

République algérienne démocratique et populaire
Ministère de l'enseignement supérieur et de la recherche scientifique

UNIVERSITE MOHAMED BOUDIAF M'SILA

FACULTE DE TECHNOLOGIE
TECHNOLOGIE

DEPARTEMENT D'ELECTRONIQUE

N° :



DOMAINE : SCIENCE ET

FILIERE : TELECOMMUNICATION

Mémoire

Présenté pour l'obtention du diplôme de master

Option : système de télécommunication (STLC)

Par : Belfarai Hanane

Yettou Bochra

Intitulé

Application de la transformée en ondelette discrète au système de
transmission à base de l'OFDM

Soutenu devant le jury composé de:

Président :	Dr. L. LALAOUI	MCA	Université de M'sila
Rapporteur:	Dr. Z. ZERDOUMI	MCB	Université de M'sila
Co-rapporteur:	Dr. A. KHALFA	MCB	Université de M'sila
Examineur:	Dr. M. GARAH	MCA	Université de M'sila

Année Universitaire : 2021-2022

Class of 2022



Dédicace

Je dédie ce modeste travail

A ma mère ...

Et à ma mère ...

Et aussi à ma mère ...

A mon père que je respecte beaucoup...

A ma grande famille...

A toutes mes amies

Et a toutes mes collègues sans exception

A toute ma promotion.



Belfarai Hanane

Yettou Bochra

Class of 2022



Remerciements

*Nous remercions ALLAH le Tout-Puissant qui
Nous a donné le courage pour élaborer ce modeste travail.
Ce travail a été accompli à l'aide de plusieurs personnes
Que nous tenons à Remercier absolument.*

*Nous remercions tout d'abord notre encadreur M^{me}: Zerdoumi Zahra
de nous avoir apporté ses précieux conseils et soutiens durant la
réalisation de ce mémoire. Nous remercions également les membres
de jury de nous avoir fait l'honneur en acceptant d'examiner et de
juger notre travail. Nos remerciements vont aussi à tous nos
enseignants et toutes les personnes qui nous ont soutenus jusqu'au
bout, et qui n'ont pas cessé de nous donner des conseils précieux.*

Finalement, nous remercions tous ceux qui

Ont participé de près ou de loin

Dans l'élaboration de ce travail.



Merci



RESUME

Les services de télécommunications sans fil à haut débit suscitent un regain d'intérêt pour la technique de modulation multi-porteuse, à savoir l'OFDM. Cette dernière est d'intérêt considérable en raison de sa résistance aux évanouissements par trajets multiples et de sa capacité à atteindre une efficacité de transmission élevée. En raison de ses excellentes performances, l'OFDM a été adoptée dans de nombreuses normes de systèmes sans fil existantes.

La transformée en ondelettes discrètes DWT (Discrete Wavelet Transform) est une meilleure alternative à la transformée de Fourier discrète. Notre travail étudie l'influence de l'utilisation de la DWT sur les performances du système de transmission OFDM. Les deux techniques, à savoir OFDM-FFT et OFDM-DWT, sont implémentées dans SIMULINK, leurs performances respectives sont montrées à travers les simulations. Nous avons pu mettre en évidence les avantages fournis par l'OFDM-DWT en considérant les différents types d'ondelettes, en termes de taux d'erreur, et d'élimination des interférences, par rapport à l'OFDM-FFT.

Mots clés : Modulation multi porteuse ; technique OFDM ; DWT ; communication numérique.

ABSTRACT

High-speed wireless telecommunication services has led to a renewed interest in multicarrier modulation, explicitly in the OFDM approach. The OFDM technique has attracted significant interest due to its resistance to multipath fading and its ability to achieve high transmission efficiency. Due to its excellent performance, OFDM has been adopted in many existing wireless system standards.

The Discrete Wavelet Transform (DWT) is a better alternative to Fourier analysis, and we have studied the influence of its use on the performance of the OFDM transmission system. Both techniques, OFDM-FFT and OFDM-DWT, are implemented in SIMULINK, and their respective performances are highlighted through simulations examples. We presented the advantages provided by the OFDM-DWT with different wavelets type, in terms of error rate, interferences cancelation, over the OFDM-DWT.

Key words: Wireless communications, Multicarrier modulation, OFDM, FFT, DWT.

ملخص

أدت الحاجة المتزايدة لخدمات الاتصالات اللاسلكية عالية السرعة إلى تجديد الاهتمام بالتعديل متعدد الموجات، وبشكل أكثر تحديداً في نهج OFDM. وقد اجتذب هذا الأخير اهتماماً كبيراً نظراً لمقاومته للخبو متعدد المسيررات وقدرته على تحقيق كفاءة إرسال عالية. نظراً لأدائه الممتاز، فقد تم اعتماد OFDM في العديد من معايير الأنظمة اللاسلكية الحالية والمستقبلية.

يركز بحثنا على تصميم ومحاكاة وتحليل أداء نظام OFDM على أساس تحويل فورييه المنفصل مع أنواع مختلفة من التعديل. يعتبر تحويل الموجة المنفصلة (DWT) بديلاً أفضل لتحليل فورييه، وقد درسنا تأثير استخدامه على أداء نظام الإرسال OFDM. يتم تنفيذ كلتا الطريقتين، وهما OFDM-FFT و OFDM-DWT، في SIMULINK، ويتم تقديم أداء كل منهما بقيم عددية. بفضل عمليات المحاكاة، تمكنا من إبراز المزايا التي اكتسبتها OFDM-DWT من حيث معدل الخطأ ومعدل الخطأ في البتات ونسبة الإشارة إلى الضوضاء مقارنة بـ OFDM-DWT. تعد الاتصالات اللاسلكية، والقنوات متعددة المسارات، والتشكيل متعدد الموجات، و OFDM، و FFT، و DWT من بعض المصطلحات المستخدمة.

Table des matieres

Table des matieres

Dédicace	I
Remerciements.....	II
RESUME	III
Table des matieres.....	V
Liste des figures	VIII
Liste des tableaux	X
Liste des Acronymes	XI
Introduction Générale.....	1
Chapitre 01: Aperçu Générale sur les Communications Numériques.....	3
1.1. Introduction	3
1.2. Les modulations numériques	3
1.2.1. Modulation ASK.....	4
1.2.2. Modulation FSK	5
1.2.3. Modulation PSK	6
1.2.4. La modulation QAM	7
1.3. Les canaux de transmission	8
1.3.1. Canal a bruit blanc gaussien	8
1.3.2. Canal de Rayleigh	9
1.4. Les perturbations dans les systèmes de communications	9
1.4.1. Le bruit	9
1.4.1.1. Bruit déterministe	9
1.4.1.2. Bruit aléatoire	9
1.4.1.3. Bruit blanc	9
1.4.2. Propagation multitrajets	10
1.4.3. Les interférences entre symboles et entre porteuses.....	10
1.4.3.1. L'interférence entre symboles (IES).....	10
1.4.3.2. L'interférence entre porteuses (IEP)	10
1.5. Les mesures de performances dans les systèmes de communications.....	10
1.5.1. Le rapport signal sur bruit.....	11
1.5.2. L'erreur quadratique moyenne.....	11
1.5.3. La probabilité d'erreur et le taux d'erreur	11
1.5.3.1. La probabilité d'erreur	11
1.5.3.2. Le taux d'erreur binaire (BER).....	12
1.6. Les techniques d'accès	12
1.6.1. Accès multiple par répartition en fréquence (FDMA)	12
1.6.2. Accès multiple par répartition dans le temps (TDMA)	13
1.6.3. Accès multiple par répartition par répartition de code (CDMA)	13
1.6.4. Comparaisons des performances de TDMA/FDMA/CDMA.....	14
1.7. Les Réseaux sans Fil	15

Table des matieres

1.7.1. Les réseaux personnels sans fil (WPAN)	15
1.7.2. Réseaux locaux sans fil (WLAN)	16
1.7.3. Réseaux métropolitains sans fil (WMAN)	17
1.7.4. Réseaux étendus sans fil (WWAN)	17
1.7.5. Réseau WIMAX	18
1.7.6. Avantages et les inconvénients des réseaux sans fil	18
1.7.6.1. Avantage des réseaux sans fil	18
a. Faible coût	18
b. Souplesse d'installation	18
c. Débit	19
d. Topologie	19
1.7.6.2. les inconvénients des réseaux sans fil	19
a. Qualité et continuité du signal	19
b. Problèmes de sécurité	19
1.8. Les modulations mono et multi-porteuses.....	19
1.8.1. La Modulation mono-porteuse	19
1.8.2 La Modulation multi-porteuses	20
1.9. Conclusion.....	21
Chapitre 02: Etude de la Technique OFDM	22
2.1. Introduction	22
2.2. Historique de la technique OFDM	22
2.3. l'orthogonalité :	22
2.4. Système de transmission OFDM	23
2.4.1. Modulateur OFDM	24
2.4.2. Démodulateur OFDM	25
2.4.3. Intervalle de garde et l'extension cyclique.....	25
2.4.3.1. Intervalle de garde.....	25
a. Remplissage par des zéros (Zéro padding ZP)	25
2.4.3.2. l'extension cyclique	26
a. préfixe cyclique	26
b. suffixe cyclique	26
2.4.4. Sous porteuses pilotes et estimation de canal	26
2.5. Domaines d'utilisation de la technique OFDM	27
2.5.1. La normalisation ETSI HiperLAN II	27
2.5.2. IEEE 802.11a (Wi-Fi 5)	27
2.5.3. IEEE 802.11g	27
2.5.4. Radio numérique DAB (Digital Audio Broad casting)	28
2.5.5. Système terrestre DVB-T (Digital Video Broadcasting-Terrestrial)	28
2.6. Le système de transmission multi entrées multi sorties (MIMO)	28
2.7. Utilisation de la transformée en ondelette dans l'OFDM	29
2.7.1. Motivation pour l'utilisation des ondelettes (Limites de la transformée de Fourier)	29
2.7.2. Aperçu sur la transformée en ondelette	30
2.7.2.1. Définition d'une ondelette	30
2.7.2.2. La transformée en ondelettes	31

Table des matieres

2.7.2.3. Dilatation et Translation dune ondelette	32
a. La dilatation	32
b. Translation	32
2.7.2.4. Propriétés des ondelettes.....	32
2.7.2.5. Les familles des ondelettes.....	33
a. Ondelette de HAAR	33
b. Ondelettes de Daubéchies.....	33
c. Ondelette de Symlet	34
d. Ondelette de Coiflets.....	34
e. Ondelette Biorthogonale	35
2.7.2.6. Critères de choix de l'ondelette	35
2.7.2.7. Transformée en ondelette continue.....	36
2.7.2.8. Transformée en ondelette Discrète.....	37
2.7.2.9. Décomposition	37
a. Décomposition simple	37
b. Décomposition multi niveaux	38
2.7.2.10. Reconstruction par ondelette.....	39
2.8. Système OFDM à base de la transformée en ondelette discrète	39
2.9. Conclusion.....	41
 Chapitre 03: Simulation des techniques OFDM-FFT et OFDM-DWT	42
3.1. Introduction	42
3.2. Implémentation d'un système de transmission OFDM-FFT.....	42
3.2.1. Description des différents blocs en émission.....	43
3.2.2. Description des différents blocs en réception.....	49
3.3. Implémentation d'un système de transmission OFDM-DWT	53
3.3.1. Description des différents blocs en émission.....	53
3.3.2. Description des différents blocs en réception.....	54
3.4. Performances de l'OFDM-FFT et l'OFDM-DWT.....	56
3.4.1. Constellation de l'OFDM-FFT et l'OFDM-DWT	56
3.4.2. Taux d'erreur de l'OFDM-FFT et l'OFDM-DWT.....	57
3.5. Conclusion.....	60
Conclusion Générale.....	61
Bibliographie	XIII

Liste des figures

Liste des figures

Chapitre 01

Figure 1.1 : modulation d'amplitude ASK	5
Figure 1.2: modulation de fréquence FSK	6
Figure 1.3: Constellation BPSK.....	6
Figure 1.4: constellation QPSK	7
Figure 1.5: modulateur QAM.....	7
Figure 1.6: Constellation 16QAM	7
Figure 1.7: Canal a bruit blanc gaussien additif.....	8
Figure 1.8: Technique d'accès multiple FDMA	13
Figure 1.9: Technique d'accès multiple TDMA	13
Figure 1.10: Technique d'accès multiple CDMA.....	14
Figure 1.11: classification des réseaux sans fil	15
Figure 1.12: systèmes de transmission mono-porteuse	20
Figure 1.13: La Modulation multi-porteuses.....	21

Chapitre 02

Figure 2.1: Enveloppes spectrales de sous porteuses	23
Figure 2.2: Schéma-bloc d'un system OFDM.	23
Figure 2.3: Schéma de principe d'un modulateur OFDM.	24
Figure 2.4: Schéma de principe d'un démodulateur OFDM.	25
Figure 2.5: Intervalle de garde	25
Figure 2.6: Zero padding ZP	26
Figure 2.7: Insertion du préfixe cyclique	26
Figure 2.8: Principe d'un système MIMO-OFDM.	29
Figure 2.9: Représentation temporelle vers ondelettes.....	31
Figure 2.10: la dilatation pour différentes valeurs de a	32
Figure 2.11: la translession.....	32
Figure 2.12: Ondelette de Haar	33
Figure 2.13: Ondelettes de Daubechies.	34
Figure 2.14: Représentation temporelle et fréquentielle de l'ondelette de Symlet (2 et 4)	34
Figure 2.15: Représentation temporelle et fréquentielle de l'ondelette de Coiflets (2 et 4)	35
Figure 2.16: Représentation temporelle et fréquentielle de l'ondelette de Biorthogonale 2.4	35
Figure 2.17: La transformée en ondelettes continues	36
Figure 2.18: Décomposition simple du signal s en approximations et détails [52]	38
Figure 2.19: Décomposition du signal s en multi-niveaux.....	38
Figure 2.20: Reconstruction simple d'un signal S	39
Figure 2.21: Schéma bloc d'un système OFDM –DWT	40

Liste des figures

Chapitre 03

Figure 3.1: Schéma bloc d'une chaine de transmission OFDM-FFT en Simulink.....	42
Figure 3.2: Schéma bloc d'émission OFDM-FFT	43
Figure 3.3: Paramètres du bloc Random Integer Generator	43
Figure 3.4: Paramètres du bloc Integer to bit converter	44
Figure 3.5: Paramètres du bloc Bit to integer Converter	44
Figure 3.6: Paramètres du bloc QAM Modulator	45
Figure 3.7: Insertion des sous-porteuses.....	46
Figure 3.8: Paramètres du bloc Multiport Séléctor	46
Figure 3.9: Paramètres Gain des blocs de Normalisation/dénormalisation.....	47
Figure 3.10: Paramètres du bloc IFFT	47
Figure 3.11: Paramètres du bloc Add Cyclic Prefix	48
Figure 3.12: Paramètres du bloc AWGN	48
Figure 3.13: Paramètres du bloc Rayleigh	49
Figure 3.14: Schéma bloc d'un récepteur OFDM-FFT	49
Figure 3.15: Paramètres du bloc Remove Cyclic Prefix	50
Figure 3.16: Paramètres du bloc FFT	50
Figure 3.17: Paramètres du bloc Frame Conversion.....	51
Figure 3.18: Paramètres du bloc zéro-padding	51
Figure 3.19: Paramètres du bloc Remove Pilots	51
Figure 3.20: Paramètres du bloc QAM démodulateur	52
Figure 3.21: Paramètres du bloc Error Rate Calculation.....	52
Figure 3.22: Schéma bloc OFDM à base de DWT sous Simulink.	53
Figure 3.23: Schéma bloc d'émission de l'OFDM à base de DWT	54
Figure 3.24: Bloc IDWT	54
Figure 3.25: Schéma bloc en réception de l'OFDM-DWT	55
Figure 3.26: Bloc DWT	55
Figure 3.27: Bloc transpose.....	55
Figure 3.28: Constellation des symboles 16 QAM, (a) Symboles transmis, (b) Symboles OFDM-FFT (c) Symboles OFDM-DWT, Canal AWGN (SNR=15 dB)	56
Figure 3.29: Constellation des symboles 16 QAM, (a) Symboles transmis, (b) Symboles OFDM-FFT (c) Symboles OFDM-DWT, Canal AWGN (SNR=25 dB).....	56
Figure 3.30: Constellation des symboles 16 QAM, (a) Symboles transmis, (b) Symboles OFDM-FFT (c) Symboles OFDM-DWT, Canal Rayleigh	57
Figure 3.31: Courbes de taux d'erreur (BER) ,16 QAM, Canal AWGN	59
Figure 3.32: Courbes de taux d'erreur (BER) ,16 QAM, Canal (AWGN+Rayleigh)	59

Liste des tableaux

Chapitre 03

Table 3.1: Taux d'erreur (BER) versus SNR, canal AWGN (OFDM-FFT ; OFDM-DWT).....	58
Table 3.2: Taux d'erreur (BER) versus SNR, canal (AWGN+ Rayleigh), (OFDM-FFT ; OFDM-DWT).....	58

Liste des Acronymes

AWGN: Additive White Gaussian Noise.

ADSL: Assymetric Digital Subscriber Line

BER : le taux d'erreur binaire (Bit Error Rate)

BBAG : Bruit Blanc Additif Gaussien.

CP: Cyclic Prefix

DAB: Digital Audio Broadcasting.

DVB-T: Digital Video Broadcasting Terrestrial

DWT: transformée par ondelettes discrète

FDM: Frequency Division Multiplexing.

FDMA: Frequency Division Multiple Access.

FFT: Fast Fourier Transform.

FSK: Frequency Shift keying.

GPRS: General Packet Radio Service.

GSM: Global System for Mobile communications.

HiperLan: High Performance LAN.

ISI: interferences inter symbol

ICI: Inter Carrier Interference.

IEEE: Institute of Electrical and Electronics Engineer.

IES: Interférences Entre Symboles.

LOS: Line Of Sight.

MAN: Metropolitan Area Network.

MAQ : Modulation d'Amplitude en Quadrature.

NLOS: None Line Of Sight.

OFDM: Orthogonal Frequency Division Multiplexing.

PSK: Phase Shift Keying.

QAM: quadrature amplitude modulation

QPSK: quadrature Phase Shift Keying.

RF: Radio Frequency.

SNR: Signal to Noise Ratio.

TDM: Time Division Multiplexing.

TDMA: Time Division Multiple Access.

TFD: Transformée de Fourier Discrète.

TFDI: Transformée de Fourier Discrète Inverse.

UMTS: Universal Mobile Telecommunications System.

WDM: Wavelength Division Multiplex.

WIFI: Wireless Fidelity.

WIMAX: Worldwide Interoperability for Microwave Access.

WLAN: Wireless Local Area Network.

WMAN: Wireless Metropololitan Area Network.

W-OFDM: Wideband OFDM.

WPAN: Wireless Personal Area Network.

WWAN: Wireless Wide Area Network.

Introduction Générale

Le progrès technologique dans les systèmes de communication sans fil nécessite un transfert de données à grande vitesse. Raison pour laquelle, un certain nombre de stratégies et de techniques ont vu le jour.

Les réseaux sans fil utilisant la modulation multiporteuse OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) offrent d'excellentes performances dans les environnements dispersifs à trajets multiples. Cela leur permet d'augmenter le débit binaire et donc l'efficacité spectrale sans compromettre la bande passante [1].

La transmission OFDM consiste à répartir les données sur un grand nombre de sous-porteuses, ce qui donne des sous-canaux très étroits. La caractéristique la plus intéressante de la transmission OFDM est la dispersion des symboles sur de nombreuses sous-porteuses., ce qui garantit une robustesse en termes de retard d'étalement, et réduit ainsi le taux de transmission par sous-porteuse [2] [3].

L'étude et l'analyse des performances d'un système OFDM basé sur la transformée de Fourier et la transformée en ondelette discrète constituent l'essentiel de ce mémoire.

Les transformations en ondelettes discrètes DWT (Discrete Wavelet Transform) constituent une amélioration de l'analyse de Fourier. L'apport de l'utilisation de différentes ondelettes discrètes, sur les performances du système de transmission OFDM fera l'objet de notre travail.

Le Logiciel de simulation SIMULINK de MATLAB sera utilisé pour mettre en œuvre les systèmes de transmission à base de l'OFDM-FFT et l'OFDM-DWT. De nombreuses simulations seront utilisées pour présenter les performances de l'OFDM-DWT relativement à l'OFDM-FFT en mettant en évidence l'intérêt et l'apport de la transformée en ondelette discrète DWT par rapport à la transformée de Fourier rapide FFT.

Des diagrammes de constellation, ainsi que des calculs du taux d'erreur BER (Bit Error Rate), seront utilisés en mesures de performance pour les deux approches.

Ce manuscrit est divisé en trois chapitres, ainsi qu'une introduction générale et une conclusion générale:

Le chapitre 01: ce chapitre présente un aperçu générale sur les communications numériques, Nous avons donné des généralités sur les télécommunications numériques, telles

Introduction Générale

que : les modulations mono et multi-porteuses. Nous présentons une étude des différentes techniques de multiplexages (TDM, WDM, FDM..), ainsi que les structures des réseaux sans fils.

Le chapitre 02: Dans ce chapitre, nous nous sommes principalement intéressés à l'OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing), nous avons présenté son historique, ainsi qu'un aperçu général de cette technique, ses avantages et de ses inconvénients. Nous avons aussi présenté l'étude de la transformée en ondelette discrète DWT, ces différents types et son utilisation en communication numérique.

Le chapitre 03: Ce chapitre présente le cœur de notre travail. Nous procédons à l'implémentation des systèmes OFDM-FFT et OFDM-DWT dans MATLAB SIMULINK, nous expliquons les différents constituants des deux systèmes. Nous présentons les performances des deux systèmes pour un environnement gaussien matérialisé par le canal à bruit blanc gaussien et un environnement dispersif présentant des trajets multiples et un effet Doppler, concrétisé par le canal de Rayleigh.



CHAPITRE 01

APERÇU GÉNÉRALE SUR LES COMMUNICATIONS NUMÉRIQUES

Chapitre 01: Aperçu Générale sur les Communications Numériques

1.1. Introduction

Les progrès dans le secteur des communications numériques ont été phénoménaux, avec des moyens comme les téléphones portables qui dominent les interactions sociales et professionnelles pour la majorité des individus dans la société moderne [4].

Nous présentons quelques concepts fondamentaux dans le contexte de la communication numérique qui aideront à la compréhension de ce mémoire. Nous donnons un bref aperçu de la structure de base d'un système de communication numérique, ainsi que de ses nombreux composants. Il y aura également une discussion sur les événements déconcertants qui influencent les signaux utilisables et les mesures de performance employés dans la communication numérique [4].

1.2. Les modulations numériques [5, 6, 7]

La modulation est utilisée pour modifier un signal en vue de sa transmission dans un canal de transmission. Ce processus consiste à modifier une ou plusieurs propriétés de l'onde porteuse. L'amplitude, la fréquence et la phase sont les paramètres qui peuvent être modifiés. L'information est communiquée via un paramètre qui a deux valeurs possibles dans les procédures de modulation binaire. Le paramètre dans les processus de modulation M-aire prend M valeurs. Cela permet d'associer un mot à n chiffres à un état de modulation, ce qui correspond à un nombre de $M=2^n$ états. Ces n chiffres proviennent de la division du train binaire de l'encodeur en paquets de n chiffres.

- Un symbole est une lettre de l'alphabet. Si M est la taille de l'alphabet, le symbole est appelé M-aire. Le symbole est dit binaire lorsque $M=2$.
- La rapidité de modulation $R: R=\frac{1}{T}$ elle s'exprime en bauds.
- Le nombre de bits transmis par seconde est appelé débit binaire D. $D=nR=\frac{1}{Tb}$ (durée d'un bit).
- Le paramètre $\eta = \frac{-D}{B}$, qui est la largeur de la bande occupée par le signal modulé, détermine l'efficacité spectrale d'une modulation. Nous avons un signal qui utilise des symboles de M-aire. $\eta = \frac{1}{T.B} \log 2(M)$.

- Pour B et T donnés, l'efficacité spectrale augmente, comme on pouvait s'y attendre, avec le nombre de bit/symbole $n = 1 \log 2(M)$. C'est en effet la raison de la modulation M-aire.
- Une source binaire fournit le message à envoyer. Après codage, le signal modulant est un signal en bande de base, éventuellement complexe, qui s'exprime comme suit :

$$\mathbf{C}(t) = \sum_K \mathbf{C}_K \cdot \mathbf{g}(t - \mathbf{K}T) \quad \text{avec} \quad \mathbf{C}_K = \mathbf{a}K + \mathbf{b}K \quad (1.1)$$

- La modulation convertit le signal $c(t)$ en un signal modulé $m(t)$, comme on le voit ci-dessous :

$$\mathbf{M}(t) = \text{Re} \left[\sum_K \mathbf{C}_K(t) \cdot e^{j(\omega_0 t + \varphi_0)} \right] \quad (1.2)$$

$\omega_0 t$: pulsation ET φ_0 : phase de la porteuse.

Les types de base de modulations numériques sont abordés ci-après.

1.2.1. Modulation ASK

La modulation par déplacement d'amplitude est la technique de modulation numérique la plus simple, dans laquelle un signal d'information binaire modifie directement l'amplitude d'une porteuse analogique. Ce type de modulation est également connu sous le nom de modulation d'amplitude numérique. La modulation par déplacement d'amplitude est définie mathématiquement comme suit :

$$v_{ask}(t) = [1 + v_m(t)] \left[\frac{A}{2} \cos(\omega t) \right] \quad (1.3)$$

Où :

- $v_{ask}(t)$ = l'onde modifiée du signal
- $v_m(t)$ signal d'information numérique (modulant) (volts)
- $A / 2$ = amplitude non modulée de la porteuse (volts)
- ωc = fréquence radian porteuse analogique.

Dans l'équation(1.3), le signal de modulation $[v_m(t)]$ est un forme d'onde binaire normalisée, où $+1 \text{ V} = 1$ logique 1 et $-1 \text{ V} = 0$ logique. Par conséquent, pour une entrée logique 1, $v_m(t) = +1 \text{ V}$, Equation (1.3) réduit à :

$$v_{ask}(t) = [1 + v_m(t)] \left[\frac{A}{2} \cos(\omega t) \right] = A \cos(\omega t) \quad (1.4)$$

Et pour une entrée logique 0, $v_m(t) = -1 \text{ V}$, l'équation (1.3) se réduit à :

$$v_{ask}(t) = [1 - 1] \left[\frac{A}{2} \cos(\omega t) \right] = 0 \quad (1.5)$$

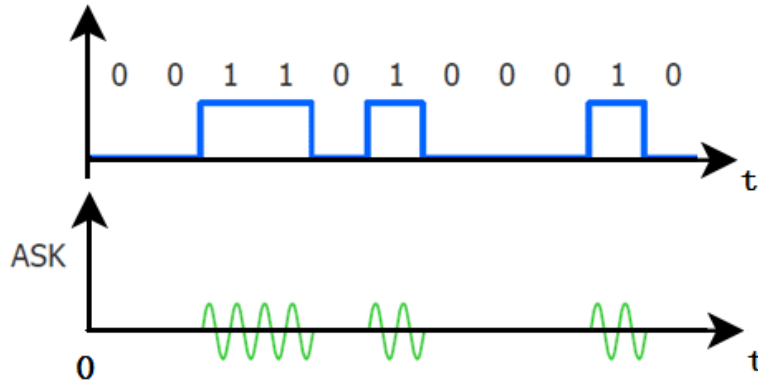


Figure 1.1 : modulation d'amplitude ASK.

