



REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE



MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR
ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE

THESE

Présentée

A L'UNIVERSITE DJILLALI LIABES
FACULTE DE GENIE ELECTRIQUE
DEPARTEMENT D'ELECTRONIQUE

Pour l'obtention du diplôme de

DOCTORAT EN SCIENCES

Spécialité : " Signal et Télécommunications"

Par

SADOUKI BOUAMAMA REDA

APPLICATION DES PAQUETS D'ONDELETTES DANS LES SYSTEMES MIMO-COFDM

Soutenu en JANVIER 2022 devant le Jury:

MAHDJOUR Zoubir

Professeur à l'Université de Sidi Bel Abbés

Président

MENEZLA Fayssal

Maitre de Conférence Classe ' A ' au C.U El BAYADH

Examineur

ZIGH Ehlem

Maitre de Conférence Classe ' A ' à l'INTTIC, Oran

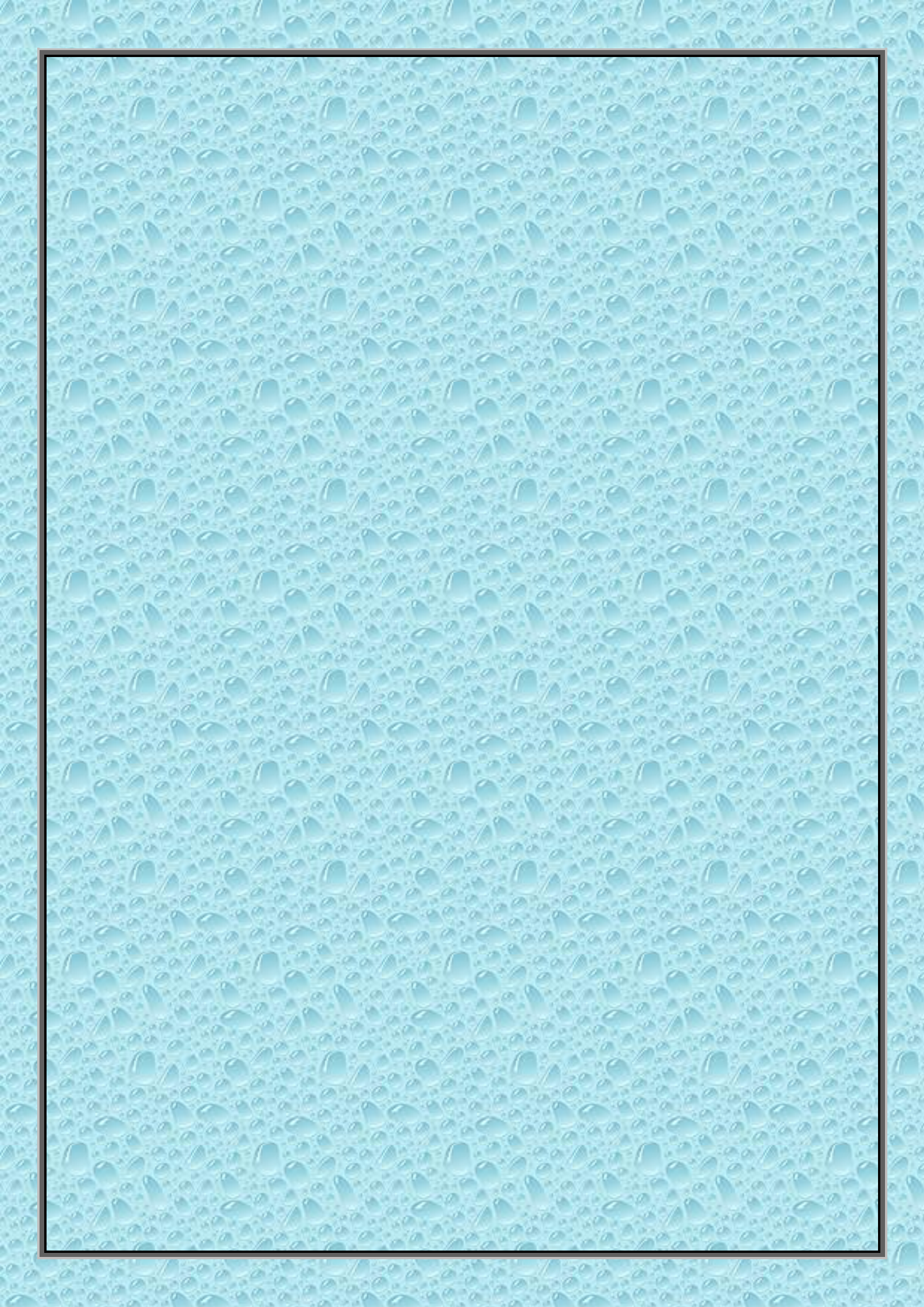
Examineur

DJEBBOURI Mohamed

Professeur à l'Université de Sidi Bel Abbés

Directeur de thèse

Année Universitaire : 2021- 2022



DEDICACES

Au nom de Dieu, Le Clément, le Très Miséricordieux,

Je dédie ce modeste travail à :

Ma petite famille , ma chère femme et mon fils Mohamed Mouad .

Je dédie ce travail particulièrement à mon directeur de thèse

Prof. DJEBBOURI. Mohamed

J'espère qu'il trouvera dans ce travail les valeurs qu'il m'a transmis, notamment :

la rigueur, la méthode, la patience et la persévérance.

A Mes Parents

J'espère qu'ils trouvent aussi tout ce qu'ils m'ont transmis dans le résultat de ces travaux: la générosité, la créativité et le courage d'aller jusqu'au bout.



SADOUKI BOUAMAMA REDA

Remerciements

En préambule à cette thèse, je remercie ALLAH qui m'a aidé et m'a donné la patience et le courage durant ces longues années d'étude.

Je souhaite aussi adresser nos remerciements les plus sincères aux personnes qui m'ont apporté leurs aides et qui ont contribué à l'élaboration de cette thèse ainsi qu'à la réussite de cette formidable année universitaire.

Ces remerciements vont tout d'abord au corps professoral et administratif de la faculté de Génie Electrique, et particulièrement ceux du département d'électronique, pour la richesse et la qualité de leurs enseignements et qui déploient de grands efforts pour assurer à leurs étudiants une formation actualisée.

Je tiens à remercier sincèrement Monsieur Djebbouri Mohamed, qui, en tant que Directeur de la thèse, s'est toujours montré à l'écoute et très disponible tout au long de la réalisation de cette thèse, ainsi pour l'inspiration, l'aide et le temps qu'il a bien voulu nous consacrer et sans qui cette thèse n'aurait jamais vu le jour.

Je remercie sincèrement Monsieur MAHDJOUR Zoubir, Professeur à l'Université Djillali Liabes de Sidi Bel Abbès, d'avoir accepté de présider le Jury de cette thèse, pour l'intérêt qu'il a bien voulu porter à ce travail, par le fait d'avoir consacré une partie de son temps pour juger et évaluer le travail de cette thèse.

J'adresse mes remerciements les plus sincères à Mme ZIGH Ehlem de l'INTTIC d'Oran ainsi qu'au Dr MENEZLA Fayssal du Centre Universitaire d'EL BAYADH d'avoir bien voulu accepter de juger cette modeste contribution concrétisée par cette thèse.

Enfin, je ne manquerai pas d'adresser mes plus sincères remerciements à tous mes proches et amis, qui m'ont toujours encouragé.

Un Grand Merci à tous et à toutes.

Résumé

L'insertion des Ondelettes, du codage correcteur d'erreurs et la diversité d'espace au multiplexage à division de fréquence orthogonale (OFDM) en vue d'améliorer les performances des systèmes de télécommunications sans fil nécessite une maîtrise de toutes ces techniques qui sont d'actualité et trouvent beaucoup d'applications dans les systèmes de télécommunications.

L'OFDM, malgré ses avantages, souffre de beaucoup de problèmes (PARP, CFO et ISI) qui restent à résoudre d'une manière plus efficace pour augmenter le débit et diminuer la consommation d'énergie et ainsi améliorer l'efficacité spectrale; Pour pallier à ces inconvénients, on doit introduire une diversité d'espace (plusieurs antennes à l'émetteur et au récepteur), ainsi qu'un codage correcteur d'erreur.

L'utilisation des ondelettes dans ce système de communication peut améliorer en plus ses performances de point de vue efficacité spectrale (supprimer l'intervalle de garde).

Cette thèse se propose d'étudier aussi une voie basée sur l'utilisation d'un système MIMO (plusieurs antennes à l'émetteur et au récepteur), visant à rejeter les brouilleurs de forte puissance et leurs multitrajets.

L'utilisation conjointe de l'OFDM et MIMO permet a priori l'amélioration des performances et la diminution de l'effet des brouilleurs. L'intégration des paquets d'ondelettes dans la partie OFDM peut rendre le système encore moins sensible aux interférences, ce qui est un avantage intéressant et désirable qui reste à vérifier par des simulations sur ordinateur.

Mot clés : FFT-COFDM, WPT (Paquet d'ondelettetransform), DWPT (Paquet d'ondelettetransform discret), MIMO-OFDM, MIMO COFDM, COFDM, Antennes multi-trajets.

Abstract

The insertion of Wavelets, the error-correcting coding and diversity of space multiplexing orthogonal frequency division (OFDM) to improve the performance of wireless systems requires a mastery of all the techniques that are news and find many applications in telecommunications systems.

OFDM despite its sulfur benefits many problems (PARP , CFO and ISI) which remains to be solved in a more effective way to increase throughput and reduce energy consumption and improve spectral efficiency , we must add it space diversity (multiple antennas at the transmitter and receiver), and an error correction coding .

The use of wavelets in this communication system can improve its performance in more perspective spectral efficiency (remove the guard interval). This thesis proposes to study as a route based on the use of a MIMO system (multiple antennas at the transmitter and receiver), to dismiss the high power jammers and multipath.

The joint use of OFDM and MIMO allows a priori performance improvements and reduce the effect of interference. The integration of the wavelet packet in the OFDM party may make the system less sensitive to interference which is an interesting and desirable benefit that remains to be verified by computer simulations.

Keywords: FFT-COFDM, WPT (Wavelet Packet transform), DWPT, MIMO-OFDM, MIMO COFDM, COFDM, multipath antennas

ملخص

في الوقت الراهن الانظمة الاتصالات لاسلكية مهمة في حياتنا اليومية لان العمل على تحسينها عن طريق الموجات و القيام بالترميز الصحيح الذي يساعد في التقليل من مشاكل عدة العمل على تصحيح ادراج حيث قمنا باستعمال تطبيق الموجات على النظام متعدد الهوائيات في الاستقبال و الارسال مع ضمان تنوع مضاعفة تقسيم التردد المتعامد لضمان حل يركز على تكيف بدمج النظام المتعدد الهوائيات مع نظام يقوم بتقاسم الامثل للحيزات الترددية الجزئية و المشفرة بين المستخدمين لنفس الخلية بغية تحقيق اقصى قدرة اجمالية للنظام الذي يقوم بتشكيل و ترميز الذي يزيد من سرعة البيانات على الرابط الارسال وفق الشروط المستعملة مع استعمال تطبيق الموجات الذي يضمن عدم التشويش العالي و التداخل بين البيانات.

Dédicaces	VI
Remerciement	VI
Résumé	VI
Table des matières	VI
Liste des figures	VI
Liste des tableaux	VI
Glossaire	VI
Introduction général	1
• chapitre I : GÉNÉRALITÉS SUR LES COMMUNICATIONS NUMÉRIQUES	
I.1 –Introduction.....	6
I.2 -Numérisation d'un signal analogique.....	8
I.3 -Codage de source.....	9
I.3.1 Capacité du canal.....	10
I.4 -Codage canal	11
I.4.1 Les code en blocs.....	12
I.4.2 Les code convolutifs	13
I.5 -L'entrelacement	15
I.6 -Modulations numériques	16
I.6.1 Codes en ligne	16
I.6.2 Modulations numériques sur onde porteuse	17
I.6.2.1 Modulation de phase PSK (Phase Shift Keying)	17
I.7 -La démodulation.....	18
I.8 -Filtres numériques et interférences entre symboles.....	19

Table des matières

I.8.1 Interférences entre symboles	20
I.8.2 Filtre adapté	22
I.9 -Canal de transmission	22
I.9.1 Le canal AWGN.....	23
I. 9.1.1Le canal à évanouissement.....	23
I. 9.1.2 Distribution de Rayleigh	23
I. 9.1.3 Distribution de Rice	24
I.9.1.4 L'effet Doppler.....	24
I.10 -Techniques de diversité.....	25
I.10.1 La diversité fréquentielle.....	25
I.10.2 Diversité spatiale.....	26
I.10.2.1 Diversités de réception.....	27
I. 10.2.2 Diversités à l'émission.....	27
I.10.3 Diversité temporel.....	27
I.10.4 La diversité de polarisation.....	28
I.11-Conclusion.....	29

• chapitre II : LA THEORIE SUR LES PAQUETS D'ONDELETTES

Introduction.....	31
II.-1 Transformé de Fourier.....	31
II-2 L'analyse de multiresolution MRA.....	31
II-3 Décomposition de paquets en ondelettes.....	32
II-4 Transformée en ondelettes continue (CWT).....	34
II-5 ondelettes orthonormées.....	35
II-6 la transformées en ondelettes discrètes.....	36
II -7 l'analyses des bancs de filtres DWT.....	36
II-8 compositions des bancs de filtres.....	38
II-9 -Conclusion.....	40

• **chapitre III** : Étude de l'OFDM, et du système MIMO-COFDM

III.1	Systèmes OFDM	42
III.1.1	Introduction	42
III.1.2	Principes des systèmes MIMO OFDM	43
III.1.3	Spectre d'efficacité η pour une seule porteuse OFDM	45
III.1.4	Distorsion de trajets multiples	45
III.1.5	Intervalle du garde CP	46
III.1.6	Emetteur OFDM	47
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.2.4	modulation codée COFDM	56
III.3	Conclusion	56
•	Chapitre VIII : Etude et simulation du système MIMO DWPTCOFDM	
VIII.1	Introduction	58
VIII.2	MIMO COFDM basé sur la DFT	58
VIII.3	OFDM basé sur DWT	62
VIII.3.1	Conditions pour une reconstruction parfaite	64
VIII.3.2	Paquets d'ondelettes contre ondelettes	64
IV. 4	Résultats de simulation	66
IV. 5	Conclusion	71
	Conclusion générale et perspectives	72
	Bibliographie	74

Liste des figures

Figure I.1 — Numérisation d'un signal analogique.....8

Fig. I.2 - Système de communication numérique de base.....9

Figure I.3 — Codeur convolutif ($R=1/2$, $m=2$).....13

Figure I.4 — Diagramme d'état du codeur convolutif de la figure.....14

Figure I.5 — Diagramme en treillis du codeur convolutif de la figure I.3.....15

Figure I.6 — Mise en forme d'un message numérique.....16

Figure 1.7 : Spectres du signal $d(t)$, du signal $d(t)$ modulé et du signal $x(t)$17

Figure 1.8 — Modulation PSK.....18

Figure 1.9— Filtre numérique.....19

Figure 1.10— filtre d'une chaîne de transmission numérique.....20

Figure 1.11 — Réponses fréquentielle et temporelle pour les filtres en cosinus surélevé.....22

Figure I.12 — Propagation en deux trajets.....23

Figure I.13— Propagation en deux trajets Densités de probabilité des distributions de Rice et de Rayleigh.....24

Figure II.1 — bandes de fréquences pour l'analyse paquet d'ondelette d'un 8 arbre.....33

Figure II.2 —Arbre de la décomposition par la transformée en paquets d'ondelettes.....33

Figure II.3 — Arbre de la synthèse par la transformée en paquets d'ondelettes.....34

Figure II.4 — Arbre de décomposition par la transformée en d'ondelettes.....38

Figure II.6 —arbre de synthèse par la transformée en paquets d'ondelettes.....39

Liste des figures

Figure II.7 — Arbre de la synthèse par la transformée en d'ondelettes	40
Figure III.1 — Structure de base d'un système multi-opérateurs.....	43
Figure III.2 — Représentation schématique équivalent d'un système de bande de base OFDM.....	44
Figure III.3 — La réponse fréquenceilles des sous-porteuses dans un signal OFDM.....	45
Figure III.4 — L'addition d'une période de l'intervalle de garde d'un signal OFDM.....	47
Figure III.5 — Block diagram d'un system OFDM.....	48
Figure III.6 — blocs IFFT.....	48
Figure III.7 — la convolution circulaire à conversion Linéaire.....	50
Figure III.8 — modulation et démodulation OFDM.....	51
Figure III.9 — Schéma d'un système MIMO OFDM avec M_t antennes d'émission et N_r antennes de réception.....	53
Figure 4.1 : System MIMO COFDM basé sur FFT.....	60
Figure 4.2 : Principe général d'un codeur convolutionnels a multi-étages.....	61
Figure 4.3 : Arbre de décomposition et de reconstruction en ondelettes à trois niveaux.....	63
Figure 4.4 : Étapes Arbre d'analyse de paquets d'ondelettes DWPT.....	64
Figure 4.5 — Performances du système MIMO (1x1) COFDM basée sur la FFT et la DWPT en présence du code convolutif.....	67
Figure 4.6 — Performances du système MIMO (2x2) COFDM basé sur la FFT et la DWPT en présence du code convolutif.....	67
Figure 4.7 — Débit du système MIMO (2x2) basé sur la FFT-COFDM et la DWPT-COFDM en présence du code convolutif.....	68

Liste des figures

- Figure 4.8**— Les Performances d'un système MIMO DWPT-COFDM pour différents valeur de sous porteuse N.....69
- Figure 4.9**— Les Performances du système MIMO FFT COFDM pour différents valeur de sous porteuse.....69
- Figure 4.10**— Le BER pour le système MIMO COFDM avec différents d'applications70
- Figure 4.11**— Les Performances des systèmes FFT-COFDM et DWPT-COFDM avec différents types de mapping et de nombre d'états.....71
- Figure 4.12**— Les performances "BER " d'un système MIMO pour différentes techniques FFT -COFDM et DWPT-COFDM72

Tableau I.1 — Addition et multiplication dans le corps de Galois $GF(2)$	12
Table v.1 Tableau de paramètres de simulations	70

ICI Inter Channel Interference

ISI Inter Symbol Interference

OFDM Orthogonal Frequency Division Multiplexing

QPSK Quadrature Phase Shift Keying

RLS Recursive Least Square

STFT Short Time Fourier Transform

WPM Wavelet Packet Modulation

DWPT Discreet Wavelet Packet Transform

ADC Analogue to Digital Converter

AWGN Additive White Gaussian Noise

BER Bit Error Rate

BPSK Binary Phase Shift Keying

CIR Channel Impulse Response

CP Cyclic Prefix

CSI Channel State Information

DAC Digital to Analogue Converter

DFT Discrete Fourier Transform

FD Frame Detection

FFT Fast Fourier Transform

FO Frequency Offset

GI Guard Interval

GSM Global System for Mobile communications

ICI Inter-Carrier Interference

IDFT Inverse Discrete Fourier Transform

IEEE Institute of Electrical and Electronics Engineers

IF Intermediate Frequency

Acronyms et abréviation

<i>IFFT</i>	<i>Inverse Fast Fourier Transform</i>
<i>i.i.d.</i>	<i>independent, identically distributed</i>
<i>ISI</i>	<i>Inter-Symbol Interference</i>
<i>LGI</i>	<i>Long Guard Interval</i>
<i>LNA</i>	<i>Low Noise Amplifier</i>
<i>LOS</i>	<i>Line Of Sight</i>
<i>LT</i>	<i>Long Training</i>
<i>MIMO</i>	<i>Multiple-Input Multiple-Output</i>
<i>NLOS</i>	<i>Non Line Of Sight</i>
<i>pdf</i>	<i>probability density function</i>
<i>OFDM</i>	<i>Orthogonal Frequency Division Multiplexing</i>
<i>PA</i>	<i>Power Amplifier</i>
<i>PDP</i>	<i>Power Delay Profile</i>
<i>PEP</i>	<i>Pairwise Error Probability</i>
<i>PER</i>	<i>Packet Error Rate</i>
<i>QoS</i>	<i>Quality of Service</i>
<i>QPSK</i>	<i>Quadrature Phase Shift Keying</i>
<i>RF</i>	<i>Radio Frequency</i>
<i>RX</i>	<i>Receiver</i>
<i>SISO</i>	<i>Single-Input Single-Output</i>
<i>SNR</i>	<i>Signal-to-Noise Ratio</i>
<i>TX</i>	<i>Transmitter</i>
<i>WLAN</i>	<i>Wireless Local Area Network</i>
<i>ZF</i>	<i>Zero Forcing</i>
<i>COFDM</i>	<i>Coded Orthogonal Frequency Division Multiplexing</i>
<i>ADSL</i>	<i>Assymmetric Digital Suscriber Line</i>
<i>ASI</i>	<i>Annulation Successive d'Interférences</i>
<i>BBAG</i>	<i>Bruit Blanc Additif Gaussien</i>

Acronyms et abréviation

d_{min} : distance euclidienne minimale

DMT : Discrete Multi-Tone

DSP : Digital Signal Processing

FDD : Frequency Division Duplex

GPRS : Global Packet Radio Service

ETSI : European Télécommunications Standards Institute

PEB : Probabilité d'Erreur Binaire

RSB : Rapport Signal sur Bruit

RTC : Réseau Téléphonique Commuté

TEB : Taux d'Erreur Binaire

TEBM : Taux d'Erreur Binaire Minimal

TEBMA : Taux d'Erreur Binaire Minimal Approximé

UMTS : Universel Mobile Télécommunications System

BdB : Bande de Base

DAB : Digital Audio Broadcasting

DDP : Densité de Probabilité

DL : Développement Limité

I.i.d. : indépendant et identiquement distribué

LOS : Line Of Sight

NLOS : Non Line Of Sight

QoS : Qualité de Service

RI : Réponse Impulsionnelle

RF : Réponse Fréquentielle

RZ : Retour à Zéro

Acronyms et abréviation

SMS : Simple Message Service

Introduction Générale

Le traitement numérique du signal (DSP) a été un acteur clé dans le développement des systèmes de communication au cours des dernières décennies. Des bancs de filtres multi-débits sous forme d'ondelettes sont utilisés dans de nombreuses applications de communication numérique et de DSP. Les développements dans le domaine des communications sans fil et filaires exigent une fiabilité et un débit de données élevé. La transmission à haut débit est plus sensible à l'interférence intersymbole (ISI) causé par l'étalement du délai de canal, nécessitant ainsi des égaliseurs à hautes performances. Une approche pour surmonter cette limitation est la modulation multi-porteuses (MCM pour Multicarrier Modulation), dans laquelle un flux de bits série à débit de données élevé entrant est divisé en sous-flux parallèles avec des débits de données inférieurs [1]. Cela permet à la durée du symbole du sous-canal de dépasser l'étalement du retard du canal et ainsi chaque sous-canal à bande étroite subit un évanouissement plat, nécessitant ainsi un égaliseur de domaine fréquentiel à une prise au niveau du récepteur. La modulation OFDM (Orthogonal Frequency Division Modulation) a été normalisée pour les réseaux locaux sans fil (WLAN), la ligne d'abonné numérique asymétrique (ADSL), la ligne d'abonné numérique à haut débit (HDSL), la communication sur courant porteur, communication sans fil dans les réseaux 5G, etc [2]. La structure conventionnelle d'un système basé sur OFDM utilise la DFT (Discret Fourier Transform) pour former un ensemble de fonctions sélectives en fréquence orthogonales. L'avantage du système DFT-OFDM est sa très faible complexité de calcul et son coût de mise en œuvre. Sa limitation est la bande passante gaspillée et le débit de données réduit en raison de l'insertion de préfixe cyclique (CP). Ces dernières années, l'émetteur-récepteur DFT-OFDM a été remplacé par l'émetteur-récepteur à ondelettes spectralement efficace, connu sous le nom de DWPT [3, 4]. Les bancs de filtres à ondelettes au niveau de l'émetteur et du récepteur présentent exceptionnellement de bonnes caractéristiques de fréquence et démontrent la capacité de réduire la distorsion dans le signal reconstruit tout en conservant toutes les caractéristiques importantes présentes dans le signal. De plus, avec la caractéristique unique de localisation temps-fréquence des ondelettes, les performances SNR des systèmes de communication peuvent être améliorées.

