annual Conference on Information Sciences and Systems (CISS'2013)*, 2013, pp. 1-5.
- [65] K. T. Truong and R.W. Heath Jr., Effects of channel aging in massive MIMO systems, *J. Commun. Netw.*, vol. 16, no. 4, pp. 338-351, Aug. 2013.
- [66] A. K. Papazafeiropoulos and T. Ratnarajah, Uplink performance of massive MIMO subject to delayed CSIT and anticipated channel prediction, in *Proc. IEEE ICASSP*, May 2014, pp. 3162-3165.
- [67] W. Akmouche. *Etude et caractérisation des modulations multiporteuses OFDM. PhD thesis in electrical engineering, Université de Bretagne Occidentale, October 2000*

- [68] T. YIUCEK, "Channel, spectrum, and waveform awareness in OFDM-based cognitive radio systems", Jul,2007,thèse. University of South Florida. http://kong.lib.usf.edu:8881///exlibris/dtl/d3_1/apache_media/111872.pdf.4
- [69] Albert Van zelst. "MIMO OFDM system for wireless LANs," Eindhoven technical University, 14 April. 2004. Available at alexandria.tue.nl/extra2/200411059.pdf.
- [70] Reza Abdolee, "Performance of MIMO Space-Time Coded system and Training Based Channel Estimation for MIMO-OFDM system," University of Technology. November 2006. Malaysia.
- [71] yong soo cho-jaekwon kim –won you yang-chung-Gu kangng "MIMO OFDM wirelees communication with matlab" Chung-Ang University, Republic of Korea, MIMO-OFDM wireless communications with MATLAB_ / Yong Soo Cho ... [et al.]. p. cm. Includes bibliographical references and index. ISBN 978-0-470-82561-7 (cloth).
- [72] Lei shao and surnit Roy, "Downlink Multi cell MIMO_OFDM: An architecture for next generation Wireless networks," in wireless communications and networking conference, Vol.2, pp.1120-1125. 2005. Available at <http://www.ieeeexplore.ieee.Org/iel5/9744/30729/01424666.pdf>.
- [73]lamgir Mohammed, "On the Performance of different MIMO systems using Adaptive modulation," in Proc of 2nd ATcrc Telecom and Networking Conference and Workshop, 16-18 October, 2002, Freemantle, Perth, Australia. Available at <http://www.scribd.com/doc/28492479/02-Whole>.
- [74] Jan Vcelak, Tomaz Javornik, Jan Sykora, Gorazd Kandus, Sreco Plevel, "Multiple Input Multiple Output Wireless Systems," Electrotechnical, Slovenija Review, Ljubljana, Vol.70, No.4, pp.234–239, 2003. Available at http://feld.cvut.cz/~sykora/papers/publications/Vcelak-javornik-sykora-kandus-Plevel_2003_EIRev.pdf.
- [75] Muhammad Imadur Rahman, Nicola Marchetti, Suvra Sekhar Das, Frank H.P. Fitzek, Ramjee Prasad, "Combining Orthogonal Space Frequency Block Coding and Spatial Multiplexing in MIMO-OFDM System," Center for Teleinformatique (CTIF), Aalborg university Denmark, 2005. Available at http://www.kom.aau.dk/ff/document/InOWo_2005.
- [76] Jia Liu, Erik Bergenudd, Vinod Patmanathan, Romain Masson, "OFDM Project," Project Course in Signal Processing and Digital Communication KTH, Stockholm, 30th May 2005. Available at www.s3.kth.se/signal/project_course/.../final_report.pdf.