1.2.2. Modulation FSK

La modulation par déplacement de fréquence est un type de modulation angulaire à amplitude constante similaire à la modulation de fréquence normale (FM), sauf qu'au lieu d'une forme d'onde analogique changeant continuellement, le signal de modulation est un signal binaire qui varie entre deux niveaux de tension discrets. Par conséquent, la FSK binaire (BFSK) est un nom commun pour la FSK. L'expression générale pour FSK est :

$$v_{FSK}(t) = v_c(t) \cdot \cos(\omega_c t) \{2\pi[f_c + v_m(t)\Delta f]t\} \quad (1.6)$$

- $v_{FSK}(t)$ = forme d'onde FSK binaire
- $v_c(t)$ = amplitude porteuse analogique maximale (volts)
- f_c = fréquence centrale porteuse analogique (hertz)
- Δf = changement de crête (décalage) dans la fréquence porteuse analogique
- $v_m(t)$ = signal d'entrée binaire (modulant) (volts)

À partir de l'équation (1.6), on peut voir que le changement de la fréquence porteuse (Δf) est proportionnel à l'amplitude de signal d'entrée binaire ($v_m(t)$), et la direction du décalage est déterminée par la polarité. Le signal de modulation est une forme d'onde binaire normalisée logique 1 = +1 V et une logique 0 = -1 V. Ainsi, pour une entrée logique $v_m(t) = +1$, l'équation (1.6) peut être réécrite comme :

$$v_{FSK}(t) = v_c(t) \cdot \cos(\omega_c t) \{2\pi[f_c + \Delta f]t\} \quad (1.7)$$

Pour une entrée logique 0, $v_m(t) = -1$, l'équation (1.6) devient :

$$v_{FSK}(t) = v_c(t) \cdot \cos(\omega_c t) \{2\pi[f_c - \Delta f]t\} \quad (1.8)$$

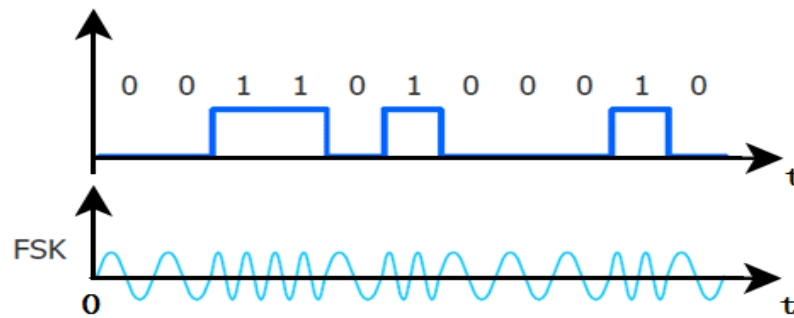


Figure 1.2: modulation de fréquence FSK

1.2.3. Modulation PSK [8]

La modulation binaire BPSK (Binary Phase Shift Keying), qui est une modulation de phase avec deux états 0 et π , est un exemple de modulation numérique utilisant le déphasage. Il n'y a que deux points dans la constellation : un à 0° , qui correspond au niveau logique 1, et un à 180° , qui correspond au niveau logique 0.



Figure 1.3: Constellation BPSK

La modulation PSK en quadrature ou modulation de phase numérique est un autre type de modulation de phase numérique (QPSK).

Le composant sinus (I ou en phase) et le composant cosinus (I ou hors phase) sont deux "sous-flux" du flux de données binaires (Q ou en quadrature). Un symbole est constitué de deux valeurs (ou d'un doublet). Les signaux I et Q sont centrés sur 0V pour des raisons électroniques. Par conséquent, on peut considérer que I et Q ont deux niveaux, +1 et -1, qui correspondent à des états binaires.

Dans le plan I, Q, l'état de phase du signal modulé est représenté en coordonnées polaires. On obtient un diagramme appelé constellation basé sur les combinaisons de I et Q. Les constellations de modulation QPSK (Quadrature Phase Shift Keying) sont représentées dans le diagramme ci-dessous.

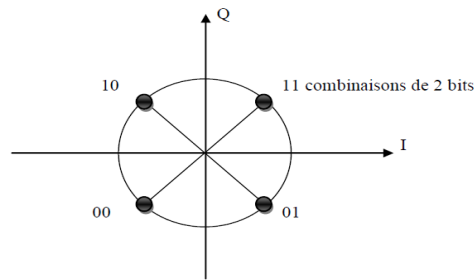


Figure 1.4: constellation QPSK

1.2.4. La modulation QAM [9]

La MAQ, ou modulation d'amplitude en quadrature, est créée en combinant deux fréquences porteuses sinusoïdales déphasées de 90 degrés l'une par rapport à l'autre (d'où le nom de quadrature). Elle est également connue sous le nom de modulation de phase et d'amplitude, et permet des débits de données extrêmement rapides.

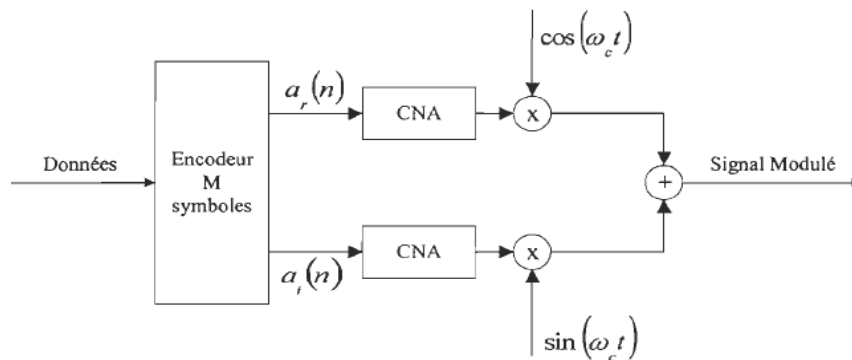


Figure 1.5: modulateur QAM

Une modulation QAM à seize états est un exemple de QAM. Chaque symbole dans la QAM à seize états nécessite quatre bits, deux sur I et deux sur Q. L'une des quatre amplitudes disponibles peut être utilisée pour i. On peut dire la même chose de la valeur de Q. 16 points ($2^4=16$) composent la constellation.

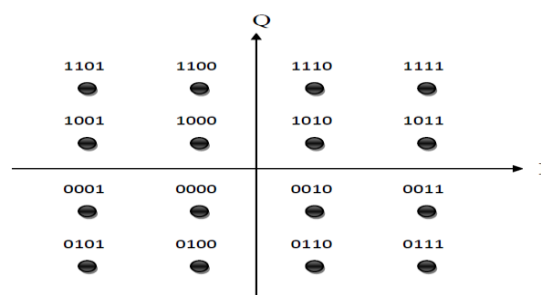


Figure 1.6: Constellation 16QAM

Le principal attrait des techniques de modulation numérique est la perspective de leur Intégration harmonieuse dans le nombre croissant de réseaux numériques intégrés.

Un autre avantage est la possibilité de maintenir l'intégrité des données communiquées, ce qui est presque impossible avec la transmission analogique [6].

1.3. Les canaux de transmission [10, 11, 12]

Le canal de transmission est le support physique utilisé pour transporter les données de l'émetteur au récepteur, et il varie selon l'application. Le bruit et les filtres d'émission, ainsi que les antennes d'émission et de réception en espace libre, peuvent tous faire partie du support de transmission. Il est toujours sujet à des perturbations qui peuvent entraîner une déformation du message envoyé. Ces perturbations peuvent être décrites comme suit :

- D'atténuation: Lorsque l'atténuation varie dans le temps (par exemple, le canal de Rayleigh), on parle de canaux à évanouissement et lorsque l'atténuation n'est pas uniforme dans la gamme de fréquences utilisée, on parle de canaux sélectifs en fréquence.
- D'effacement: lorsque le canal perd les données, ce qui est le plus courant dans les canaux avec des entrées et des sorties binaires.
- D'un bruit thermique: présents dans presque toutes les situations de transmission.
- Les symboles du canal multivoie entrent en collision, ce qui entraîne des interférences.

Nous nous intéressons à plusieurs types de canaux de transmission : les canaux bruyants, également appelés à bruit blanc gaussien additif (AWGN), les canaux à évanouissement et les canaux à trajets multiples. Nous pouvons également distinguer des cas particuliers tels que les canaux sélectifs en fréquence et les canaux de Rayleigh.

1.3.1. Canal a bruit blanc gaussien

C'est le modèle de canal le plus basique pour une chaîne de transmission numérique, et c'est aussi l'un des plus faciles à créer et à analyser. Le canal à bruit blanc gaussien additif (AWGN) simule la transmission en bande de base sur un canal gaussien sans bruit (figure 1.7)

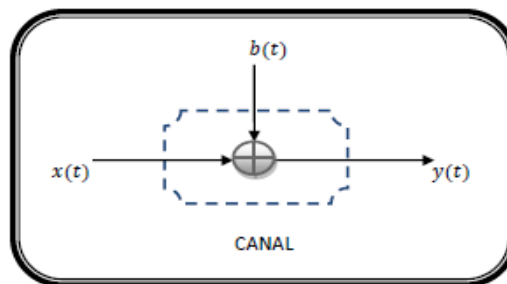


Figure 1.7: Canal a bruit blanc gaussien additif

L'évanouissement, la sélectivité en fréquence et l'interférence inter-symbole ne

Ne peuvent pas être expliqués par le bruit blanc. Le canal BBAG est noté par:

$$y(t) = x(t) + b(t) \quad (1.9)$$

$y(t)$ est le signal reçu, $x(t)$ le signal émis et $b(t)$ est le bruit blanc gaussien de densité spectrale de puissance bilatérale (variance) σ^2 tel que: $\sigma^2 = \frac{N_0}{2}$.

1.3.2. Canal de Rayleigh

Nous pouvons montrer que les canaux I et Q d'un canal d'évanouissement de radio mobile à trajets multiples sont des variables aléatoires indépendantes gaussiennes (normales) en utilisant le raisonnement du théorème central limite. L'enveloppe de deux variables aléatoires gaussiennes avec des distributions identiques est distribuée selon Rayleigh [12].

La fonction de densité de probabilité de la distribution de Rayleigh est la suivante :

$$f(x) = \frac{x}{\sigma^2} e^{-x^2/2\sigma^2} \quad x \geq 0 \quad (1.10)$$

σ^2 : est la variance de chacune des variables aléatoires gaussiennes.

1.4. Les perturbations dans les systèmes de communications

1.4.1. Le bruit

Le terme "bruit" désigne un signal indésirable qui obscurcit ou affaiblit le signal utile. Sa nature peut être soit déterministe (prévisible), soit aléatoire (imprévisible) [13].

1.4.1.1. Bruit déterministe

Un son est produit par un bruit déterministe. Le son a certaines fréquences, ce qui signifie qu'il a des harmoniques. Le signal devient prévisible car il existe des ensembles de signaux qui se répètent dans le temps (périodicité).

1.4.1.2. Bruit aléatoire

Un bruit généré au hasard est imprévisible, Le signal a une probabilité spécifique d'avoir une certaine amplitude à un moment donné, Le bruit de la rue est imprévisible. Il y a deux sortes de bruit dans cette catégorie : Bruit blanc et Bruit coloré.

1.4.1.3. Bruit blanc

Un bruit blanc $b(t)$ est un processus stochastique (aléatoire) ayant les propriétés suivantes :

- $S_b(f) = Cte$ est la constante du spectre de puissance. Par conséquent, toutes les fréquences sont également représentées dans ce bruit.

(En raison de l'analogie avec la lumière blanche, le terme "bruit blanc" a été inventé).

- un pic de Dirac est sa fonction d'autocorrélation :

$$C_{bb}(t) = \langle b(t) \cdot b(0) \rangle = \delta(t) \quad (1.11)$$

1.4.2. Propagation multitrajets

Le phénomène de trajets multiples est une caractéristique du canal de propagation de la radiotéléphonie mobile dans lequel le signal transmis emprunte de nombreux chemins de l'émetteur au récepteur. Le signal rencontre des obstacles tels que des réflexions spéculaires (propensions de miroir) ou des réflexions diffuses provenant d'obstacles tels que des montagnes ou des bâtiments, ainsi que la position relative de l'émetteur et du récepteur s'ils sont en mouvement, ce qui produit une variation temporelle du canal. En raison de l'abondance des échos dans ce milieu de propagation, la puissance du signal est atténuée [14] [15].

1.4.3. Les interférences entre symboles et entre porteuses

1.4.3.1. L'interférence entre symboles (IES)

Les signaux OFDM sont envoyés à intervalles réguliers et doivent suivre un chemin spécifique afin d'atteindre le récepteur. En raison des nombreuses voies de propagation, un symbole envoyé met plus ou moins de temps à atteindre le récepteur dans un canal à trajets multiples, ce qui crée des étalements temporels. L'interférence inter-symbole est causée par l'étalement temporel, qui entraîne un chevauchement des symboles (IES) [16].

1.4.3.2. L'interférence entre porteuses (IEP)

Dans un système OFDM, l'orthogonalité signifie qu'au maximum du spectre de chaque sous-porteuse, tous les spectres des autres sous-porteuses sont nuls, et que Les spectres des sous-porteuses se chevauchent mais restent orthogonaux les uns aux autres. L'interférence inter-porteuse (IEP) est causée par un manque d'orthogonalité, ce qui fait que les symboles de données d'une sous-porteuse sont présents sur des sous-porteuses adjacentes [16].

1.5. Les mesures de performances dans les systèmes de communications

La fidélité avec laquelle les bits du message envoyé sont renvoyés au récepteur détermine la performance d'une transmission numérique, Le rapport signal/bruit SNR est la

première mesure de performance lorsque le signal transmis est analogique, Cette mesure de performance est toutefois insuffisante dans le cas de la communication numérique, et d'autres mesures de performance peuvent être appliquées, Ces mesures de performance permettent d'évaluer et de comparer les performances des algorithmes, Voici quelques-uns des critères de performance les plus utilisés dans les communications numériques[4].

1.5.1. Le rapport signal sur bruit

Le rapport signal/bruit, abrégé SNR, est la mesure de performance la plus utilisée dans les systèmes de communication, Il évalue l'impact du bruit. [17-18].

Il est ainsi possible d'évaluer la qualité de transmission d'un signal, En effet, plus le rapport signal/bruit est faible, plus le bruit dégrade le signal, et plus il est difficile de supprimer l'influence du bruit sur le signal, Pour s'assurer que le signal reçu est une copie fidèle du signal émis, il faut garantir un rapport signal/bruit élevé, Le rapport signal/bruit est utilisé pour calculer cette estimation de l'intensité du bruit. [4]:

$$SNR = \frac{E\{|s(t)|^2\}}{E\{|\eta(t)|^2\}} \quad (1.12)$$

Pour un signal et un bruit centrés de variances respectives σ_s^2 de variance σ_n^2

L'équation (1.12) s'écrit d'une façon équivalente par :

$$SNR = \frac{\sigma_s^2}{\sigma_n^2} \quad (1.13)$$

Le rapport signal/bruit (SNR) est généralement exprimé en décibels (dB) comme suit :

$$SNR_{db} = 10 \log_{10} \left(\frac{\sigma_s^2}{\sigma_n^2} \right) \quad (1.14)$$

1.5.2. L'erreur quadratique moyenne

Deux mesures importantes pour évaluer la performance des estimateurs de canaux sont l'erreur quadratique moyenne (EQM) et le taux d'erreur par bit (BER), Pour ce faire, nous utilisons la formule suivante pour calculer l'erreur quadratique moyenne :

$$EQM = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N E \left\{ |\hat{H}(k) - H(k)|^2 \right\} \quad (1.15)$$

Où $\hat{H}$ est le vecteur de canal estimé et H est le vecteur des atténuations du canal [19].

1.5.3. La probabilité d'erreur et le taux d'erreur

1.5.3.1. La probabilité d'erreur [20-21].

- La probabilité d'erreur en bit : $P_B(K_n)$ est la probabilité que le message et le message décodé présentent une erreur de bit [20]. Par rapport au message original, il exprime
Le taux de bits erronés.
- La probabilité d'erreur en bloc: $P_e(K_n)$, en fonction du bloc, est la probabilité d'une erreur dans le décodage du mot entrant, Lors de l'utilisation de l'algorithme de décodage, le décodeur est susceptible de sélectionner le mot de code incorrect.

1.5.3.2. Le taux d'erreur binaire (BER)

Le taux d'erreur sur les bits est la mesure la plus importante pour déterminer la qualité d'une transmission numérique, Il s'agit du rapport entre le nombre de bits erronés et le nombre total de bits reçus, Ce taux définit le nombre d'erreurs qui se produisent avant la modulation et peu après la démodulation, et il augmente en raison de perturbations telles qu'un équipement ou un réseau défectueux, un mauvais pointage d'antenne et la longueur du canal [22].

1.6. Les techniques d'accès [23]

L'accès multiple par répartition en fréquence (FDMA) est le premier mécanisme employé par les systèmes analogiques (Frequency Division Multiple Access, Le TDMA (Time Division Multiple Access) à répartition dans le temps apparaît plus tard avec les systèmes numériques, La dernière option est le CDMA (Code Division Multiple Access) à étalement spectral, dans lequel un code est utilisé pour distribuer l'accès à notre interface unique, Bien qu'elle ne soit plus employée à des fins civiles, l'armée la connaît depuis longtemps.

1.6.1. Accès multiple par répartition en fréquence (FDMA)

C'est la méthode la plus traditionnelle, Comme l'illustre la Figure 1.8, le spectre disponible est divisé en plusieurs canaux radio, chacun ayant une largeur de bande fixe.

Un seul utilisateur est affecté à chaque canal de fréquence en même temps, La technique d'attribution d'un canal est donc basée sur le principe du premier arrivé, premier servi, Cette méthode est principalement utilisée avec les signaux analogiques.

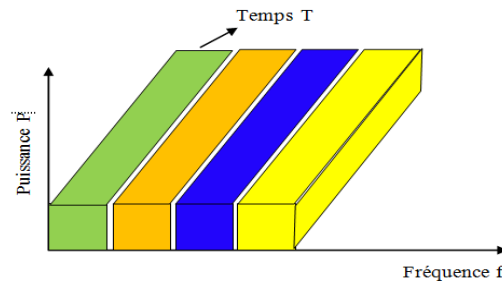


Figure 1.8: Technique d'accès multiple FDMA

1.6.2. Accès multiple par répartition dans le temps (TDMA)

Le TDMA, contrairement au FDMA, permet à un grand nombre de clients de partager une seule bande de fréquences. La bande de fréquences est divisée en trames TDMA de longueur finie. Il y a n périodes de temps dans chaque trame (TS). Un abonné distinct peut être attribué à chacun des n intervalles de temps de la trame. Une seule bande de fréquences peut donc accueillir jusqu'à n abonnés. Différents intervalles de temps sont attribués à la transmission d'un seul abonné sur une base cyclique (généralement un TS par trame ; des cycles plus longs sont également possibles).

Chaque bande de fréquences n'est utilisée que par un seul abonné à la fois lors de l'utilisation du TDMA. Cela permet d'éviter que les différents abonnés ne se gênent les uns les autres (ou de réduire le bruit autant que possible ou selon les besoins). Le GSM et le IS-136 sont deux exemples de systèmes de deuxième génération qui utilisent le TDMA (également appelé Digital AMPS).

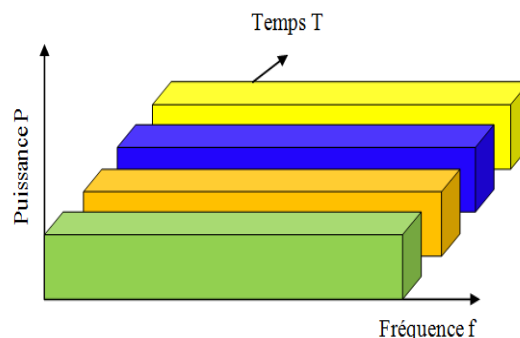


Figure 1.9: Technique d'accès multiple TDMA

1.6.3. Accès multiple par répartition par répartition de code (CDMA)

Comme le montre la Figure 1.10, tous les mobiles coexistent dans la même bande de fréquences et émettent sur les mêmes créneaux horaires lorsqu'on utilise l'accès multiple par répartition en code, mais on utilise plutôt des techniques d'étalement du spectre, où chaque utilisateur dispose d'un code unique, ou séquence, dans la cellule qui détermine les fréquences

et la puissance utilisées, Ces méthodes consistent à disperser et à étaler le signal sur une vaste bande passante jusqu'à ce qu'il devienne "invisible" pour les autres utilisateurs de la même bande passante. L'information originale est liée au code par l'émetteur, Les données codées sont ensuite envoyées par radio, Dans l'unité de réception, les données originales sont régénérées de manière synchrone en utilisant le même code, Le signal original de l'utilisateur peut être récupéré après avoir isolé toutes les séquences des autres utilisateurs (qui apparaissent Comme du bruit) [23].

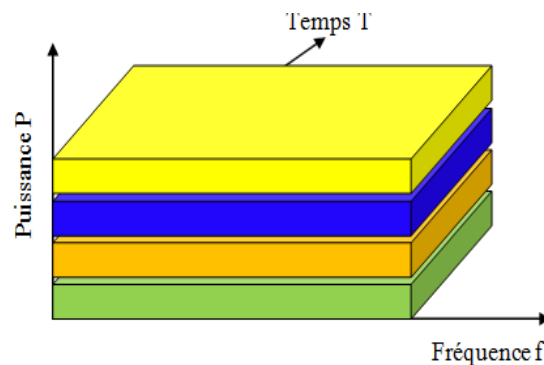


Figure 1.10: Technique d'accès multiple CDMA

1.6.4. Comparaisons des performances de TDMA/FDMA/CDMA

En première approximation (c'est-à-dire en ignorant les intervalles et/ou les bandes de garde), les systèmes TDMA et FDMA fonctionnent de manière similaire, Les ramifications pour les interférences et, par conséquent, la planification des fréquences cellulaires restent les mêmes, Nous pouvons donc simplement nous fier à l'efficacité spectrale dans une seule cellule, et le fait que les données soient distribuées en fréquence ou en temps ne fait aucune différence.

Les choses sont un peu plus subtiles en CDMA, car toutes les cellules peuvent utiliser les mêmes fréquences, En revanche, il est impossible d'obtenir des codes orthogonaux pour les utilisateurs de cellules différentes (d'autant que cela nécessiterait de synchroniser les cellules entre elles, ce qui est très compliqué). Par conséquent, selon la qualité des codes utilisés, un examen complet (et statistique) des interférences est nécessaire, Certains affirment que le CDMA permet d'augmenter la capacité en raison de tout cela.

Sans entrer dans les détails, cette affirmation n'est vraie que si les récepteurs utilisent des algorithmes très puissants, ce qui n'est pas le cas actuellement [24].

1.7. Les Réseaux sans Fil

Un réseau sans fil est un réseau dans lequel au moins deux terminaux peuvent communiquer par ondes radio sans utiliser de liaison connectée.

Un réseau sans fil est un réseau informatique qui utilise les ondes radio pour connecter différentes stations (ordinateurs, portables, PDA, caméras wifi, etc.).

Un réseau sans fil se compose d'une station de base (BTS) avec une couverture cellulaire point à point ou point à multipoint, Cette dernière forme, qui est commune à la plupart des réseaux locaux, permet de desservir un ensemble d'abonnés dans une zone spécifique, Les liaisons sans fil de la BTS aux abonnés sont appelées liaisons descendantes, tandis que les liaisons des abonnés à la BTS sont appelées liaisons montantes [25].

L'étendue des réseaux sans fil est la première distinction à faire, En fonction de leur portée et du périmètre géographique dans lequel ils assurent la connectivité (appelé zone de couverture) [25].



Figure 1.11: classification des réseaux sans fil

1.7.1. Les réseaux personnels sans fil (WPAN)

Il existe trois types de réseaux personnels sans fil (WPAN) : Bluetooth, l'infrarouge et ZigBee sont tous des exemples de technologies sans fil et sont utilisés pour relier plusieurs appareils dans un espace réduit, Bluetooth est le réseau personnel sans fil le plus connu aujourd'hui, Deux nouvelles technologies sont en train d'émerger : l'une qui permet l'UWB à haut débit et l'autre qui permet de connecter des équipements Zigbee à très bas coût, Les réseaux personnels sans fil (également appelés réseaux individuels sans fil ou réseaux domestiques sans fil, et abrégés en WPAN) sont des réseaux sans fil ayant une faible portée de quelques dizaines de mètres.

Ce réseau est couramment utilisé pour connecter des périphériques (imprimante, téléphone portable, appareils ménagers, caméra sans fil, etc.) à un ordinateur sans connexion

filaire ou pour permettre une connexion sans fil entre deux PC très proches, La technologie Bluetooth, introduite par Ericsson en 1994, est la technologie WPAN la plus utilisée, avec une vitesse théorique de 1Mbps et une portée maximale d'environ trente mètres, Bluetooth, également connue sous le nom de IEEE 802.15.1, présente l'avantage de consommer extrêmement peu d'énergie, ce qui la rend idéale pour une utilisation dans des appareils à faible puissance.

Le HomeRF Working Group (établi par les fabricants Compaq, HP, Intel, Siemens, Motorola et Microsoft) a annoncé le HomeRF en 1998, avec un débit théorique de 10 Mbps et une portée de 50 à 100 mètres sans amplificateur. La norme HomeRF, qui était soutenue par Intel, a été abandonnée en janvier 2003, les créateurs du processeur se concentrant désormais sur les technologies Wi-Fi embarquées (via la technologie Centrino, qui inclut un microprocesseur et un adaptateur Wi-Fi dans le même composant).

La technologie ZigBee (également connue sous le nom d'IEEE 802.15.4) permet de créer des communications sans fil à un coût très bas et avec une consommation d'énergie très faible, ce qui la rend idéale pour une intégration directe dans les petits appareils électroniques (appareils ménagers, hifi, jouets, ...). La technologie Zigbee, qui fonctionne sur la bande de fréquence de 2,4 GHz et dispose de 16 canaux, permet d'atteindre des débits de données de 250 kbps et une portée de 100 mètres.