Afin d'améliorer la qualité du signal et également d'augmenter le débit de données sans besoin de bande passante supplémentaire, la technique DWPT-OFDM avec codage peut être associée aux systèmes MIMO équipés de plusieurs antennes au niveau de l'émetteur et du récepteur. Le système de communications MIMO est une technique très attrayante dans le système de

communications sans fil [5]. La technique de codage par blocs spatio-temporels (STBC) est utilisée pour accroître les performances de diversité du système MIMO-OFDM ainsi que le gain de puissance privé de l'abandon de la bande passante [13] , [14]. MIMO peut être classé en trois catégories, le précodage, le multiplexage spatial et le codage en diversité. Le précodage est utilisé pour augmenter le gain du signal reçu et pour réduire les effets d'évanouissement par trajets multiples. Le multiplexage spatial est utilisé pour mettre un symbole à débit de données élevé dans de nombreux flux de données inférieurs.

Nous noterons également que les résultats obtenus grâce à nos recherches étaient satisfaisants par rapport à certains travaux publiés que nous mentionnerons dans la conclusion générale.

Cet thèse présente une analyse des performances d'un émetteur-récepteur MIMO-COFDM basé sur un transmultiplexeur de paquets d'ondelettes (DWPT) à reconstruction parfaite par rapport à la technique conventionnelle basée sur la DFT, dans des conditions de canal à bruit blanc gaussien additif (AWGN) et de canal d'évanouissement. Cette thèse est organisée comme suit :

Le premier chapitre introduit l'état de l'art sur les communications numériques. Il décrit brièvement le fonctionnement d'une chaîne de transmission, les modulations numériques et les modèles de canaux utilisés dans cette thèse. La théorie des ondelettes et paquets d'ondelettes a été abordée dans le deuxième chapitre, dans lequel nous présenterons un aperçu sur les fondements mathématiques de la théorie des paquets d'ondelette, notamment la présentation des applications des paquets d'ondelettes DWPT et la comparaison entre la DWPT et la FFT.

Le troisième chapitre a été dédié en premier lieu , à l'étude des modulations multiporteuses (OFDM), en particulier, en définissant les avantages et inconvénients de l'utilisation du préfixe cyclique donnant la possibilité de lutter contre l'interférence entre symboles (IES). Ensuite, une étude est présentée sur les principales caractéristiques et limitations des systèmes MIMO, combinés avec la modulation multi-porteuse codée MIMO-COFDM. Puis nous avons cité les différentes techniques de diversité qui permettent de combattre les évanouissements, suivies par une modélisation réaliste du canal MIMO afin de se familiariser avec l'aspect spatial qu'apporte l'augmentation du nombre d'antennes. Puisque la capacité constitue un des paramètres les plus importants des systèmes MIMO, nous l'avons comparée à celles des systèmes SISO et MISO. Nous proposons aussi l'association des différents types d'application utilisés pour la sélection d'antennes au niveau du récepteur le plus performant.

Introduction Générale

Le quatrième chapitre, sujet de notre contribution, est dédié à l'étude théorique et à la simulation d'une chaîne de transmission multi-antennes MIMO associée à la modulation multi-porteuses avec codage (COFDM) en utilisant la transformée d'ondelettes (DWPT). Une comparaison par rapport à la FFT-COFDM, est réalisée en termes de taux d'erreur binaire (TEB).

Chapitre 01 :
GÉNÉRALITÉS SUR LES
COMMUNICATIONS
NUMÉRIQUES

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

Chapitre 1

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 :

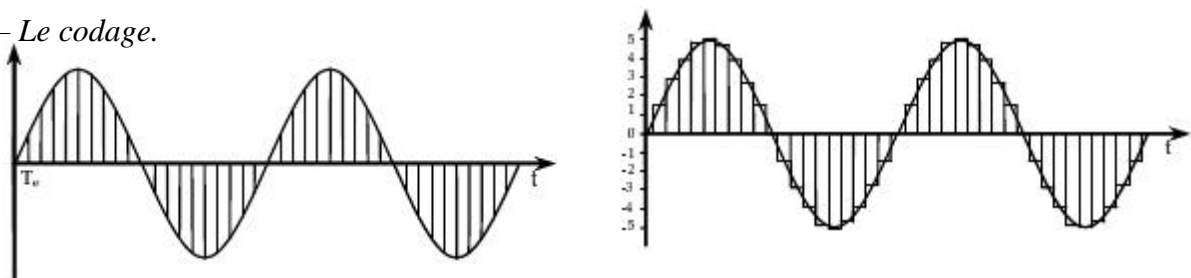
- La numérisation d'un signal analogique*
- Le codage de source*
- Le codage canal*
- La modulation numérique*
- Les filtres numériques et les interférences entre symboles*
- La synchronisation*
- L'égalisation*
- Le canal de transmission.*

I.2 Numérisation d'un signal analogique

Chapitre 1

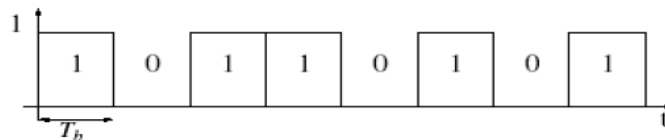
Dans un système de communications analogiques, le signal d'information est continuellement variant en amplitude et en temps, et il est utilisé directement pour modifier la forme d'onde d'une porteuse quelconque. Dans un système de communications numériques, le signal d'information est traité de façon 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 [9] :

- L'échantillonnage
- La quantification
- Le codage.



(a) Échantillonnage

(b) Quantification



(c) Codage

Figure 1.1 — Numérisation 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].

Chapitre 1

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[12].

La figure I.2 présente du chaîne de transmission.

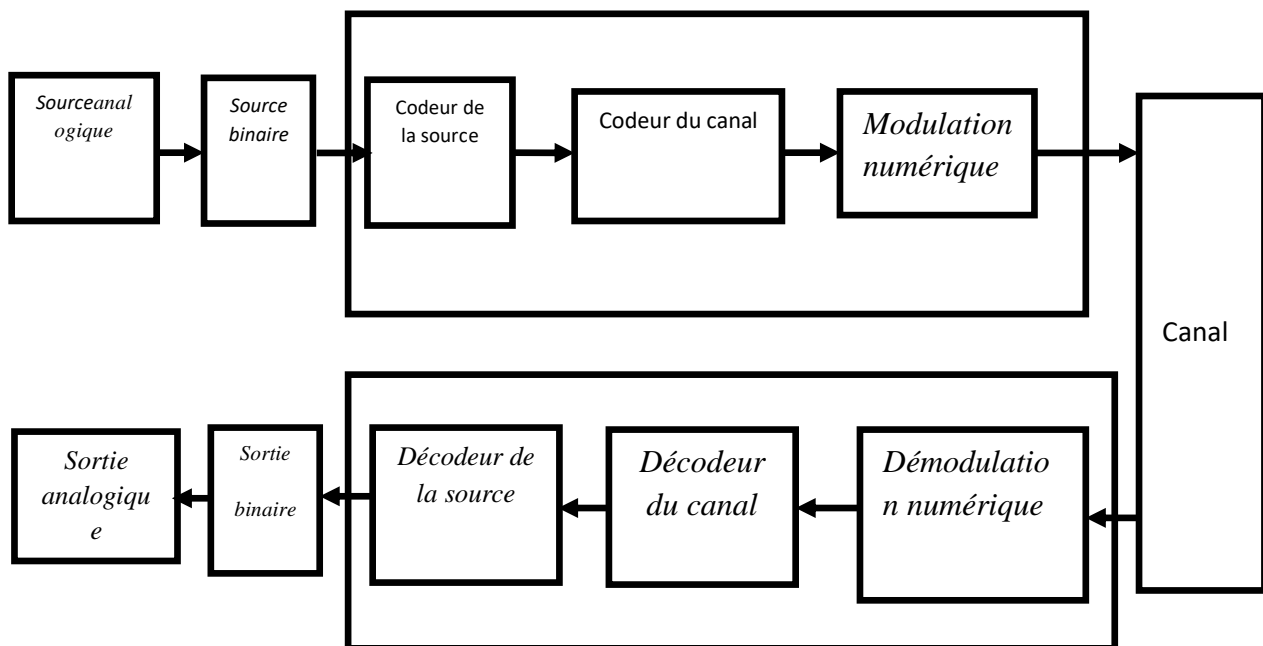


Fig. I.2 -Système de communication numérique de base[12]

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 erreursur un canal en bande de base par[15] :

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

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]:

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

« 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].

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

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

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

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 au $E_b C_B$ 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]:

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

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 que un bit sur un million sera en erreur c'est à dire mal interprété [17].

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 k_{T_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 :

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

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

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 [18].

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.

Chapitre 1

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 la plus grande possible. Ainsi, si un code est de distance de Hamming minimale d_{min} [21]:

- Il peut détecter toutes les erreurs de poids inférieur ou égale ($d_{min} - 1$).
- 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 limite 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 connexions entre le registre de décalage et le 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 $m = 2$.

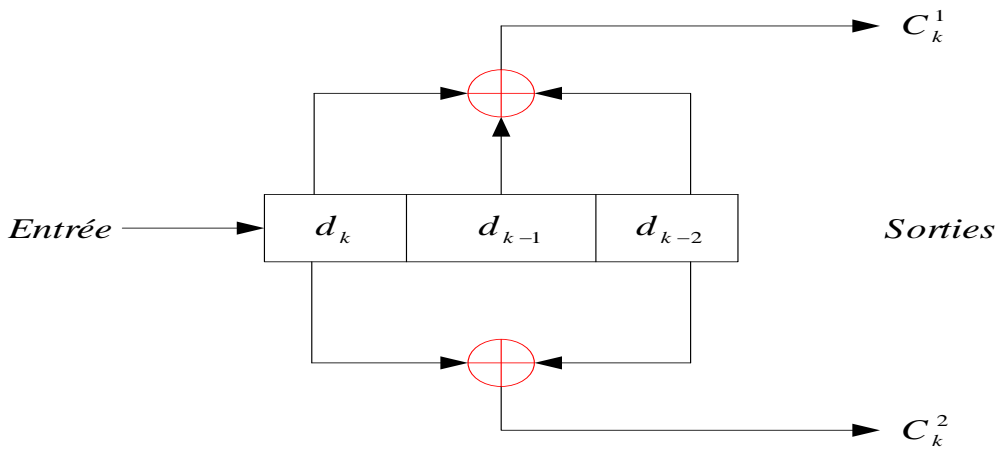


Figure I.3 — Codeur convolutif ($R=1/2$, $m=2$), [22].

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 présentée 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] :

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

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] :

Chapitre 1

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

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

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

$$G_1 = 1 + X + X^2(1.11)G_2 = 1 + X^2(1.12)$$

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].

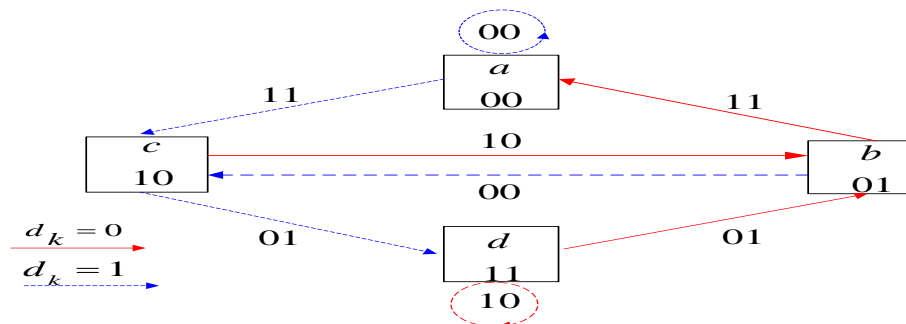


Figure I.4 — Diagramme d'état du codeur convolutif de la figure I.3, [22].

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 [22].

La configuration du codeur convolutifs implique que les mots en sortie sont corrèles. Ainsi, seuls les chemins qui existent dans le diagramme en treillis (figure I.5), sont possibles.

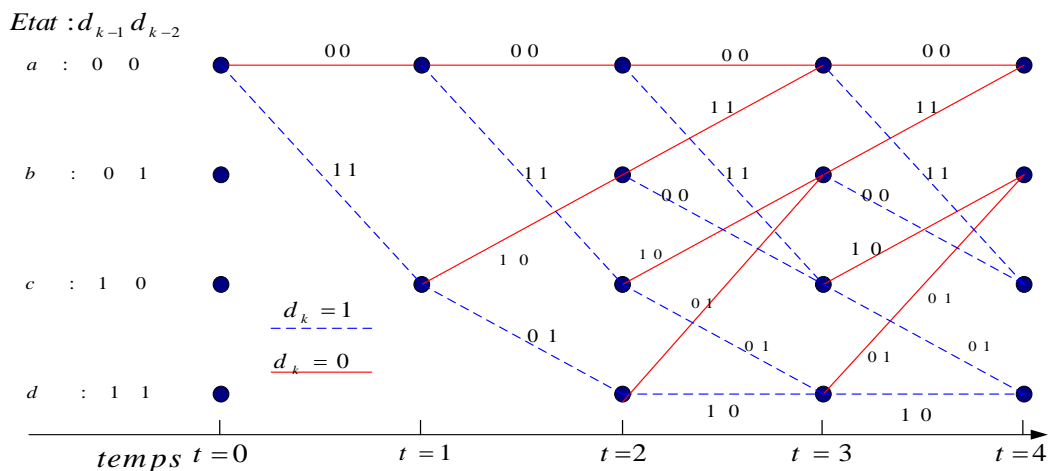


Figure I.5 — Diagramme en treillis du codeur convolutif de la figure I.3, [22].

Pour décoder une séquence binaire de taille N , il faut considérer la séquencereçue dans son ensemble. Le principe de décodage des codes convolutifs 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 séquencereçue et les séquences possibles. L'algorithme résultant est connu sous le nom d'algorithme de Viterbi [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

Chapitre 1

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 $\{1, -1, -1, 1, -1, 1, 1\}$.

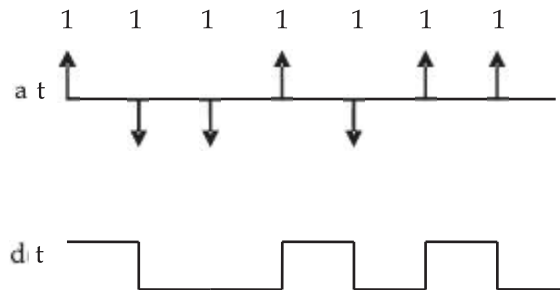


Figure 1.6 — Mise en forme d'un message numérique [28].

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 .

1.6.2 Modulations numériques sur onde porteuse

Pour des contraintes d'ordre physique, le signal d'information en bande base est translaté 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]:

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

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

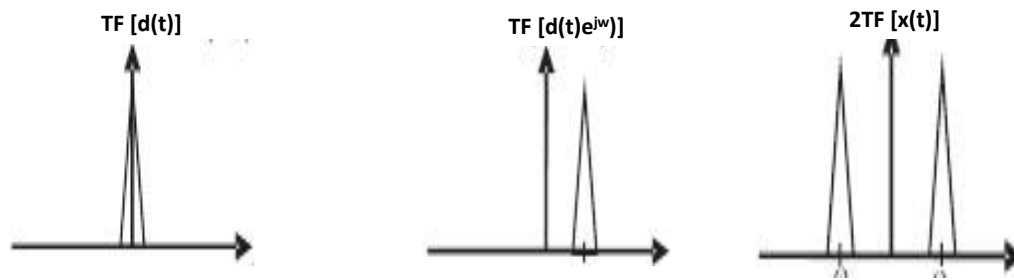


Figure 1.7 : Spectres du signal $d(t)$, du signal $d(t)$ modulé et du signal $x(t)$, [29].

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.

1.6.2.1 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 M -aire, 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 [30]. comme le montre la figue 1.8.

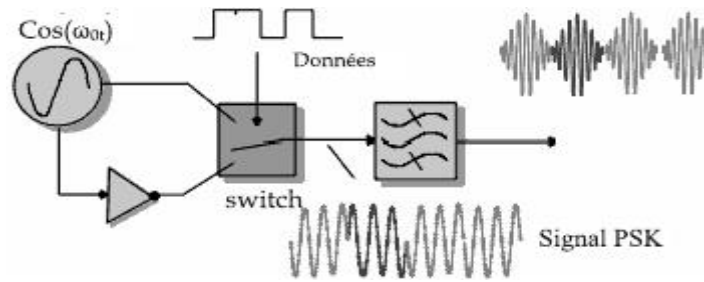


Figure 1.8 — Modulation PSK, [30].

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 [31].

– 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 [31].

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 [31].

I.8 Filtrés 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].

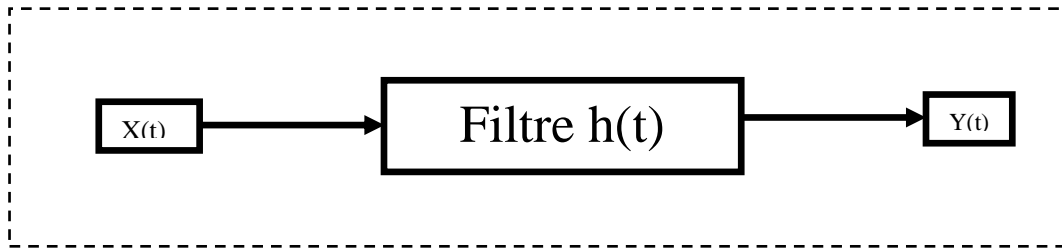


Figure 1.9— Filtre numérique [32]

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 response filters ou IIR en anglais) [32]. Les architectures de ces deux types de filtres sont illustrées sur la figure 1.9.

1.8.1 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].

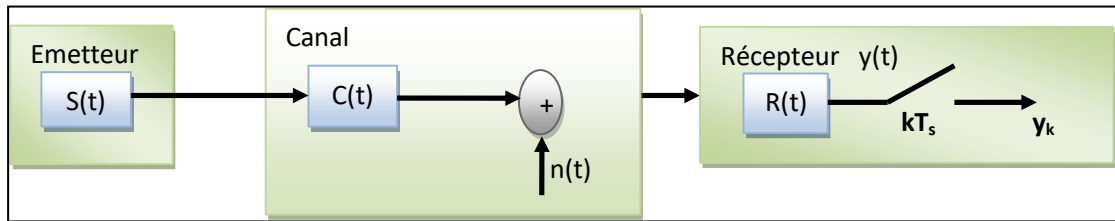


Figure 1.10— filtre d'une chaîne de transmission numérique [33].

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]:

$$p(t) = s(t) * c(t) * r(t) \quad (1.25)$$

Et dans le domaine fréquentiel :

$$P(f) = S(f) * C(f) * R(f) \quad (1.26)$$

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]:

$$y(t_k) = p(0)a_k + \sum_{i \neq k}^{+\infty} a_i p((k - i)T_s) + n(t_k) \quad (1.27)$$

Dans cette expression, le terme $p(0)a_k$ représente la contribution du $k^{i\text{eme}}$ 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

Chapitre 1

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 [34] :

$$p((k-i)T_S) = \begin{cases} p(0) & k = 0 \\ 0 & k \neq i \end{cases} \quad (1.28)$$

Dans ce cas :

$$y(t_k) = p(0)a_k \quad (1.29)$$

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 [35].

La fonction de transfert du filtre en cosinus surélevé 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 surélevé dans le domaine temporel vaut [35]:

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

Où sinc représente le sinus cardinal.

La figure 1.14 montre les réponses fréquentielles et temporelle du filtre en cosinus surélevé. Une bonne approche consiste à répartir la réponse en cosinus surélevé 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.

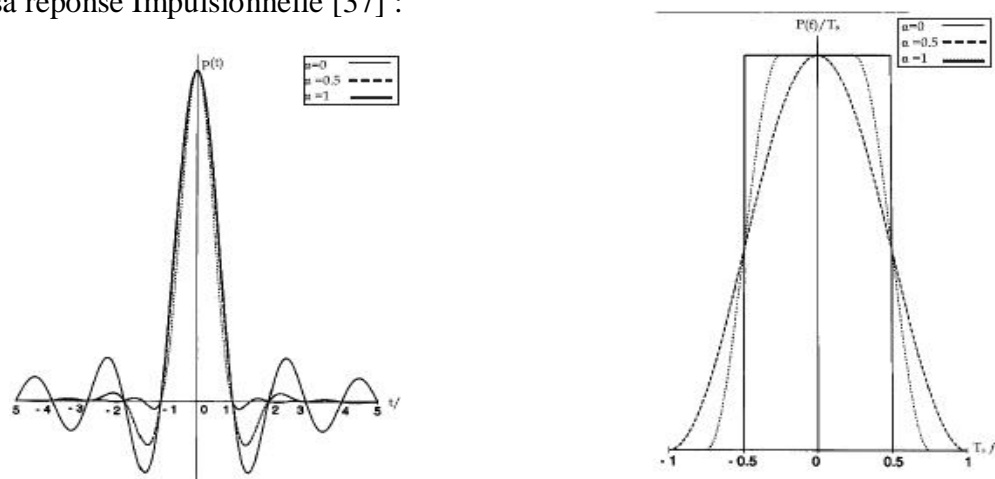
1.8.2 Filtre adapté

En se limitant au cas de transmission en présence d'un bruit blanc gaussien additif

Chapitre 1

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 — Réponses fréquentielle et temporelle pour les filtres en cosinus surélevé [37]

$$h(t) = x^*(t_0 - t) \quad (1.33)$$

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

1.9 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[38].