- [77] David Sabter Dinter May 2003, parallel interference cancellation in beyond 3G multi-user and multi-antenna OFDM systems .
- [78] Mérouane Debbah, Chaire Alcatel-Lucent en radio flexible, SUPELEC, 3 rue Joliot-Curie 91192 GIF SUR YVETTE CEDEX, France. Pour tout commentaire, contacter: merouane.debbah@eurecom.fr
- [79] K. Fazel and G.P. Fettweis (ed.), "Multi-Carrier Spread-Spectrum", Kluwer Academic Publishers, Dordrecht, 1997.
- [80] jean noel Gouyet and sylvie kalinowski radio numerique-modulation OFDM page 22 Aout 2013.
- [81] Jia Liu, Erik Bergenudd, Vinod Patmanathan, Romain Masson, "OFDM Project," Project Course in Signal Processing and Digital Communication KTH, Stockholm, 30th May 2005. Available at www.s3.kth.se/signal/project_course/.../final_report.pdf.
- [82] Ho Chin Keong, "Overview on OFDM Design," Communication Systems & Signal Processing Centre for Wireless communications National University of Singapore November 9, 2001. Available at www1.i2r.a-star.edu.sg/~hock/presentation_basics_ofdm.pdf.
- [83] T. YIUCEK, "Channel, spectrum, and waveform awareness in OFDM-based cognitive radio systems", Jul, 2007, thèse. University of South Florida. http://kong.lib.usf.edu:8881///exlibris/dtl/d3_1/apache_media/111872.pdf.
- [84] Weinston, S. B., & Ebert, P. M. (1971). Data transmission by frequency division multiplexing using the discrete Fourier transform. *IEEE Trans.*, COM-19(5), 628-634.
- [85] A. Peled and A. Ruiz, "Frequency domain data transmission using reduced computational complexity algorithms," in *Proc. IEEE Int. Conf. Acoustics, Speech and Signal Processing*, Apr. 1980, pp. 964-967.
- [86] THÈSE, Olivier BERDER l'Université de Bretagne Occidentale Laboratoire d'accueil , LEST - UMR CNRS 6165 École doctorale : SMIV Titre de la thèse : « Optimisation et stratégies d'allocation de puissance des systèmes de transmission multi-antennes », 20 décembre 2002
- [87] Cours ,Mérouane Debbah ,Chaire Alcatel-Lucent en radio flexible, SUPELEC, 3 rue Joliot-Curie 91192 GIF SUR YVETTE CEDEX, France. Pour tout commentaire, contacter: merouane.debbah@eurecom.fr, document est une brève introduction aux principes de l'OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing)

[88] *Digital Sound Broadcasting to Mobile Receivers* B. Le Floch, R. Halbert-Lassalle, D. Castelain *IEEE Trans. On Consumer Electronics* Vol35 No3 August 1989

[89] Lei shao and surnit Roy, "Downlink Multi cell MIMO_OFDM: An architecture for next generation Wireless networks," in *wireless communications and networking conference*, Vol.2, pp.1120-1125. 2005. Available at <http://www.ieeexplore.ieee.Org/iel5/9744/30729/01424666.pdf>

[90] Yong Soo Cho, Jaekwon Kim, Won Young Yang, and Chung G Kang. MIMOOFDM wireless communications with MATLAB. John Wiley & Sons, 2010.

[91] Toon van Waterschoot, Vincent Le Nir, Jonathan Duplicy "Analytical Expressions for the Power Spectral Density of CP-OFDM and ZP-OFDM Signals", Member, IEEE, and Marc Moonen, Fellow, IEEE.

[92] Benyahiaha, Cherifiwafa Mémoire, "étude des techniques MIMO à base de FBMC pour la 5G" – juin/2017.

[93] UPMC The 5G Modulation Technique P. Naga Rani, Pursuing M. Tech (ECEDECS) D.M.S.S.V.H College of Engineering, Machilipatnam, Andhra Pradesh, India, et Dr. Ch. Santhi Rani, Prof & Head, Department of ECE, D.M.S.S.V.H College of Engineering, Machilipatnam, Andhra Pradesh, India.

[94] Belahammou. Oussama, Bassa. Allaeddine. "Performance d'un Système de Communication OFDM". Université KasdiMerbah Ouargla Faculté des nouvelles technologies de l'information et de la communication Département d'Electronique et de Telecommunications. 2016-2017

[95] Babu, A. Sudhir, and Dr KV Sambasiva Rao. "Evaluation of BER for AWGN, Rayleigh and Rician fading channels under various modulation schemes." *International Journal of Computer Applications* 26.9 (2011): 23-28

[96] Rozé, Antoine. "Massive MIMO, une approche angulaire pour les futurs systèmes multi-utilisateurs aux longueurs d'onde millimétriques". Diss. INSA de Rennes, 2016.