Enfin, les communications infrarouges permettent d'établir des liaisons sans fil avec des débits allant jusqu'à quelques mégabits par seconde sur des distances de quelques mètres.

Cette technologie est couramment utilisée pour la domotique (télécommandes), bien qu'elle soit sujette aux interférences de la lumière. Plus de 150 personnes sont membres de l'IRDA (infrared data association), qui a été fondée en 1995. [25].

1.7.2. Réseaux locaux sans fil (WLAN)

Les technologies WiFi et Hyperlan sont des exemples de réseaux locaux sans fil (WLAN), La percée de Wi-récent Fi a rendu les réseaux sans fil plus connus, La famille Wi-Fi ne cesse de s'agrandir, Seul Hiperlan II tente de lui faire concurrence dans le domaine des réseaux locaux sans fil, L'émergence des réseaux personnels, autrefois limités à quelques mètres, témoigne d'une volonté de faire tomber les frontières (ce fut le cas avec l'annonce de Bluetooth 2.0 ou plus récemment avec l'évolution de l'UWB). En revanche, faute de réseaux sans fil plus adéquats, le Wi Fi a été utilisé au niveau urbain jusqu'à aujourd'hui.

Un réseau local sans fil (WLAN) est un réseau qui peut couvrir l'équivalent du réseau local d'une entreprise, soit une portée d'environ 100 mètres, Il permet de relier entre eux les terminaux situés dans la zone de couverture, Plusieurs technologies concurrentes existent.

La WECA (Wireless Ethernet Compatibility Alliance) prend en charge le Wifi (ou IEEE 802.11), qui permet des débits allant jusqu'à 54Mbps sur une distance de plusieurs centaines de mètres [25].

1.7.3. Réseaux métropolitains sans fil (WMAN)

Les WMAN (Wireless Metropolitan Area Networks) sont des réseaux locaux sans fil qui ont été adaptés pour couvrir les villes et les villages. Ils devraient arriver quelques années après le Wi-Fi. On peut reconnaître trois grandes familles:

- Le WiMAX, qui convient le mieux aux réseaux métropolitains sans fil fixes à très haut débit (et donc peu mobiles).
- Bien que les réseaux mobiles (GSM, GPRS) et de 3ème génération (UMTS) constituent un réseau national (pour chaque opérateur mobile), ils permettent de couvrir les villes et les villages.
- MBWA, qui pourrait permettre la mise en place de réseaux mobiles à très haut débit dans quelques années.

Une boucle locale radio est un terme utilisé pour décrire le réseau métropolitain sans fil (WMAN) (BLR), La norme IEEE 802.16 est utilisée pour les WMAN, La boucle locale radio offre un débit pratique de 1 à 10 Mbit/s sur une portée de 4 à 10 kilomètres, ce qui en fait principalement une technologie de télécommunications. Le WiMAX est le protocole de réseau métropolitain sans fil le plus connu, avec des débits pouvant atteindre 70 Mbit/s sur plusieurs kilomètres. [25].

1.7.4. Réseaux étendus sans fil (WWAN)

Les WWAN (Wireless Wide Area Networks) sont des réseaux qui permettent aux utilisateurs de rester connectés tout en se déplaçant dans un périmètre géographique plus ou moins étendu; c'est pourquoi le terme "mobilité" est fréquemment utilisé.

La technologie satellitaire permet de créer des cellules de la taille de nombreux pays, facilitant ainsi la connexion à l'internet dans des endroits éloignés où les moyens filaires et sans fil standard ne sont pas disponibles. [25].

1.7.5. Réseau WIMAX

WIMAX est l'acronyme de "World wide Interoperability for Microwave Access", et il s'agit d'une nouvelle technologie de communication émergente basée sur la norme IEEE802.16. Cette technologie est également le nom d'un forum qui réunit les principaux acteurs de l'industrie des technologies de l'information et de la communication (fabricants, opérateurs, équipementiers et fournisseurs) dans le but de certifier la compatibilité et l'interopérabilité des produits WiMAX. [26].

Avec sa large couverture, son excellente efficacité spectrale et son débit rapide, la norme 802.16 a beaucoup de potentiel en tant qu'alternative viable aux systèmes qui nécessitent des connexions câblées. [27].

Le réseau WiMAX est disponible en deux configurations : fixe et mobile, et se base sur différentes variantes de la norme 802.16. La configuration fixe est adoptée pour concurrencer les technologies d'accès DSL. Les points d'accès WiFi et les réseaux cellulaires peuvent concurrencer la configuration mobile. C'est pourquoi le WiMAX est considéré comme une technologie B3G (Beyond 3G). [28].

1.7.6. Avantages et les inconvénients des réseaux sans fil [29]

1.7.6.1. Avantage des réseaux sans fil

La possibilité d'introduire la mobilité : En utilisant des supports de transmission sans fil entre des équipements portables (déconnectés des cordons d'alimentation) et des protocoles bien définis, ces nœuds peuvent se déplacer librement sans perdre leur connexion, à condition de rester à l'intérieur d'une frontière définie.

a. Faible coût

Le coût de l'installation des câbles et du déplacement des unités dans les réseaux câblés est important ; cependant, avec les réseaux sans fil, ce coût a été minimisé grâce à l'utilisation de supports de transmission sans fil.

b. Souplesse d'installation

Les réseaux sans fil ont considérablement réduit le temps nécessaire à l'installation et à la configuration d'un réseau câblé, ce qui permet de les utiliser dans des situations d'urgence (secours, armée, etc.).

c. Débit

Les réseaux sans fil ont un débit inférieur à celui des réseaux câblés, car la bande passante est une ressource limitée. De plus, les communications de contrôle consomment une part importante de cette ressource pour l'autoconfiguration et l'autogestion du réseau en raison de la mobilité des nœuds.

d. Topologie

La topologie d'un WLAN est extrêmement adaptable puisqu'elle peut être modifiée rapidement. Cette topologie est dynamique, par opposition à la topologie statique des réseaux locaux câblés. Elle se construit au fil du temps en fonction du nombre d'utilisateurs qui s'inscrivent et se déconnectent.

1.7.6.2. les inconvénients des réseaux sans fil**a. Qualité et continuité du signal**

En raison d'éventuelles interférences matérielles et environnementales, ces principes ne peuvent être garantis.

b. Problèmes de sécurité

Les données échangées étant transférées sur de longues distances par voie aérienne dans le cadre d'une liaison hertzienne, il est théoriquement envisageable de récupérer les données, même si elles sont cryptées et confidentielles.

1.8. Les modulations mono et multi-porteuses**1.8.1. La Modulation mono-porteuse**

Les systèmes qui envoient des données de manière séquentielle sur une seule bande de fréquences ou un seul canal physique, centré sur une seule porteuse, sont appelés systèmes de transmission à porteuse unique Figure 1.12.

Bien que cette stratégie soit simple à mettre en œuvre, elle présente des inconvénients importants lorsqu'il s'agit de canaux multitrajets hautement sélectifs. En effet, les nombreuses voies du canal provoquent des interférences inter-symboles (IES), qui dégradent la qualité de la transmission. Lorsque le temps de symbole du système est faible, ce comportement devient encore plus évident. Des techniques d'estimation et d'égalisation existent dans la littérature pour combattre cette dégradation, mais nous pouvons déjà limiter ces dégradations en prenant des mesures préventives au niveau de la transmission, comme l'utilisation de formes d'onde

spécifiques qui limitent l'IES et qui seront utilisées comme support physique pour la transmission du signal. D'autre part, chaque symbole de ce système, occupant toute la largeur de bande de transmission, sera soumis à la sélectivité en fréquence du canal.

Lorsque la bande passante du système est critique, c'est-à-dire lorsque le temps de symbole est court, cette situation est plus probable. Avec ces deux faits en tête, il est plus facile de comprendre pourquoi cette approche de transmission n'est pas adaptée aux nouveaux systèmes de communication qui nécessitent une plus grande largeur de bande pour transférer plus de données. Par conséquent, d'autres technologies de transmission mieux adaptées doivent être envisagées pour répondre aux exigences actuelles en matière de débit [30].

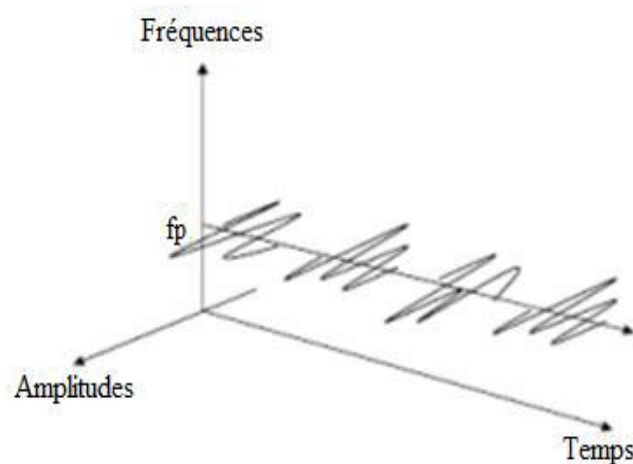


Figure 1.12: systèmes de transmission mono-porteuse

1.8.2. La Modulation multi-porteuses

Les approches multi-porteuses partent du principe que les données numériques sont transférées en les modulant sur un grand nombre de porteuses en même temps. Ce sont des méthodes de multiplexage en fréquence qui existent depuis longtemps. Il est possible d'utiliser des symboles N fois plus longs tout en conservant le même débit de données que la modulation mono-porteuse en modulant sur N sous-porteuses. La transformée de Fourier rapide est utilisée pour mettre en œuvre la modulation et la démodulation (FFT) [31].

Lorsque N est fixé à une grande valeur, la durée du symbole augmente proportionnellement à l'étalement du délai du canal, et les perturbations dues à l'écho disparaissent [32].

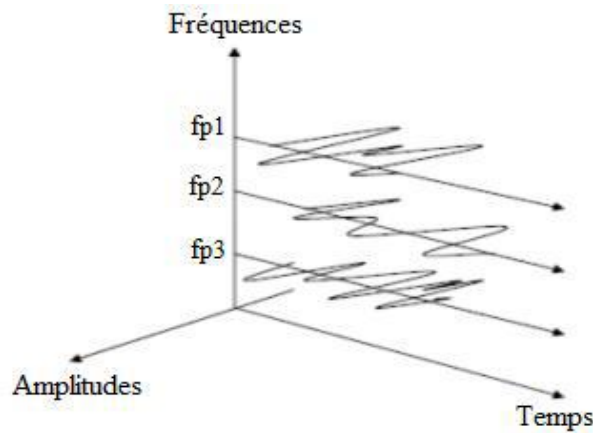


Figure 1.13: La Modulation multi-porteuses

1.9. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons étudié le filtrage numérique, les modèles alternatifs de canaux de transmission et leurs caractéristiques, avant de nous pencher sur des phénomènes troublants comme les trajets multiples et la façon dont ils affectent la qualité de la transmission numérique. Nous avons mis en évidence les algorithmes adaptatifs d'égalisation comme les égaliseurs les plus répandus et leur fonction d'annulation de l'effet de ces phénomènes au niveau de la réception.

CHAPITRE 02
ETUDE DE LA TECHNIQUE
OFDM

Chapitre 02: Etude de la Technique OFDM

2.1. Introduction

Les approches OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiple) multiporteuse consistent à moduler les données numériques sur un grand nombre de porteuses et à les envoyer toutes en même temps. Ce sont des méthodes de multiplexage en fréquence qui existent depuis longtemps. Le regain d'intérêt actuel est dû au gain d'efficacité spectrale apporté par "l'orthogonalité" des porteuses, qui permet d'améliorer les chevauchements spectraux. La modulation et la démodulation sont effectuées à l'aide de circuits puissants basés sur la transformée de Fourier rapide (FFT) [33].

2.2. Historique de la technique OFDM

L'OFDM a été développé pour la première fois dans les années 1950, mais en raison de sa complexité, il n'a jamais été commercialisé ; il a toutefois été employé dans les systèmes militaires HF et autres systèmes de télécommunications, Weinstein et Ebert ont démontré dans les années 1970 que la modulation et la démodulation OFDM pouvaient être réalisées à l'aide de la transformée de Fourier, L'OFDM a été utilisé pour la première fois dans la transmission sans fil dans les années 1980, puis adopté pour diverses applications dans les années 1990, comme la transmission vidéo [34]:

- Canaux radio à large bande pour les téléphones mobiles.
- Les lignes numériques HDSL sont des lignes numériques à haut débit.
- Lignes ADSL numériques asymétriques.
- VHDSL Les lignes numériques de haute vitesse.
- DAB La diffusion du son numérique.
- HDTV La radiodiffusion terrestre.

2.3. l'orthogonalité :

L'orthogonalité est la propriété essentielle qui permet à de nombreux signaux d'information d'être diffusés et détectés dans le même canal sans interférer les uns avec les autres [31]. La relation suivante définit l'orthogonalité de deux fonctions f et g sur l'intervalle $[a, b]$:

$$\int_a^b f(t) \cdot g(t) dt = 0 \quad (2.1)$$

Cela signifie que sur le segment $[a, b]$, (f) et (g) sont disjoints [35].

L'orthogonalité, Il y a deux types [31]:

- Orthogonalité de la fréquentielle.
- Orthogonalité de la temporelle.

Dans le domaine fréquentiel, nous pouvons détecter le concept d'orthogonalité du signal OFDM [35].

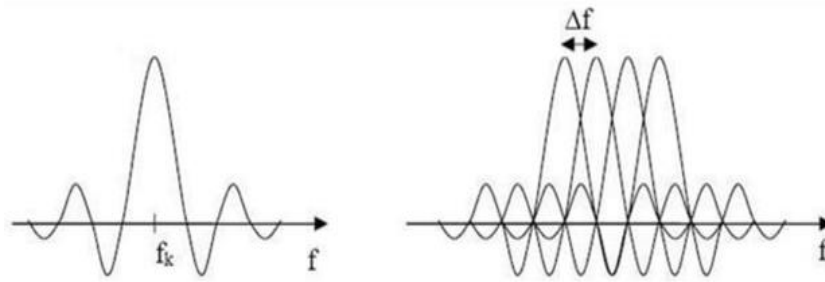


Figure 2.1: Enveloppes spectrales de sous porteuses

$$S_K(t) = \begin{cases} \sin 2\pi f_k t & 0 < t < T_U \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases} \quad \text{pour } k \in [1, N] \quad (2.2)$$

Dans le domaine fréquentiel, l'orthogonalité est atteinte lorsque le maximum de chaque sous-porteuse correspond à un "zéro" pour les autres, Ce critère permet une occupation optimale du spectre et évite les interférences entre les sous-porteuses.

La somme des spectres individuels des porteuses multiples constitue le spectre complet du signal OFDM [35].

2.4. Système de transmission OFDM [36]

Un système OFDM complet est représenté sur la Figure 2.2. Il se compose d'un émetteur, d'un récepteur et d'un canal radio pour la transmission des données.

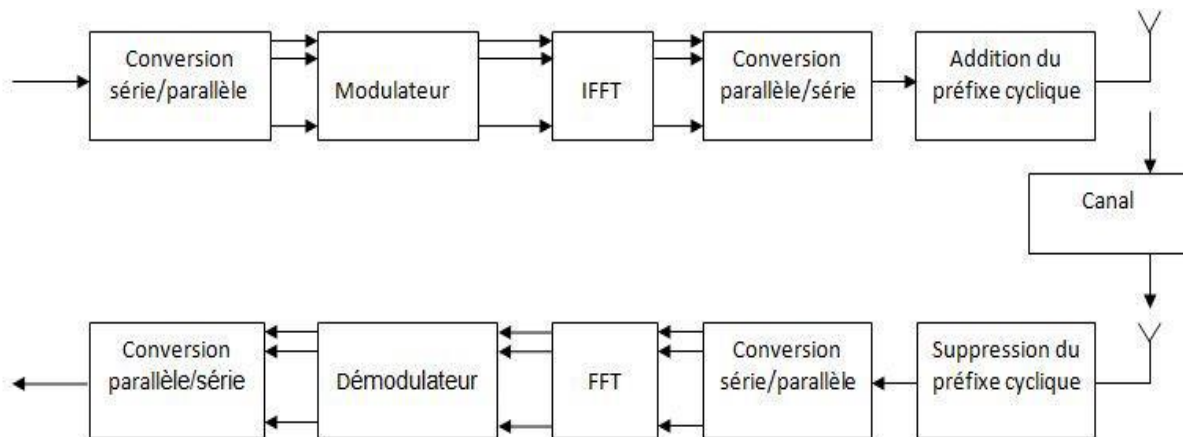


Figure 2.2: Schéma-bloc d'un system OFDM.

Nous construisons une série binaire représentant une parole, des données, une image ou une information analogique dans la chaîne de transmission, suite à une conversion analogique-numérique, Les données binaires sont ensuite dispersées sur les différentes sous-porteuses avant d'être modifiées par un modulateur (M-QAM par exemple), L'information à la sortie de ce modulateur a une constellation déterminée.

Pour moduler les sous-porteuses, une transformée de Fourier rapide inverse (IFFT) est appliquée à chaque entrée, Ensuite, on effectue une conversion parallèle/série et on ajoute l'intervalle de garde comme préfixe cyclique, et l'ensemble est prêt pour la transmission.

Le processus inverse est effectué à la réception, Le préfixe cyclique est d'abord supprimé, puis le signal est réparti entre plusieurs entrées différentes (conversion série/parallèle), La transformée de Fourier (FFT) est utilisée pour déplacer un signal dans une zone plus fréquentée ; Ensuite, les données sont démodulées et une conversion parallèle/série est effectuée, Au bout de la chaîne de réception, on obtient un flux de données dont la ressemblance avec le signal original est déterminée par les perturbations du canal et les erreurs de traitement.

2.4.1. Modulateur OFDM

Il est courant que la quantité totale de données transmises soit inférieure au nombre de porteuses, Le modulateur doit ajouter un certain nombre de zéros à la fin du flux de données pour entrer dans une matrice 2D afin de transformer le flux de données d'entrée de série en parallèle [36].

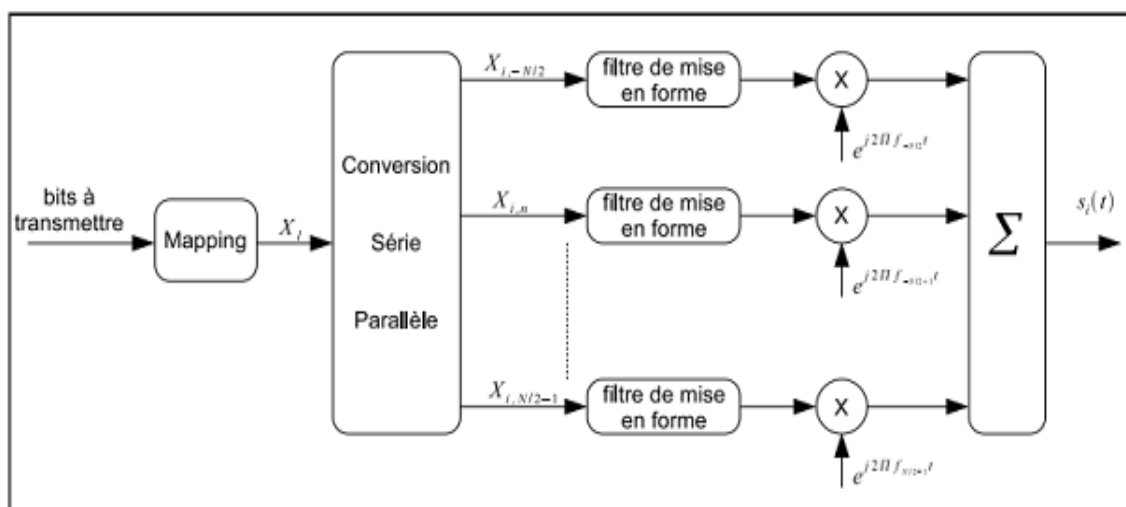


Figure 2.3: Schéma de principe d'un modulateur OFDM.

2.4.2. Démodulateur OFDM

La démodulation OFDM est essentiellement le processus inverse de la modulation OFDM, comme toute autre modulation/démodulation. A moins que les données envoyées aient une longueur inférieure au nombre total spécifié de symboles par trame, le démodulateur OFDM, comme son modulateur, démodule les données reçues trame par trame [36].

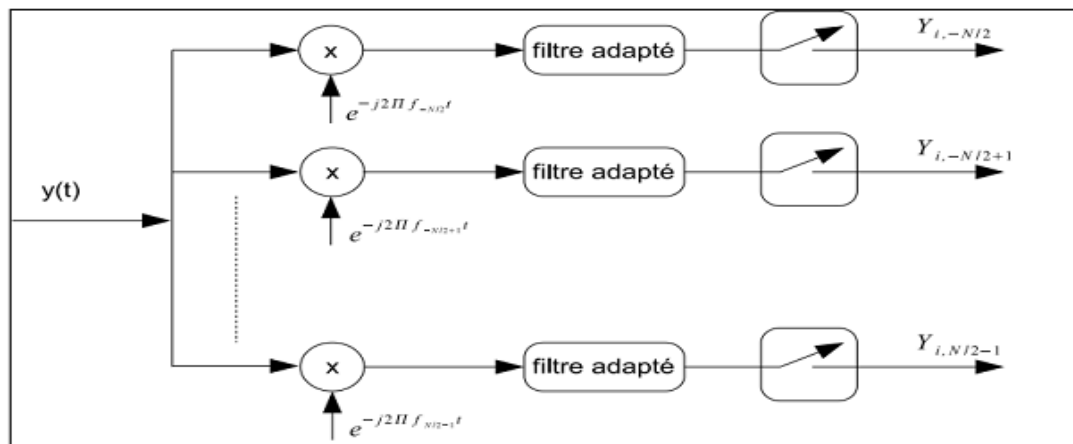


Figure 2.4: Schéma de principe d'un démodulateur OFDM.

2.4.3. Intervalle de garde et l'extension cyclique

2.4.3.1. Intervalle de garde

L'IES entre les symboles OFDM est considérablement réduit lorsque la durée d'un symbole est prolongée de N fois ($T_s = NT_s$). Cependant, le phénomène IES peut se produire lorsque les signaux OFDM sont envoyés dans un canal à trajets multiples.

Comme cela peut altérer l'orthogonalité des sous-porteuses, l'insertion d'un intervalle de garde entre deux symboles OFDM devient nécessaire. Le "Zéro Padding, ZP" et l'extension cyclique sont deux formes d'intervalles de garde. [33]

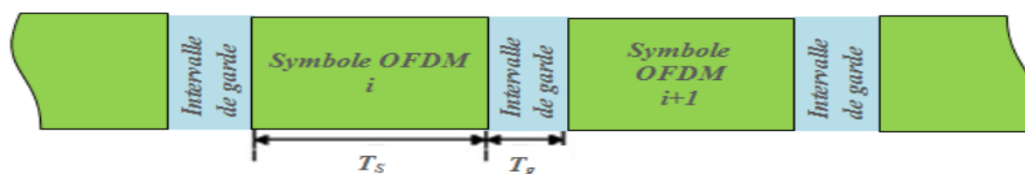


Figure 2.5: Intervalle de garde

a. Remplissage par des zéros (Zéro padding ZP)

Lorsque vous utilisez des zéros à la place des intervalles de garde, aucun signal n'est envoyé pendant l'intervalle de garde. C'est ce que l'on appelle le "zero-padding" (ZP-OFDM). [37]

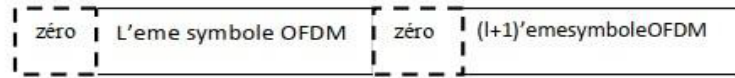


Figure 2.6: Zero padding ZP

2.4.3.2. l'extension cyclique

Il existe deux techniques pour introduire l'extension cyclique.

L'une est connue sous le nom de préfixe cyclique, tandis que l'autre est connue sous le nom de suffixe cyclique. [38]

a. préfixe cyclique

CP : Est une méthode permettant d'ajouter une copie d'un bloc de données à transmettre avant la trame, En d'autres termes, il s'agit de récupérer une partie des données à transmettre et de l'insérer au début de la trame, ce que l'on appelle le préfixe cyclique, Le préfixe cyclique permet d'atténuer le brouillage inter symbole (ISI) et le brouillage inter-porteuse (ICI), Le principe d'insertion du préfixe cyclique est décrit dans l'illustration ci-dessous [35].

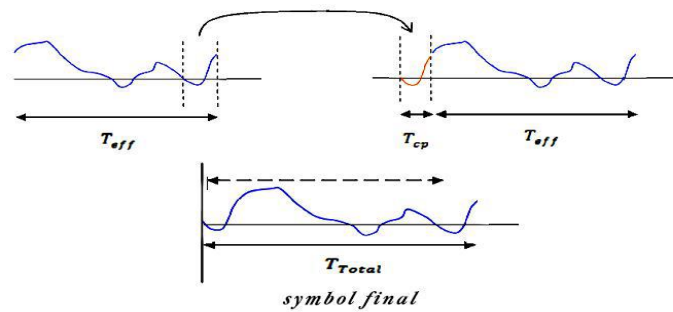


Figure 2.7: Insertion du préfixe cyclique

b. suffixe cyclique

Le suffixe cyclique du symbole OFDM est également une extension cyclique.

La base de l'addition est la même que précédemment, seulement le suffixe est maintenant placé à la fin du signal OFDM pour éviter les interférences de communication entre l'amont et l'aval [35].

2.4.4. Sous porteuses pilotes et estimation de canal

Les symboles pilotes sont insérés comme symboles pilotes dans une trame OFDM sur K_t , et une porteuse est insérée comme symbole pilote dans cette trame sur K_f , où K_t et K_f définissent l'espacement entre les symboles pilotes dans les domaines temporel et fréquentiel, respectivement.

2.5. Domaines d'utilisation de la technique OFDM

L'OFDM offre des perspectives intéressantes pour dépasser les capacités des systèmes CDMA et fournir une technique d'accès sans fil pour les réseaux 4G.

Les transmissions sur des canaux sélectifs en fréquence avec de nombreuses voies bénéficient du multiplexage par répartition en fréquence. Par conséquent, on retrouve cette technique dans les normes de diffusion audio numérique en téléphonie mobile DAB (Digital Audio Broadcasting), la télévision numérique terrestre DVB-T (Digital Video Broadcasting terrestrial), les communications numériques à haut débit ADSL (Asynchrones Digital Subscriber Line) sur la boucle locale téléphonique et ses dérivés ([AHV]-DSL), et l'étude des normes de communication pour les réseaux locaux à l'intérieur des bâtiments de type BRAN (Broadband Access Network). L'OFDM sera utilisé pour l'ATM sans fil en raison de sa fiabilité [39, 40]. Le GSTN (General Switched Téléphone Network), les modems DSL et ADSL, et l'IEEE 802.11 sont autant d'exemples d'applications répandues qui utilisent l'OFDM [41].