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 [38].

1.9.1 Le canal AWGN

Chapitre 1

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)[39]. 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).

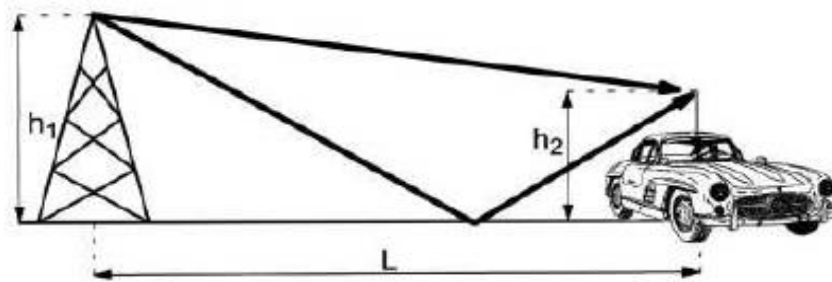


Figure I.12 — Propagation en deux trajets [39].

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

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]:

$$p(x) = \frac{x}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{x^2}{2\sigma^2}\right) \quad (1.34)$$

I. 9.1.3 Distribution de Rice

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

$$p(x) = \frac{x}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{x^2+x_d^2}{2\sigma^2}\right) I_0\left(\frac{x x_d}{\sigma^2}\right) \quad (1.35)$$

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

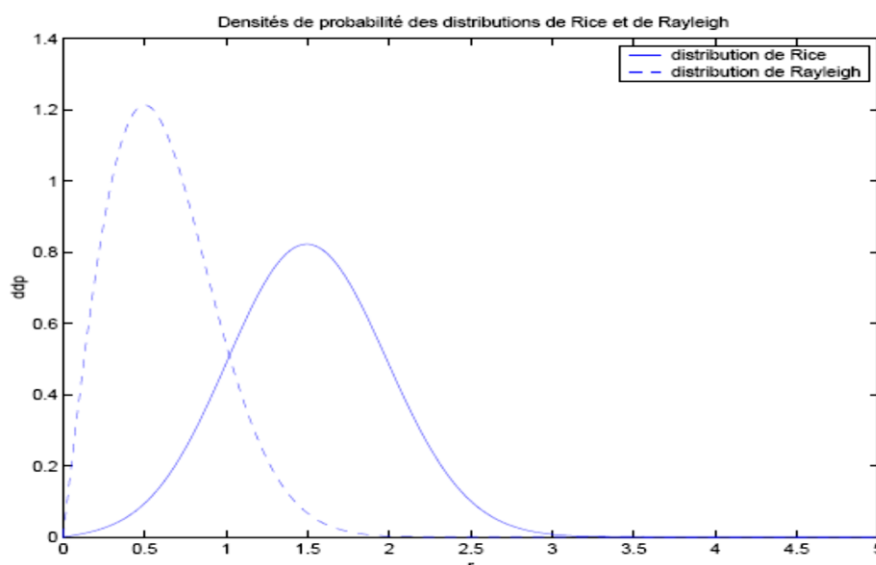


Figure I.13— Propagation en deux trajets Densités de probabilité des distributions de Rice et de Rayleigh[42]

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] :

$$\zeta = \frac{v}{\lambda} \cos\theta = f_d \cos\theta \quad (1.36)$$

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 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

Chapitre 1

couramment utilisés dans les systèmes de communication sans fil. Certains d'entre eux suivent[47]:

- *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 [47].

$$(\Delta f)_c = \frac{1}{f_D} \quad (1.38)$$

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 ya un blocage de la bande partielle dans le canal [47]. Si il ya 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].

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

Dans un signal à large bande passante suffisante, composants trajets multiples peuvent résoudre. En conséquence, il est possible d'obtenir différents évanouissement 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

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 [49].

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 [51].

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 bruit et déformée signal reçu dans la diversité de transmission[51].

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 fanées 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

Chapitre 1

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 ya la ligne de vue (LOS) et non-aligné de visée (non-LOS) situations.

I.11- Conclusion

Chapitre 1

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 base théorique sur l'ondelette et paquet d'ondelette.

Chapitre 02 :
LA THEORIE SUR LES PAQUETS
D'ONDELETTES

Introduction

L'utilisation des paquets d'ondelettes représentent généralement un moderne dispositif robuste pour l'analyse des signaux connus, et l'acquisition des connaissances sur leurs caractéristiques. Cet outil est utilisé dans diverses applications et devenu populaire parmi les technologies modernes.

Actuellement la transformée d'ondelettes est utilisée également dans la conception du système pour la communication sans fil numérique sophistiqué, y compris la modélisation du canal, la conception d'émetteur-récepteur, la représentation des données et de compression; Source / codage de canal, l'atténuation des interférences, débruitage de signal et de l'énergie en réseau efficace.

II.-1 Transformée de Fourier

La TF est importante en mathématiques, sa contrepartie est discrète, elle est normalement calculée à l'aide de la transformée de Fourier rapide (FFT), car elle est ubiquitaire dans le traitement du signal.

La transformée de Fourier est définie par [53] :

$$X(f) = \int_{-\infty}^{+\infty} x(t)e^{-j\omega t} dt \quad f \in \mathbb{R} \quad (2,1)$$

Est généralement $x(t)$ trouvé d'après la TF^{-1} du $X(f)$ peut être défini comme suite [53]:

$$x(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} X(f)e^{+j\omega t} dt \quad t \in \mathbb{R} \quad (2,2)$$

D'après l'analyse de la TF du signal établie dans le domaine temporel est fréquentiel, cette opération est contemplée comme des décompositions fréquentielles.

II-2 L'analyse de multiresolution MRA

L'analyse multiresolution (MRA) est un cadre numérique polyvalent permettant de résoudre des équations différentielles complètes et partielles qui ont fait ses preuves en physique. MRA permet de construire une base orthonormal avec une résolution adaptative dynamique, une capacité d'improvisation systématique, fournissant ainsi une précision finie garantie et une représentation fragmentée de nombreux noyaux pour un calcul efficace. Le code utilise l'ARM dans une base multi-ondelettes avec une séparation en bas rang des fonctions et des opérateurs pour un calcul efficace dans de nombreuses dimensions [54].

On obtient les coefficients d'ondelettes orthonormés $C_j^i(x) = \langle f(t), \psi_{a,\beta}(t) \rangle$ de la fonction d'échelle fondamentale $\varphi(t)$ défini par [55]:

$$\varphi_{a,\beta}(t) = 2^{\frac{a}{2}} \varphi(2^a t - \beta) \quad a, \beta \in \mathbb{Z} \quad (2.3)$$

MRA redemande les espaces V_a engendrés par $\varphi_{a,\beta}(t)$, à avoir énergie finie et ordonnancée identiquement avec une espace rapprocher défini par [56]:

$$0 \dots \dots \subset V_{-2} \subset V_{-1} \subset V_0 \subset V_1 \subset V_2 \subset \dots \subset L^2 \quad (2.4)$$

II-3 Décomposition des paquets en ondelettes

L'utilisation des paquets en ondelettes constitue une généralisation de la décomposition en ondelettes qui offre une gamme plus étendue de possibilités pour l'analyse du signal et qui permet par la suite son analyse la mieux adaptée. Il assure niveau par niveau la transformation d'un signal du domaine temporel vers le domaine fréquentiel. Il est calculé en utilisant une récursivité des opérations de déconvolution de filtre conduisant à une diminution de la résolution temporelle et fréquentielle [56-57]. L'analyse des paquets d'ondelettes, les détails ainsi que les approximations peuvent être fractionnés. Cela donne différentes façons de coder le signal. Lorsque le WT est généralisé au WPT, non seulement la sortie du filtre passe-bas peut être itérée par un filtrage supplémentaire, mais le filtre passe-haut peut également être itéré. Cette capacité à itérer les sorties du filtre passe-haut signifie que le WPT permet plus d'une fonction de base (ou paquet d'ondelettes) à une échelle donnée. L'ensemble des paquets d'ondelettes constitue collectivement la famille complète de bases possibles, et de nombreuses bases potentielles qui peuvent être construites à partir de ces bases. Si seul le filtre passe-bas est itéré, le résultat est la base en ondelettes. Si tous les filtres passe-bas et passe-haut sont itérés, l'arborescence complète est obtenue [57].

La décomposition des paquets d'ondelette est faite à deux sous-espaces orthogonaux Ω définies par [58] :

$$\Omega_l^P = \Omega_{l+1}^{2P} \oplus \Omega_{l+1}^{2P+1} \quad (2.5)$$

On définit l'espace vectoriel [6]

$$\Omega_l^P = \overline{\text{span}\{2^{l/2} \zeta_l^P [2^l n - k]\}} \quad (2.6)$$

Les coefficients des paquets d'ondelettes résultant de la décomposition d'un signal $f(t)$, définies par [58] :

$$C_j^i(x) = \langle f(t), \psi_{a,\beta}(t) \rangle \quad (2.7)$$

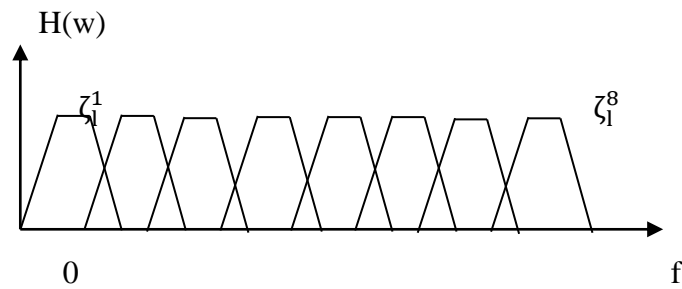


Figure II.1 — bandes de fréquences pour l'analyse paquet d'ondelette d'un 8 arbre [58].

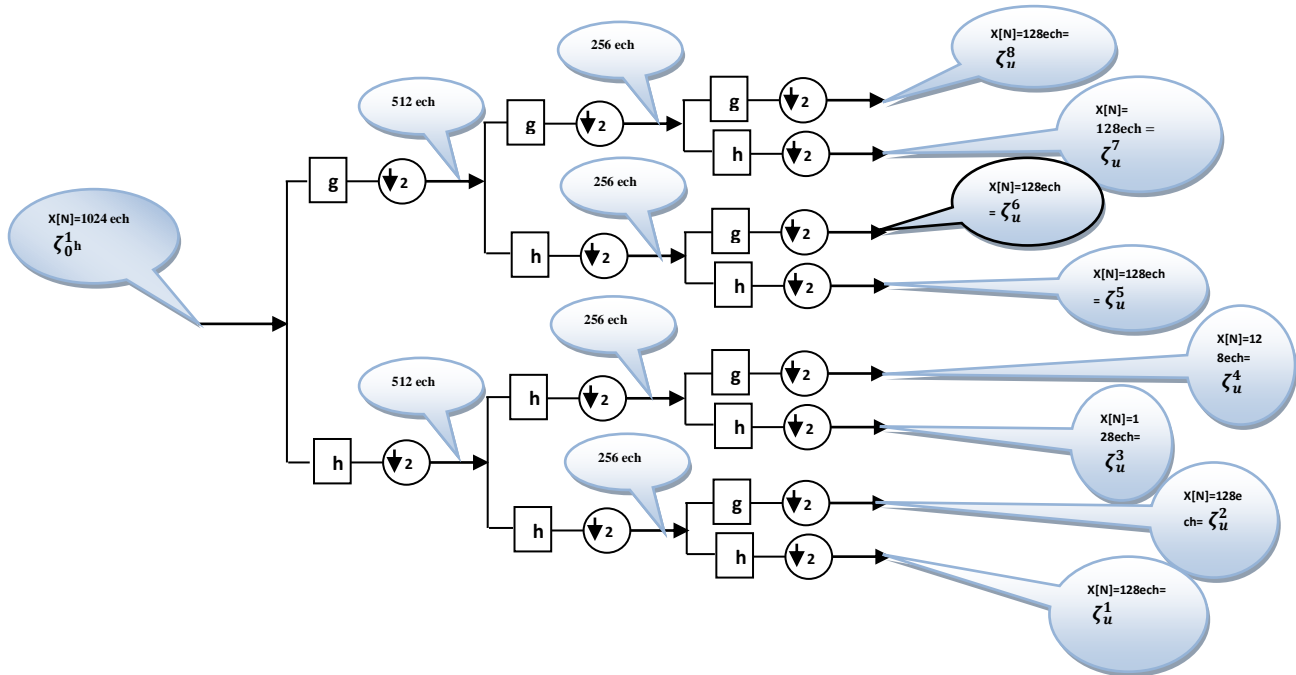


Figure II.2 —Arbre de la décomposition par la transformée en paquets d'ondelettes [58].

Les coefficients des paquets d'ondelettes $\zeta_{l+1}^{2P+1}[n]$ sont générées et utilisent les filtres de mise à l'échelle et les coefficients $\zeta_{l+1}^{2P+1}[n]$ qui sont créés et utilisent les filtres d'ondelettes définis par [59] :

$$\zeta_{l+1}^{2P+1}[n] = \sqrt{2} \sum_k h[k] \zeta_l^P[2n - k] \tag{2,8}$$

$$\zeta_{l+1}^{2P+1}[n] = \sqrt{2} \sum_k g[k] \zeta_l^P[2n - k] \tag{2,9}$$

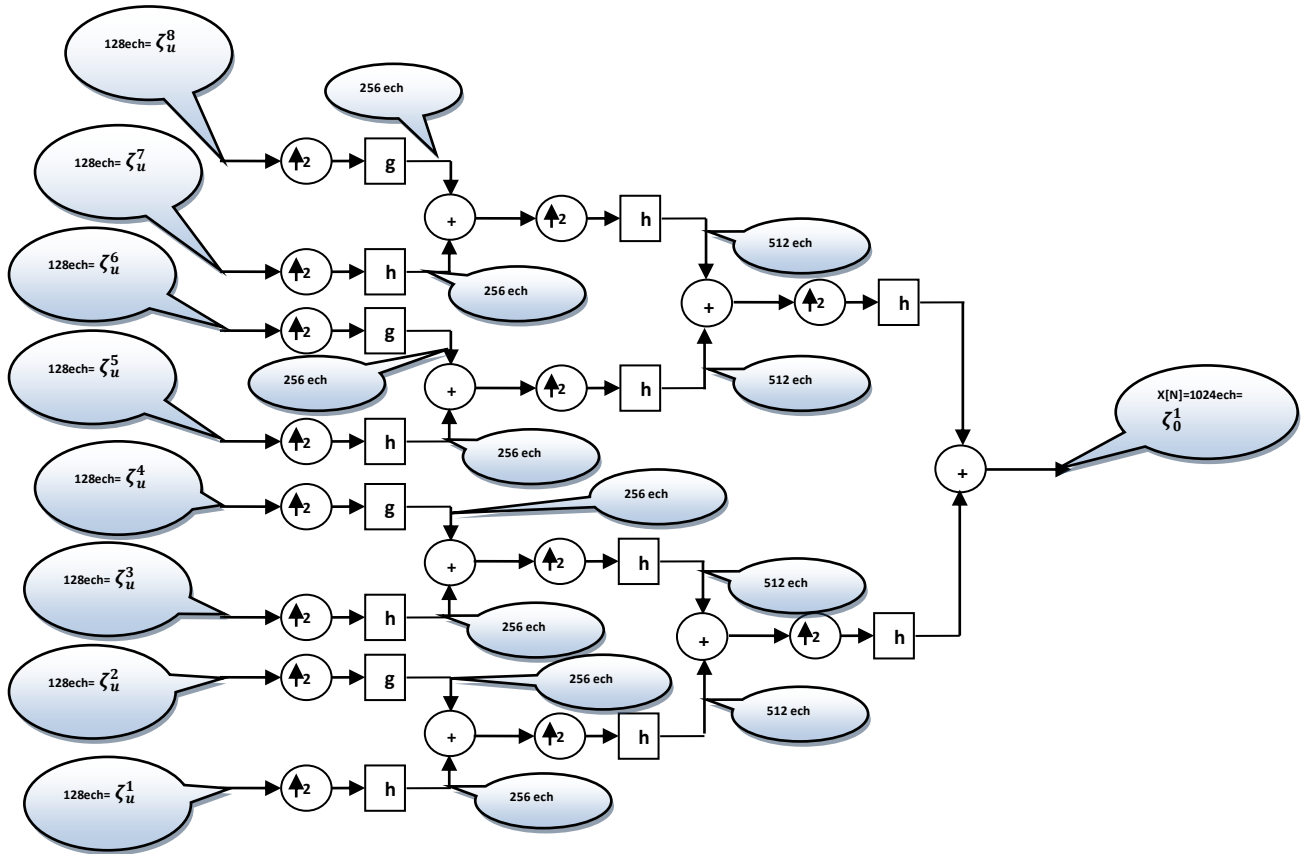


Figure II.3 — Arbre de la synthèse par la transformée en paquets d'ondelettes [58].

L'expression (2.9) montre l'équation récursive pour la génération des paquets d'ondelettes. Nous avons besoin seulement de procéder à une seule itération par deux canaux banc de filtres. Par conséquent, le paquet transformé en ondelettes est en ultérieure complexité de calcul par rapport à DWT régulière par l'utilisation d'algorithmes de filtre banque avec la transformée sur les paquets d'ondelettes rapide [60].

Figure. II.2 illustre l'arbre binaire complet d'une analyse et d'une synthèse de 3 étapes de la transformée en paquets d'ondelettes. La reconstruction de paquets d'ondelettes est également effectuée dans un procédé itératif. Pour chaque coefficient pair de paquets d'ondelettes au niveau de l'arbre, on peut le calculer à travers les paquets d'ondelettes à coefficients du niveau précédent $l - 1$ défini par [58-59-60]:

$$\zeta_l^P[n] = \sum_k h[k] \zeta_{l+1}^{2P}[2n - k] + \sum_k g[k] \zeta_{l+1}^{2P}[2n - k] \quad (2,10)$$

II-4 Transformée en ondelettes continue (CWT)

la représentation du signal a été introduite par Ondelettes Mortel et Grassmann [58] qui a montré que les fonctions à temps continu $f(t)$ dans $L^2(\mathbb{R})$ peuvent être représentées par un

ensemble de fonctions de base $\{\psi_{k,x}(t)\}$ obtenu par mise à l'échelle k et le déplacement des fonctions primaires x appelées ondelettes $\psi(t)$. La transformée en ondelettes continue (CWT) applique de toute fonction continue intégrable de carré ou un signal $f(t)$ en matière d'ondelettes $\{\psi_{k,x}(t)\}$ peut être exprimée comme [61]:

$$\gamma_{k,x} = \frac{1}{\sqrt{k}} \int_{-\infty}^{+\infty} f(t) \psi_{k,x}^*(t) dt, \forall x, k \in \mathbb{Z}^+ \quad (2,11)$$

L'expression (2.8) est une forme générale de CWT montra les coefficients d'ondelettes $\gamma_{k,x}$ du signal continu $f(t)$ en fonction de la mise à l'échelle k et les diverses versions x décalées de la mère ondelettes $\psi(t)$.

L'ondelette mère $\psi(t)$ est continue dans le temps et de la fréquence et l'ensemble des fonctions d'ondelettes, $\psi_{k,x}$ sont obtenues par mise à l'échelle k et le déplacement x de la mère ondelettes $\psi(t)$ [61]:

$$\psi_{k,x}(t) = \frac{1}{\sqrt{k}} \psi\left(\frac{t-x}{k}\right), \forall x, k \in \mathbb{Z}^+ \quad (2,12)$$

Le signal d'origine $f(t)$ peut-être reconstitué à partir de coefficients d'ondelettes inverses à travers la transformée en ondelettes [61]:

$$f(t) = \frac{1}{c_\psi} \int_k \int_x \gamma_{k,x} \frac{1}{k^2} \widehat{\psi}\left(\frac{t-x}{k}\right) dx dk \quad (2,13)$$

II-5 ondelettes orthonormées

En théorie, tout intégrale de fonction qui a zéro peut-être considéré comme l'ondelette mère $\psi(t)$. En outre, les paramètres d'échelle de décalage peuvent être des valeurs continues réelles ($k \in \mathbb{Z}^+, x \in \mathbb{Z}^+$). D'où la CWT, comme il est exprimé dans l'équation. (2.8), conduit à une représentation redondante qui est infiniment dans la nature. Une telle expression est lourde et difficile à mettre en œuvre. Pour contourner ce problème, la représentation clairsemée qui donne reconstruction parfaite du signal tout en évitant la redondance est préférable

Meyer [10] a prouvé qu'il existe des ondelettes $\psi(t)$ qui fournissent un ensemble d'extensions orthogonales de $L^2(\mathbb{R})$ écrire sous forme [62]:

$$\psi_{a,\beta}(t) = \sqrt{2^a} \psi(2^a t - \beta) \quad a, \beta \in \mathbb{Z} \quad (2,14)$$

II-6 la transformées en ondelettes discrètes

les applications pratiques de la transformée en ondelettes continues n'est pas utile et donc une version discrète de la transformée en ondelettes est préféré. En supposant que la transformation orthogonale, l'attaquant de la transformée en ondelettes discrète (DWT) d'un signal discret ou une fonction $f[n]$ $n = 0, 1, 2 \dots M - 1$ est défini par [63]:

$$Y_{a,\beta} = \langle f[n], \varphi_{a,\beta}[n] \rangle = \frac{1}{\sqrt{M}} \sum_n f[n] \varphi_{a,\beta}[n] = \frac{1}{\sqrt{M}} \sum_n f[n] 2^{\frac{a}{2}} \varphi(2^a n - \beta) \quad (2.15)$$

$$\Gamma_{a,\beta} = \langle f[n], \psi_{a,\beta}[n] \rangle = \frac{1}{\sqrt{M}} \sum_n f[n] \psi_{a,\beta}[n] = \frac{1}{\sqrt{M}} \sum_n f[n] 2^{\frac{a}{2}} \psi(2^a n - \beta) \quad (2.16)$$

Ici, $Y_{a,\beta}$ et $\Gamma_{a,\beta}$ sont la mise à l'échelle d'ondelettes les coefficients de transformation et de normalisation facteur. Couramment, $\frac{1}{\sqrt{M}}$ est limitée par la résolution a désirée et pour $M = 2^a$. La transformation inverse pour approcher $f[n]$ de fonctions en matière de mise à l'échelle $\varphi_{a,\beta}[n]$ est donnée par [63]:

$$f[n] = \frac{1}{\sqrt{M}} \left(\sum_{a=-\infty}^{+\infty} \sum_{\beta=-\infty}^{+\infty} Y_{a,\beta} \varphi_{a,\beta}[n] \right) \quad (2.17)$$

II -7 l'analyses des bancs de filtres DWT

Une des percées de la transformée en ondelettes est la possibilité de mettre en œuvre l'algorithme DWT utilisant des filtres banc, Mallat [64]. Nous exprimons les fonctions d'échelle $\phi[n]$ comme une somme de série de versions décalées $\phi[2n]$ défini par [65] :

$$\varphi(n) = \sum_k^{\infty} h[k] \sqrt{2} \varphi[2n - k], k \in Z \quad (2,18)$$

$$\begin{aligned} \varphi(2^a n - \beta) &= \sum_k^{\infty} h[k] \sqrt{2} \varphi[2(2^a n - \beta) - k] \\ &= \sum_k^{\infty} h[k] \sqrt{2} \varphi[2^{a+1} n - 2\beta - k] \\ &= \sum_{m=2\beta+k}^{\infty} h[m - 2\beta] \sqrt{2} \varphi[2^{a+1} n - m] \end{aligned} \quad (2,19)$$

Alors , la version discrète défini par [66] :

$$\psi(n) = \sum_k^{\infty} g[k] \sqrt{2} \varphi[2n - k], k \in Z \quad (2.20)$$

$$\psi(2^a n - \beta) = \sum_k^{\infty} g[k] \sqrt{2} \varphi[2(2^a n - \beta) - k] \quad (2,21)$$

$$= \sum_k^{\infty} g[k] \sqrt{2} \varphi[2^{a+1}n - 2\beta - k]$$

$$\psi(2^a n - \beta) = \sum_{m=2\beta+k}^{\infty} g[m - 2\beta] \sqrt{2} \varphi[2^{a+1}n - m] \quad (2.22)$$

Les coefficients d'ondelettes DWT à l'échelle a par des coefficients à l'échelle supérieure à $a + 1$ peuvent être suivants [67]:

$$Y_{a,\beta} = \langle f[n], \varphi_{a,\beta}[n] \rangle = \frac{1}{\sqrt{M}} \sum_n f[n] \varphi_{a,\beta}[n] = \frac{1}{\sqrt{M}} \sum_n f[n] 2^{\frac{a}{2}} \psi[2^a n - \beta] \quad (2.23)$$

D'après (2.22), et (2.23), nous obtenons [67]:

$$\begin{aligned} Y_{a,\beta} &= \frac{1}{\sqrt{M}} \sum_n f[n] 2^{\frac{a}{2}} \sum_{2\beta+k}^{\infty} h[m - 2\beta] \sqrt{2} \varphi[2^{a+1}n - m] \\ &= \frac{1}{\sqrt{M}} \sum_{2\beta+k} h[m - 2\beta] \sum_n f[n] 2^{a+\frac{1}{2}} \varphi[2^{a+1}n - m] \\ &= \frac{1}{\sqrt{M}} \sum_{2\beta+k} h[m - 2\beta] Y_{a+1,\beta} \end{aligned} \quad (2.24)$$

il nous impliquerait que l'ondelette DWT est la mise des coefficients à l'échelle. une certaine échelle peut être calculée en prenant une somme pondérée avec des coefficients à échelles supérieures de DWT.

Considérez comme la convolution entre les coefficients à l'échelle avec une mise à l'échelle d'ondelettes et des coefficients de filtre et par la suite sous-échantillonnage de chaque sortie avec le facteur-2 pour obtenir des nouvelles ondelettes DWT et mise à l'échelle des coefficients à l'échelle. Le banc de filtre à 2 canaux éclate le signal d'entrée en deux parties, une partie avec filtre h et l'autre avec filtre g . Les deux constituants filtrés sont ensuite sous échantillonnés par 2. Chaque composant de la sortie contiendra la moitié du nombre d'échantillons et couvrira la moitié de la fréquence de bande par rapport au signal d'entrée [66].

L'exemple d'un arbre d'analyse de bande avec deux ou trois étapes est représenté graphiquement par la fig. II.4. Le signal d'entrée f dispose de 1024 échantillons et contient des fréquences qui se situent entre 0 et f . Le résultant ensemble de la décomposition sera encore contenu 1024 échantillons et couvre la même bande de fréquences que le signal original, mais ceux-ci seront décomposés dans différents coefficients de DWT [67].

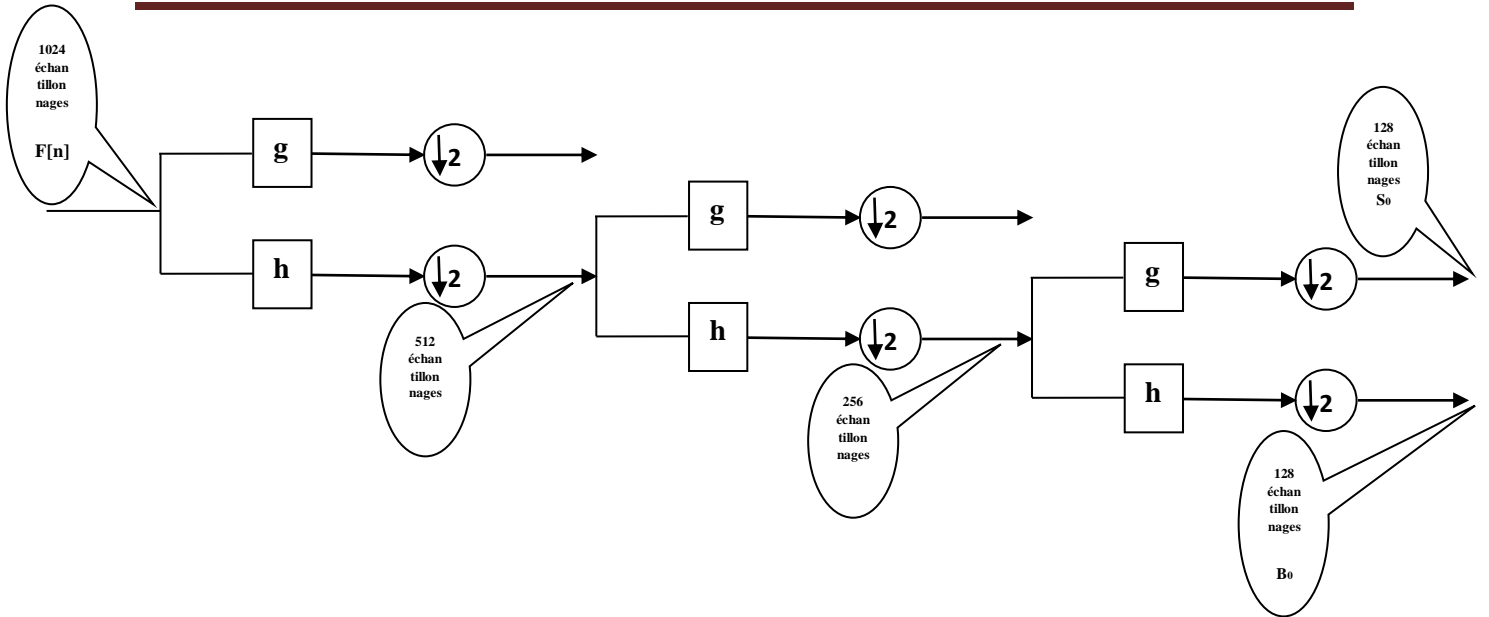


Figure II.4 — Arbre de décomposition par la transformée en ondelettes [67].

La structure de sous-bande de la décomposition en ondelettes dans le domaine fréquentiel pour une analyse de trois étapes est illustrée dans la fig. II.5.

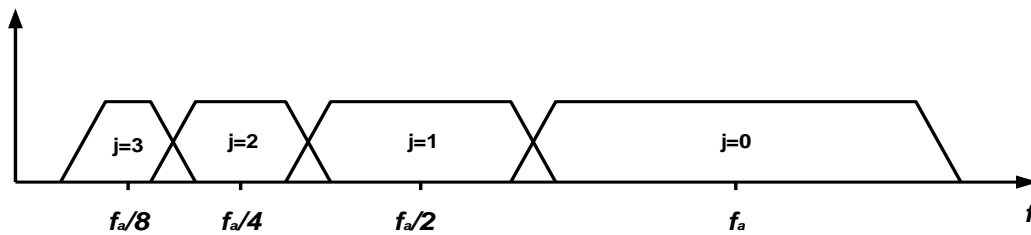


Figure II.5 — les bandes de fréquences pour l'analyse d'ondelette d'un 3 arbre [68].

II-8 Compositions des bancs de filtres

La formule de reconstruction n'est pas calculée en tenant compte d'un signal dans le $a + 1$ espace de mise à l'échelle $f[n] \in v_{a+1}$ défini par [68]:

$$f[n] = \frac{1}{\sqrt{M}} \left(\sum_{\beta=-\infty}^{+\infty} \Gamma_{a+1,\beta} \varphi_{a+1,\beta}[n] \right) = \frac{1}{\sqrt{M}} \left(\sum_{\beta=-\infty}^{+\infty} \Gamma_{a+1,\beta} \sqrt{2^{a+1}} \psi[2^{a+1}n - \beta] \right) \quad (2.25)$$

Cela peut être exprimé en matière de l'échelle par [68]:

$$f[n] = \frac{1}{\sqrt{M}} \left(\sum_{\beta=-\infty}^{+\infty} Y_{a,\beta} 2^{\frac{a}{2}} \varphi[2^a n - \beta] + \sum_{\beta=-\infty}^{+\infty} \Gamma_{a,\beta} 2^{\frac{a}{2}} \varphi[2^a n - \beta] \right) \quad (2.26)$$

D'après , (2,24) et eq. (2.25) en eq. (2.26), nous obtenons par [69]

$$f[n] = \frac{1}{\sqrt{M}} \left(\sum_{\beta=-\infty}^{+\infty} \Gamma_{a,\beta} \sum_{m=2\beta+k}^{\infty} h[m - 2\beta] 2^{\frac{a+1}{2}} \varphi[2^{a+1}n - m] \right)$$

$$+ \frac{1}{\sqrt{M}} \left(\sum_{\beta=-\infty}^{+\infty} Y_{a,\beta} \sum_{m=2\beta+k}^{\infty} g[m - 2\beta] 2^{(a+1)/2} \varphi[2^{a+1}n - \beta] \right) \quad (2,27)$$

(2,27) multiplier par $\varphi[2^{a+1}n - m]$ et en prenant la somme permet nous décrivons les coefficients DWT à des échelles plus élevées par ceux de l'échelle inférieure et défini par [69]:

$$Y_{a+1,\beta} = \left(\sum_m \Gamma_{a,\beta} h[\beta - 2m] + \sum_m Y_{a,\beta} g[\beta - 2m] \right) \quad (2,28)$$

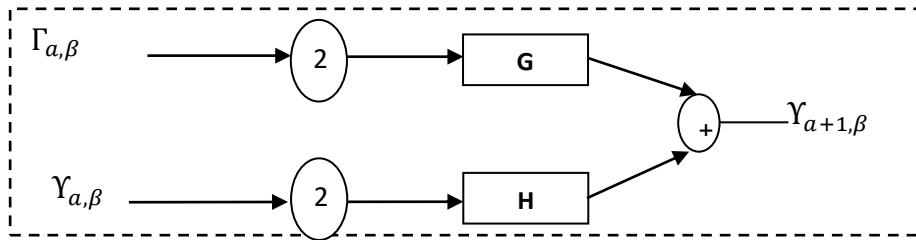


Figure II.6 —arbre de synthèse par la transformée en paquets d'ondelettes [70]

L'expression (2.28) implique que les coefficients d'un certain niveau de l'échelle $a + 1$ peuvent être reconstruits en prenant une combinaison d'ondelettes pondérée et mise à l'échelle des coefficients DWT à l'échelle précédente [70].

Deux nouvelles variables $\hat{h}[n]$ et $\hat{g}[n]$, qui sont des versions inversées dans le temps de $h[n]$ et $g[n]$, à savoir, $\hat{h}[n] = h[-n]$ et $\hat{g}[n] = g[-n]$, éq. (2,28) peuvent être décrites par la synthèse des bancs de filtres à 2 canaux. La synthèse effectue des opérations qui sont exactement opposées à l'analyse de celles des filtres à bande qui sont discutés dans la section précédente. La décomposition d'un signal en termes de coefficients est appelée transformée en ondelettes discrètes [71].

Afin de reconstituer le signal original à partir des coefficients nous pouvons appliquer la transformée en ondelettes inverse, IDWT. L'exemple de la synthèse est la fig. II.7.

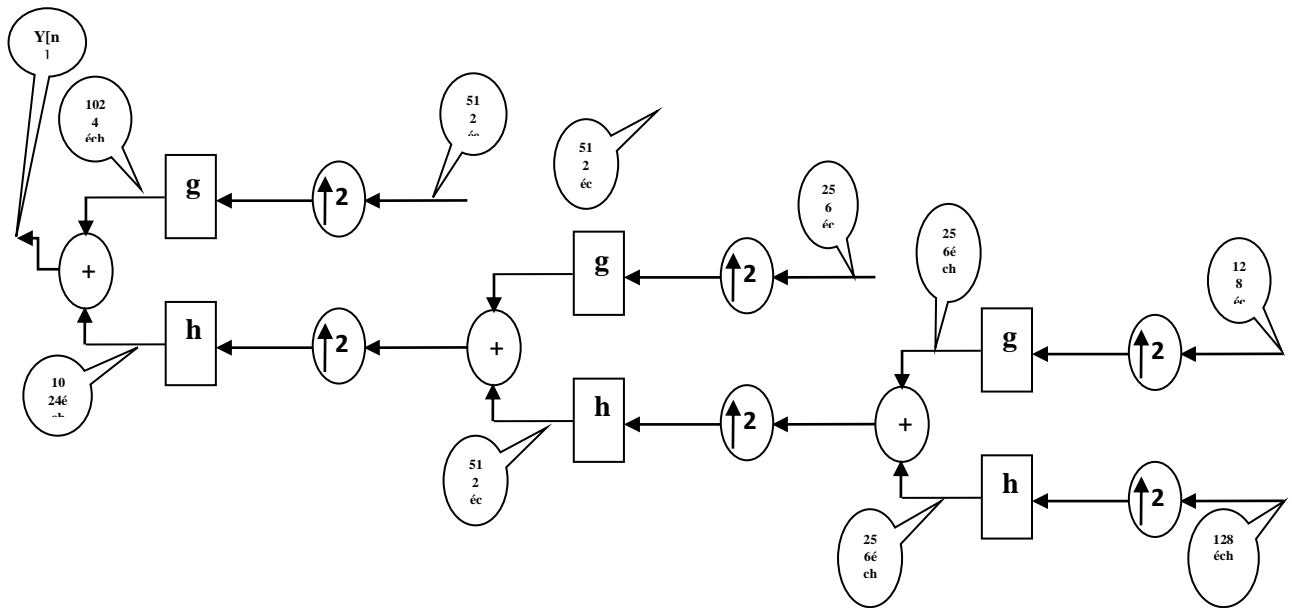


Figure II.7 — Arbre de la synthèse par la transformée en ondelettes [70].

II.9 -Conclusion

Nous avons montré et expliqué comment la transformée en ondelettes discrète peut être efficacement mis en œuvre avec l'arbre pyramidal de l'algorithme de Mallat utilisant des bancs des filtres. En raison de leur facilité de mise en œuvre et la flexibilité qu'ils fournissent, les ondelettes ont été appliquées dans divers domaines. Récemment, les paquets d'ondelettes ont également été proposées comme une solution avec la modulation multi porteuse codée combinée par un système multi-antenne en réception /émissions MIMO - COFDM.

Dans le chapitre suivant, nous montrerons comment les transformations des paquets d'ondelettes discrètes peuvent être utilisées avec MIMO-COFDM.

Chapitre 03 :
Étude de l'OFDM, et du système
MIMO-COFDM

III.1 Systèmes OFDM

III.1.1 Introduction

Dans les systèmes classiques pour la transmission de données, il fallait augmenter et protéger le débit de données, en exploitant du domaine fréquentiel, 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 [71]. Dans cette technique, chaque sous-canal ou sous-porteuse est modulée par un symbole distinct et les sous-canaux sont N_C fréquence multiplexée. Le 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.

La figure III -1 montre la structure générale d'un système à porteuses multiples [72]. 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 concaténés à un flux de série de données Q_i .

Dans les systèmes de transmission classiques de données dans lequel plus le débit de données a été demandé en exploitant du domaine fréquentiel, où les transmissions parallèles sont obtenues en divisant la totalité de la bande de fréquence du signal en N_C sous-canaux de fréquence non-recouvrement. Cette technique (Frequency Division Multiplexing) [94], a été utilisée pendant une longue durée 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 faibles en réalisant chaque signal sur une fréquence porteuse séparée [73].

]. La figure III.1 montre la structure générale du système de support multifonction. 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)

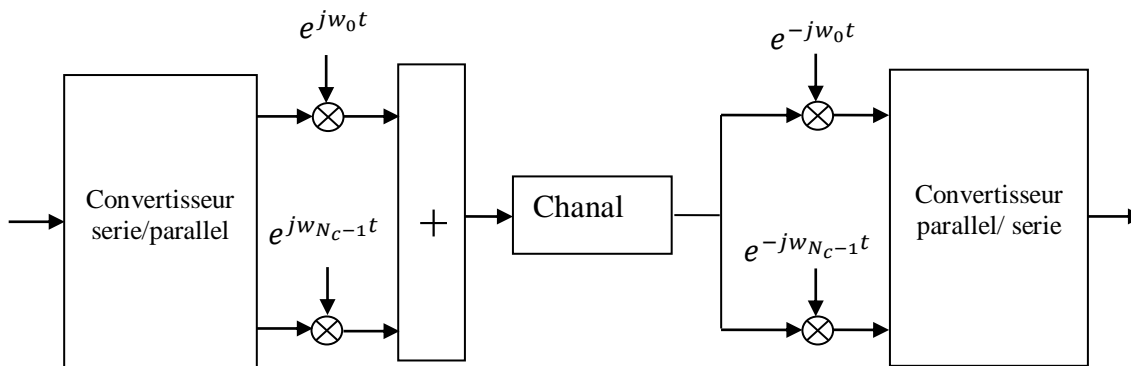


Figure III.1 — Structure de base d'un système multi-opérateurs [73]

III.1.2 Principes des systèmes MIMO OFDM

Les principaux défis de la conception des futurs systèmes de communication sans fil constituent une augmentation de l'efficacité spectrale et une amélioration de la fiabilité des liaisons. Le canal sans fil constitue une propagation opposé de média. La décoloration est 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 donc un puissant pour lutter contre la décoloration et améliorer la fiabilité de la liaison. Les formes courantes de propagation Doppler diversité de fréquence est due à la propagation du retard. Ces dernières années, l'utilisation de la diversité spatiale (ou antenne) est devenu très populaire. 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 [74]. Conduit par les applications sans fil mobiles, à Plusieurs antennes dans le combiné, l'utilisation combinée d'antennes du côté émission avec traitement et codage du signal est devenu connu sous le nom de codage spatio-temporel [75] et actuellement un domaine de recherche actif. L'utilisation de plusieurs antennes à deux extrémités d'un réseau sans fil résulte une augmentation considérable dans la capacité de transmission. La technologie multi-antennes (MIMO) a démontrée le potentiel d'obtenir des données extraordinaires [76]. La technologie correspondante est connue sous le nom de multiplexage spatial [77] ou BLAST [78] et qui 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) [79] 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.

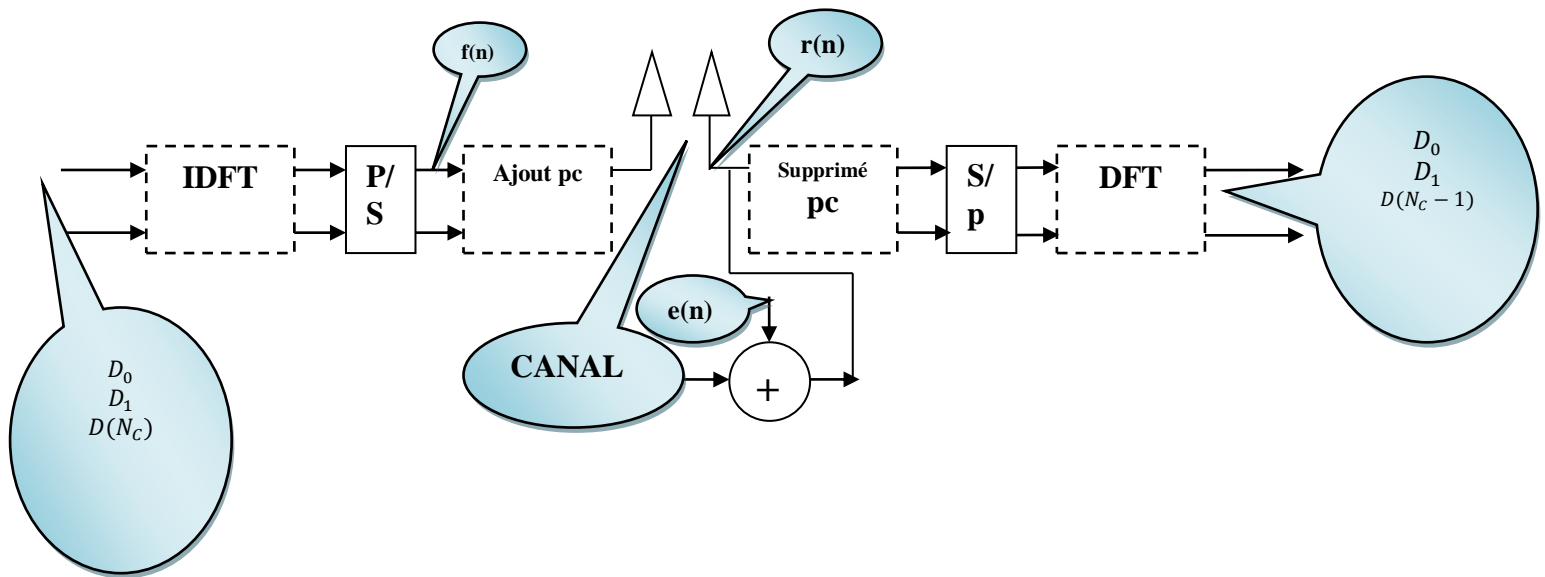


Figure III.2— Représentation schématique équivalent d'un système de bande de base OFDM [80].