2.5.1. La normalisation ETSI HiperLAN II

HiperLAN2 (High Performance Radio LAN 2.0) de l'ETSI est une norme européenne (European Telecommunications Standards Institute). Dans la plage de fréquences de 5150 à 5300 MHz, HiperLAN 2 offre un débit de données potentiel de 54 Mbps sur une zone de 100 mètres. [42].

2.5.2. IEEE 802.11a (Wi-Fi 5)

Le Wi-Fi5 utilise la bande U-NII, située à environ 5 GHz et d'une largeur de 300 MHz, plutôt que la bande ISM utilisée par le Wi-Fi. L'utilisation d'une technologie d'accès multiple par répartition en fréquences orthogonales (OFDM), qui présente un faible taux d'interférence inter symbole, constitue une autre avancée technologique. L'incorporation de l'OFDM dans la couche PHY de cette norme constitue une amélioration substantielle par rapport aux formes d'onde précédemment mentionnées. La norme 802.11a spécifie huit canaux dans le spectre de fréquences de 5 GHz, ce qui permet un débit élevé (54 Mbit/s théoriques) [42].

2.5.3. IEEE 802.11g

La version 802.11g est une transposition de la forme d'onde 802.11a de la bande U-NII à la bande ISM. À l'exception de la variation de la bande porteuse, la couche PHY est

identique à celle de la norme 802.11a. Nous allons passer en revue certaines des caractéristiques de la version g [43]:

- La version b est compatible.
- la bande $2.4 \longleftrightarrow 2.4835\text{GHz}$
- Utilise l'OFDM (Il convient à un usage intérieur et extérieur)
- Prend en charge les débits de 6, 9, 12, 18, 24, 36, 48 et 54 Mbps
- Utilise 20MHz de bande passante

2.5.4. Radio numérique DAB (Digital Audio Broad casting) [44, 45]

Entre 1988 et 1992, l'utilisation de la radiodiffusion audio numérique OFDM (DAB) a été décrite, sa mise en œuvre en Europe étant prévue pour la fin des années 90, Cette condition, que l'on pensait irréalisable au début des années 1980 en raison de divers problèmes, a été brusquement remplie lors de l'introduction de la radiodiffusion audionumérique OFDM (DAB), L'intensité du champ électromagnétique, la réponse impulsionnelle du canal, l'invulnérabilité du canal aux interférences, le taux d'erreur binaire et d'autres mesures DAB ont été effectuées.

2.5.5. Système terrestre DVB-T (Digital Video Broadcasting-Terrestrial)

L'Institut européen des normes de télécommunications (ETSI) a normalisé la radiodiffusion télévisuelle numérique terrestre (DVB-T) avec l'utilisation de l'OFDM en 1996, sur la base des résultats positifs de la DAB et des essais sur le terrain, La DVB-T spécifie deux modes.

2.6. Le système de transmission multi entrées multi sorties (MIMO)

Les antennes multiples sont utilisées pour la transmission et la réception dans les systèmes MIMO (Multiple Input Multiple Output), Ils permettent d'accroître la fiabilité et le débit des communications sans fil, On pense qu'il s'agit d'une technologie capable de résoudre les problèmes de congestion et de limitation de capacité des réseaux sans fil à large bande [46].

Des normes comme LTE et LTE-Advanced utilisent une combinaison d'approches multi-antennes pour atteindre des taux de transmission élevés, Parmi ces associations, le LTE utilise un schéma MIMO-OFDM.

Avec une technique de transmission OFDM multiporteuse, une disposition multi-antenne impliquant un réseau d'antennes aux extrémités d'émission et de réception est utilisée. Le schéma de principe d'un système MIMO-OFDM est présenté sur la Figure 2.8. [46, 47]

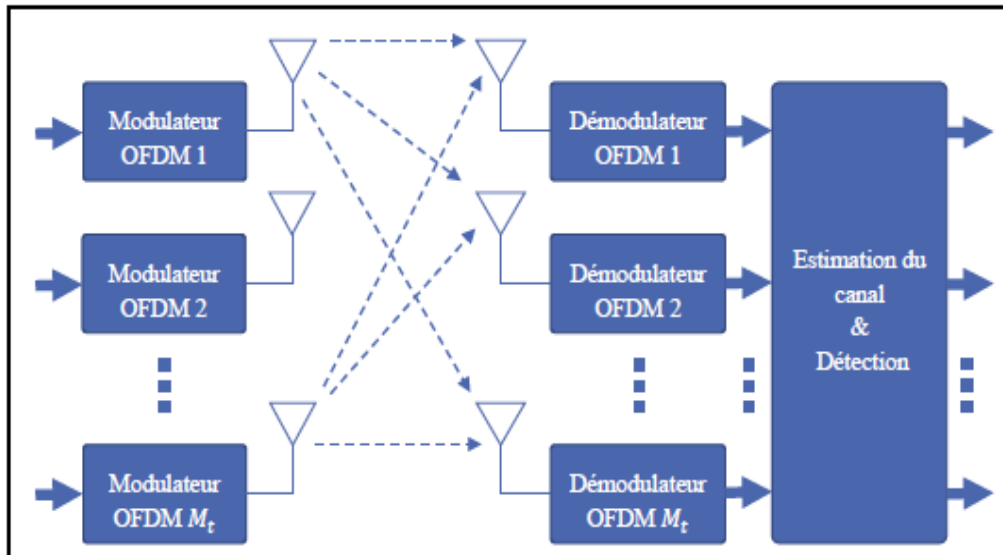


Figure 2.8: Principe d'un système MIMO-OFDM.

- Pour envoyer et recevoir des signaux radio, il utilise plusieurs antennes.
- Multiplexage dans l'espace.

2.7. Utilisation de la transformée en ondelette dans l'OFDM

2.7.1. Motivation pour l'utilisation des ondelettes (Limites de la transformée de Fourier) [48]

- Des sous-porteuses avec des largeurs de bande et des longueurs de symbole variées peuvent être créées à l'aide de la transformée en ondelettes.
- La capacité des ondelettes à organiser le pavage temps-fréquence de manière à minimiser les perturbations du canal, et l'effet du bruit ainsi que les interférences entre symboles.
- Les ondelettes ajoutent un nouveau niveau de diversité des signaux aux systèmes de communication cellulaire, permettant aux cellules voisines d'être marquées par différentes ondelettes afin de réduire les interférences intercellulaires.
- Réduction de l'interférence entre symboles (ISI) et de l'interférence entre porteuses (ICI). De nombreuses études ont montré que les méthodes multiporteuse basées sur les ondelettes réduisent mieux l'ICI et l'ISI que les systèmes classiques basés sur la FFT.

- Les effets de canal ne peuvent pas être réglés dans un environnement sans fil. La forme de l'ondelette, en revanche, peut être soigneusement construite pour avoir le moins de distorsion possible.
- Les systèmes OFDM peuvent être conçus avec une liberté accrue grâce à la transformée en ondelettes.

2.7.2. Aperçu sur la transformée en ondelette

Au début des années 1980, l'analyse en ondelettes est devenue populaire, Il s'agit de créer une représentation du signal qui permet la croissance simultanée de l'information temporelle et fréquentielle (localisation temps-fréquence), La nécessité des ondelettes, une famille de fonctions dérivées d'une même fonction, appelée ondelette mère, par translation et dilatation, s'est fait sentir lorsqu'on a découvert que la transformée de Fourier, qui dominait depuis le début du 19e siècle, perd le contrôle de la variable temporelle lors de la projection et est toujours incapable de décrire le comportement fréquentiel des signaux localement (dans le temps ou l'espace).

L'idée des ondelettes a été proposée pour la première fois dans les années 1940 par le physicien Denis Gabor, qui a proposé de multiplier le signal par une fonction localisée dans le temps (fenêtre), puis d'appliquer la TF pour résoudre le problème de localisation temps-fréquence. Il suffit de diviser le signal à analyser en tranches de temps définies et d'appliquer la TF à chaque tranche.

L'inconvénient de cette stratégie est que la taille de la fenêtre reste constante tout au long de l'étude, Cependant, le fait de pouvoir ajuster la taille de la fenêtre d'analyse dans le temps pourrait être utile lors de l'étude d'un signal à l'aspect typiquement irrégulier, C'est ici que sont nées les ondelettes, qui s'adaptent à la taille et aux qualités requises [49].

2.7.2.1. Définition d'une ondelette

L'analyse en ondelettes utilise une fenêtre de durée moyenne t variable en fonction de la zone spectrale à étudier. La vibration la plus courte dans une gamme de fréquences est appelée ondelette elle est concentrée dans le temps ou la fréquence.

Le principe de base est de décomposer un signal en une famille de fonctions translatées et dilatées à partir d'une seule fonction ondelette mère (t), Si la variable est temporelle, le terme ondelette désigne une fonction qui oscille sur une durée déterminée, ou

un intervalle de longueur limitée si la variable est spatiale, Au-delà, la fonction se dégrade rapidement jusqu'à devenir nulle.

2.7.2.2. La transformée en ondelettes

La transformée en ondelettes est une méthode de décomposition linéaire qui conserve la localisation spatiale d'un signal tout en le décomposant en fréquences, Le signal de départ est projeté sur une collection de fonctions de base variables en fréquence et dans l'espace [50].

Une ondelette est une forme d'onde ayant une courte durée et une valeur moyenne nulle, La transformée en ondelettes permet une analyse multi-résolution du signal considéré. L'analyse multi-résolution de la transformée en ondelettes équivaut à une décomposition atomique à l'échelle temporelle, Chaque atome peut être considéré comme une projection locale du signal examiné, et est obtenu par translation et dilatation temporelle à partir d'une seule ondelette (t). Dans le plan de l'échelle temporelle, on commence par une fonction bien localisée [51, 52].

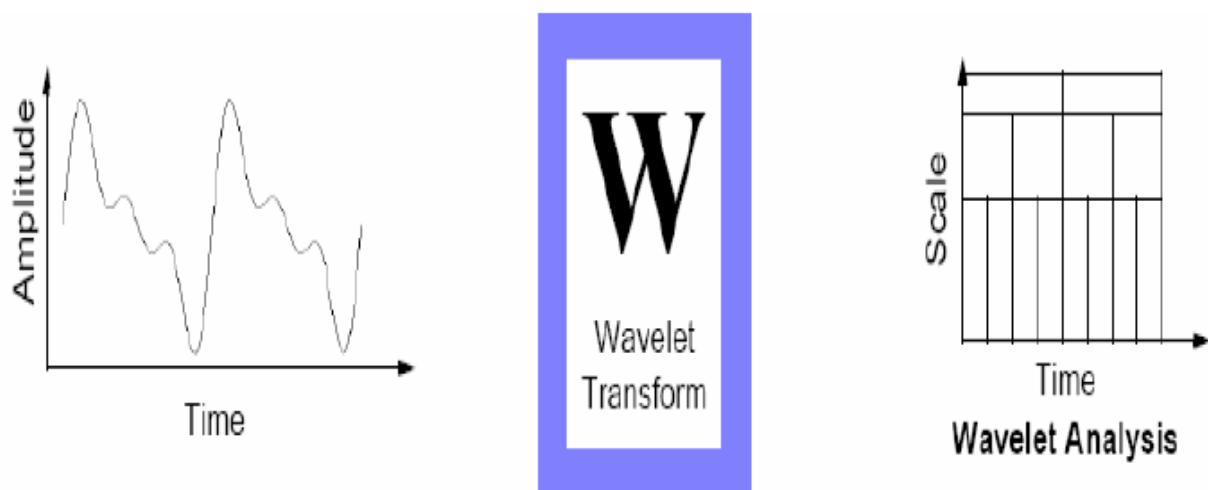


Figure 2.9: Représentation temporelle vers ondelettes

La famille $C(s, u)$ de coefficients d'ondelettes qui dépendent des deux paramètres s et u , où s est l'échelle et u le facteur de position à étudier, est la transformée en ondelettes d'un signal f . Les paramètres (s, u) peuvent être utilisés de manière continue (CWT) ou discrète (DWT) selon les besoins de l'analyse du signal. La transformée en ondelettes continue, qui nécessite que les valeurs des paramètres (s, u) restent constantes, est utilisée pour analyser la forme du signal (approximation), tandis que la transformée en ondelettes discrète, qui s'appuie fortement sur la complémentarité des deux filtres, passe-haut et passe-bas, sera utilisée pour extraire les informations caractérisant les transitions rapides du signal [53].

2.7.2.3. Dilatation et Translation d'une ondelette

a. La dilatation

On est le facteur d'échelle (a : dilatation définissant la largeur de la fenêtre d'analyse), En termes simples, il s'agit de l'étirement ou de la compression de l'ondelette mère, qui est liée au concept de fréquence (l'ondelette a , $b(t)$ oscille à $1/a$) [13].

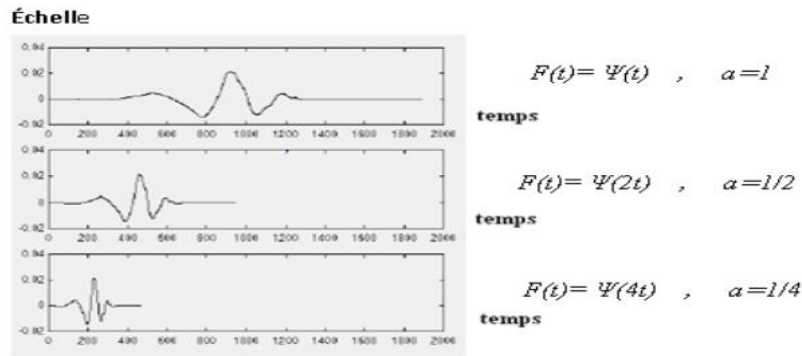


Figure 2.10: la dilatation pour différentes valeurs de a

b. Translation

La possibilité de retarder ou d'avancer le début d'une ondelette est connu sous le nom de translation [13].

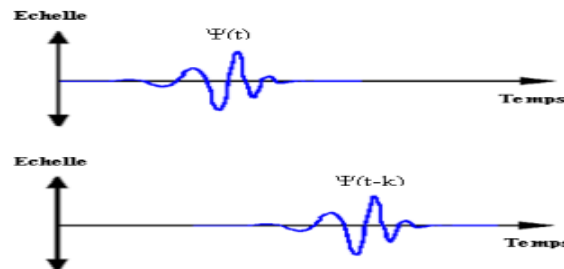


Figure 2.11: la translation

2.7.2.4. Propriétés des ondelettes

Toute fonction oscillante d'énergie finie avec une moyenne nulle:

$$\Psi(\omega)|_{\omega=0} = \int_{-\infty}^{+\infty} \varphi(t) e^{-j\omega t} dt = \int_{-\infty}^{+\infty} \varphi(t) dt = 0 \quad (2.3)$$

Ça pourrait être une ondelette. Ψ est la TF de l'ondelette φ .

La condition nécessaire pour que φ puisse être utilisée comme une ondelette analysante est qu'elle vérifie la condition d'admissibilité :

$$\int_{\mathbb{R}} \frac{|\Psi(\omega)|^2}{|\omega|} d\omega < \infty \quad (2.4)$$

Cette seule caractéristique indique que l'ondelette est oscillante, avec une moyenne nulle et une énergie finie. [49].

2.7.2.5. Les familles des ondelettes

Comme toute fonction oscillante localisée peut être une ondelette mère, il existe un nombre infini de fonctions d'ondelettes, Cependant, elles n'ont pas toutes des caractéristiques uniques, C'est pourquoi de nombreux experts en ondelettes ont créé des familles d'ondelettes aux caractéristiques uniques, Les ondelettes de Haar sont les plus simples de ces familles, mais elles ne sont pas bien localisées, Les ondelettes compactes, créées par Ingrid Daubechies, permettent l'application de filtres de taille limitée, Une autre famille d'ondelettes dont la réponse en fréquence est bien localisée est la famille des splines, Selon le problème à résoudre, différentes familles d'ondelettes sont utilisées en fonction de leurs qualités. [49].

a. Ondelette de HAAR

La seule ondelette discontinue avec un seul moment zéro est l'ondelette HAAR, Elle apparaît comme une fonction en escalier, donc si on projette un signal sur cette prémisse, il apparaîtra comme un escalier. Elle est caractérisée par [13]:

La fonction ondelette

La fonction d'échelle

$$\begin{cases} \Psi(t) = 1 & \text{si } 0 \leq t \leq \frac{1}{2} \\ \Psi(t) = -1 & \text{si } \frac{1}{2} \leq t \leq 1 \\ \Psi(t) = 0 & \text{ailleurs} \end{cases} \quad \begin{cases} \varphi(t) = 1 & \text{si } t \in [0, 1] \\ \varphi(t) = 0 & \text{ailleurs} \end{cases} \quad (2.5)$$

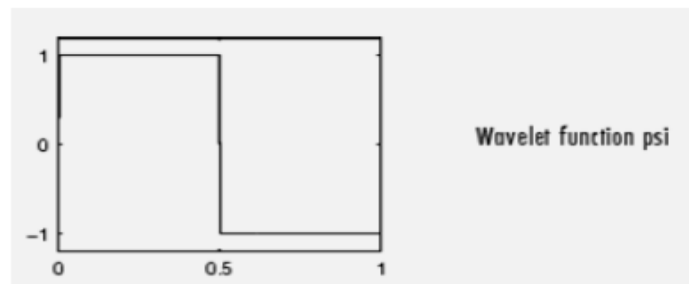


Figure 2.12: Ondelette de Haar

b. Ondelettes de Daubéchies

Proposées 1988 par Ingrid DAUBECHIES, elles sont des ondelettes orthogonales à support compact ; tout comme la fonction de HAAR, notons que DAUBAHIES 1 n'est autre que l'ondelette de HAAR. Ces ondelettes n'ont pas d'expressions, cependant Daubechie a proposé un algorithme de synthèse des filtres explicite et simple [13].

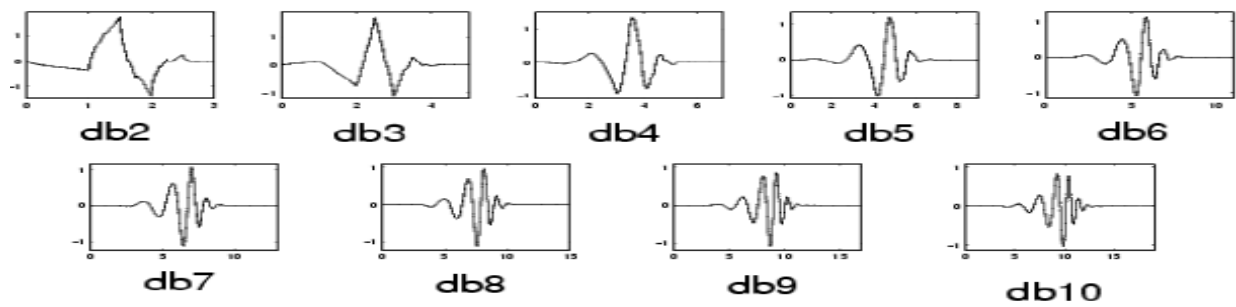


Figure 2.13: Ondelettes de Daubechies.

c. Ondelette de Symlet

Par rapport aux ondelettes de Daubechies, la famille Symlet est caractérisée par l'orthogonalité et la pseudo-symétrie, mais avec moins de distorsion de phase. Pour une largeur de $2N - 1$, la Symlet d'ordre N a N moments nuls. Elles sont similaires aux ondelettes de Daubechies, mais avec une symétrie supérieure. La structure et les spectres des Symlets d'ordre 2 et 4 sont illustrés à la Figure 2.14 [54].

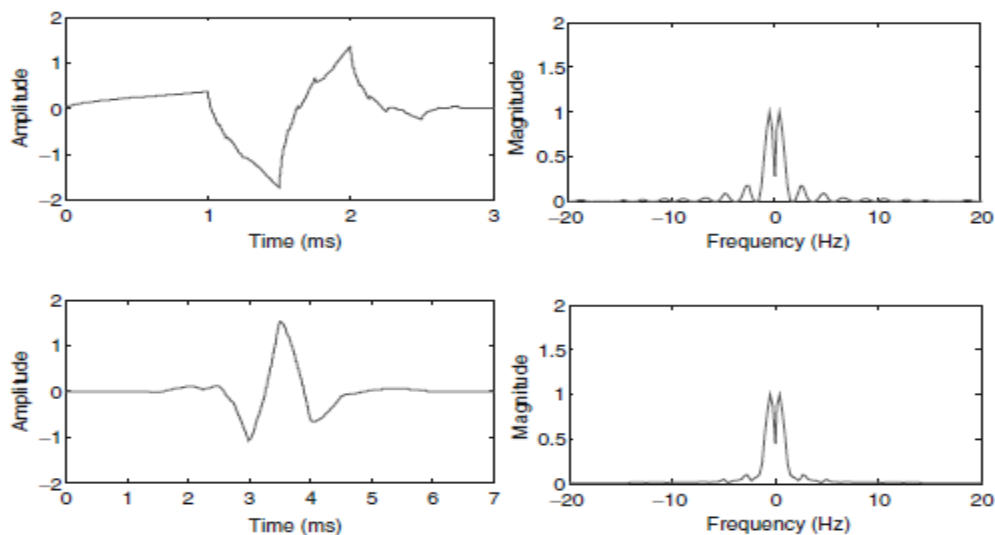


Figure 2.14: Représentation temporelle et fréquentielle de l'ondelette de Symlet (2 et 4)

d. Ondelette de Coiflets

L'orthogonalité et la pseudo-symétrie des ondelettes de Coiflet les distinguent des autres familles d'ondelettes. La linéarité de phase de ces ondelettes est permise par cette caractéristique. Pour une largeur de l'ordre de $6N - 1$, elles sont conçues pour avoir le plus grand nombre de moments nuls ($2N$) tant pour l'ondelette d'ordre N que pour la fonction d'échelle. La forme et le spectre des Coiflets d'ordres 2 et 4 sont illustrés à la Figure 2.15 [55].

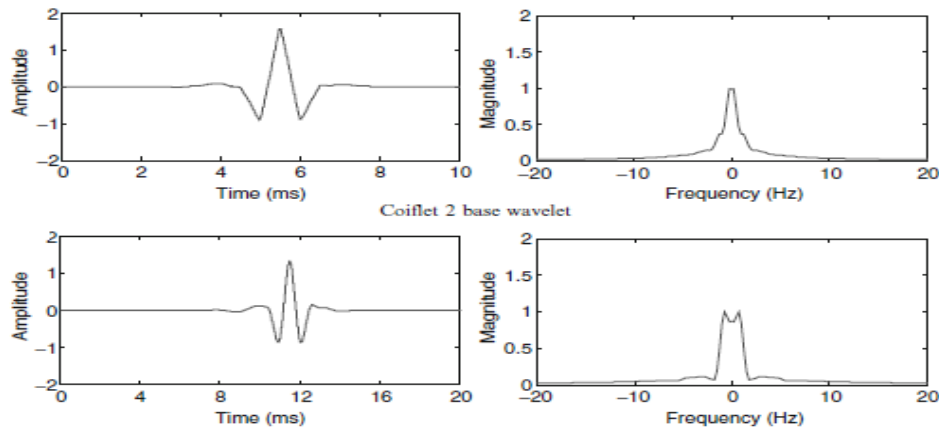


Figure 2.15: Représentation temporelle et fréquentielle de l'ondelette de Coiflets (2 et 4)

e. Ondelette Biorthogonale

Bien que les ondelettes biorthogonales soient orthogonales deux à deux, elles ne sont pas orthogonales en elles-mêmes. Une phase linéaire caractérise leur symétrie. L'approche spline, en particulier, peut être utilisée pour créer des ondelettes biorthogonales. La Figure 2.16 représente la structure temporelle et fréquentielle d'une ondelette biorthogonale 2.4. [55].

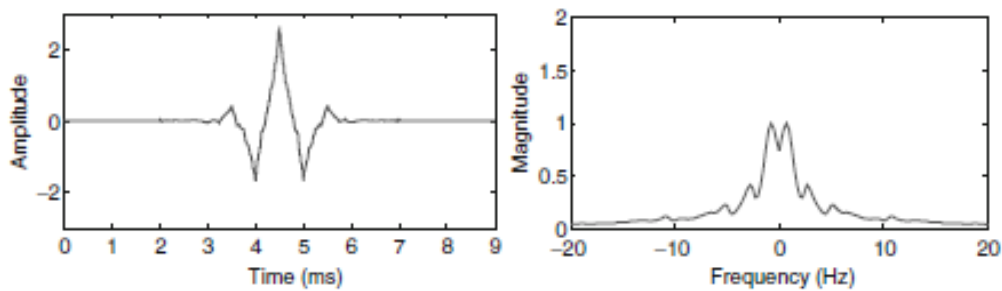


Figure 2.16: Représentation temporelle et fréquentielle de l'ondelette de Biorthogonale 2.4

2.7.2.6. Critères de choix de l'ondelette

Sur la base d'un test de plusieurs ondelettes analytiques, le choix de l'ondelette analytique (ondelette mère) sera examiné. Ce choix sera basé sur une comparaison de l'erreur entre le signal original (dans son état non traité) et le signal de synthèse (signal après reconstruction). Dans cette optique, la reconstruction est définie par un paramètre d'erreur (ou synthèse). L'expression suivante donne l'erreur qui sera calculée à chaque fois.

$$E_{o/r} = \frac{\sum_{i=1}^N |S_{oi} - S_{ri}|}{N} \quad (2.6)$$

So : signal original ; S_{oi} : Echantillon i de So

S_r : signal de synthèse ; S_{ri} : échantillon i de S_r

Par conséquent, la sélection des ondelettes peut être influencée par :

- Un bon compromis de résolution temps/fréquence.
- ces propriétés mathématiques : moments nuls, régularité,...
- une forme qui est similaire à un modèle que nous voulons mettre en évidence dans le signal, mais nous ne connaissons pas l'échelle

Par conséquent, l'ondelette d'analyse choisie aura l'erreur de reconstruction la plus faible tout en respectant les caractéristiques uniques du signal original, Cela permettra de sélectionner la meilleure ondelette d'analyse pour établir une séparation nette entre les bruits et les autres signaux indésirables [56].

2.7.2.7. Transformée en ondelette continue

C'est ainsi qu'est définie la transformée en ondelettes continues:

$$TOC_{(\tau,s)} = \frac{1}{\sqrt{s}} \int_{-\infty}^{\infty} X(t) \Psi^* \left(\frac{t-\tau}{s} \right) dt \quad (2.7)$$

Où : * symbolise le conjugué de l'ondelette mère $\Psi(t)$, s représente l'échelle et τ est le paramètre de localisation. $X(t)$ représente le signal.

Le produit de convolution entre le signal et l'ondelette est utilisé pour calculer les coefficients d'ondelette de la COT, En fonction de la valeur de s , cette dernière est étirée ou compressée dans chaque échelle, Pour balayer le signal, le paramètre de localisation est modifié en permanence, Comme la transformée en ondelettes continue couvre la totalité du signal à toutes les échelles, il s'agit d'une transformée redondante (voir Figure 2.17) [57].

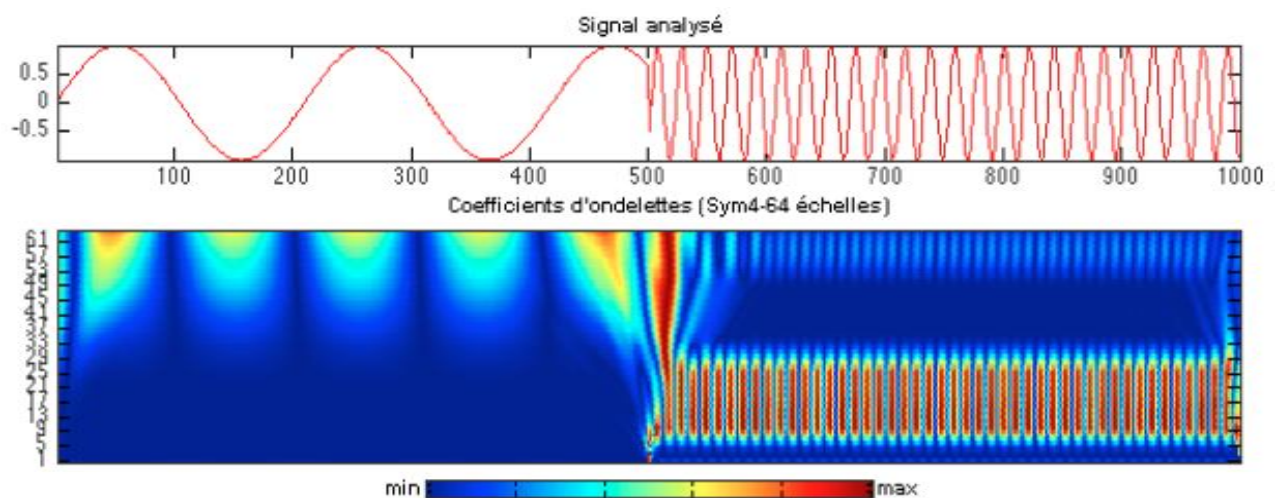


Figure 2.17: La transformée en ondelettes continues

2.7.2.8. Transformée en ondelette Discrète [58]

Morlet a inventé la transformation en ondelettes discrètes, qui est constituée de ‘bases’ de fonctions du type:

$$f_{t_0, \Delta t}(t) = \frac{1}{\sqrt{\Delta t}} f\left(\frac{t-t_0}{\Delta t}\right) \quad \text{avec } \Delta t > 0, t_0 \in \mathbb{R} \quad (2.8)$$

Δt peut être choisi « géométriquement » ; les paramètres de translation t_0 et Δt sont proportionnels (c’est-à-dire $\exists k \in \mathbb{R}, t_0 = k \cdot \Delta t$).

Une gamme d’échelles Δt utilisée couramment est la gamme d’échelles dyadiques $\frac{1}{2^p}$. On a alors avec $t_0 = k \cdot \Delta t$:

$$f_{t_0, \Delta t}(t) = 2^{\frac{p}{2}} f(2^p X - K) \quad (2.9)$$

C’est-à-dire on peut considérer la famille d’ondelettes

$$\psi_{K,p} = 2^{\frac{p}{2}} \psi(2^p x - K), (k, p) \in \mathbb{Z}^2 \quad (2.10)$$

Il est intéressant de considérer des familles orthogonales d’ondelettes formant une base hilbertienne de $l^2(\mathbb{R})$ car alors toute fonction f de cet espace peut s’écrire

$$f = \sum_{(k,p) \in \mathbb{Z}^2} f_{k,p} \psi_{k,p} \quad \text{Où les } f_{k,p} = \langle f | \psi_{k,p} \rangle \quad (2.11)$$

Sont appelés coefficients d’ondelettes.

La transformée en ondelettes discrètes est presque inextricablement liée à des algorithmes plus efficaces et plus rapides que les algorithmes de type FFT basés sur la transformée de Fourier.

La famille infinie des ondelettes orthogonales de Daubechies est l’une des familles d’ondelettes les plus puissantes et est souvent utilisée dans la transformée en ondelettes discrètes.

2.7.2.9. Décomposition

a. Décomposition simple

Comme indiqué précédemment, le signal S est divisé en deux signaux ; cependant, pour effectuer cette opération sur un signal réel, nous devons d’abord sélectionner deux signaux de taille égale.

En supposant, pour l’instant, que le signal original S comprend 1000 échantillons, le résultat des deux signaux est de 2000 échantillons pour chaque signal, Pour générer deux vecteurs, CA (Coefficients Wavelet approximation) et CD (Coefficients Wavelet

approximation) (Coefficients Wavelet détails), Ces deux vecteurs sont environ deux fois moins volumineux que l'original, C'est l'opération de sous-échantillonnage qui en est la cause [53].

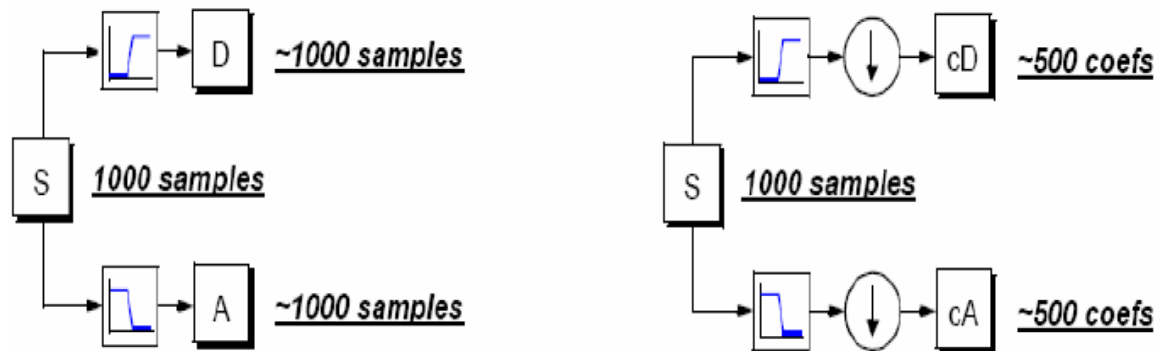


Figure 2.18: Décomposition simple du signal s en approximations et détails [52]

b. Décomposition multi niveaux

Comme l'illustre la Figure 2.20, l'approche de Mallat permet de disséquer le signal S en différents niveaux. Le processus de décomposition peut être répété, les approximations suivantes étant décomposées en alternance, pour décomposer un signal en un grand nombre de composantes à haute résolution. On l'appelle l'arbre de décomposition des ondelettes. Comme il est répétitif, il peut théoriquement se poursuivre indéfiniment. En réalité, la décomposition ne peut aller plus loin avant que les différents détails ne soient réduits à un seul échantillon ou pixel.

En pratique, un nombre acceptable de niveaux sera choisi en fonction de la nature du signal à décomposer, ou d'un critère approprié tel que l'entropie [51].

Le signal $S(n)$ est un signal temporel discret qui peut être décomposé par une analyse multi-résolution en versions d'approximation et détaillée, A_1 et D_1 sont les coefficients de décomposition initiaux, où A_1 est une version approximative du signal original $S(n)$ et D_1 est une représentation détaillée du signal original $S(n)$, comme le montre la Figure 2.18 [59].

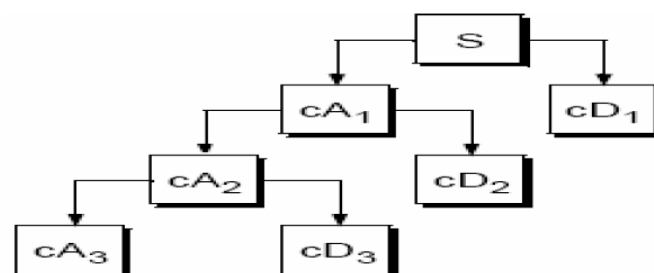


Figure 2.19: Décomposition du signal s en multi-niveaux

2.7.2.10. Reconstruction par ondelette

Nous avons vu précédemment comment les TOD peuvent être utilisés pour examiner ou décomposer un signal, La deuxième partie du récit porte sur la manière d'assembler ces morceaux pour revenir au signal d'origine sans perdre de données, La reconstruction, ou synthèse, est le terme qui désigne cette méthode, L'opération mathématique qui permet d'y parvenir est connue sous le nom de (TODI) [53].

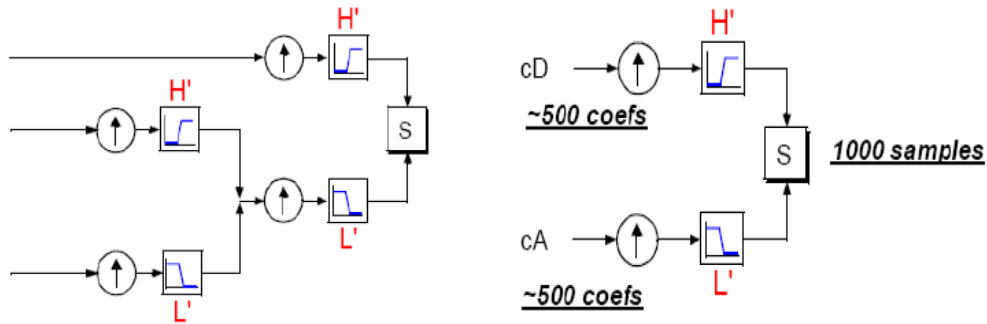


Figure 2.20: Reconstruction simple d'un signal S

2.8. Système OFDM à base de la transformée en ondelette discrète

Cette section donne un aperçu de l'approche de la transformée en ondelettes discrète (DWT) pour construire un système OFDM comme alternative à la FFT, Les exponentielles complexes à fenêtre temporelle sont remplacées par des porteuses d'ondelettes dans le système OFDM basé sur les ondelettes, appelé OFDM-DWT, à diverses échelles (j) et à divers endroits sur l'axe temporel (k), Ces fonctions sont créées par la translation et l'expansion d'une fonction unique appelée "ondelette mère", qui est marquée $\psi(t)$:

$$\psi_{j,k}(t) = 2^{-j/2} \psi(2^{-j}t - k) \quad (2.12)$$

La localisation temporelle (k) et l'indice d'échelle sont utilisés pour déterminer l'orthogonalité de ces porteuses (j).

Par rapport aux exponentielles complexes FFT, les porteuses basées sur les ondelettes ont une meilleure localisation temps-fréquence, et la complexité de mise en œuvre du système OFDM-DWT est comparable à celle du système OFDM-FFT.

Le point crucial de l'orthogonalité est obtenu en produisant les membres de la famille d'ondelettes selon l'équation ci-dessous:

$$\langle \psi_{j,k}(t), \psi_{m,n}(t) \rangle = \begin{cases} 1, & j = m \text{ et } k = n \\ 0, & \text{autrement} \end{cases} \quad (2.13)$$

Sous l'hypothèse qu'un nombre fini d'échelles $j \in \mathbb{Z}$ est examiné, ces fonctions ont une base orthonormée dans $L^2(\mathbb{R})$.

La fonction de mise à l'échelle $\Phi(t)$ est utilisée pour réaliser cette condition, Comme le montre l'équation (2.14), le symbole OFDM-DWT peut maintenant être considéré comme une Somme pondérée des porteuses, de l'ondelette et de l'échelle, C'est pratiquement la même chose que la transformée en ondelettes discrète inverse IDWT (Inverse Discrete Wavelet Transform).

$$s(t) = \sum_{j \leq J} \sum_k w_{j,k}(t) \cdot \psi_{j,k}(t) + \sum_k a_{J,k} \Phi_{J,k}(t) \quad (2.14)$$

Le modulateur IDWT voit les symboles de données comme une série d'ondelettes $w_{j,k}$ et de coefficients d'approximation $a_{J,k}$, J est l'échelle des porteuses ayant le pire temps de résolution et la meilleure localisation de fréquence, selon l'équation $\psi_{J,k}(t) = 2^{-j/2} \psi(2^{-j}t - k)$ (2.12)(2.12). Au lieu d'utiliser des équations, l'approche de Mallat basée sur les banques de filtres est employée pour générer la transformée en ondelettes discrète inverse IDWT, La version discrète du symbole OFDM-DWT est obtenue à la sortie du filtre, l'ondelette mère déterminant la réponse impulsionnelle des filtres (passe-bas et passe-haut).

La Figure 2.21 présente une conception schématique d'un système OFDM-DWT dans lequel un préfixe cyclique n'est pas nécessaire au début de la section de l'émetteur, ce qui augmente encore l'efficacité spectrale, Le fait d'éviter l'utilisation d'un préfixe cyclique dans le système OFDM-DWT peut entraîner une augmentation de 20% de l'efficacité spectrale.

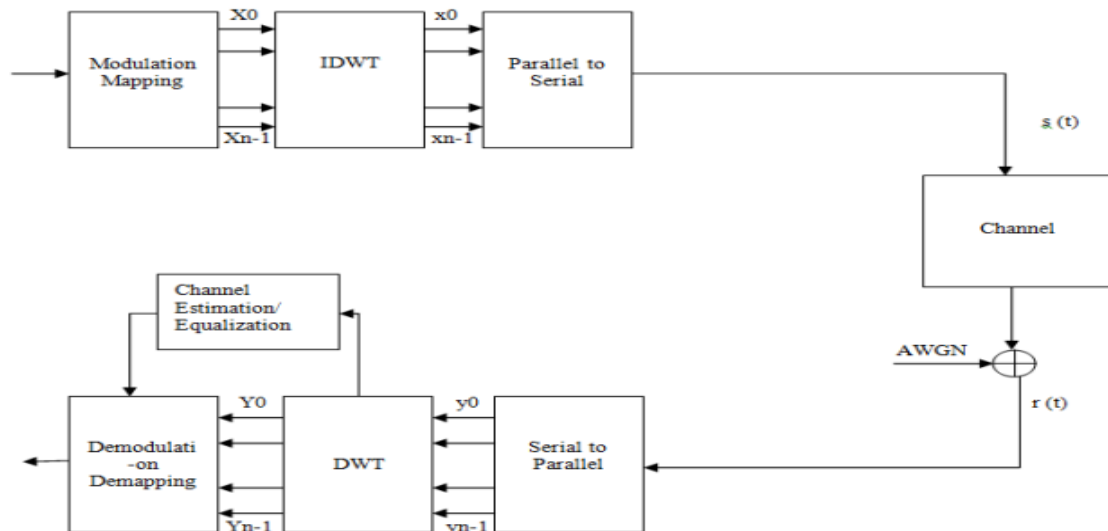


Figure 2.21: Schéma bloc d'un système OFDM-DWT

Les blocs IFFT et FFT de l'OFDM basé sur les ondelettes sont simplement remplacés par une transformée en ondelettes discrète inverse (IDWT) et une transformée en ondelettes discrète (DWT), M sous-canaux distincts sont créés dans l'OFDM-FFT en utilisant une procédure IFFT avec $K = 2^M$ points.

Dans les systèmes d'ondelettes, K sous-canaux indépendants sont multiplexés ensemble en utilisant une opération IDWT avec K points pour conserver le même débit de données. Le système OFDM-DWT peut être mis en œuvre en utilisant des ondelettes telles que Harr ou biorthogonales, Par conséquent, les filtres ont une réponse impulsionnelle finie.

L'OFDM en ondelettes utilise des formes d'onde qui se chevauchent pour maintenir le débit de données constant, l'utilisation du préfixe cyclique n'a aucun sens dans cette circonstance.

2.9. Conclusion

La technique OFDM a été au centre de ce chapitre, nous avons présenté la technique de transmissions multi-porteuses OFDM ; son historique ainsi que le principe d'orthogonalité fréquentielle. Nous avons illustré le principe des systèmes de transmission OFDM-FFT et OFDM-DWT. L'OFDM-DWT présente une amélioration relativement à l'OFDM-FFT étant donné la suppression des préfixes cycliques donc un gain en efficacité spectrale. Dans le chapitre suivant, nous allons examiner les performances des deux systèmes à travers des simulations.

CHAPITRE 03
SIMULATION DES TECHNIQUES
OFDM-FFT ET OFDM-DWT

Chapitre 03: Simulation des techniques OFDM-FFT et OFDM-DWT

3.1. Introduction

La conception matérielle d'un système de communication, tel qu'un système OFDM, nécessite des outils de simulation et des calculs très précis, capables de fournir des résultats proches de la réalité. La conception d'une chaîne de transmission OFDM à l'aide de l'outil SIMULINK est présentée dans ce chapitre.

Les différentes étapes de construction d'un émetteur et d'un récepteur OFDM basés sur des transformations de Fourier discrètes et d'ondelettes discrètes. Nous proposons des améliorations au système OFDM en utilisant la DWT comme alternative pour la FFT. Nous allons comparer les performances des systèmes OFDM-FFT et OFDM-DWT avec des types variant d'ondelette et ceci dans un environnement gaussien et multi-trajet avec effet Doppler.

3.2. Implémentation d'un système de transmission OFDM-FFT

Dans cette partie, nous simulons une chaîne de transmission OFDM en utilisant la transformée de Fourier. Les nombreux blocs représentés ci-dessous seront détaillés ultérieurement.

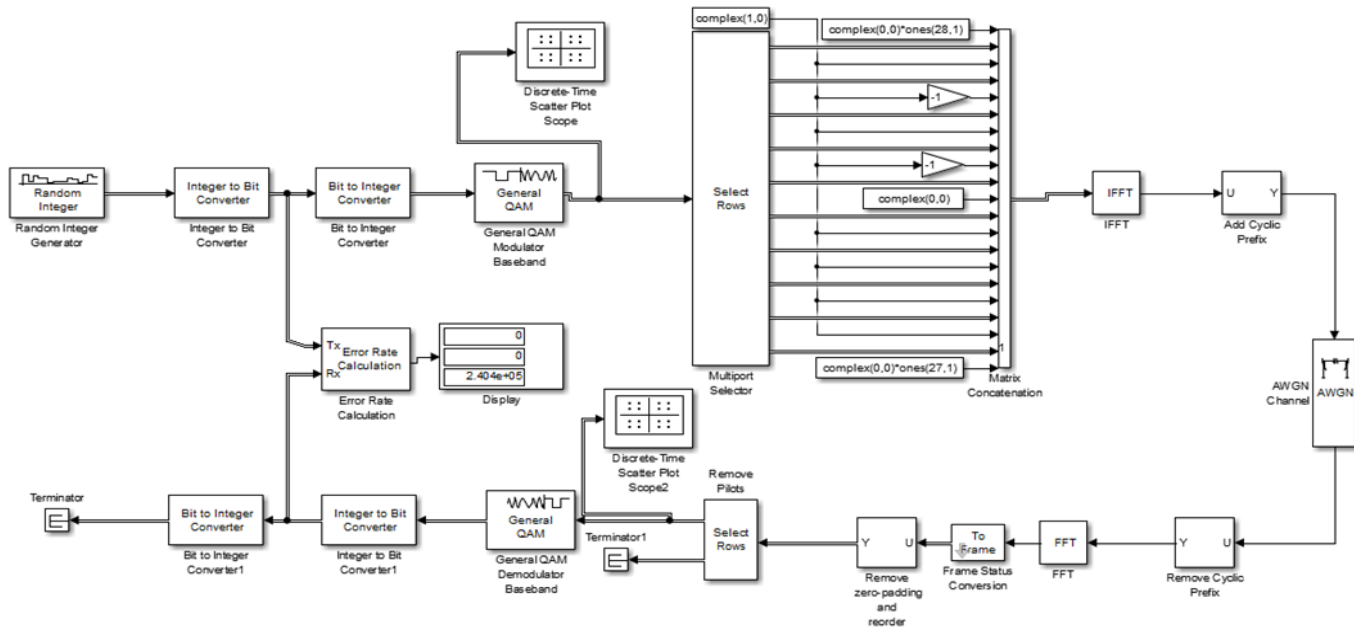


Figure 3.1: Schéma bloc d'une chaîne de transmission OFDM-FFT en Simulink.

Cette chaîne peut être décomposée en deux parties : une pour l'émission et une autre pour la réception.

3.2.1. Description des différents blocs en émission

Dans la partie d'émission, Nous générons une série binaire aléatoire, des données, une Voix, une image ou une information analogique dans la section de transmission, qui est le résultat d'une conversion analogique-numérique. Les données binaires sont ensuite dispersées sur diverses sous-porteuses et modulées par un modulateur à ce niveau, ce qui donne à l'information une constellation unique.

Une transformée de Fourier rapide inverse (IFFT) est appliquée à chaque entrée pour moduler les sous-porteuses, suivie d'une conversion parallèle/série. L'intervalle de garde est ensuite ajouté comme préfixe cyclique, et l'ensemble est prêt à être transmis.

Le schéma fonctionnel d'une chaîne de transmission OFDM-FFT est présenté à Figure 3.2. En commençant par les blocs de transmission, nous allons donner une description détaillée de chaque bloc.

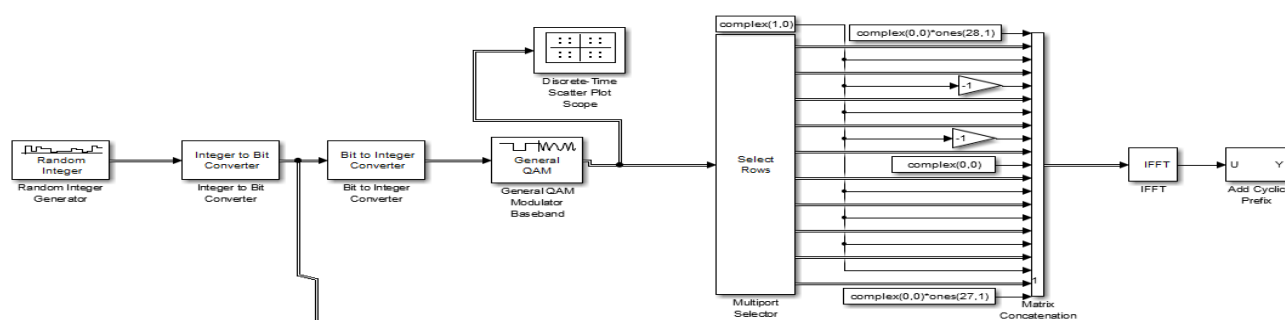


Figure 3.2: Schéma bloc d'émission OFDM-FFT

❖ Random Integer Generator

Le générateur de bits aléatoires est le bloc initial du système OFDM, et il crée des nombres aléatoires d'entiers en série dans l'intervalle $[0, M-1]$.

Les paramètres suivants sont utilisés :

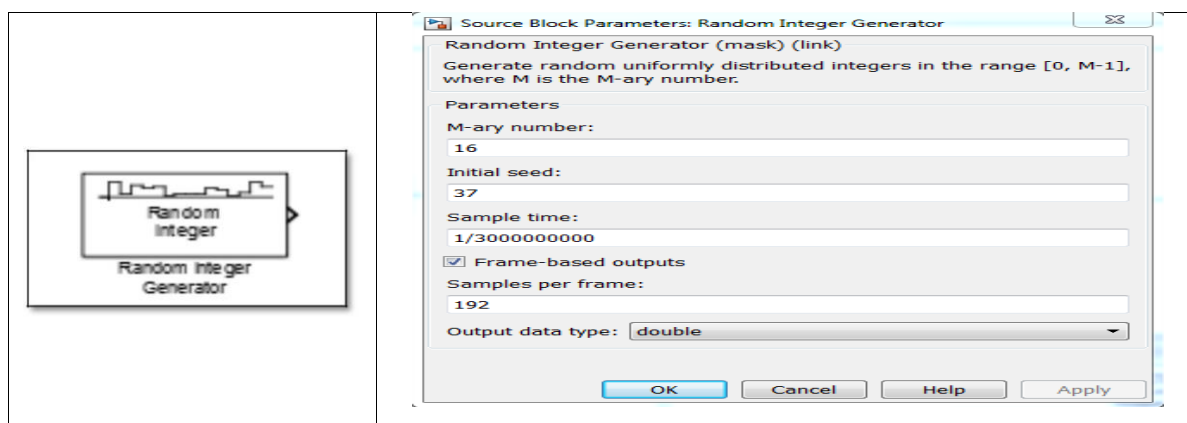


Figure 3.3: Paramètres du bloc Random Integer Generator

❖ Integer to bit converter

Le nombre entier est converti en bits numériques. Chaque valeur entière ou à virgule fixe dans le vecteur d'entrée est mise en correspondance avec un groupe de bits dans le groupe de bits du vecteur de sortie. Le bloc convertit chaque valeur entière en un groupe de M bits, la longueur du vecteur de sortie résultant étant égale à M fois la longueur du vecteur d'entrée.

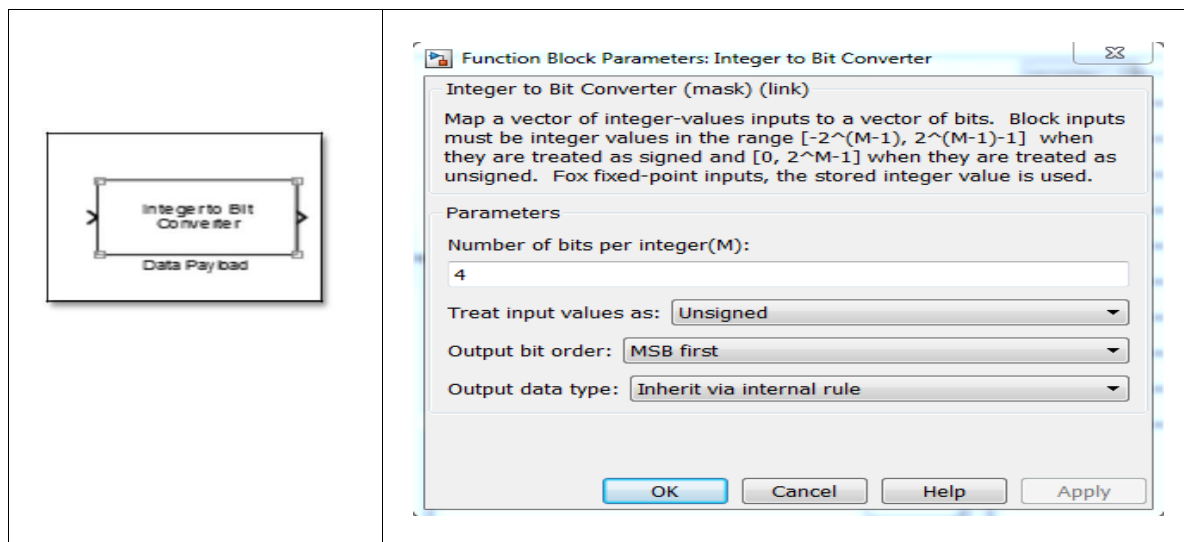


Figure 3.4: Paramètres du bloc Integer to bit converter

❖ Bit to integer Converter

Il est utilisé pour inverser l'opération du bloc précédent, en convertissant les bits de données en nombres entiers avec le même nombre de bits pour chaque nombre entier que dans l'étape précédente.