Pour montrer le principe d'orthogonalité de l'OFDM, nous examinons ensuite le spectre de fréquence d'un temps continu équivalent $\text{def}(n)$. 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 [81]:

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

Donc :

$$\text{TF}(x(n)) = \int_{-\infty}^{+\infty} x(t) \exp(-j2\pi ft) dt = \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{1}{\sqrt{N_c}} \sum_{i=0}^{N_c-1} D_i \exp\left(2\pi i \frac{n}{N_c}\right) \exp(-wt) dt$$

$$\text{TF}(x(n)) = \int_0^{N_c T_s} \frac{1}{\sqrt{N_c}} \sum_{i=-\frac{1}{2}N_c}^{\frac{1}{2}N_c-1} A_i \exp\left(2\pi i \frac{n}{N_c}\right) \exp(-j2\pi(w - w_i)t) dt \quad (3.2)$$

$f_i = i\Delta f$ 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

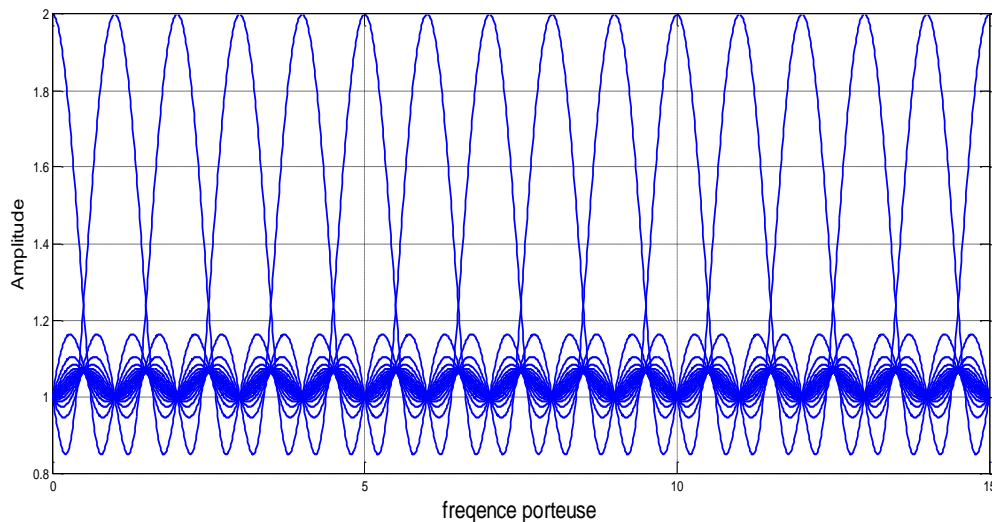


Figure III.3— La réponse fréquenceilles des sous-porteuses dans un signal OFDM [81]

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 définie comme suit [83]:

L'efficacité du spectre pour une seule porteuse est donnée par [83]:

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

Pour le symbole OFDM est donnée par [83]:

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

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 et la relation d'orthogonalité donnant OFDM. En utilisant une transformée de Fourier discrète inverse (IDFT) pour la modulation, l'espacement entre le

sous-canal est implicitement choisi de telle sorte qu' 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 [84].

Dans un signal OFDM l'amplitude et la phase de la sous-porteuse doivent rester constantes pendant la durée du symbole, afin que les sous-porteuses peuvent maintenir l'orthogonalité. Si elles ne sont pas constantes, cela signifie que la forme spectrale des sous-porteuses 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 donne une 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, [85].

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 [86].

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 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 [86].

La figure III.4 montre l'insertion d'une l'intervalle de garde.

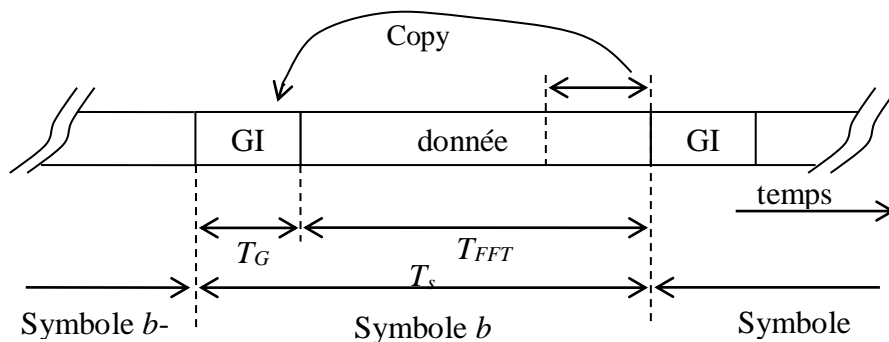


Figure III.4— L'addition d'une période de l'intervalle de garde d'un signal OFDM [86]
 La longueur totale du symbole est $T_s = T_G + T_{FFT}$, où T_s est la longueur totale du symbole dans les échantillons, T_G est la longueur de la période de garde des échantillons et T_{FFT} est la taille de IFFT utilisé pour générer le signal OFDM,[87] .

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 série de données . 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 envoyées 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 utilisé dans tous les systèmes pratiques [88].

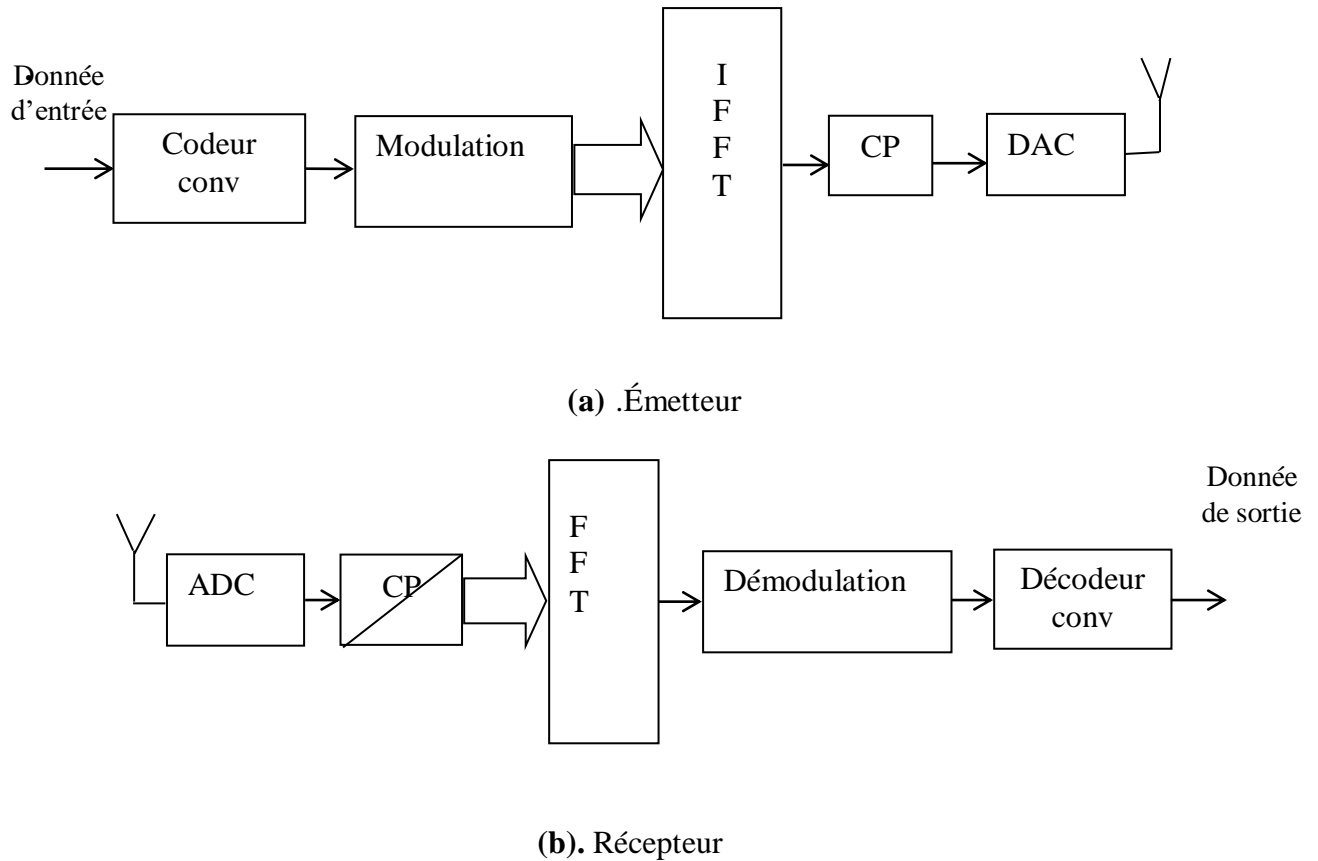


Figure III.5— Block diagram d'un system OFDM [88].

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

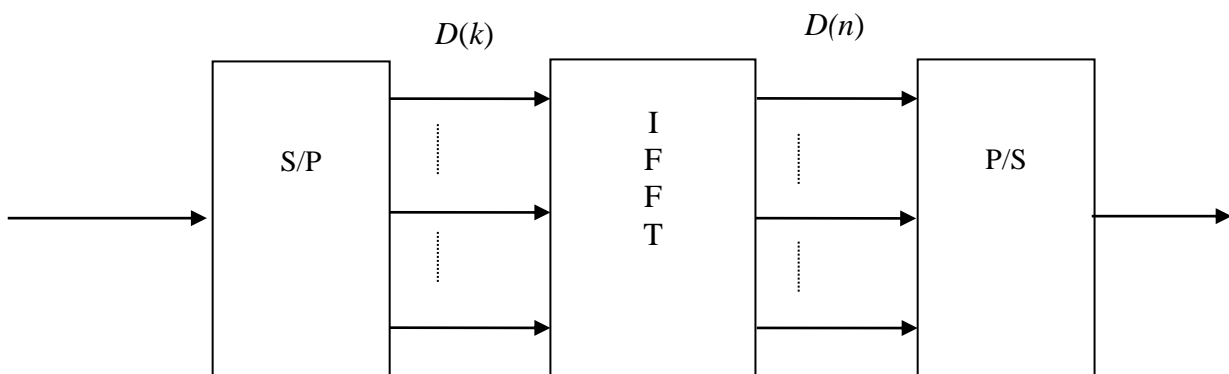


Figure III.6— blocs IFFT [88]

Par conséquent, nous supposons que le canal d'avoir réponse impulsionnelle finie (FIR), [89]. Pour la notation simple, on désigne $N_c = N = N_{\text{FFT}}$.

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 [91]:

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

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 () en utilisant la représentation de la matrice, le point de signal de domaine temporel N résultante est donnée par [91] :

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

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

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

Donc L^H représentent matrice $(N \times N)$ de 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 $T_s = T_{\text{FFT}} + T_G$. Où $T_{\text{FFT}} = 1/\Delta f$ 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 $0 < t < T_{\text{FFT}}$, si le retard maximum de la réponse d'impulsion de canal est inférieure 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 [92].

La structure du récepteur, comme il est 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 sont ensuite ramassés 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 [93] :

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

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 [93] :

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

Lorsque l'orthogonalité est satisfaite, à savoir [93]

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

La réponse en fréquence de canal sur la sous-porteuse k -ième est donnée par où $k = 1, 2, \dots, N$ Et τ_1 et le retard, h_1 et la matrice complexe d'amplitude de la voie de $n^{\text{ième}}$ 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 [93] :

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

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 [94]. 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].

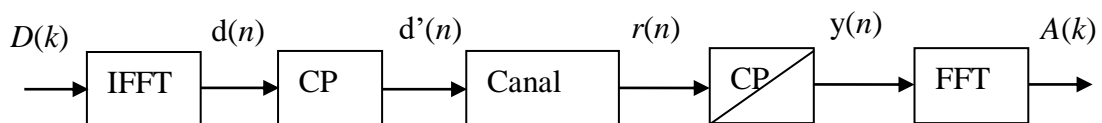


Figure III.7— la convolution circulaire à conversion Linéaire [95]

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

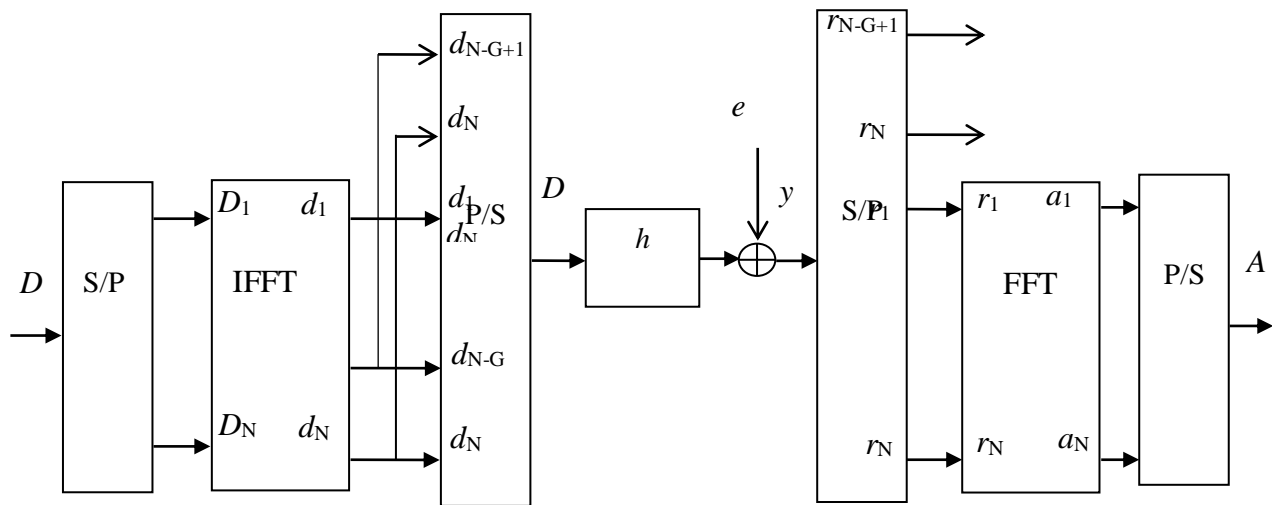


Figure III.8— modulation et démodulation OFDM [96]

Du côté de l'émetteur après la conversion série-parallèle et en appliquant l'opération IFFT, le CP est ajoutée comme le 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 $E(k) = \text{TFD}(e(n))$. 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 [96].

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

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 [97] :

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

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 [97]:

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

Le signal reçu peut être exprimé comme suit [97]:

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

La matrice $F.H.F^H$ est l'expression du canal de fréquences, où les matrices circulaires sont en diagonale dans le domaine des fréquences [97]:

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

Où \tilde{H}_k sont les réponses en fréquence des canaux donnés par [97]:

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

III.2 Emetteur MIMO OFDM

Pour un système MIMO OFDM, Mt antennes d'émission et Nr antennes de réception, comme le 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 [98]. Les opérations de la modulation OFDM et de démodulation sont montrées sur la figure III.9.

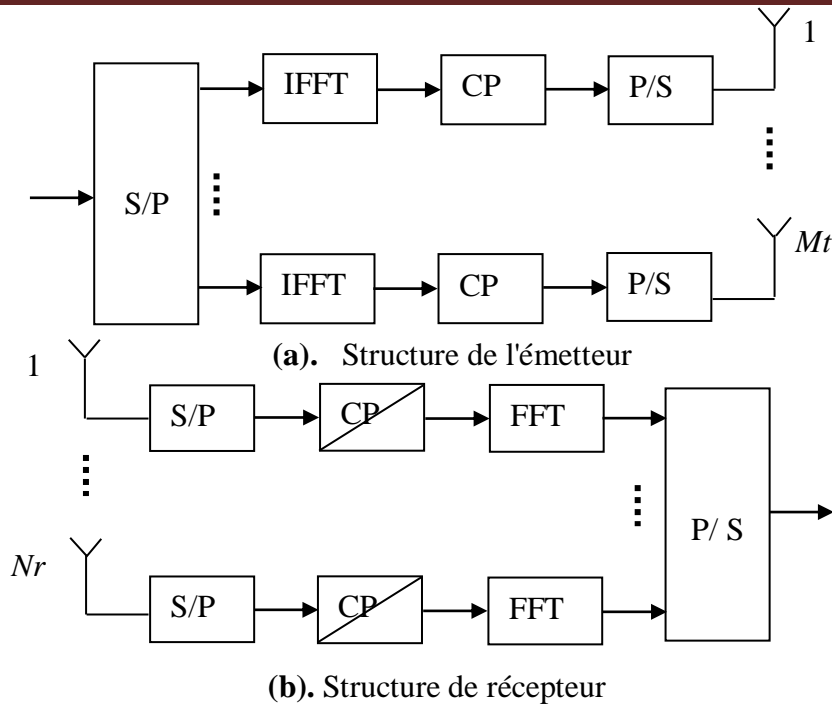


Figure III.9— Schéma d'un système MIMO OFDM avec M_t antennes d'émission et N_r antennes de réception [98].

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. Le système MIMO OFDM rompt les symboles modulés $X(k)$ et démultiplexé en sous-courants M_t , 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 $i, i = 1, \dots, M_t$.

Soit la matrice de données modulé $M_t \times N$ [99]:

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

Chaque sous-flux passe par un modulateur OFDM et effectuer l'opération IFFT à chaque antenne d'émission pour faire des symboles M_t 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 [99]:

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

La matrice circulante $N \times N$, satisfait [100]:

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

Le domaine fréquence du canal est donné par [100]:

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

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 [100]:

$$a_j = F x_j$$

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

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 , [101]:

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

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 [101]:

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

D'après l'équation (3.43), le canal MIMO sélectif en fréquence est découpé en N canaux parallèles de fading plat. Nous considérons tous les N sous-porteuse; le signal reçu peut être tout exprès que [101]:

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

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

Le signal global reçu peut être écrit comme [101]:

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

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 [102].

III.2.3 les applications MIMO OFDM

La combinaison de l'OFDM MIMO 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 [103].

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 [104].

III.2.4 modulation codée COFDM

Le code Orthogonal de Fréquence multiplexage par répartition (COFDM) est la même technique de modulation OFDM à celle de l'un, à l'exception que, dans cette correction d'erreur vers l'avant est appliquée au signal avant la transmission. Cela permet de surmonter les erreurs dans la transmission en raison de la perte de supports évanouissement sélectif en fréquence, le bruit du canal et d'autres effets de propagation [97].

III.3 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons introduit une vue sur la technique OFDM. En commençant tout d'abord par l'évolution du FDM et les principes de base du système OFDM .nous avons entamé l'introduction de son modèle de signal, et le concept d'orthogonalité.

L'OFDM convertit efficacement un canal à évanouissement sélectif en fréquence dans un ensemble de canaux parallèles, généralement de convertir des données numériques à transmettre, dans une mise en correspondance de sous-porteuse et un bloc de modulation IFFT par antenne d'émission. Cependant, lorsqu'une surcharge se passe au niveau de l'OFDM, Les sous-porteuses de garde du temps se mobilisent pour préserver l'orthogonalité. L'enlèvement du temps de garde au niveau du récepteur invite le bloc démodulateur de FFT par antenne de réception à signaler pour pouvoir récupérer.

Deuxièmement, nous avons expliqué le principe général de MIMO OFDM et son modèle de signal après. En outre, la capacité MIMO OFDM est calculée.

Dans la troisième partie nous avons discuté la combinaison avec codage convolutifs MIMO COFDM, ainsi que l'instruction des codes pour permettre la correction des erreurs et de les surmonter dans la transmission en raison de la perte de supports évanouissement sélectif en fréquence.

Chapitre 04 :
Etude et Simulation du système
MIMO DWPT-COFDM

58.1 Introduction :

En raison de l'insertion du préfixe cyclique (CP), la FFT-OFDM présente une bande passante gaspillée et un débit de données réduit. En revanche, l'émetteur-récepteur FFT-OFDM peut être remplacé par un émetteur-récepteur à paquets ondelettes (DWPT). Les bancs de filtres à ondelettes au niveau de l'émetteur et du récepteur présentent exceptionnellement de bonnes caractéristiques de fréquence et démontrent la capacité de réduire la distorsion dans le signal reconstruit tout en conservant toutes les caractéristiques importantes présentes dans le signal. De plus, avec la caractéristique unique de localisation temps-fréquence des ondelettes, les performances SNR des systèmes de communication peuvent être améliorées.

Par ailleurs, afin d'améliorer la qualité du signal et également d'augmenter le débit de données sans besoin de bande passante supplémentaire, la technique DWPT-OFDM avec codage peut être associée aux systèmes MIMO équipés de plusieurs antennes au niveau de l'émetteur et du récepteur.

Dans ce présent chapitre, nous exposons les résultats graphiques de simulation, obtenus par le logiciel Matlab. Les simulations présentent l'impact des différents paramètres sur le taux d'erreur BER et l'efficacité spectrale du système MIMO-COFDM basé sur les deux transformées mathématiques (FFT et DWPT). Les paramètres considérés sont le nombre d'antennes d'émission et de réception, la réponse impulsionnelle d'un canal d'évanouissement par trajets multiples de Rayleigh, des sous-porteuses OFDM 16, 32, 64,128 et les modulations 16-QAM, BPSK, QPSK.

58.2 MIMO COFDM basé sur la DFT

Comme un schéma fonctionnel classique d'émetteur-récepteur MIMO OFDM basé sur la DFT est représenté sur la figure 4.1. La bande passante du canal est divisée en N sous-canaux. Les bits de données attribués à chaque sous-canal sont mappés sur la constellation QPSK pour former un échantillon complexe, puis modulés sur des sous-porteuses orthogonales à l'aide de la transformée de Fourier rapide inverse (IFFT) pour générer des échantillons à transmettre à travers le canal. Un préfixe cyclique correspondant à 25 % de chaque échantillon est entouré de manière circulaire par ce symbole. Au niveau du récepteur, les échantillons de préfixe cyclique sont rejetés et les échantillons restants sont soumis à la FFT. Le signal résultant est démodulé pour récupérer les bits de données d'origine.