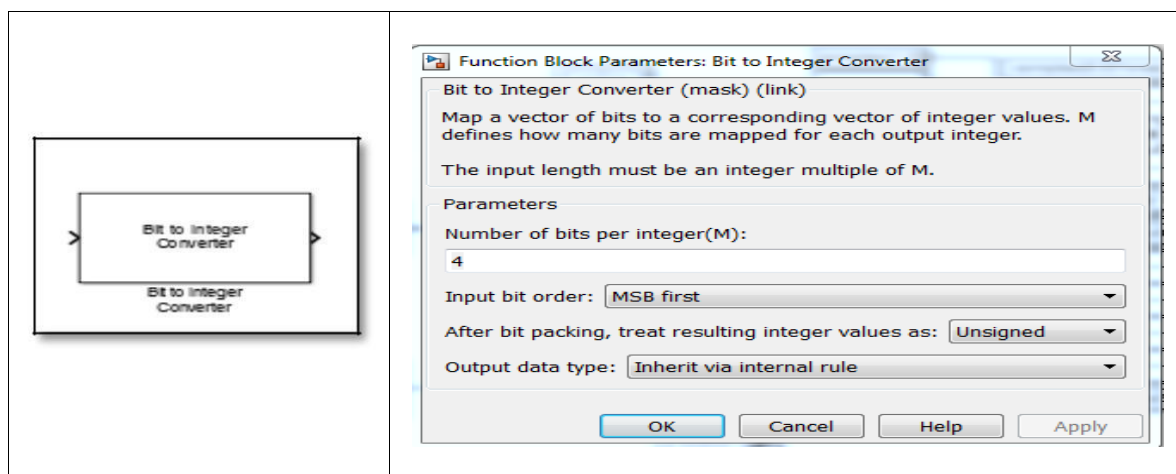


Figure 3.5: Paramètres du bloc Bit to integer Converter

Remarque :

L'entrée du bloc « integer to bit converter » est égale à la sortie du bloc « bit to integer

convertir », Le but est de calculer le taux d'erreur sur les bits en extrayant le nombre de bits de la source et en le comparant au nombre de bits du récepteur.

❖ Genarale QAM Modulator

Bloc modulation Utilisation de la modulation d'amplitude en quadrature M-ary sur un réseau rectangulaire avec une constellation. Le signal modulé est représenté en bande de base comme sortie. Un signal d'entrée scalaire ou de vecteur colonne est accepté par ce bloc.

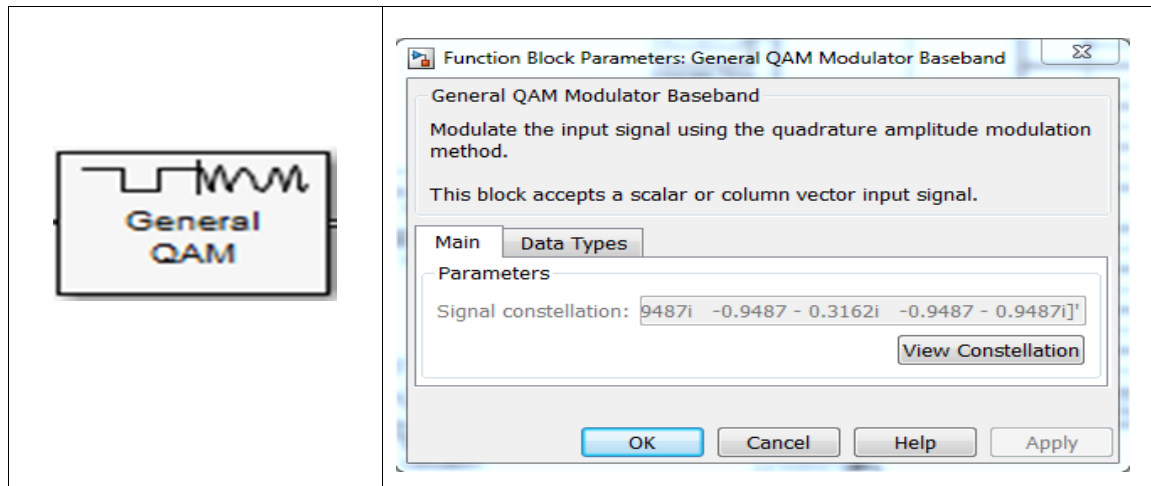


Figure 3.6: Paramètres du bloc QAM Modulator

❖ Insertion des sous-porteuses

Il existe deux types de sous-porteuses accessibles dans une bande : celles dédiées aux données de l'utilisateur et celles réservées à d'autres fins.

- DC sub-carrier: Pour désigner le centre de la bande OFDM, on utilise la porteuse centrale.
- Pilot sub-Carriers: Les séquences pilotes nécessaires à l'identification du canal de propagation étaient transportées par sous-porteuses

Ce bloc nous permet d'intégrer toutes ces différentes sous-porteuses:

- On va intégrer une DC sub-Carrier au milieu de la trame et 10 Pilot sub-Carriers.
- Select Rows : Diviser par dix les 192 symboles qu'il reçoit à son entrée et placer chaque ensemble dans sa propre sortie.
- Nous connecterons nos sous-transporteurs pilotes entre les 10 ensembles, avec le transporteur central au milieu.

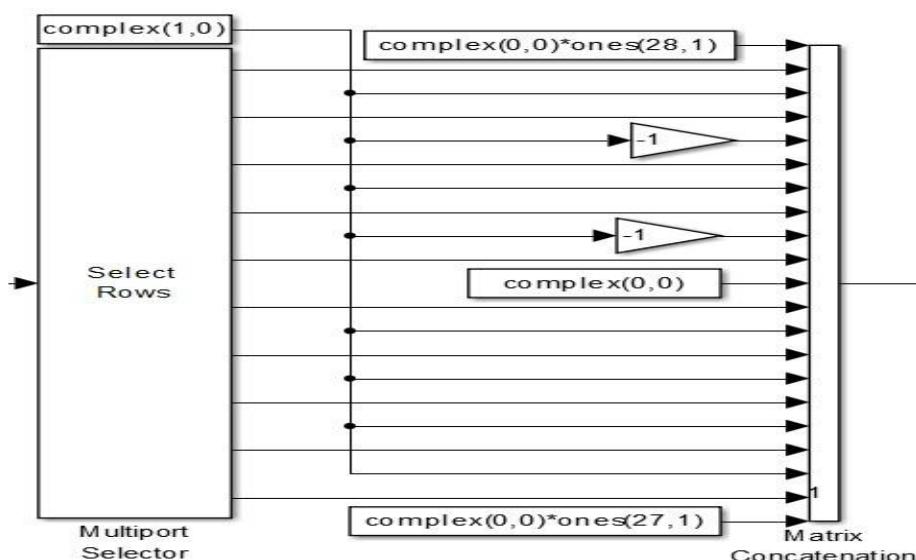


Figure 3.7: Insertion des sous-porteuses

❖ Bloc Multiport Selector

Ce bloc envoie à plusieurs ports de sortie des sous-ensembles arbitraires de lignes ou de colonnes d'entrée.

Pour diviser par 10 les 192 symboles reçus à son entrée, le bloc sélecteur multiport tire de nombreux sous-ensembles de lignes ou de colonnes de M par N de la matrice d'entrée u , en disposant chaque ensemble dans une sortie.

Nous connecterons nos sous-porteuses pilotes entre les 10 ensembles, avec la porteuse centrale au milieu, et le bloc de concaténation matricielle rassemblera l'ensemble

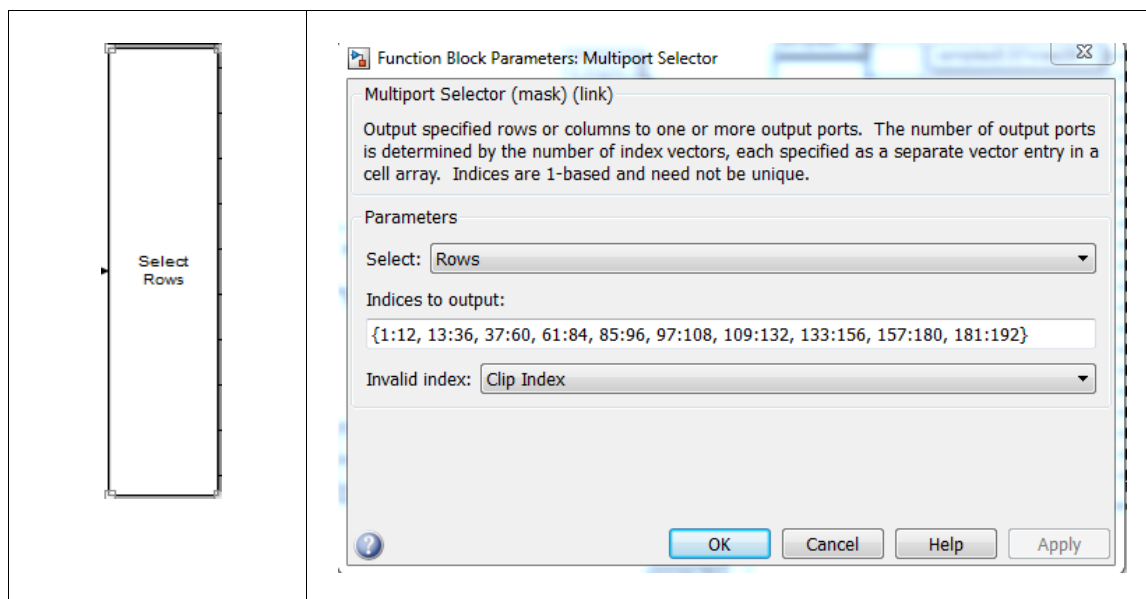


Figure 3.8: Paramètres du bloc Multiport Séléctor

❖ Gain des blocs de Normalisation/dénormalisation

En transmission et en réception, le gain de normalisation est employé pour maintenir la même puissance de signal pour différents systèmes de modulation.

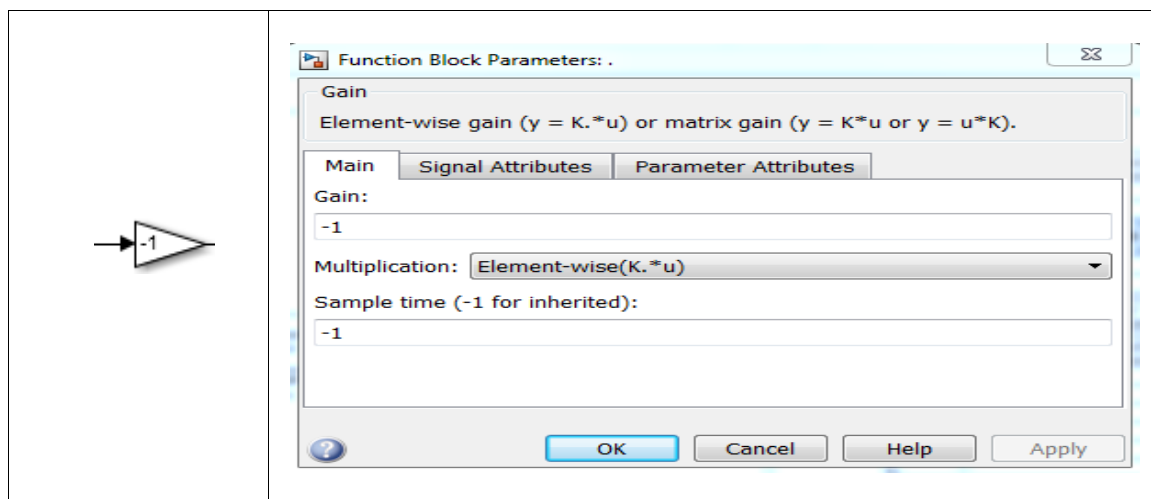


Figure 3.9: Paramètres Gain des blocs de Normalisation/dénormalisation

❖ Bloc IFFT

Ce bloc est Comme elle fournit une technique simple pour moduler les données sur N sous-porteuses orthogonales, elle est la plus importante dans la chaîne de transmission OFDM. La sortie de l'IFFT (Inverse Fast Fourier Transform) est essentiellement un résumé de l'ensemble des N paramètres.

Sinusoïdes orthogonales, ainsi la taille de l'IFFT choisie est 256.

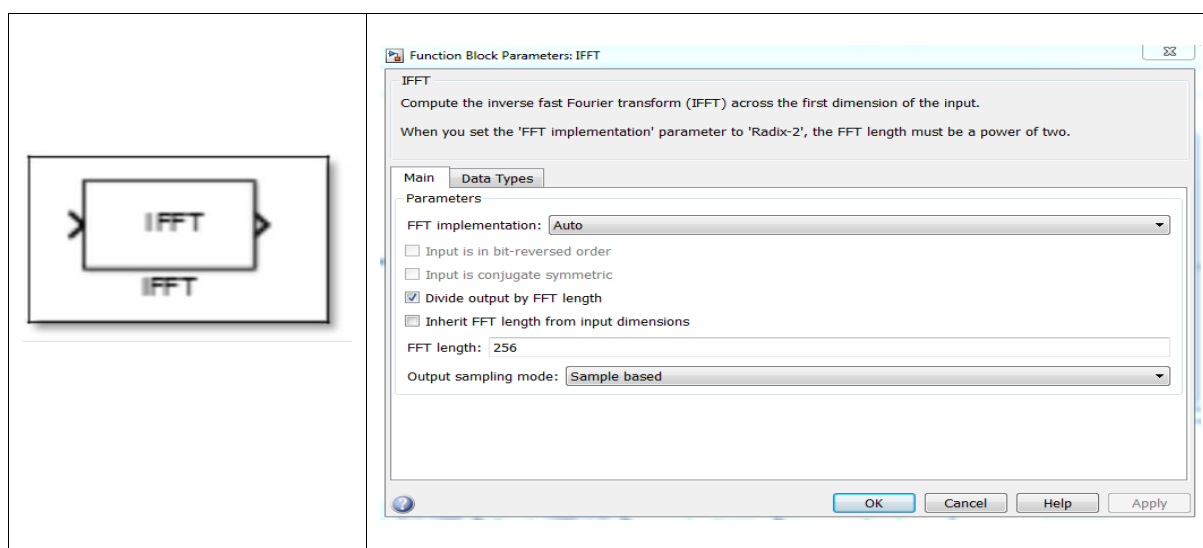


Figure 3.10: Paramètres du bloc IFFT

❖ Cyclic Prefix

Le préfixe cyclique, qui est employé dans l'OFDM, est une partie importante du signal total puisqu'il agit comme un intervalle de garde entre chaque symbole.

La résilience du signal est assurée par l'ajout de ce préfixe cyclique OFDM.

L'intervalle détérioré ainsi introduit permet de réduire, voire d'éliminer complètement, les effets de l'interférence des symboles.

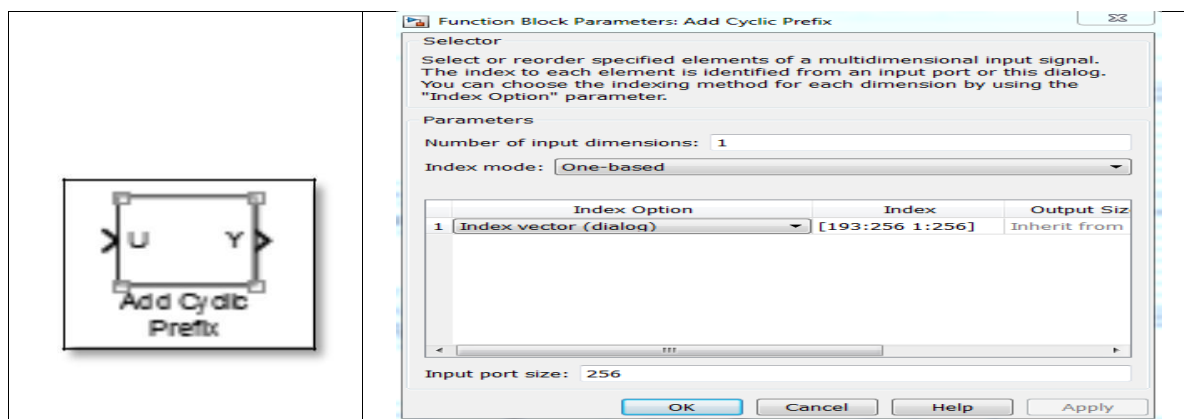


Figure 3.11: Paramètres du bloc Add Cyclic Prefix

❖ Canal AWGN

Le bloc AWGN Channel modélise le bruit blanc gaussien.

Ce bloc ajoute un bruit gaussien réel au signal d'entrée lorsque celui-ci est réel.

Si le signal d'entrée est complexe, ce bloc génère un signal de sortie complexe en ajoutant un bruit gaussien complexe.

Ce bloc prend un scalaire, un vecteur ou une matrice en entrée. Ce bloc nous permet de sélectionner le paramètre du rapport signal/bruit (SNR) et d'ajuster sa valeur jusqu'à ce que nous obtenions un taux d'erreur élevé.

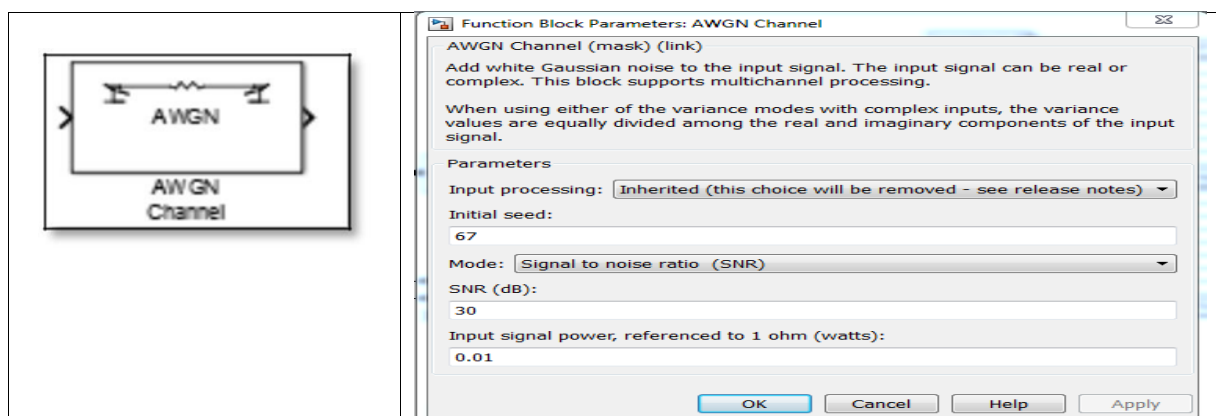


Figure 3.12: Paramètres du bloc AWGN

❖ bloc Rayleigh Fading

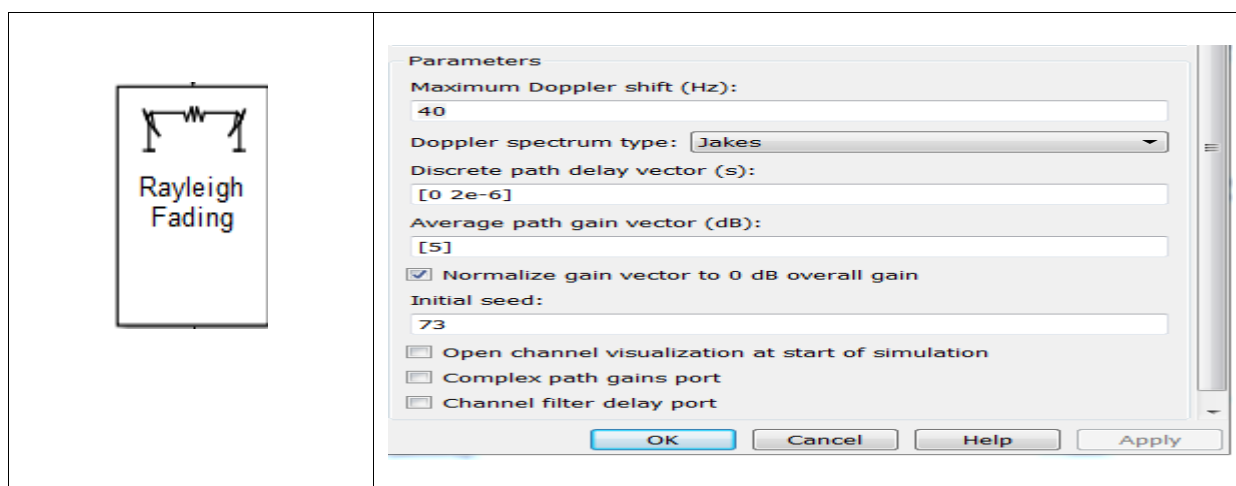


Figure 3.13: Paramètres du bloc Rayleigh

3.2.2. Description des différents blocs en réception

La partie réception, ou démodulation, vient après la section transmission et le canal de transmission AWGN, et elle comprend généralement les opérations inverses de la partie transmission.

Voici un schéma de principe d'un récepteur OFDM basé sur la FFT.

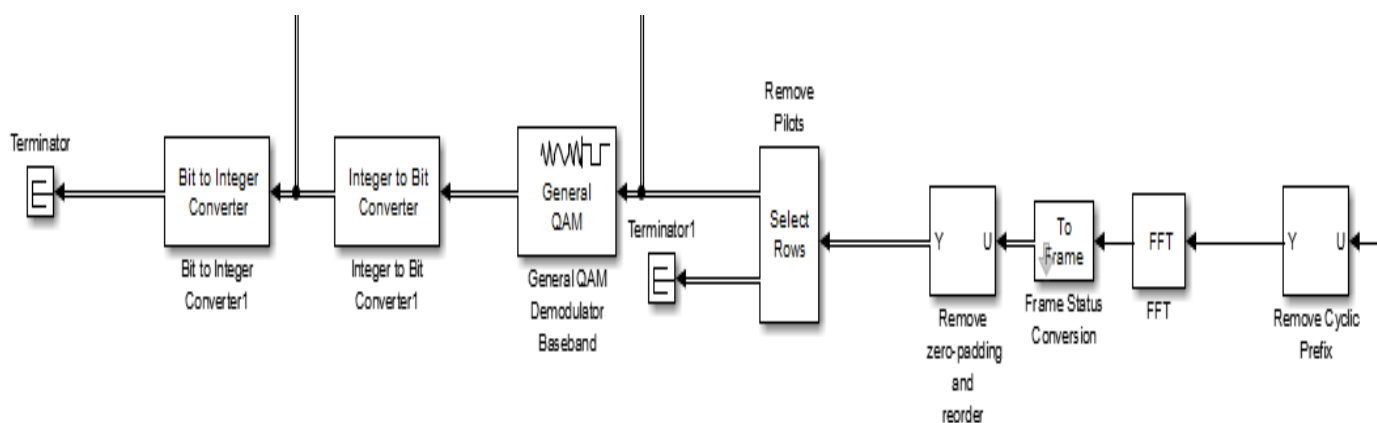


Figure 3.14: Schéma bloc d'un récepteur OFDM-FFT

Le récepteur fait l'inverse de ce que fait l'émetteur. Au bout de la chaîne de réception, on acquiert un train d'informations dont la chance de correspondre au signal original envoyé est déterminée par les perturbations du canal et les erreurs de traitement.

❖ Remove Cyclic Prefix

Puisque nous avons ajouté un préfixe cyclique pendant la transmission, nous devons l'effacer à la réception.

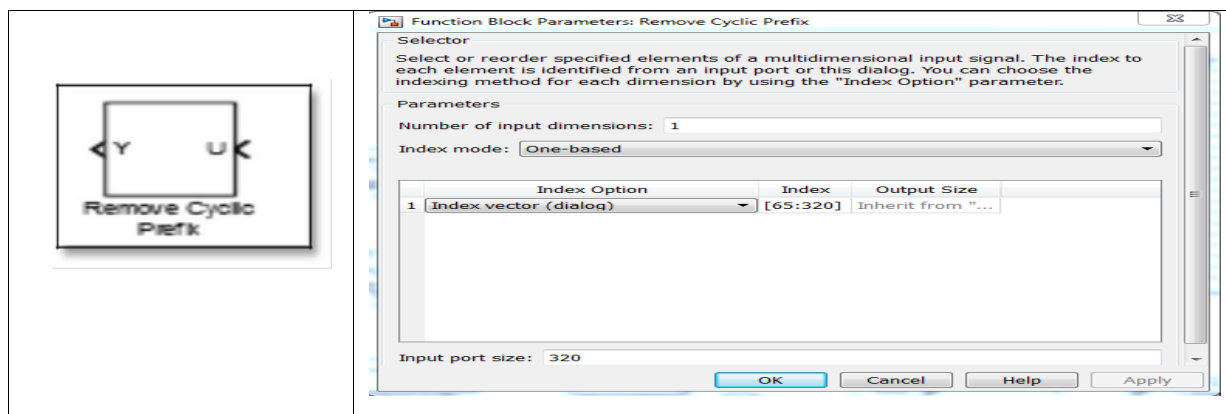


Figure 3.15: Paramètres du bloc Remove Cyclic Prefix

❖ FFT

La taille du vecteur à la sortie du préfixe cyclique est de 256, ce qui sera traité directement par le bloc FFT. Le signal OFDM reçu est démodulé à l'aide d'un bloc FFT au niveau du récepteur. La sortie de la FFT devrait idéalement être les symboles originaux fournis à l'IFFT de l'émetteur.

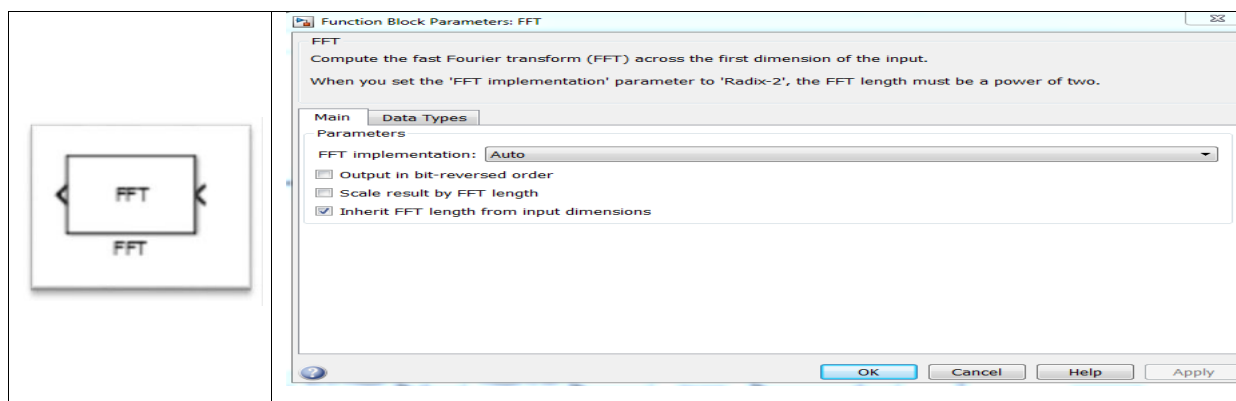


Figure 3.16: Paramètres du bloc FFT

❖ Frame Conversion

Ce bloc permet de regrouper les données en trame (256 éléments).

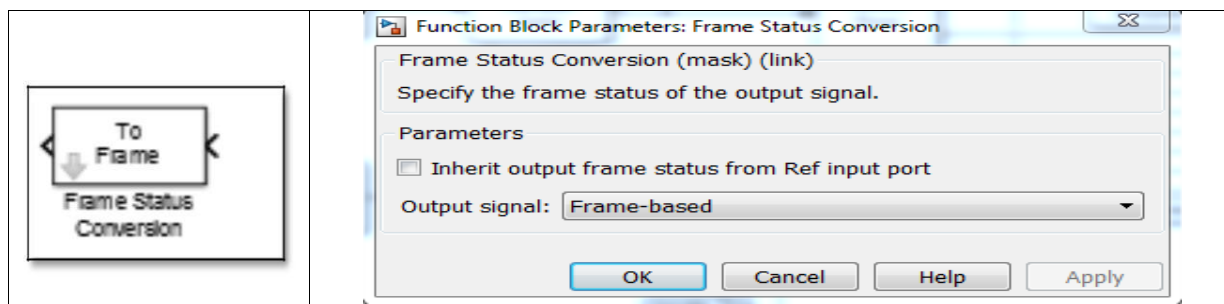


Figure 3.17: Paramètres du bloc Frame Conversion

❖ Remove zéro-padding

Pour supprimer les zéros de remplissage qui ont été ajoutés à la transmission OFDM à la suite de la mise en œuvre de l'algorithme d'optimisation de la transmission.

l'fft on a utilisé les paramètres suivant :

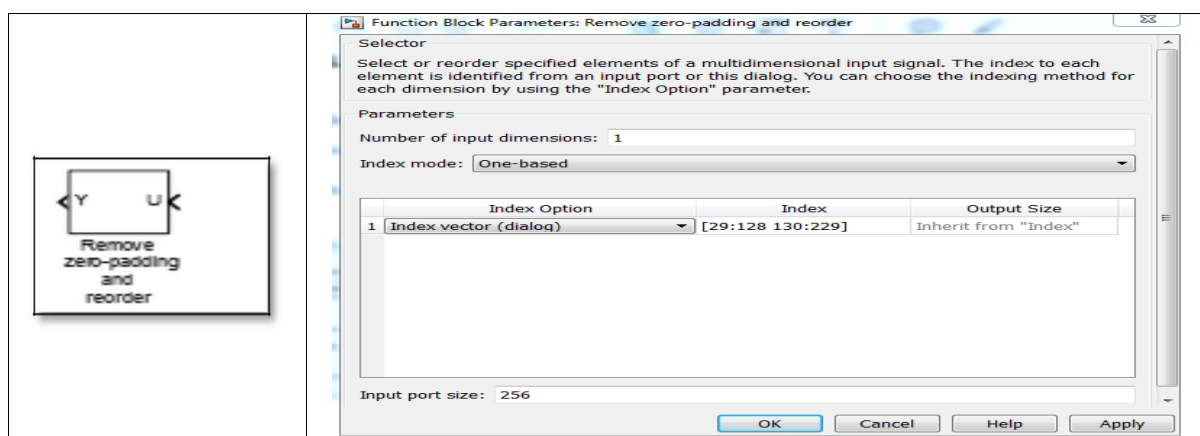


Figure 3.18: Paramètres du bloc zéro-padding

❖ Select Rows

Les symboles des sous-porteuses pilotes et la sous-porteuse centrale de la porteuse ont été retirés de la matrice de données à l'aide de ce bloc.

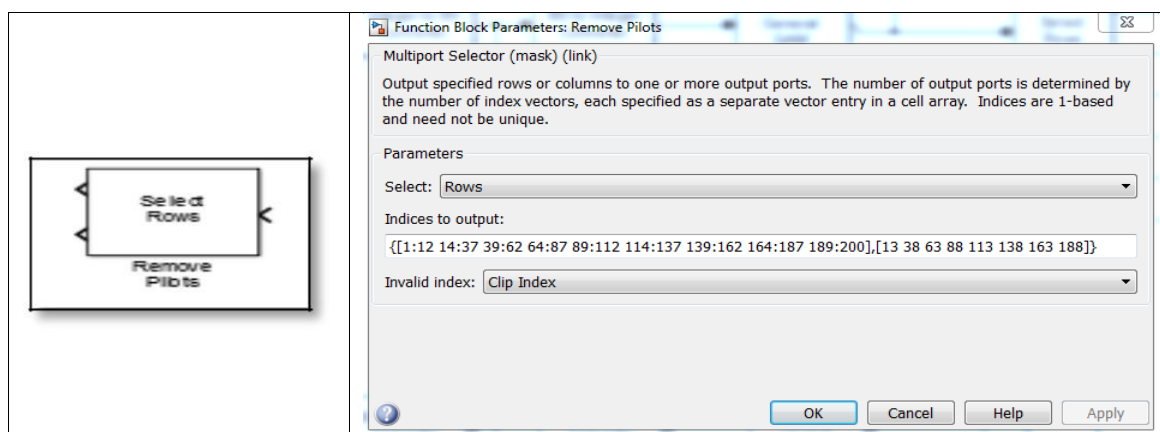


Figure 3.19: Paramètres du bloc Remove Pilots

❖ QAM démodulateur

Bloc Démoduler un signal qui a déjà été modulé en amplitude en quadrature en utilisant la démodulation par blocs.

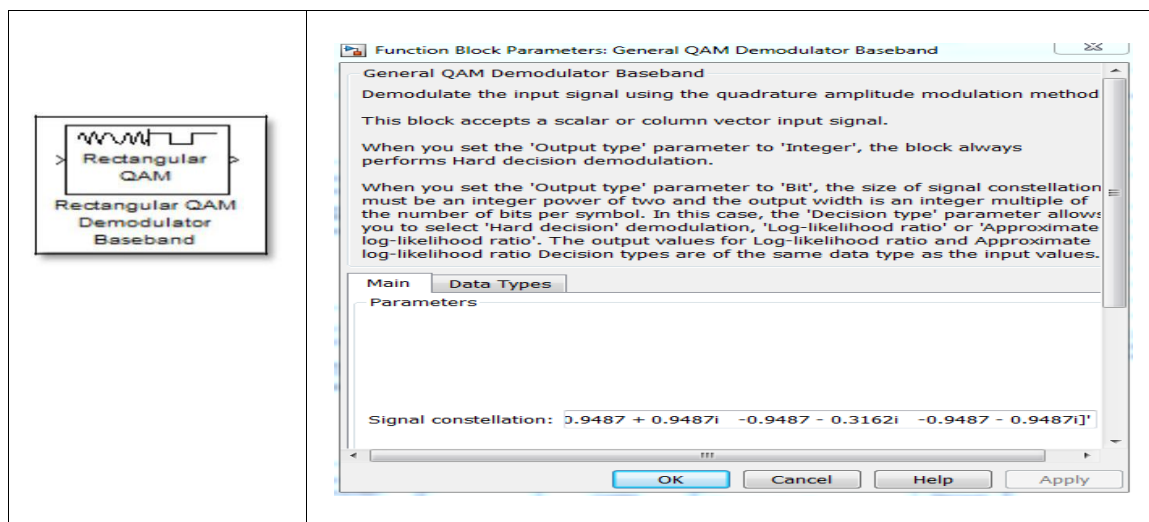


Figure 3.20: Paramètres du bloc QAM démodulateur

❖ Error Rate Calculation

Comme il ignore la différence entre les éléments de données d'entrée, ce bloc peut calculer soit le taux d'erreur de symbole ou de bit, soit le taux d'erreur de bit. Le bloc estime le taux d'erreur sur les bits si les entrées sont des bits. Il calcule le taux d'erreur sur les symboles si les entrées sont des symboles.

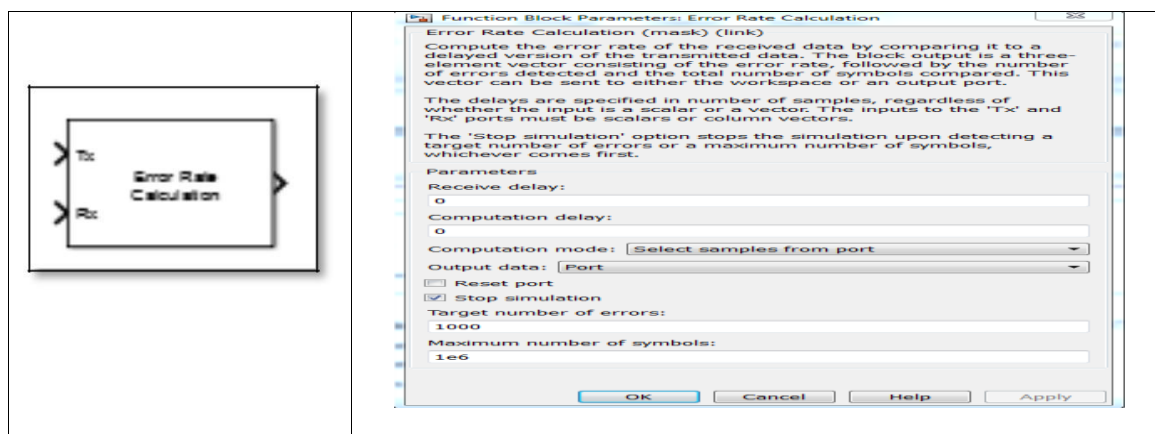


Figure 3.21: Paramètres du bloc Error Rate Calculation

❖ Terminator

Le bloc de terminaison est utilisé pour fermer les blocs sans ports de sortie qui ne sont pas connectés à d'autres blocs.



3.3. Implémentation d'un système de transmission OFDM-DWT

Nous simulons une chaîne de transmission OFDM en utilisant la transformée en ondelettes discrètes DWT dans cette phase. Les différents blocs qui ne sont pas montrés pour l'OFDM-FFT seront détaillés ci-dessous.

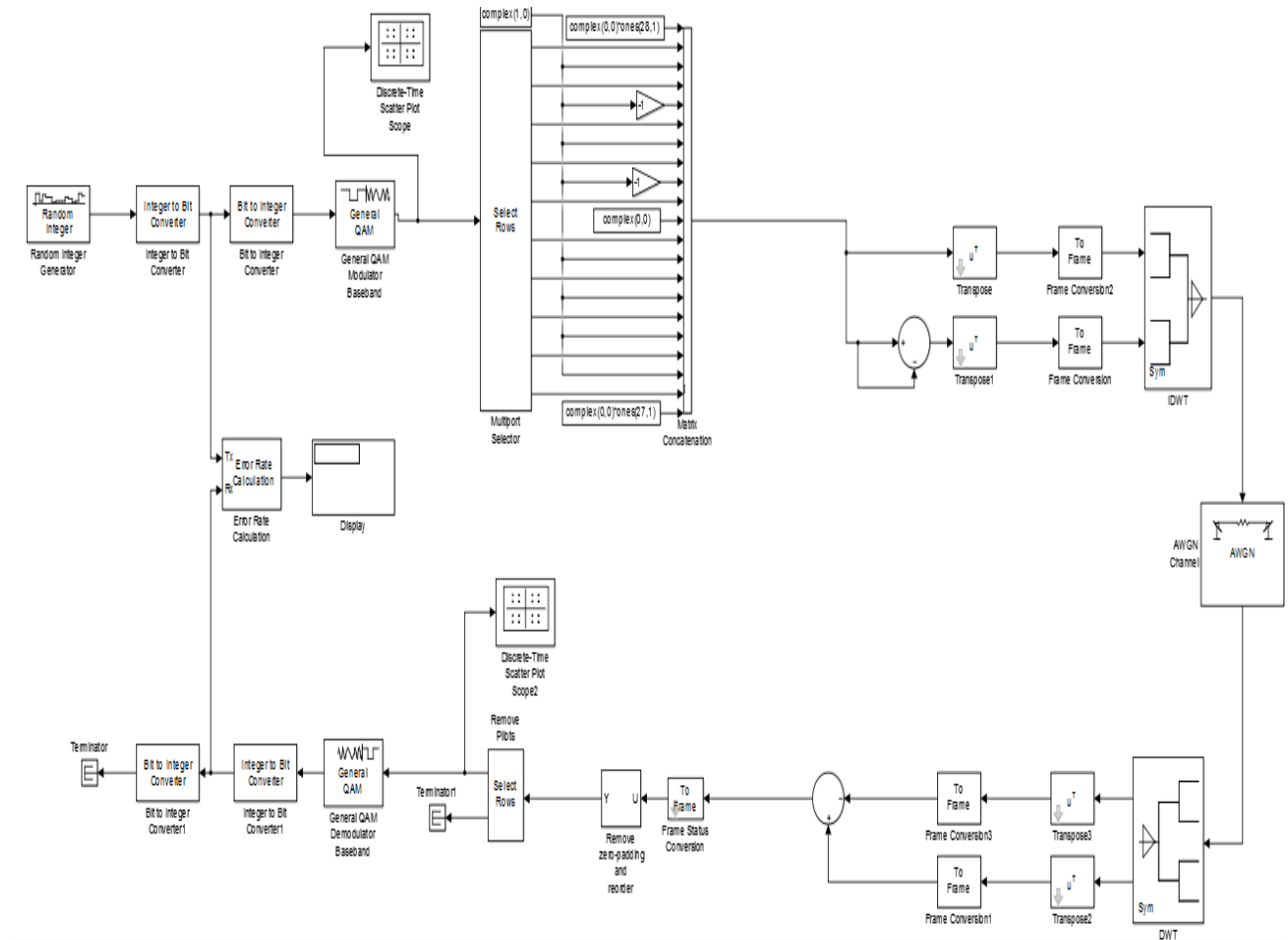


Figure 3.22: Schéma bloc OFDM à base de DWT sous Simulink.

La chaîne de transmission OFDM-DWT, comme l'OFDM-FFT, peut être divisée en deux sections, l'une pour la transmission et l'autre pour la réception.

3.3.1. Description des différents blocs en émission

Au lieu de l'IFFT, une transformée en ondelettes inverse (IDWT) est utilisée à chaque entrée pour moduler les sous-porteuses. Ensuite, nous effectuons une conversion parallèle/série, en omettant le préfixe cyclique pour la DWT.

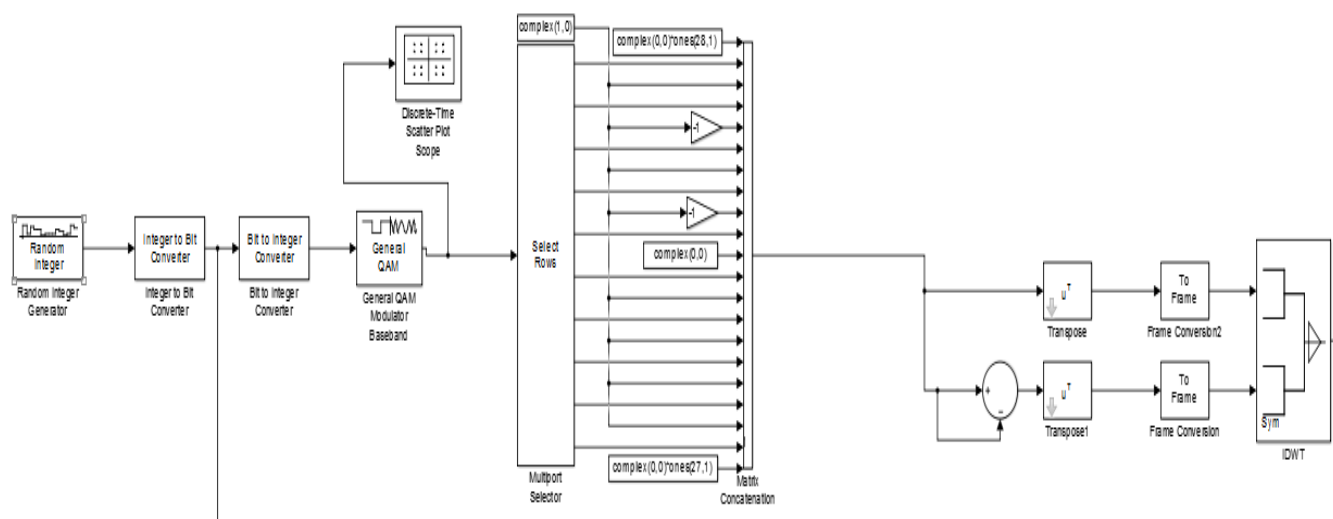


Figure 3.23: Schéma bloc d'émission de l'OFDM à base de DWT

❖ Bloc discret wavelet inverse

Ce bloc combine les signaux provenant de sous-bandes ayant des largeurs de bande plus petites et des fréquences ou des taux d'échantillonnage plus lents, ou calcule la transformée en ondelettes discrète inverse (IDWT) avec les paramètres.

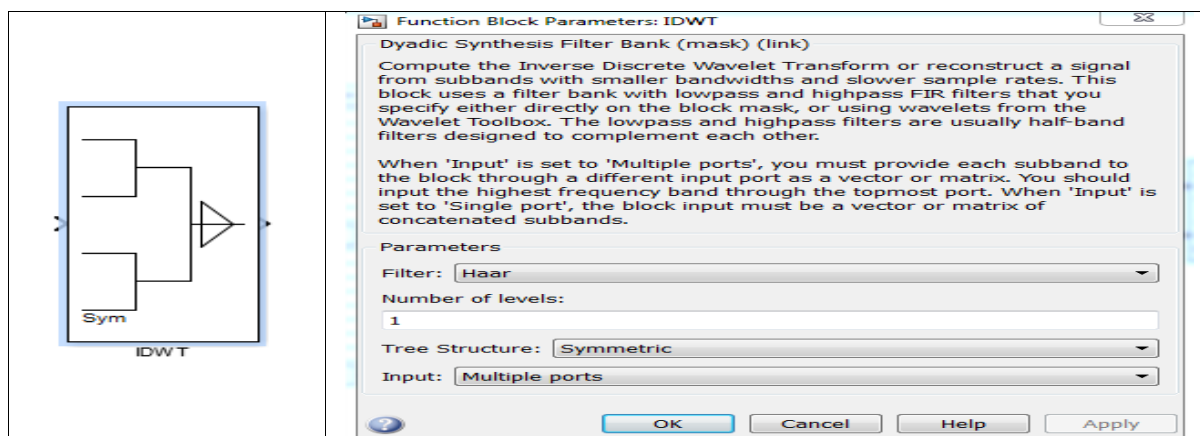


Figure 3.24: Bloc IDWT

3.3.2. Description des différents blocs en réception

Figure 3.24 présente un récepteur qui effectue l'opération inverse de celle de l'émetteur.

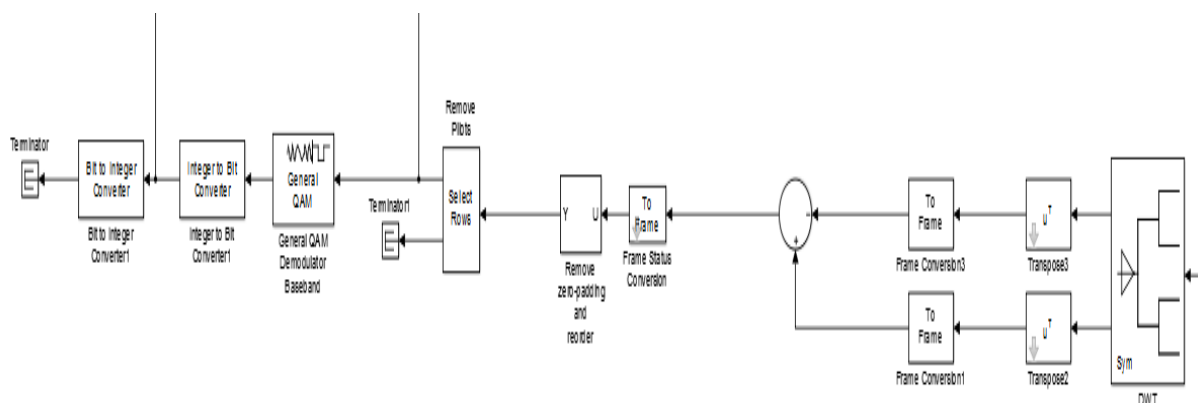


Figure 3.25: Schéma bloc en réception de l'OFDM-DWT

❖ Bloc discret wavelet

Les paramètres suivants sont utilisés dans la transformation en ondelettes discrètes et la décomposition des signaux en sous-bandes avec des largeurs de bande plus petites et des taux d'échantillonnage plus lents (voir Figure 3.26).

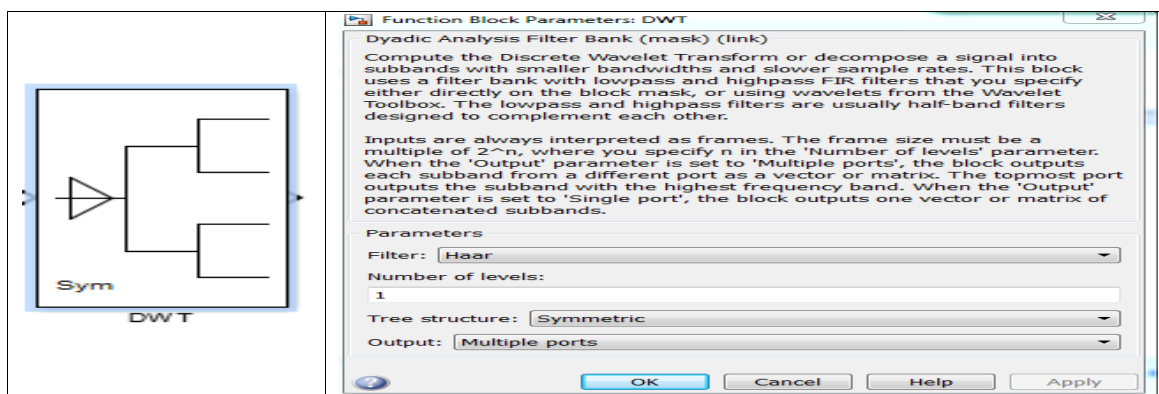


Figure 3.26: Bloc DWT

❖ Bloc transpose

Performe le calcul de la matrice transposée du signal à son entrée.

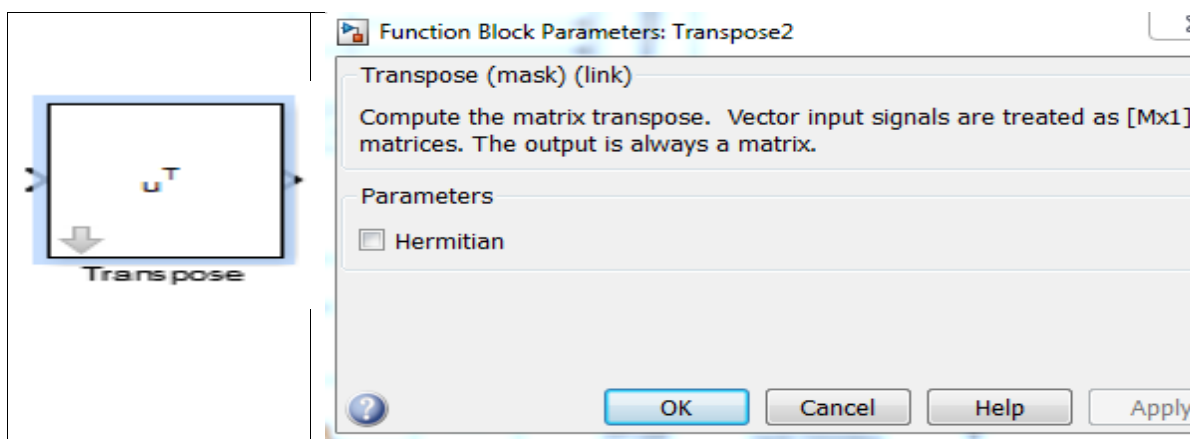


Figure 3.27: Bloc transpose

3.4. Performances de l'OFDM-FFT et l'OFDM-DWT

Nous présentons les performances des deux systèmes à savoir l'OFDM-FFT et l'OFDM-DWT, pour un environnement gaussien matérialisé par le canal à bruit blanc gaussien et un environnement dispersif présentant des trajets multiples et un effet Doppler, concrétisé par le canal de Rayleigh. Nous accomplissons les simulations des deux systèmes en terme des constellations 16 QAM et du taux d'erreur par bit.

3.4.1. Constellation de l'OFDM-FFT et l'OFDM-DWT

Les Figure 3.28 et 3.29 Représentent les constellations des symboles 16-QAM en considérant l'OFDM-FFT et l'OFDM-DWT, pour le canal AWGN.

Nous monterons en évidence l'influence du bruit blanc gaussien sur la constellation des symboles en faisant varier le rapport signal sur bruit SNR.