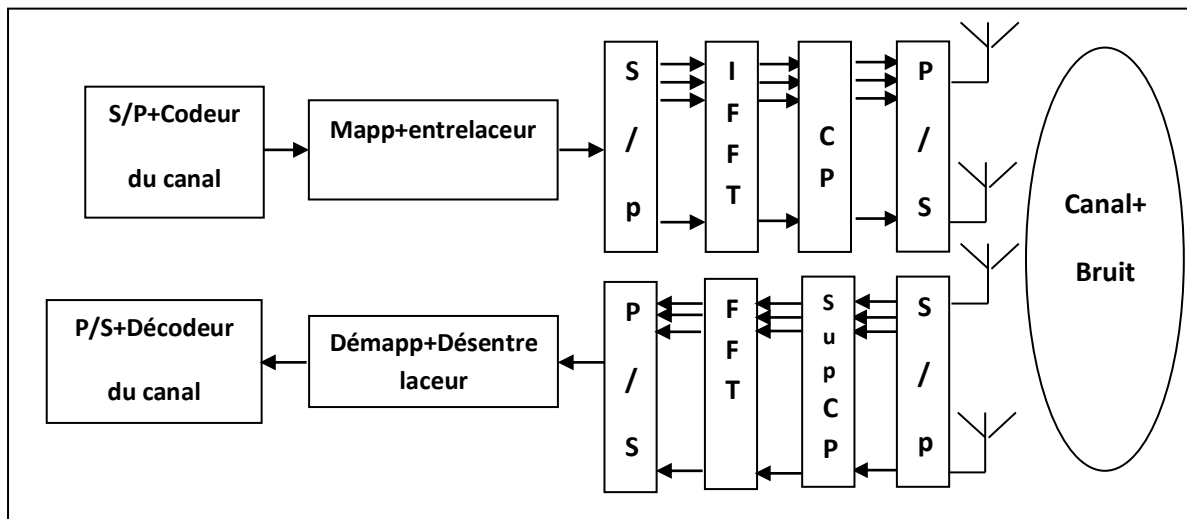
L'avantage du système FFT-MIMO-OFDM est sa très faible complexité de calcul et son coût de mise en œuvre. Sa limitation est la bande passante gaspillée et le débit de données réduit en raison de l'insertion de préfixe cyclique. Cela nous conduit à l'introduction d'autres techniques de modulation multiporteuses telles que Filtered Multitone (FMT) qui ne nécessitent pas l'utilisation de préfixe cyclique. La transformée de paquet d'ondelettes discrète employée dans le MCM est une forme de modulation multi-tons filtrée [105].

Notre contribution consiste d'associer au système MIMO-DPT-OFDM le codage convolutif. Ce dernier a pour objectif de rendre les échantillons transmis non vulnérables aux imperfections du canal. Le modulateur adapte ensuite les échantillons numériques au canal de transmission tel que le canal multitrajets à évanouissements sélectifs. Au niveau du récepteur (figure 1.4), on trouve des opérations inverses de celles effectuées à l'émission. Pour cela il comprend (à la sortie du canal) - un démodulateur, un décodeur de canal, un décodeur de source (qui peut ne pas exister), un mappeur, et convertisseur S/P lorsque les signaux numériques sont utilisés sous forme analogique. Le dispositif de codage, le dispositif de décodage constituent un système de codage/décodage de signaux numériques à modulation codée opérant sur le canal de transmission.

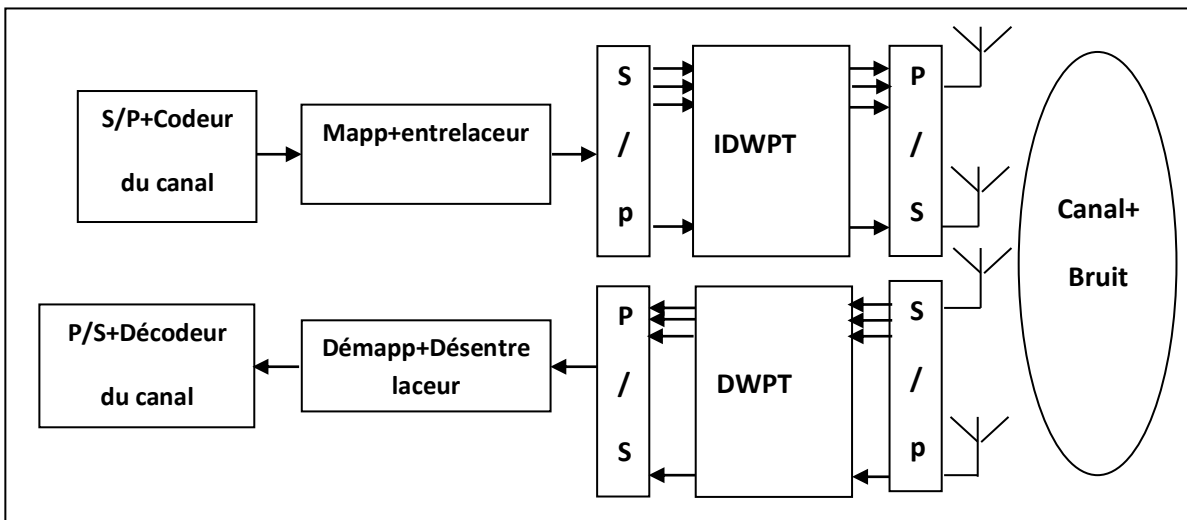
Le codage de canal concerné par l'invention est un codage à multiniveaux. Dans un souci de clarté le principe du codage à multiniveaux est d'abord expliqué. Considérons une constellation à 2^m points capable d'assurer la transmission de m bits par point. Si M (avec $M < m$) désigne le nombre de bits à coder, la constellation est partitionnée en M niveaux donnant ainsi 2^M sous-ensembles. Le principe de cette partition est identique à celui défini par [106]. Ce principe maximise la distance euclidienne minimale dans les sous-ensembles de la partition. Si on désigne par d_i la distance euclidienne minimale dans les sous-ensembles obtenus au i ème niveau de partition, l'inégalité suivante doit être vérifiée par [105] :

$$d_0 < d_1 < d_2 < \dots < d_M \quad (4.1)$$

Où d_0 est la distance minimale entre 2^m .



(a) MIMO FFTCOFDM



(b) MIMO FFTCOFDM

Figure 4.1 : System MIMO COFDM basé sur FFT

Ainsi, les M bits $d_1, d_2, \dots, d_i, \dots, d_M$, (avec d_i est le bit affecté au $i^{\text{ème}}$ niveau de la partition), sélectionnent un des 2^M sous-ensembles, et les $m - M$ bits restants désignent un point dans le sous-ensemble sélectionné. La figure (4.2) donne, à titre d'exemple, le schéma des partitions pour une modulation QPSK. La constellation est partitionnée tout d'abord en deux sous-ensembles B_0 et B_1 , de distance minimale d_1 , avec $d_1 = d_i = 0/1$; ($d_1 = 0$ pour B_0 et $d_1 = 1$ pour B_1), puis en quatre sous-ensembles C_i , $i \in \{0,1,2,3\}$, avec $d_i = d_2 = 0/1$ ($d_2 = 0$ pour C_0 ou C_1 et, $d_2 = 1$ pour C_2 ou C_3) [106].

Ce procédé d'affectation des points de la constellation a pour but de classer les m bits que représente le point émis en fonction de leurs vulnérabilités vis-à-vis du bruit. D'après le

principe de partition décrit précédemment, on peut montrer dans le cas général que si les bits d_k , $k < i - 1$, sont suffisamment protégés pour qu'ils soient corrects, le bit $d_{i < M}$, est mieux protégé vis-à-vis du bruit que tous les autres bits d_j , $j < i$ et que les $(m-M)$ derniers bits sont les moins vulnérables. Cela implique qu'il est plus judicieux de coder ces bits séparément avec des codes différents et de ne pas procéder à un codage série classique où tous les bits sont protégés de la même façon vis-à-vis du bruit du canal. Les M premiers trains sont codés par M codes, les trains de données suivants D_{M+1} à D_m peuvent ne pas être codés. Parmi les M trains binaires codés, les premiers, de D_1 à D_{M1} , sont codés par des codes concaténés (E_j , I_j), où E_i étant un code en blocs et I étant un code de parité [107].

Les trains binaires suivants, après D_{M1} et jusqu'à D_M , sont codés par un codage binaire unique $I_i(n_i, k_i, s_i)$.

Les codes $E_i; (n_i, k_i, s_i)$, $i = 1 \dots M$, ont un rendement $R_i; = k_i/n_i$ où n_i ; représente le nombre de symboles transmis par bloc, k_i ; représente le nombre de symboles d'informations transmis par bloc, S_i représente la distance minimale de Hamming. Des codeurs externes $D_1, D_1, \dots D_{M1}$ effectuent les codages E_i . Un symbole de code E_i est représenté sur q_i bits.

Les codes de parité $I_i(q_i, +1, q_i, 2)$ codent chaque symbole de q_i bits délivrés par les codeurs externes, en leur ajoutant un bit de parité. Des codeurs internes $I_i(q_i, +2, q_i+1, 2)$ effectuent les codages I_i .

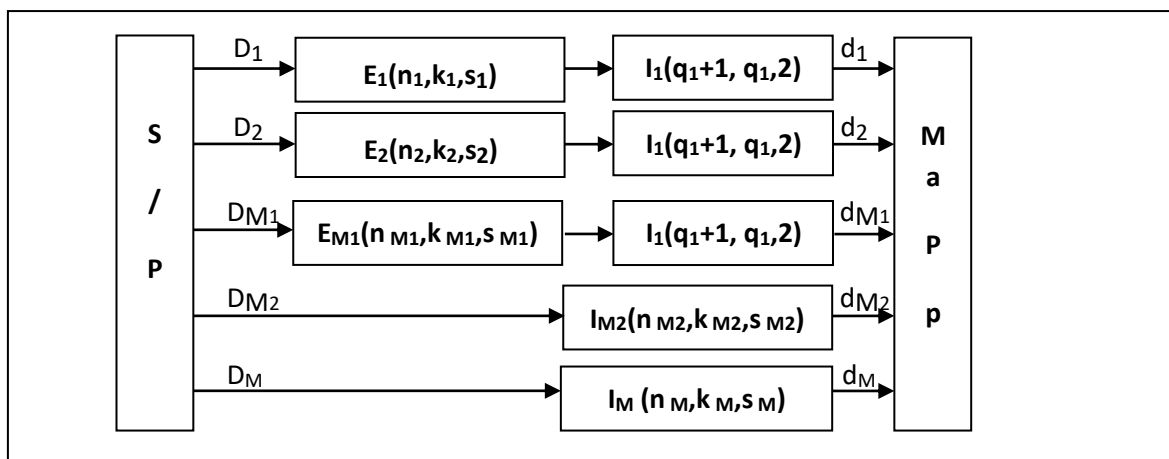


Figure 4.2 : Principe général d'un codeur convolutionnels a multi-étages [108]

La modulation utilisée est ainsi une modulation QPSK différentielle, le codage différentiel étant effectué indépendamment pour chaque porteuse utile avant de générer le symbole OFDM. La phase d'un symbole d_i est codée différentiellement par rapport à la phase d'un symbole d_{i-1} , précédent tel que [108] :

$$d_j = \frac{1}{\sqrt{2}} d_{j-1} D_j \quad (4.2)$$

Où D_j : est le symbole appartenant à la constellation QPSK généré par le codeur de canal, avec $D_j \in \{1 + i, 1 - i, -1 + i, -1 - i\}$ et i est le paramètre imaginaire .

Les symboles complexes d_k issus du codeur différentiel sont transmis à l'aide d'un modulateur OFDM à répartition multiplexée de porteuses à fréquences orthogonales. Un symbole OFDM peut s'écrire par [109]:

$$x_i(t) = \text{Re}\{e^{2i\pi f_0 t} \sum_{k=0}^{N-1} d_j \varphi_k(t)\} \quad \text{Pour } j T'_s < t < (j + 1) T'_s \quad (4.3)$$

où : $\varphi_k(t) = e^{2j\pi k \frac{t}{T'_s}}$ pour $j T'_s < k < (j + 1) T'_s$ avec T'_s est la durée totale d'un symbole OFDM, $T'_s = T_s + \Delta$,

k : Indice des porteuses orthogonales,

T_s : Durée utile d'un symbole OFDM

Δ : Intervalle de garde

N : Nombre maximal de porteuses,

f_0 : Fréquence arbitraire

j : Indice du symbole OFDM.

Le modèle équivalent d'une transmission MIMO est:

$$\mathbf{Y}_i = \mathcal{H}_i \mathbf{X}_i + \mathbf{n}_i \quad (4.4)$$

Où i désigne le numéro de la porteuse, $\mathbf{X}_i \in \mathbb{C}^{N_t \times 1}$ est le vecteur transmis, $\mathcal{H}_i \in \mathbb{C}^{N_r \times N_t}$ est la matrice du canal, $\mathbf{Y}_i \in \mathbb{C}^{N_r \times 1}$ est le vecteur reçu et $\mathbf{n}_i \in \mathbb{C}^{N_r \times 1}$ est le bruit blanc additif. Le récepteur reçoit le signal suivant défini sous forme linéaire:

$$\mathbf{Y}_i = \sum_{i=1}^{N_{tx}} \mathbf{X}_i \mathcal{H}_i + \mathbf{n}_i, \quad 1 \leq i \leq N_{tx} \quad (4.5)$$

N_{tx} : Nombre d'antennes émettrices.

62.3 OFDM basé sur DWT :

Les filtres d'émission et de réception du système MIMO-OFDM à base de DFT souffrent d'une très mauvaise réponse en fréquence, car des fenêtres rectangulaires sont utilisées comme filtres de mise en forme d'impulsions. Pour de nombreuses applications de communication sans fil, il est souhaitable que les émetteurs aient une faible énergie hors bande. Un Discrete Wavelet Packet Multitone (DWPT) efficace a été proposé par Sandberg et

Tzannes dans [110], afin d'améliorer la séparation des sous-canaux, dans laquelle des bancs de filtres de reconstruction parfaite sont utilisés pour les bancs de filtres d'émetteur et de récepteur. L'analyse d'ondelettes est simplement le processus de décomposition d'un signal en versions décalées et mises à l'échelle d'une ondelette particulière. Les filtres à ondelettes ont une longueur finie et en raison de cette propriété, les bancs de filtres à ondelettes peuvent effectuer une analyse locale ou l'examen d'une zone localisée d'un signal plus important. Une propriété importante de l'analyse par ondelettes est la reconstruction parfaite, qui est le processus de reconstruction d'un signal décomposé dans sa forme transmise d'origine sans détérioration. La transformée en ondelettes discrète (DWT) est calculée par filtrage passe-bas et passe-haut successifs du signal discret dans le domaine temporel. Comme le montre la figure (4.3), d_i est le signal d'entrée, où i est un entier. Le filtre passe-bas et le filtre passe-haut sont notés G_0 et H_0 respectivement. C'est ce qu'on appelle la décomposition en arbre de Mallat. Son importance réside dans la manière dont il relie la multiresolution en temps continu aux filtres en temps discret. A chaque niveau, le filtre passe-haut produit des informations détaillées notées x_{1i} , tandis que le filtre passe-bas associé à la fonction de mise à l'échelle produit des approximations grossières notées x_{2i} . Le processus de filtrage et de décimation se poursuit jusqu'à ce que le niveau souhaité soit atteint. Le nombre maximum de niveaux dépend de la longueur du signal. La DWT du signal d'origine est alors obtenue en concaténant tous les coefficients, x_{1i} et x_{2i} , à partir du dernier niveau de décomposition [110].

La reconstruction est le processus inverse de la décomposition, dans lequel les coefficients d'approximation et de détail à chaque niveau sont sur-échantillonnés par deux, passés à travers les filtres de synthèse passe-bas et passe-haut, puis ajoutés. Ce processus se poursuit sur le même nombre de niveaux que dans le processus de décomposition pour obtenir le signal d'origine [111].

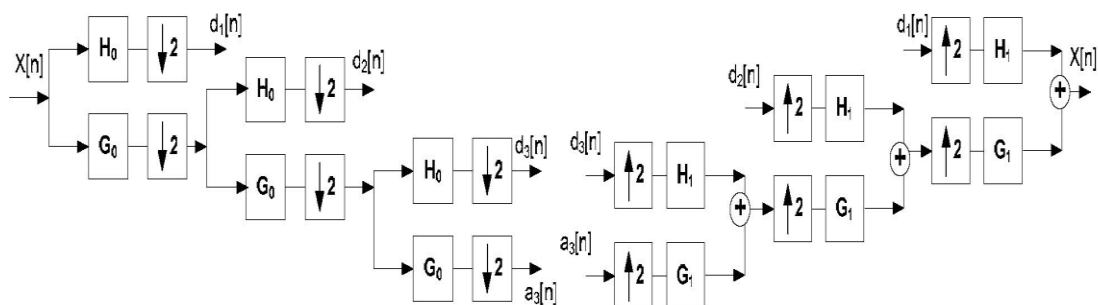


Figure 4.3 : Arbre de décomposition et de reconstruction en ondelettes à trois niveaux [111]

64.3.1 Conditions pour une reconstruction parfaite :

Dans la plupart des applications de transformation en ondelettes, il est nécessaire que le signal d'origine soit synthétisé à partir des coefficients d'ondelettes. Pour obtenir une reconstruction parfaite, les filtres d'analyse et de synthèse doivent satisfaire à certaines conditions [112]. Soit $G_0(z)$ et $G_1(z)$ les filtres d'analyse et de synthèse passe-bas, respectivement, et $H_0(z)$ et $H_1(z)$ les filtres d'analyse et de synthèse passe-haut respectivement. Les filtres doivent alors satisfaire les deux conditions suivantes :

$$G_0(-z)G_1(z) + H_0(-z)H_1(z) = 0 \tag{4.6}$$

$$G_0(z)G_1(z) + H_0(z)H_1(z) = 2z^{-d} \tag{4.7}$$

La première condition dans l'Eqn. (4.6) implique que la reconstruction est sans aliasing et la deuxième condition dans l'équation (4.7) implique que la distorsion d'amplitude a une amplitude de un. On peut observer que la condition de reconstruction parfaite ne change pas si l'on commute les filtres d'analyse et de synthèse [112].

64.3.2 Paquets d'ondelettes contre ondelettes :

Les paquets d'ondelettes offrent une analyse de signal plus riche que la décomposition en ondelettes d'un signal (DWT). La figure (4.4), montre un arbre de paquets d'ondelettes, qui permet de se concentrer sur des parties spéciales dans le domaine temps-fréquence d'une manière plus détaillée que ce qui est possible avec la transformée en ondelettes ordinaire.

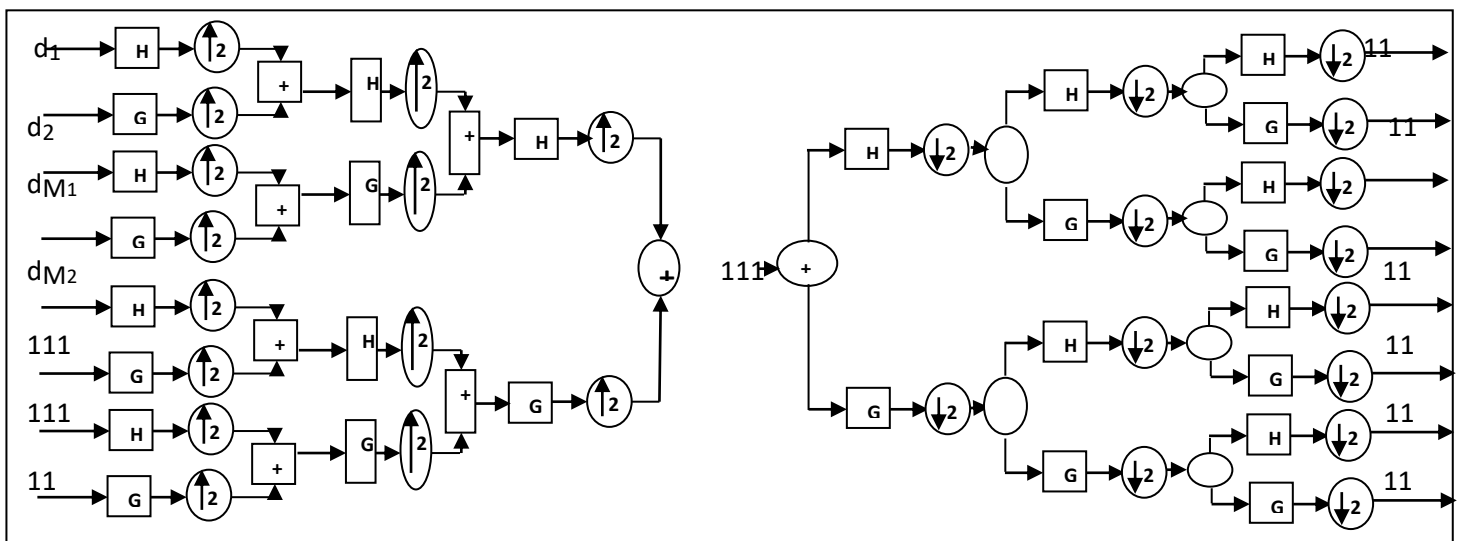


Figure 4.4 : Étapes Arbre d'analyse de paquets d'ondelettes DWPT [113]

Un paquet d'ondelettes est une généralisation des ondelettes en ce que chaque bande de fréquence d'octave du spectre d'ondelettes est encore subdivisée en bandes de fréquences plus fines en utilisant les relations à deux échelles à plusieurs reprises. Les translates de chacun de ces paquets d'ondelettes forment une base orthogonale [113].

Au niveau du récepteur, les données sont démodulées avec les bases doubles. Si nous supposons que l'émetteur et le récepteur DWPT COFDM sont parfaitement synchronisés et que le canal est idéal, les données détectées au niveau du récepteur peuvent être données par [114] :

$$Y_i[n] = \sum_u \sum_k^{N-1} d_{u,k} \Psi_i^k[n - uN] \quad (4.8)$$

Où $d_{u,k}$ représente l'information complexe codée, k désigne l'indice de sous-porteuse, u désigne l'indice de symbole DWPT-COFDM et Ψ_i^k est la fonction de base du paquet d'ondelettes. Le symbole de constellation modulant la $k^{\text{ième}}$ sous-porteuse dans le $i^{\text{ème}}$ symbole DWPT COFDM est représenté par $d_{u,k}$.