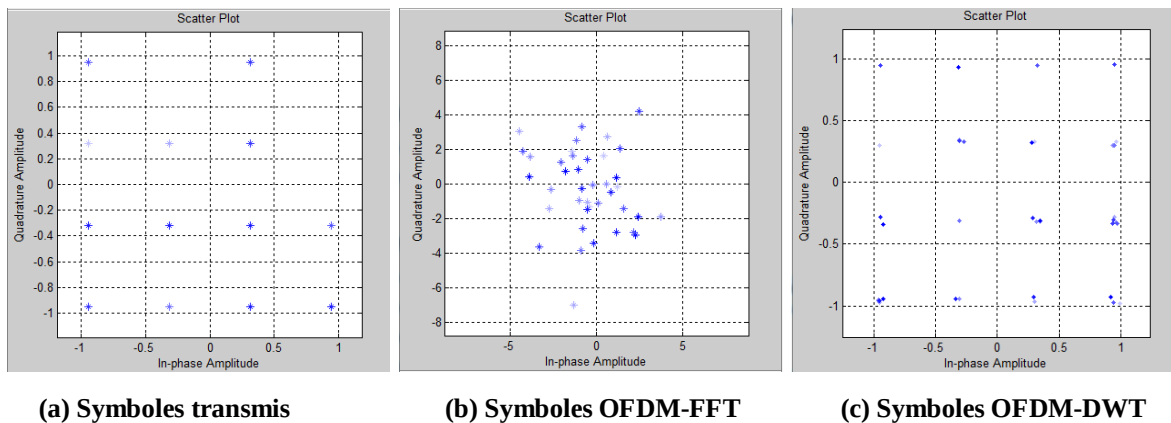


Figure 3.28: Constellation des symboles 16 QAM, (a) Symboles transmis, (b) Symboles OFDM-FFT (c) Symboles OFDM-DWT, Canal AWGN (SNR=15 dB)

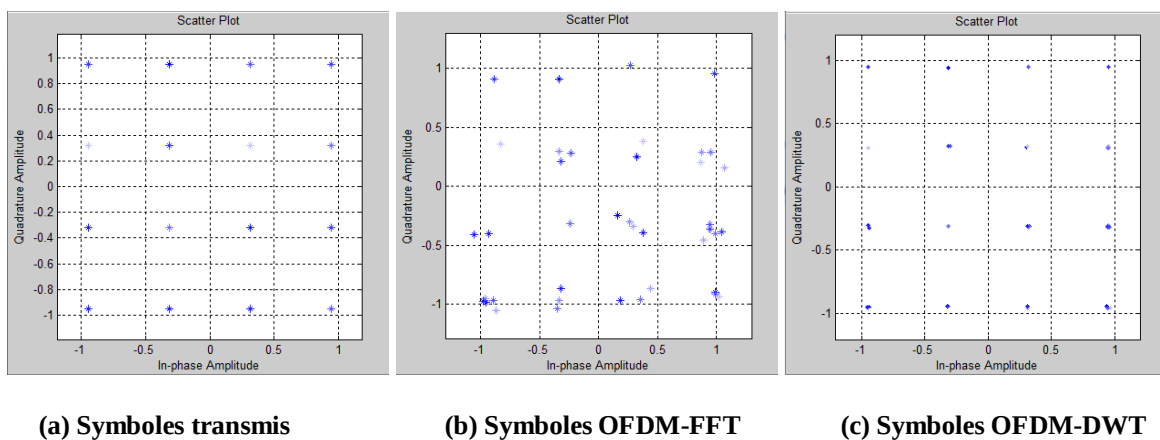


Figure 3.29: Constellation des symboles 16 QAM, (a) Symboles transmis, (b) Symboles OFDM-FFT (c) Symboles OFDM-DWT, Canal AWGN (SNR=25 dB)

Dans le cas d'un SNR faible (15dB) les symboles OFDM-FFT sont dispersés et éloignés de leur position initiale, alors qu'ils sont bien localisés dans le cas de l'OFDM-DWT. Une amélioration est bien remarquée dans le cas du SNR de 25 dB néanmoins l'OFDM-DWT fournis le meilleur résultat, ce qui mit en évidence sa capacité à combattre les interférences.

Figure 3.30 représente la constellation des symboles 16-QAM en considérant l'OFDM-FFT et l'OFDM-DWT, pour le canal de Rayleigh.

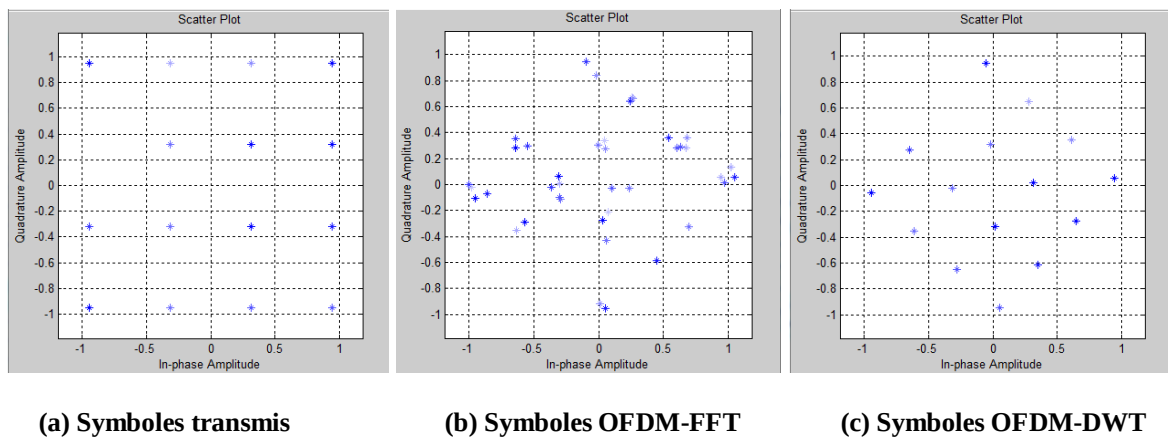


Figure 3.30: Constellation des symboles 16 QAM, (a) Symboles transmis, (b) Symboles OFDM-FFT (c) Symboles OFDM-DWT, Canal Rayleigh

Les améliorations fournies par l'OFDM-DWT persistent pour le canal sévère matérialisé par le canal de Rayleigh.

Nous constatons que les constellations des symboles dans le cas du système OFDM-DWT sont meilleurs que celles du système OFDM-FFT pour les deux types de canaux de transmission.

3.4.2. Taux d'erreur de l'OFDM-FFT et l'OFDM-DWT

Nous présentons les performances en taux d'erreur (BER) des deux systèmes à savoir: L'OFDM-FFT et l'OFDM-DWT. Nous faisons varier le rapport SNR dans l'intervalle [5,30] avec pas de 5 pour deux environnements distincts matérialisés par un canal (AWGN) et (AWGN+Rayleigh), comme c'est illustré aux Tableaux 3.1 et 3.2. Nous collectons les valeurs du BER résultant dans le bloc correspondant et ceci en considérant la FFT l'ondelette 'Haar' et l'ondelette 'Biorthogonal' respectivement.

Table 3.1: Taux d'erreur (BER) versus SNR, canal AWGN (OFDM-FFT ; OFDM-DWT)

SNR (dB)	5	10	15	20	25	30
BER						
OFDM-FFT	0.6823	0.5104	0.1406	0.0094	0.0000	0.0000
OFDM-DWT (Haar)	0.2383	0.1237	0.02214	0.0008	0.0000	0.0000
OFDM-DWT (Biorthogonal)	0.5924	0.5588	0.5586	0.5026	0.4987	0.4887

Table 3.2: Taux d'erreur (BER) versus SNR, canal (AWGN+ Rayleigh), (OFDM-FFT ; OFDM-DWT)

SNR(dB)	5	10	15	20	25	30
BER						
OFDM-FFT	0.8514	0.7297	0.6375	0.4961	0.1336	0.1223
OFDM-DWT (Haar)	0.5423	0.4573	0.2342	0.1431	0.0241	0.0014
OFDM-DWT (Biorthogonal)	0.6852	0.4354	0.4352	0.4332	0.3832	0.3812

Les tableaux 3.1 et 3.2 nous renseignent que l'OFDM utilisant la DWT fournit le taux d'erreur le plus réduit pour toutes les valeurs du SNR, relativement à l'OFDM utilisant la FFT. Nous constatons aussi que l'ondelette 'Haar' fourni le taux d'erreur minimal effectivement dans le cas du canal multi-trajet (Rayleigh). Bien que l'ondelette 'Biorthogonal', n'exhibe pas la meilleur performance en taux d'erreur, cependant elle est plus robuste vis-à-vis les changements du rapport signal sur bruit SNR, relativement à l'ondelette 'Haar'.

Nous présentons également les courbes du taux d'erreur (BER) des systèmes OFDM-FFT et OFDM-DWT sur les figures 3.31 et 3.32, pour les canaux (AWGN) et (AWGN+Rayleigh).

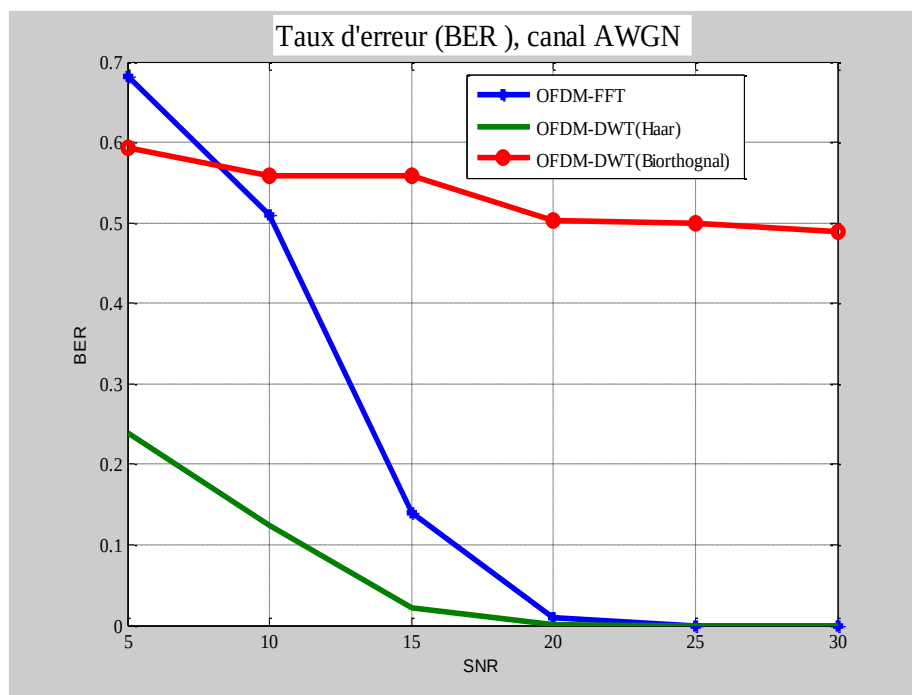


Figure 3.311: Courbes de taux d'erreur (BER) ,16 QAM, Canal AWGN

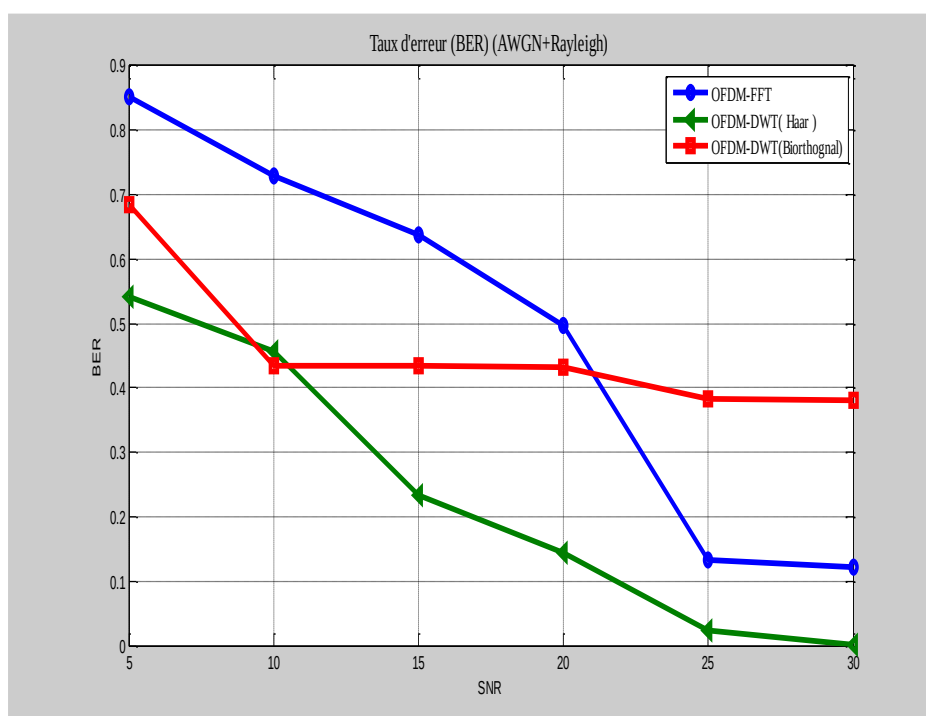


Figure 3.322: Courbes de taux d'erreur (BER) ,16 QAM, Canal (AWGN+Rayleigh)

Nous percevons que l'OFDM utilisant la DWT fournit continuellement le taux d'erreur le plus réduit en comparaison à l'OFDM utilisant la FFT et ceci dans les deux environnements étudiés. Notons également que nous avons procédé au calcul du BER en considérant l'ondelette 'Daubechies' celle-ci engendre un taux d'erreur BER similaire à l'ondelette 'Harr'.

3.5. Conclusion

Nous avons présenté et étudié les performances des systèmes OFDM-FFT et OFDM-DWT sous l'environnement SIMULINK de MATLAB. Les Constituants des deux systèmes sont bien présentés et explicités. Nous avons mis en évidence les performances de la transformée en ondelette relativement à la transformée de Fourier rapide. Les ondelettes de type Haar et Daubechies fournissent le taux d'erreur le plus réduit en comparaison avec l'ondelette bi-orthogonale. La technique OFDM basée sur la transformée en ondelette à savoir l'OFDM-Haar, l'OFDM-Daubechies et l'OFDM-biorthogonale opèrent mieux que l'OFDM-FFT. Les résultats obtenus montrent les améliorations obtenues en adoptant la transformée en Ondelette relativement à la transformée de Fourier rapide.

Conclusion Générale

Les services de télécommunications sans fil à haut débit ont réanimé l'intérêt pour la technique OFDM. Cette dernière a suscité beaucoup d'intérêt en raison de sa résistance aux interférences causées par les trajets multiples et de sa capacité à atteindre une efficacité de transmission élevée.

Nous avons abordé les principes fondamentaux de l'OFDM, qui repose sur la transformée de Fourier discrète. Nous avons également présenté l'étude de la transformée en ondelettes discrètes (DWT), nous l'avons implémenté dans un système de transmission OFDM comme alternative pour la transformée de Fourier rapide FFT.

Nous avons mis en œuvre les deux techniques, OFDM-FFT et OFDM-DWT. Leurs performances respectives sont mises en évidence à travers l'examen des diagrammes de constellation et de calcul du taux d'erreur BER (Bit Error Rate). L'impact de l'utilisation des ondelettes sur les performances du système de transmission OFDM a été démontré.

Nous avons présenté les performances des deux systèmes pour un environnement gaussien matérialisé par le canal à bruit blanc gaussien et un environnement dispersif présentant des trajets multiples et un effet Doppler, concrétisé par le canal de Rayleigh. Nous avons considéré trois types d'ondelettes, à noter : l'ondelette Haar, l'ondelette Daubechies et l'ondelette 'Biorthogonal'.

Les simulations effectuées nous ont permis de montrer les avantages de l'OFDM-DWT par rapport à l'OFDM-FFT en termes de taux d'erreur binaire et de rapport signal/bruit.

Nous avons constaté que les constellations des symboles dans le cas du système OFDM-DWT sont meilleurs que celles du système OFDM-FFT, pour les deux types de canaux de transmission. Des améliorations sont aussi indiquées dans le cas du taux d'erreur, l'OFDM utilisant la DWT fournit le BER le plus réduit, spécialement l'ondelette de type Haar et Daubechies. L'ondelette Biorthogonal ne fournit pas le meilleur BER, néanmoins, elle est plus robuste vis-à-vis les changements du rapport signal sur bruit SNR en comparaison avec Harr et d'aubechies.

Comme horizon au travail que nous avons effectué dans ce mémoire, nous proposons d'améliorer les performances des systèmes de communication OFDM-DWT en leur intégrant des techniques à entrées multiples / sorties multiples (MIMO).

Bibliographie

- [1] N.Ferhi , S.Helaimia «Etude et Simulation d'une Transmission de Type OFDM Pour Les Communications Sans Fil» L'université de Tébessa, 2016.
- [2] P.GRUYER, S.PAILLARD « Modélisation d'un modulateur et démodulateur OFDM» , 2005.
- [3] Mémoire de master : Bentaleb Nacereddine ,Benatia Djelloule « Etude des performances de la technique OFDM pour les communications sans fil » . UNIVERSITE MOHAMED BOUDIAF M'SILA ; 2018-2019.
- [4] THÈSE de doctorat : ZERDOUMI Zohra : «Estimation des Filtres de Restauration des Signaux en Communications Numériques » Université de Batna : 2017/2018.
- [5] Glavieux Alain, Livre : « Introduction Communications numériques ».2eme Édition : Dunod Paris Masson. Aout 2007.
- [6] Mémoire de master : SLIMANI Hassen , SAIAHI Youcef « Compensation des distorsions dans un système OFDM sous différent types modulations numériques » ; UNIVERSITE MOHAMED BOUDIAF M'SILA, 2017-2018.
- [7] Simon Haykin, Livre: « Introduction to Analog and Digital Communications ». Edition: Phoenix Color Corp, 2007.
- [8] MORI, Y. « Electronique pour le traitement du signal, volume 2-Notions de signal et de bruit »,. Edition: Hermes, Lavoisier, Paris, 2006.
- [9] Xu Zhang: «Modeling & Performance Analysis of QAM-based COFDM System », University of Toledo August 2011.
- [10] Mémoire de master : Hasnaoui Saida & Nouas Wissam : « Allocation efficace des bits pour un système multi-porteuses OFDM » Université SAAD DAHLAB de BLIDA ; 2012-2013.
- [11] Olivier Berder, « Optimisation et stratégies d'allocation de puissance des systèmes de transmission multi-antennes », thèse de doctorat, Université de Bretagne Occidentale, décembre 2002.
- [12] W.C. Jakes, « Microwave Mobile Communications », IEEE PressReissue, 1994.
- [13] Mémoire de master : Mr. GRARADJI KAMAL ,Mr. SADOUD AREZKI : « Filtrage de l'ECG par seuillage de coefficients d'ondelettes » : UNIVERSITE MOULOUD MAMMERI, TIZI-OUZOU : 2008/2009 .

- [14] J. Guillet, "Caractérisation et modélisation spatio-temporelles du canal de propagation radioélectrique dans le contexte MIMO," *Thèse de Doctorat, Institut National des Sciences Appliquées de Rennes*, 2004.
- [15] S. Daumont, "Techniques de démodulation aveugle en interception de signaux MIMO," *Thèse de doctorat, Université de Rennes 1*, 2009.
- [16] Samir Arab, "Une étude sur la réduction du PAPR dans un système OFDM", *Mémoire du grade de Maître es science (M. Se.), Université Laval, Canada*, 2010.
- [17] J.G. Proakis, M. Salehi, *Digital Communications*, 5th Ed, New York: McGraw Hill, 2008.
- [18] A. Glavieux, M. Joindot, *Communications numériques : Introduction*, Paris, Masson, 1996.
- [19] *Mémoire de master : ©Ahmed Ahriche, 2008: «Étude comparative des méthodes d'estimation de canal à l'aide des pilotes dans les systèmes OFDM à travers un canal multi-trajets » UNIVERSITÉ LAVAL QUÉBEC.*
- [20] R. Togneri, Ch. J.S. de Silva, "Fundamentals of information theory and coding design", *Thèse publiée dans Taylor & Francis e-Library*, 398p.ISBN 1-58488-310-3, 2006.
- [21] *Mémoire de Master ; AYADI Hanane - RATNI Souhila « La correction des erreurs dans les transmissions à accès aléatoire » Université Akli Mohand Oulhadj – Bouira, 2016-2017.*
- [22] F. NABILA, H. SOUHAILA, "Etude et simulation d'une transmission de type OFDM pour les communications sans fil," *Thèse de Doctorat, Université Larbi Tebessi, Tébessa, Algérie*, 2016.
- [23] *Mémoire de Master ; Yakhlef Mouhamed «étude des méthodes d'accès dans réseaux mobiles » ; Université de batna .*
- [24] Luc Deneire, "Réseaux locaux et personnels sans fil", *GTR-Sophia-Antipolis*, Avril 2003.
- [25] *Mémoire de Master ; HADIOUCHE Karim, GUIDOUM Said «Etude et implantation d'un réseau WIFI sécurise au sein de l'INPED » UNIVERSITE MOULOU MAMMERI, TIZI-OUZOU 2010-2011.*
- [26] Mohamed Aissa KALACHE, Billel KALACHE, « Évaluation des performances de la couche physique de la technologie WiMAX/IEEE 802.16 », *Projet de Fin d'Étude pour l'obtention du diplôme de Master en Systèmes de Télécommunications, Université Dr. Yahia F.*
- [27] Selmen BENSAID, Meriem FERJANI, « Développement d'un outil de planification d'un réseau WiMAX », *Rapport de Projet de Fin d'Étude pour l'obtention du diplôme de Master en Télécommunications, Université Virtuelle de Tunis, Juillet 2011.*

- [28] Amina Nadjet SEDJELMACI, « Extension de la QoS du WiFi vers le WiMAX », Thèse de Magister SIC, Université Abou Bakr Belkaid– Tlemcen, Faculté de Technologie, Département d'Informatique, 2010-2011.
- [29] Mahseur Mohamed « Routage dans les réseaux maillés sans fil » Thèse pour obtenir diplôme magister Université M'hamed Bougera _ Boumardes 2010/2011.
- [30] Yvon Sosthène Yameogo, "Etudes de nouvelles techniques d'estimation et d'égalisation de canal adaptées au système SC-FDMA", Thèse doctorat, Université Rennes 1, France, 2011.
- [31] F. Nabila et H. Souhaila , "Etude et Simulation d'une Transmission de Type OFDM Pour Les Communications Sans Fil", Mémoire Master, Université Larbi Tebessi – Tebessa.
- [32] W. Y. Zou et Y. Wu , "COFDM : An Overview", IEEE Transactions on Broad casting, Vol. 41.No. 1, pp. 1-8, 1995.
- [33] Mémoire de Master ; BELAHAMMOU Oussama BASSA Allaeddine « Performance d'un Système de Communication OFDM » UNIVERSITE KASDI MERBAH OUARGLA ; 2016 /2017.
- [34] Piskonova, M. Naïm, K. Batani, M. Christian Gargour, TRANSMISSION OFDM POUR LA TÉLÉPHONIE CELLULAIRE, MONTRÉAL, 19 DÉCEMBRE 2003.
- [35] Mémoire de Master , R. Soufiane, B. Ala Eddine Et M.Bahia « Analyse des performances de F-OFDM » Université Echahid Hamma Lakhdar d 'El-Oued , 2018-2019.
- [36] Mémoire de Master , Mlle ben yahia aouda et Mr Mouaici hamza «La technique OFDM dans les communications satellitaires » UNIVERSITE BLIDA 1 , 2018.
- [37] Mémoire de Master, RabahAllah Nesrine « Étude et implémentation d'un système LTE à porteuses multiples OFDM sur carte radio-logicielle type USRP » Université Aboubakr Belkaïd – Tlemcen , 2019.
- [38] Mémoire de Master, PATRICE GEORGES MANGA, « ÉTUDE DE PERFORMANCE D'UNE LIAISON SANS FIL OFDM DANS UN CANAL COMPLEXE » UNNERSITÉ DU QUÉBEC EN ABITIBI-TEMISCAMINGUE , OCTOBRE 2012.
- [39] GAL YNA PISKONOV A ; « TRANSMISSION OFDM POUR LA TÉLÉPHONIE CELLULAIRE » UNIVERSITÉ DU QUÉBEC, 2003.
- [40] Michael O. Polley, William F. Schreiber, and Susie J. Wee, Transmission Techniques for Digital Terrestrial TV Broadcasting, IEEE Communications Magazine, vol. 33, no. 11, pp. 22-26, 1995.
- [41] B. Crow, I. Widjaja, J. G. Kim, P. Sakai, IEEE 802.11 Wireless Local Area Networks, IEEE Communications Magazine, pp 116- 126, September 1997.

- [42] 802.11a-1999 IEEE Standard for Information technology, IEEE. Part 11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) specifications. Amendment 1: High-speed Physical Layer in the 5 GHz band. Technical Report, IEEE, 1999.
- [43] Jing, Y. and B. Hassibi. "Distributed space-time coding in wireless relay networks," *Wireless Communications, IEEE Transactions on*, 5(12):3524—3536 (2006).
- [44] Mémoire de Master, Ahmad SIBAI Ali LOUBANY «Une approche intelligente pour les systèmes OFDM à modulation adaptative » L'UNIVERSITE LIBANAISE , 2012 / 2013.
- [45] Mémoire de Master ; Touhami Ridha, « developpement d'un model ofdm pour la 4ème generation du mobile de Communication , UNIVERSITE Ferhat Abbas-Stif ,.
- [46] Mémoire de Master, Melle RESFA Ibtissem « Intégration de la technologie MIMO dans les réseaux Mesh sans fil » 2013.
- [47] Thèse doctorat ; TarekChehade.Optimisation d'unprécodeur MIMO-OFDMdanslecontextedel'estimationaveugle et semi-aveugleducanaldecommunication.Autre.UniversitédeBretagneoccidentale-Brest,2015.
- [48] Mrs. Veena , S.Swamy, "Performance analysis of DWT based OFDM over FFT based OFDM and implementing on FPGA" *International Journal of VLSI design & Communication Systems* 2011.
- [49] Mémoire de Master ; OUARDA SOLTANI«Restauration D'Images Satellites Via la Transformée en Ondelette » Université de Batna, 2011.
- [50] <https://irma-web1.math.unistra.fr/~friederich/tipe.pdf>.
- [51] A.Bouzida .diagnostic de défauts de la machine asynchrone à cage par la techniqueBdes ondelettes. Thèse de Magister .Ecole Nationale Polytechnique d'Alger. Algérie 2008.
- [52] M. Misiti. Y. Misiti. G. Oppenheim. J. M. Poggi. Wavelet Toolbox for Use with MATLAB 2010.
- [53] Mémoire de Master, BOURDIM SAMIA « Méthodes ondelettes et Bayésiennes pour le diagnostic : Application aux machines asynchrones » UNIVERSITE FERHAT ABBAS-SETIF, 2011 .
- [54] Gautier, Matthieu. 'Algorithmes et architectures de récepteurs pour les systèmes multiporteuses par paquets d'ondelettes' Diss. Institut National Polytechnique de Grenoble-INPG, 2006.
- [55] Thèse doctorat ; Safa SAADAOUÏ « Conception d'un systeme de communication sans l industriel basé sur la transform ee en ondelettes, 2019, .
- [55] Thèse doctorat ; Safa SAADAOUÏ « Conception d'un systeme de communication sans l industriel basé sur la transformee en ondelettes, 2019, .

- [56] S. M. Debbal et al. « *Choix de l'ondelette analysante et classification des signaux Phonocardiogrammes en fonction des souffles surajoutés* », *Afrique SCIENCE* 2005.
- [57] Thèse de Doctorat, Achraf COHEN « *Détection et diagnostic des fautes dans des systèmes complexes par approches multi-échelle* », 2015 .
- [58] TIPE , « *Introduction à la théorie des ondelettes* » Xavier Friederich et Gaétan Bahl, 12 juin 2014.
- [59] A. Bouzida, O. Touhami, R. Ibtouen, A. Belouchrani, M. Fadel and A. Rezzoug. *Fault Diagnosis in Industrial Induction Machines through Discrete Wavelet Transform*. 2010 IEEE.