Au niveau du récepteur, les données sont démodulées avec les bases doubles. Si l'on suppose que l'émetteur et le récepteur DWPT COFDM sont parfaitement synchronisés et que le canal est idéal, les données détectées au niveau du récepteur sont [114] :

$$\hat{d}_{u,k} = d_{u,k} \quad (4.9)$$

Il est démontré mathématiquement d'après (4.5) et (4.9) que:

$$\text{SNR}_{\text{MIMODWPT COFDM}} > \text{SNR}_{\text{MIMOFFT COFDM}}$$

IV. 4 Résultats de simulation :

L'objectif de cette simulation est la mise en œuvre de la transformée en paquet d'ondelettes (DWPT) dans un émetteur-récepteur MIMO-COFDM dans un canal AWGN simple et un canal d'évanouissement par trajets multiples (Figure 4.1). Des analyses de performances seront tirées à partir des résultats comparatifs entre le système MIMO-COFDM basé sur FFT et le MIMO-COFDM basé sur DWPT et ce, pour plusieurs nombre d'antennes, sur canal de Rayleigh, afin de comparer et plusieurs valeurs de sous-porteuses OFDM 16, 32, 64,128 avec les modulations 16-QAM, BPSK, QPSK.

Tableau 1. Paramètres de simulation

Paramètres	Spécification
Canal	Rayleigh +AWGN
Beamforming	Adaptive
Type Constellation	QPSK
MIMO	1x1, 2x2, 3x3
Codeur Convolutif	R=1/2, R=2/3
Nombre de Sous Porteuses	64
Type de la DWPT	Haar
Nombre de bits	112 Mbps

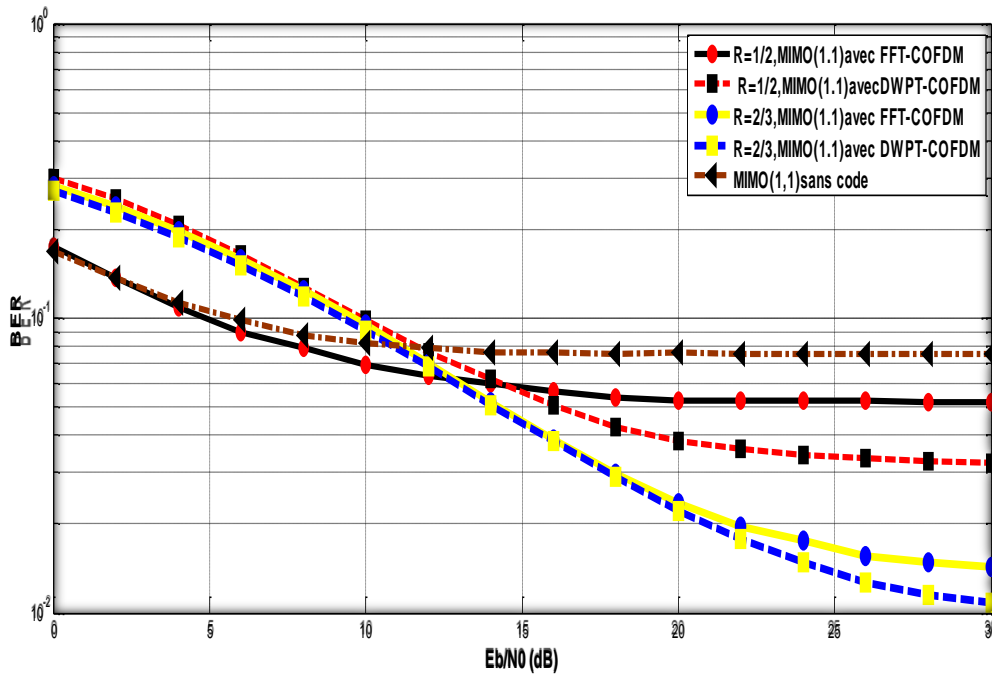


Figure 4.5— Performances du système MIMO (1x1) COFDM basée sur la FFT et la DWPT en présence du code convolutif.

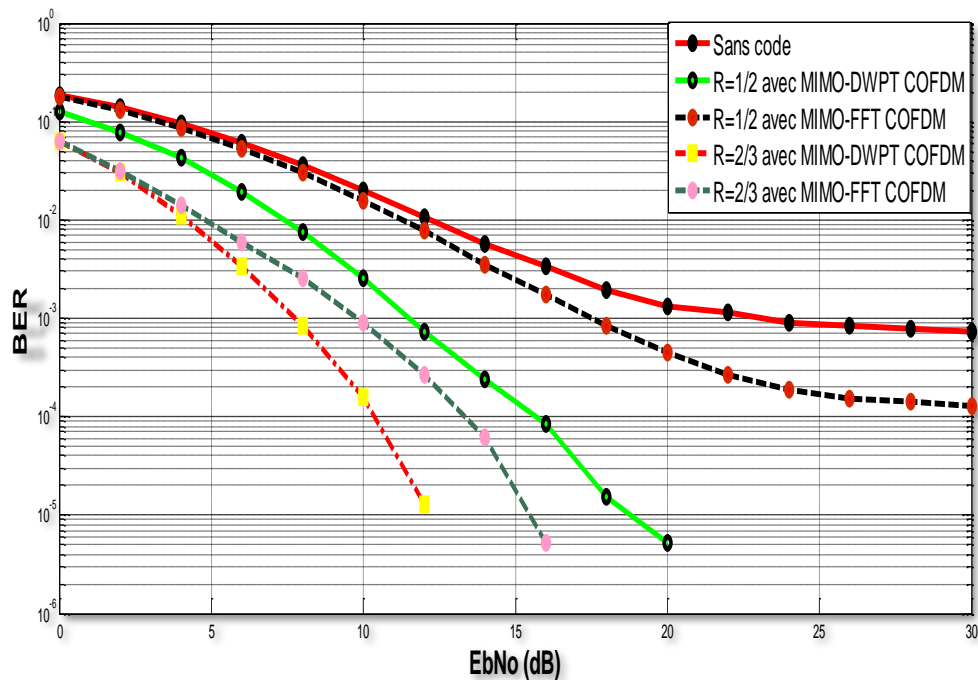


Figure 4.6— Performances du système MIMO (2x2) COFDM basé sur la FFT et la DWPT en présence du code convolutif.

Les figures 4.5 et 4.6 représentent le taux d'erreur binaire (BER) respectivement du système MIMO (1x1) et MIMO (2x2) basés sur la FFT-COFDM et la DWPT-COFDM en présence du

code convolutif avec les taux de code $R=1/2$ et $R=2/3$. Il est clair que la technique DWPT-COFDM présente les meilleurs BER par rapport à la FFT-COFDM. En plus, le système sans codage est moins performant que dans cas $R=1/2$ puis pour $R=2/3$. Par ailleurs, nous remarquons que le système MIMO (2x2) est plus performant que le MIMO (1x1), cela est dû à la diversité des systèmes MIMO.

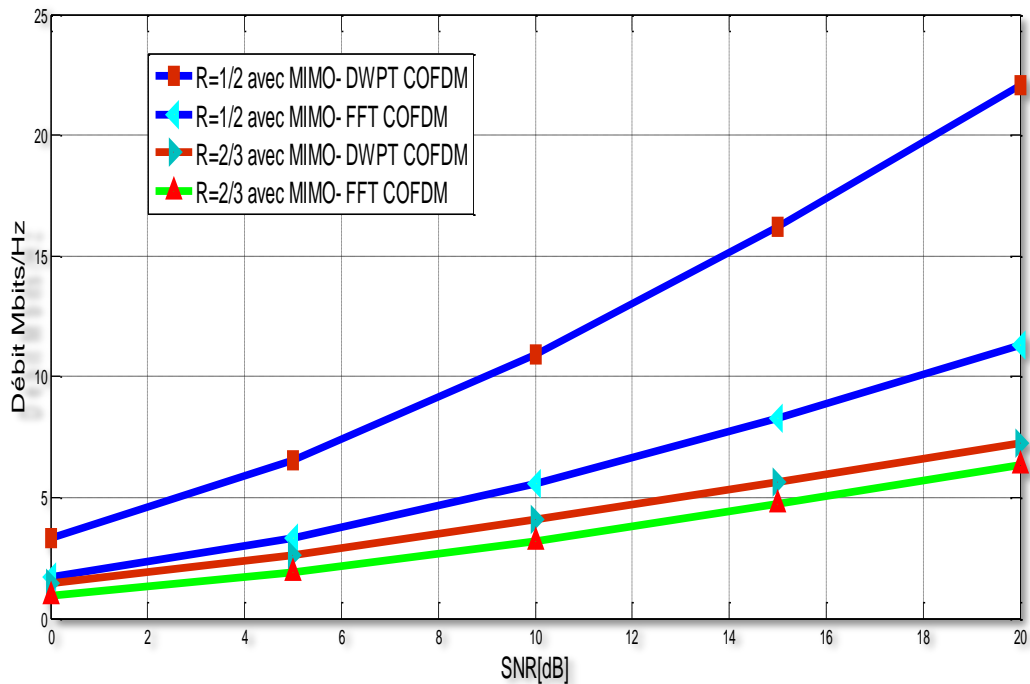


Figure 4.7— Débit du système MIMO (2x2) basé sur la FFT-COFDM et la DWPT-COFDM en présence du code convolutif.

La figure 4.7 représente le débit du système MIMO (2x2) basé sur la FFT-COFDM et la DWPT-COFDM en présence du code convolutif avec les taux de code $R=1/2$ et $R=2/3$. On observe un gain très important dans le cas de la DWPT-COFDM avec $R=2/3$ par rapport d'une part au système FFT-COFDM et d'autre part dans le cas sans codage de canal. Il est à signaler que le gain est sensible à partir d'un certain nombre du BER.

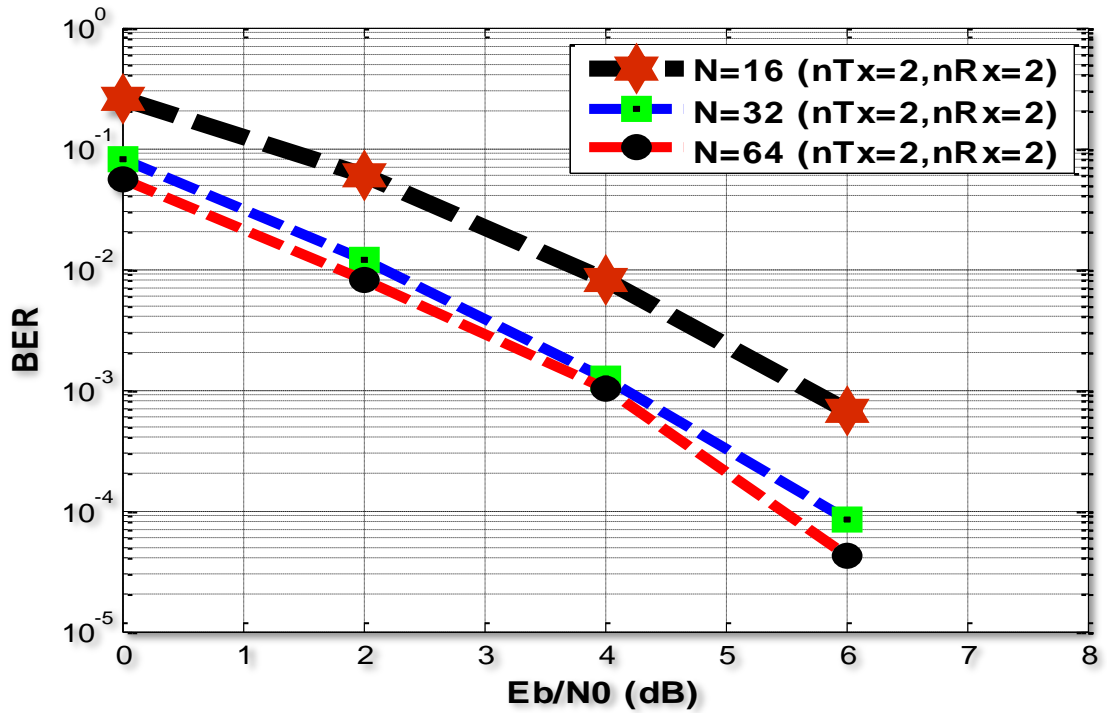


Figure 4.8— Les Performances d'un système MIMO DWPT-COFDM pour différents valeur de sous porteuse N.

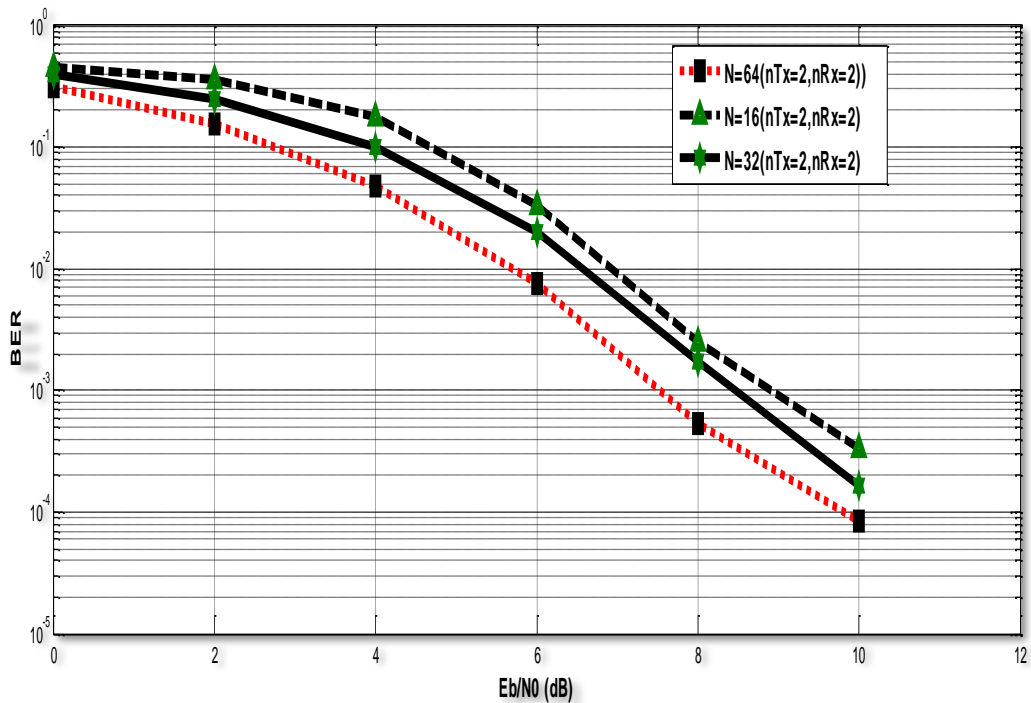


Figure 4.9— Les Performances du système MIMO FFT COFDM pour déférents valeur de sous porteuse.

En évaluant les performances du système dans le cas d'un canal de Rayleigh pour différentes valeurs du nombre de sous porteuses N avec évidemment une bande passante identique, on constate à partir des figures 4.8 et 4.9 que plus le nombre de porteuses augmente plus il ya moins d'erreur de transmission. Cela est dû à la relation qui existe entre l'augmentation du nombre de sous-porteuses et l'efficacité spectrale du système. Cette conclusion s'applique pour les 2 systèmes considérés à savoir la DWPT-COFDM et la FFT-COFDM.

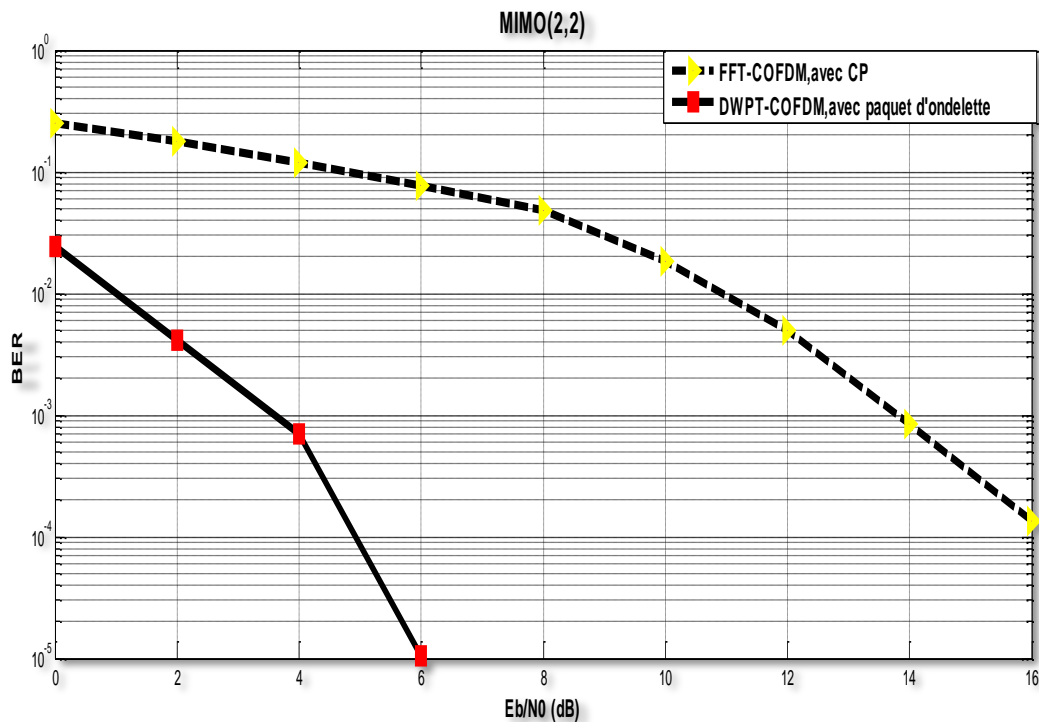


Figure 4.10— Le BER pour le système MIMO COFDM avec différents d'applications

Dans la figure 4.10, nous comparons les performances de notre système proposé MIMO DWPT-COFDM sans utilisé le préfixe cyclique (CP) avec le système MIMO FFT COFDM avec CP en terme de BER. Comme on pouvait s'y attendre, le meilleur résultat est obtenu avec le récepteur MIMO DWPT-COFDM sans le CP, qui permet d'avoir une faible énergie hors bande sans autant d'avoir des IES. Rappelons que la DWPT efficace a été proposée afin d'améliorer la séparation des sous-canaux. Le seul avantage du système FFT-OFDM est sa très faible complexité de calcul et son coût de mise en œuvre, par contre sa limitation est la bande passante gaspillée et le débit de données réduit en raison de l'insertion de préfixe cyclique (CP).

La figure 4.11 illustre les résultats du BER en fonction de l' E_b/N_0 pour différentes modulations (BPSK, MAQ-4 et MAQ-16) utilisés dans le système MIMO-COFDM. Les

résultats obtenus montrent une dégradation des performances lorsque le nombre d'états de la constellation utilisée augmente. Pour un BER de 10^{-2} dans le cas de la FFT-COFDM, le SNR nécessaire pour passer de la BPSK à la 16QAM est d'environ 6.8 dB, égal à 7 dB quand on passe de la 4QAM à la 16QAM et égal à 0.5 dB de la BPSK à la 4-QAM. Ceci est dû à la relation entre la distance euclidienne entre les points de la constellation et la probabilité d'erreur. Par ailleurs, la DWPT-COFDM présente un BER inférieur par rapport le à celui de la FFT-COFDM pour les différents types de mapping.

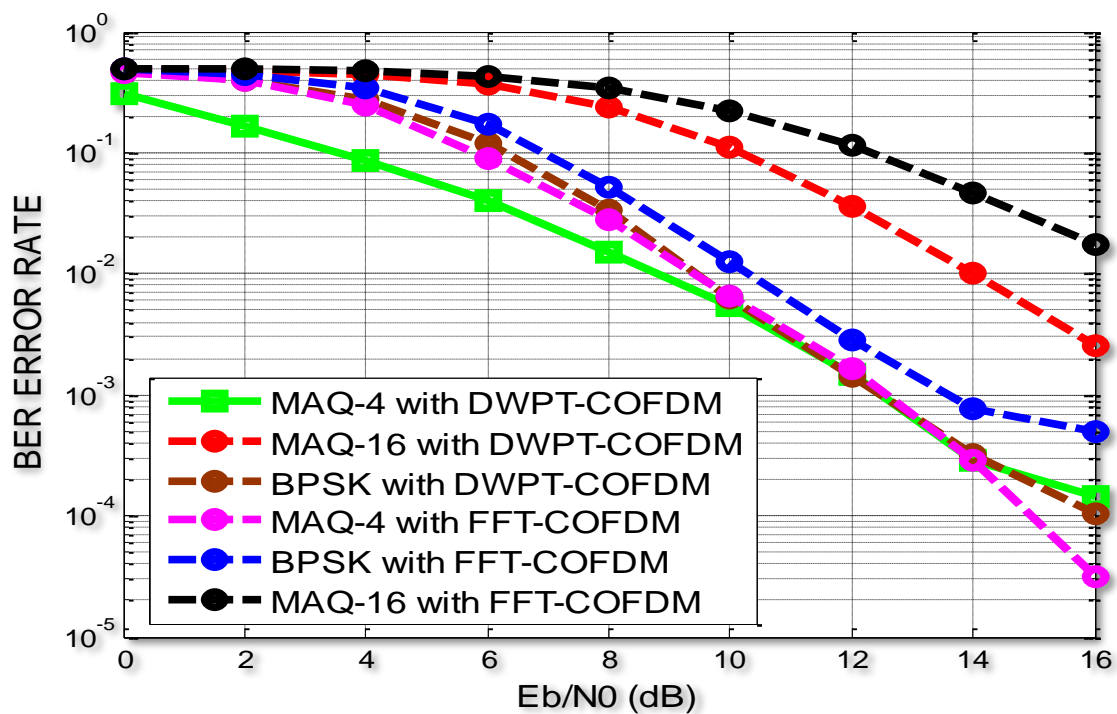


Figure 4.11— Les Performances des systèmes MIMO FFT-COFDM et MIMO DWPT-COFDM avec différents types de mapping et de nombre d'états.

La figure (IV .12) compare la performance (TEB, "Taux d'erreur binaire ") d'un système MIMO (2,2) par rapport aux systèmes SISO qui est une transmission traditionnelle sans diversité spatiale ($N_t=N_r=1$). D'après les résultats, les symboles « s » sont issus d'une constellation BPSK et où 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 (2,2) basse sur paquet d'ondelette DWPT.

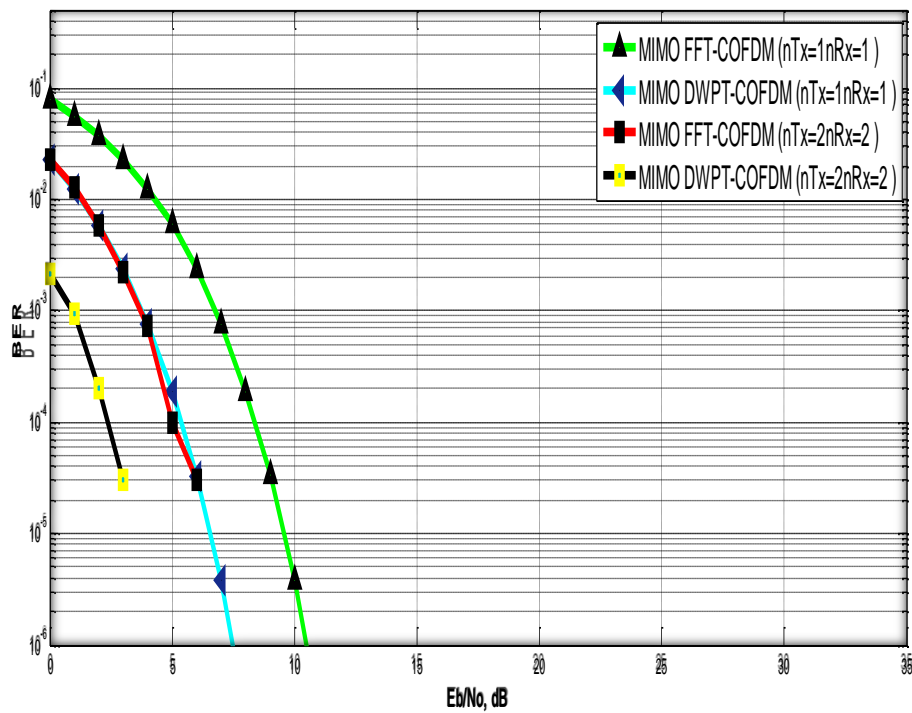


Figure 4 .12— Les performances "BER " d'un système MIMO pour différentes techniques FFT -COFDM et DWPT-COFDM

Figure (IV .12) montre la comparaison des performances entre les deux systèmes en fréquence sélectifs décolorations canal. Cette figure montre clairement que les performances du système OFDM DWPT est meilleur que le système OFDM-FFT.

IV. 5 Conclusion :

Dans ce chapitre, nous pouvons déduire que le système MIMO-DWPT COFDM proposé avec codage a donné des résultats impressionnants en termes de réduction du BER et d'amélioration du SNR. Outre la robustesse des évanouissements des canaux, ce qui permet d'obtenir les meilleures performances. Enfin, les simulations ont montré que l'utilisation du codage de canal dans le système MIMO-DWPT COFDM a contribué à la correction et à l'amélioration de l'effet du canal.

D'après les résultats de simulation qu'on a obtenus, nous pouvons conclure que :

Le changement des paramètres soit dans la méthode par paquet l'ondelette (DWPT) où FFT sur le système MIMO COFDM donne des performances différentes qui dépend de leurs structures. Premièrement, les performances se dégradent lorsque le nombre d'états de la constellation utilisée augmente. La DWPT permet d'avoir une faible énergie hors bande par l'amélioration de la séparation des sous-canaux. Le seul avantage du système FFT-OFDM est sa très faible complexité de calcul et son coût de mise en œuvre, par contre sa limitation est la bande passante gaspillée et le débit de données réduit en raison de l'insertion de préfixe cyclique (CP). Plus le nombre d'antennes est grand plus les performances sont bonnes. Pour un nombre fixe d'antennes, les meilleures performances sont obtenues lorsque l'ordre de diversité est le plus grand, c'est à dire lorsque le nombre d'antennes est modeste entre l'émetteur et le récepteur.

Conclusion générale

Pour éviter les problèmes (PARP, CFO et ISI) et la perte d'énergie d'un signal, nous avons proposé une nouvelle technique basée sur des études incluant l'utilisation d'un système MIMO (plusieurs antennes reliées sur l'émetteur et le récepteur), et qui vise à rejeter les brouilleurs de forte puissance et leurs multitrajets.

L'utilisation conjointe du COFDM et du MIMO constitue un procédé qui permet à priori d'améliorer les performances et diminuer l'effet des brouilleurs. L'intégration des paquets d'ondelettes dans la partie COFDM peut rendre le système encore moins sensible aux interférences, ce qui représente un avantage intéressant et désirable qui reste à vérifier par des simulations sur ordinateur. Cette technique adaptative proposée est efficace pour les systèmes de communication sans fil.

Cette technique assure une réduction considérable de la complexité réceptrice. A travers l'utilisation du logiciel MATLAB, les résultats de simulation démontrent l'efficacité spectrale et l'amélioration considérable des performances pour un système MIMO-COFDM (BER de 10^{-3} atteint à une valeur de SNR de 10 dB). Le récepteur détecte les symboles entrants avec une base algorithmique de distance minimale, à travers un canal placé à la fin de l'émetteur lui-même et en réduisant la complexité du récepteur.

MIMO-DWPT COFDM est un concept de communications relativement promoteur qui partage la plupart des caractéristiques d'un système multi-opérateurs orthogonal et offre en plus, l'avantage de la souplesse et de l'adaptabilité. Ces propriétés peuvent rendre une technologie appropriée pour la conception et le développement de futurs systèmes de communications sans fil. Les résultats de la simulation à travers la comparaison entre un MIMO-FFT COFDM et un MIMO- DWPT COFDM (Utilisation paquet d'ondelettes), ont prouvé une amélioration très performante, du fait que le BER d'un système de MIMO(2,2)- DWPT COFDM est plus ou moins réduit par rapport au système MIMO (2,2)-FFT COFDM.

Les systèmes multi-antennes (MIMO COFDM) sont en plein essor grâce à leur potentiel en termes de débit et de robustesse aux évanouissements du canal. Le coût de production des systèmes complexes est très élevé. Il est donc normal de prédire, avant la réalisation, les paramètres importants permettant d'avoir les meilleures performances. Tout au long de cette thèse, nous avons étudié les performances des systèmes MIMO COFDM basé sur DWPT.

Conclusion générale

Pour ces systèmes, nous avons établi théoriquement leurs probabilités d'erreur binaire (PEB) pour un canal de Gauzianne ou Rayleigh, et leurs taux d'erreur binaire (TEB) par des simulations différentes. Nous avons pu alors dégager des paramètres clefs.

Cette technique, appelée MIMO-COFDM est basée sur les paquets d'ondelettes (DWPT), est la raison essentielle qui nous a incité à mener à terme cette modeste contribution. Nous avons vu utile d'agir avec un système MIMO à deux antennes à l'émission et deux autres à la réception.

Dans ce travail, nous nous sommes intéressés à la combinaison d'un système MIMO et d'une modulation OFDM avec code convolutionnels sur différentes applications, FFT avec MIMO COFDM et DWPT avec MIMO COFDM.

Nous avons étudié plus particulièrement le schéma-bloc qui s'avère d'une grande simplicité dont l'inconvénient principal est de nécessiter la connaissance approfondie du canal en émission.

En étudiant le canal de transmission et ses influences sur les performances des systèmes proposés, nous avons pu découvrir le grand intérêt de la diversité spatiale. En réduisant les niveaux de puissance, la diversité spatiale permet des gains très conséquents en termes de taux d'erreurs binaires. Un système $M \times N$ dispose des mêmes performances qu'un système $N \times M$, il est donc préférable de choisir une configuration symétrique : $M=N$.

En somme, les systèmes MIMO-COFDM avec les deux applications jouent certainement un rôle majeur dans les futurs systèmes de communications, qui consiste à étudier une voie basée sur l'utilisation d'un système MIMO (plusieurs antennes à l'émetteur et au récepteur), visant à rejeter les brouilleurs de forte puissance et leurs multitrajets. L'utilisation conjointe du COFDM et MIMO permet a priori d'améliorer les performances et de diminuer l'effet des brouilleurs. L'intégration des paquets d'ondelettes dans la partie COFDM peut rendre le système encore moins sensible aux interférences, ce qui représente un précieux avantage.

Enfin, les résultats obtenus dans ce travail ont donné de bons résultats, en comparaison par rapport à d'autres publiés dans les articles scientifiques suivants [115], [116].

Références bibliographiques :

- [1]. G. W. Wornell, "Emerging applications of multirate signal processing and wavelets in digital communications," Proc. IEEE, vol. 84, pp. 586-603, Apr. 1996.
- [2]. Akansu, Ali N Serdijn, Wouter A Selesnick, Ivan W, " Emerging applications of wavelets: A review" , Physical Communication, vol. 3, issue 1, pp 1-18, 2010.
- [3]. M. Weeks, Digital Signal Processing Using Matlab and Wavelets, Infinity Science Press, 2007.
- [4] S. R. Baig, F. U. Rehman, and M. J. Mughal, Performance Comparison of DFT, Discrete Wavelet Packet and Wavelet Transforms in an OFDM Transceiver for Multipath Fading Channel, 9th IEEE International Multitopic Conference, pp. 1-6, Dec 2005.
- [5] Simon haykin, "Communication systems", 4th edition, John Wiley and Sons, Inc.
- [6] C. E. Shannon. A Mathematical theory of communication. Bell Systems Technical Journal, 27:379–423 and 623–656, July and October 1948.
- [7] K. Feher, Advanced Digital Communications Systems and Signal Processing Techniques. Prentice Hall, 1987.
- [8] J.G. Proakis, Digital Communications. 4th Ed. McGraw-Hill, New York, 2001.
- [9] 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.
- [10] R. E. Blahut, Principles and Practice of Information Theory, Addison-Wesley, Reading, Massachusetts, 1987.
- [11] A. Khireddine Introduction aux transmissions numériques, Dunod, Paris, 2006.
- [12] A. Gersho and R. M. Gray, Vector Quantization and Signal Compression, Kluwer Academic Press, Boston, 1992.
- [13] 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
- [14] 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.
- [15] 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.
- [16] A. Khireddine Introduction aux transmission numériques, Dunod, Paris, 2006.
- [17] 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

Bibliographie

- [18] Xavier Wautelet, "Turbo Equalization and Turbo Estimation for Multiple-Input Multiple-Output Wireless Systems," Université catholique de Louvain. September 2006. Belgique. Available at http://www.dial.academielouvain.be/vital/access/services/Download/boreal.../PDF_01.
- [19] I. E. Telatar. Capacity of multi-antenna Gaussian channels. *European Transactions on Telecommunications*, 10(6):585–595, 1999.
- [20] David Tse and Pramod Viswanath. "Fundamentals of wireless communication". University of California, 2004.
- [21] J. G. Proakis, *Digital communications*, Third edition, New York: Mc Graw-Hill, USA, 1995
- [22] O. Pretzel, *Error-correcting codes and finite fields*, Clarendon Press, 1992.
- [23] Théorie de l'information – Codage – Communication numérique : Jean-Claude Dany et Marie-Claude Dumas Poly Supélec 11055
- [24] 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
- [25] 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.
- [26] 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.
- [27] BENEDETTO (S.), BIGLIERI (E.) et CASTELLANI (V.). – *Digital transmission theory*. Prentice Hall Englewood Cliffs (1987).
- [28] S.R. Saunders, *Antennas and Propagation for Wireless Communications Systems*, John Wiley and Sons, Ltd, New York, 1999.
- [29] 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
- [30]. P. Comon, Independent component analysis, a new concept ?, *Signal Processing* 36 (1994), no. 3, 287–314
- [31] 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
- [32] F. de Coulon : *Théorie et traitement des signaux* Dunod 1984
- [33] Bellanger, Maurice, *Traitement numérique du signal : théorie et pratique*, 5e ed: Masson, 1996.
- [34] J.M Brossier *Signal et communication numérique*, Hermès, Paris, 1997.
- [35] Nyquist, H. (1928). Certain topics in telegraph transmission theory. *Proceedings of the IEEE*, 90(2), 280-305.
- [36] 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.

Bibliographie

- [37] Simon, M., Alouini, M., 2005. Digital Communication Over Fading Channels, Wiley-Interscience.
- [38] 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.
- [39] T.S. Rappaport. "Wireless communications principles and practice". Prentice Hall PTR, 1996.
- [40] Herve Boeglen, "Transmissions numériques avancées," Available at. http://www.herve.boeglen.free.fr/Files_IUT/Cours_trc6.ppt.
- [41] B. Sklar, "Rayleigh fading channels in mobile digital communication systems. II.Mitigation", IEEE Comm. Magazine, Vol. 35, Issue 7, Jul. 1997.
- [42] 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>.
- [43] 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>.
- [44] B. Sklar. "Rayleigh fading channels in mobile digital communications systems part i : Characterization". IEEE Communications Magazine, July, 1997.
- [45] K. Feher. "Wireless Digital Communications - Modulation and Spread - Spectrum Applications". Prentice Hall, 1995.
- [46] B. Sklar. "Rayleigh fading channels in mobile digital communications systems part i : Characterization". IEEE Communications Magazine, July, 1997.
- [47] RF Path Loss & Transmission Distance Calculations, By Walter Debus Director of Engineering Axonn, LLC, Technical Memorandum August 4, 2006
- [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.

Bibliographie

- [54] Y. Sheng. The transforms and applications handbook. P^o747-827, A D Poularikas, CRC Press, 1996.
- [55] “An Introduction to Wavelets for Cognitive Radio,” Sendai/Japan, Sep. 2009.
- [56] Cherubini, G. (2000) Filter bank modulation techniques for very high-speed digital subscriber lines. *IEEE Commun. Mag.*, 38(5), 98–10
- [57] G. Strang and T. Nguyen, *Wavelets and Filter Banks*. Wellesley-Cambridge Press, 1996.
- [58] Barbara Burke Hubbard, "The World According to Wavelets: The Story of a Mathematical Technique in the Making", AK Peters Ltd, 1998, ISBN 1-56881-072-5, ISBN 978-1-56881-072-0
- [59] B. Burke, *The World According to Wavelets: The Story of a Mathematical Technique in the Making*. Upper Saddle River, New Jersey: A K Peters, May 1998.
- [60] Gabor, D. (1946), “Theory of Communication,” *J. IEEE*, 93, 429-457
- [61] Avargel, Y., and Cohen I. (2010), “Modeling and Identification of Nonlinear Systems in the Short-Time Fourier Transform Domain,” *IEEE Transactions on Signal Processing*, 58, 291-304.
- [62] Latifoglu, F., Kara, S., and Imal, E. (2009), “Comparison of Short-Time Fourier Transform and Eigenvector MUSIC Methods Using Discrete Wavelet Transform for Diagnosis of Atherosclerosis,” *Journal of Medical Systems*, 33, 189-197
- [63] Strang, G. "Wavelets And Dilation Equations: A Brief Introduction," *SIAM Review*, Vol. 31, No. 4, December 1989, pp. 614-627
- [64] S. Mallat, “A theory for multiresolution signal decomposition: the wavelet representation,” *Pattern Analysis and Machine Intelligence*, *IEEE Transactions on*, vol. 11, no. 7, pp. 674 –693, jul 1989.
- [65] O. Christensen and K.L. Christensen, *Approximation Theory, From Taylor polynomials to wavelets*, Birkhuser, Boston, (2004)
- [68] M. Antonini, M. Barlaud, P. Mathieu, I. Daubechies "Image Coding Using Wavelet Transform" *IEEE Trans on Image Processing* Avril 1992.
- [66] Combes, J. M., Et al. eds “Wavelets: Time-Frequency Methods and Phase Space” *Proceedings of the International Conference, Marseille, France, December 14-18, 1987*. Combes, J. M., Et al. eds. Springer-Verlag. This Book presents some of the earlier papers in the development of wavelets. The Papers are organized into the five categories:
- [67] M. Gautier, M. Arndt and J. Lienard, “Efficient wavelet packet modulation for wireless communication,” in *Proc. AICT 2007, Mauritius, May 2007*
- [68] R. W. Chang. Synthesis of band-limited orthogonal signals for multichannel data transmission. *Bell Systems Technical Journal*, 45:1775–1796, December 1966.
- [69] Boulat A. Bash; A. Jhingan and L. Kansal. “Performance Analysis of FFT-OFDM and DWT-OFDM over AWGN Channel under the Effect of CFO”. *Indian Journal of Science and Technology*. 2016; 9(6): .2-6.
- [70] Jamin A, Mahonen P. “Wavelet packet modulation for wireless communications”. *Wireless Commun Mobile Comput J*. March 2005; 5 (2). Kattoush A. “A novel radon.

Bibliographie

- [71] Ying, Changping Li, Kyesan Lee.” Wavelength Division-adaptive Interference Cancellation Applied in OFDM Visible Light Communication Systems”. *IETE Journal of Research*. 2012;58(5): 390-397 .
- [72] W. Akmouche. Etude et caractérisation des modulations multiporteuses OFDM. PhD thesis in electrical engineering, Université de Bretagne Occidentale, October 2000
- [73] 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
- [74] Albert Van zelst. “MIMO OFDM system for wireless LANs,” Eindhoven technical University, 14 April. 2004. Available at alexandria.tue.nl/extra2/200411059.pdf.
- [75] Reza Abdolee, “Performance of MIMO Space-Time Coded system and Training Based Channel Estimation for MIMO-OFDM system,” University of Technology. November 2006. Malaysia.
- [76] 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).
- [77] 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> .
- [78]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>.
- [79] 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.
- [80] 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.
- [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.

Bibliographie

- [82] David Sabter Dinter May 2003, parallel interference cancellation in beyond 3G multi-user and multi-antenna OFDM systems .
- [83] 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
- [84] K. Fazel and G.P. Fettweis (ed.), "Multi-Carrier Spread-Spectrum", Kluwer Academic Publishers, Dordrecht, 1997.
- [85] Jean Noël Gouyet and Sylvie Kalinowski radio numérique-modulation OFDM page 22 Août 2013.
- [86] 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.
- [87] 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.
- [88] 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.
- [89] Weinstein, S. B., & Ebert, P. M. (1971). Data transmission by frequency division multiplexing using the discrete Fourier transform. *IEEE Trans., COM-19(5)*, 628-634.
- [90] 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.
- [91] 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
- [92] 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)
- [93] Digital Sound Broadcasting to Mobile Receivers B. Le Floch, R. Halbert-Lassalle, D. Castelain *IEEE Trans. On Consumer Electronics* Vol35 No3 August 1989
- [94] Lei shao and Sunit 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> .

Bibliographie

- [95] 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>.
- [96] 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.
- [97] 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.
- [98] Jianxuan Du, "Layered Space Time Structure for MIMO-OFDM Systems," School of Electrical and Computer Engineering Georgia Institute of Technology. July. 12, 2005. Available at https://smartech.gatech.edu/bitstream/handle/1853/7204/Du_Jianxuan_200508_phd.pdf.
- [99] I. Daubechies. Ten lectures on wavelets. 2nd ed., Philadelphia: SIAM, 1992, A Really Friendly Guide to Wavelets.
- [100] A. V. Oppenheim and A. S. Willsky, Signals and Systems, 2nd edition, Chapter 8, Sec. 8.1-8.3 (copies provided)
- [101] Nirmalendu Bikas Sinha, Prosenjit Kumar Sutradhar And M.Mitra, JOURNAL OF TELECOMMUNICATIONS, VOLUME 2, ISSUE 2, MAY 2010 83 © 2010 JOT Capacity Optimized For Multicarrier OFDMMIMO Antenna Systems.
- [102] 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.
- [103] 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.
- [104] J. DUPLICY, "Etude d'un réseau WLAN à base de MIMO-OFDM et de beamforming adaptatif conjoint", Juin, 2003, thèse. Université Catholique de Louvain. [Http : //www.tele.ucl.ac.be/publi/1354.pdf](http://www.tele.ucl.ac.be/publi/1354.pdf).
- [105]. S. D. Sandberg and M. A. Tzannes, "Overlapped discrete Multitone modulation for high speed copper wire communications," IEEE JSAC, vol. 13, pp. 1571- 1585, Dec, 1995.
- [106]. P. P. Vaidyanathan, "Multirate Systems and Filter Banks", Prentice-Hall, Englewood Cliffs, NJ, 1993

Bibliographie

- [107] H.-H. Lee, J.-H. Lee, and H.-K. Song “SIMPLE AND EFFICIENT RECEIVED SIGNAL DETECTION TECHNIQUE USING CHANNEL INFORMATION FOR MIMO-OFDM” J. of Electromagn. Waves and Appl., Vol. 23, 1417–1428, 2009.
- [108] Ying Yi, Changping Li & Kyesan Lee (2012) Wavelength Division-adaptive Interference Cancellation Applied in OFDM Visible Light Communication Systems, IETE Journal of Research, 58:5, 390-397 <http://dx.doi.org/10.4103/0377-2063.104157>.
- [109] Jingming Wang, Babak Daneshrad, 'A Comparative Study of MIMO Detection Algorithms for Wideband Spatial Multiplexing Systems' Wireless Communications and Networking Conference, 2005 IEEE, DOI: 10.1109/WCNC.2005.1424535.
- [110] Suzuki, H., I. B. Collings, R. Meyer, and M. Hedley, “Selective detection for coded MIMO-OFDM transmission,” Vehicular Technology Conference, 2008. VTC Spring 2008. IEEE, 822–826, May 2008.
- [111] Wang, Z.; Zhang, S. Group Iterative Linear ZF Receiver for MIMO-OFDM Systems. In Proceedings of the 2010 Second International Conference on Networks Security Wireless Communications and Trusted Computing (NSWCTC), Wuhan, China, 24–25 April 2010; Volume 1, pp. 248–251.
- [112] Saleem Ahmed, Sooyoung Kim “Efficient SIC-MMSE MIMO detection with three iterative loops”, Int. J. Electron. Commun. (AEÜ) 72 (2017) 65–71.
- [113] Vijaya M. Kulkarni, A. S. Bhalchandra. ”peak-to-average power ratio reduction in wavelet packet modulation using binary phase sequence”. *Indonesian Journal of Electrical Engineering and Computer Science*. ISSN: 2502-4752, DOI: 10.11591/ijeecs.v1, June 2019; 14(3):1210-1219.
- [114] Ali Farzamnia, Ngu War Hlaing, Lillian Eda Kong, Manas Kumar Haldar, Tohid Yousefi Rezaii.” Investigation of error performance in network coded MIMO-VBLAST wireless communication systems”. *Journal of Electrical Engineering*. 2019; 70(4): 273–284.
- [115] Thu Nguyen , Phu Hoang, Quyet Ngo, Khoa Dang, Phuong Nguyen Huu. “ Wavelet packet transform in MIMO - OFDM systems“ 2013 Conference on third world congress on information and communication technologies (WICT) ,UTC from IEEE Xplore.

Bibliographie

[116] Vibha Rao, T. Malavika. "Performance analysis of MIMO-OFDM for multiple antennas", International Journal of Advanced Research in Electrical, Electronics and Instrumentation Engineering (*An ISO 3297: 2007 Certified Organization*) Vol. 3, Issue 5, May 2014.