

**République Algérienne Démocratique et Populaire**  
**Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche**  
**Ecole Nationale Polytechnique**



المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات  
Ecole Nationale Polytechnique

Département d'électronique

**Projet de fin d'étude**  
Pour l'obtention du Diplôme  
**D'Ingénieur d'Etat en Electronique**

**Thème**

**Etude d'un système OFDM codé pour les  
applications à haut débit**

Réalisé par :  
**BEN HAMIDOUCHE Youssouf**

Proposé et dirigé par :  
**Dr. TERRA Zidane**

*Soutenus le 19 Juin 2014 devant le jury composé de:*

**Mr D. BERKANI.**  
**Melle A. MOUSSAOUI .**  
**Mr. Z. TERRA.**

**Président**  
**Examineur**  
**Rapporteur**

## ملخص :

نلاحظ مؤخرا اهتماما كبيرا بالتقنيات اللاسلكية الجديدة القادرة على تحقيق تدفق عالي، مثل تقنية OFDM (نظام التوزيع متعدد الحوامل المتعامدة) التي توفر حماية عالية للقنوات متعددة المسالك. الاضطرابات التي تحدث في مثل هذه القنوات تتسبب في وجود أخطاء إرسالية يحاول نظام الترميز مكافحتها من أجل ضمان الحد الأدنى من الخطأ. في هذا العمل، نقترح نظام OFDM يكون قادرا على توفير حماية معززة في القنوات المتعددة، بفضل إدراج مجال للحماية، ويكون في نفس الوقت ذو متانة فائقة لوجود تشابك زمني بين البيانات المرسلة ونظام تشفير لتصحيح الأخطاء. سنقوم بعرض النتائج التي حصلنا عليها باستعمال نظام ترميز تزاوجي ونظام ترميز ريد سولومون. **كلمات مفتاحية :** نظام التوزيع متعدد الحوامل المتعامدة OFDM، قنوات متعددة المسالك canaux à trajets multiples، نظام الترميز Codage.

## Résumé :

On observe de nos jours un intérêt considérable pour de nouvelles technologies sans fil capables de réaliser des hauts débits, comme l'OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) qui offre une forte protection pour les canaux à trajets multiples. Les perturbations qui interviennent sur ce type de canaux induisent des erreurs de transmission que le codage de système s'efforce de combattre pour assurer un taux d'erreur minimal.

Dans ce travail, on propose un système OFDM qui sera capable d'offrir :

Une protection améliorée aux trajets multiples, grâce à l'insertion d'un intervalle de garde, et une robustesse développée grâce à l'entrelacement temporel des données transmises et un codage de correction d'erreurs. Nous présentons les résultats obtenus en utilisant des codes convolutionnels et des codes Reed Solomon.

**Mots clés :** OFDM, Canaux à trajets multiples, Codage

## Abstract:

A huge interest is shown nowadays for new wireless technologies able to carry high throughput, such as OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) which offers strong protection for multipath channels.

Distortions in such channels lead to transmitting errors which are challenged by the System coding in order to ensure a minimal error rate.

The present work propose an OFDM System able to offer an enhanced protection for multipath channels by inserting guard times and robustness built through the temporal interleaving of transmitted data and a coding for error correction. We present the study results based on the usage of both convolutional and Reed Solomon codes.

**Key words:** OFDM, Channels multipath, Coding.

## *Remerciements*

نحمد الله تعالى الذي و فقنا لإتمام هذا العمل

Je remercie **M. Z. TERRA** pour sa disponibilité, son aide et ses précieux conseils au cours de la préparation de ce projet de fin d'étude.

Je tiens chaleureusement à remercier monsieur **D. BERKANI** pour m'avoir fait l'honneur de présider le jury de cette thèse, ainsi **Melle A. MOUSSAOUI** d'avoir accepté d'examiner ce travail.

J'adresse aussi mes remerciements à tous mes amis : **FAOUZI, RIADH et YUCEF.**

Je remercie toute personne qui, d'une manière ou d'une autre a contribué à l'élaboration de ce travail.

# *Dédicace*

*Je dédie ce travail à ma mère "Saadia", à mon père "Abdelghani", à ma Fiancée "Boutheyna BEN HAMIDOUCHE" à mes soeurs et frères et leurs enfants "Aness", "Iyad", "Omar", "Bahae", "Islam", "Brahim", "Assil", "Malak", "chaima" et "Salsabil"*

*et à tout mes amis.*

# Table des matières

<b>Abréviations</b>	<b>xi</b>
<b>Introduction générale</b>	<b>1</b>
<b>1 Principes de base de L'OFDM</b>	<b>2</b>
1.1 Introduction . . . . .	2
1.2 Historique de L'OFDM . . . . .	3
1.3 Avantages et inconvénients de la modulation OFDM . . . . .	3
1.4 Applications . . . . .	4
1.4.1 Radio numérique DAB (Digital Audio Broadcasting) . . . . .	5
1.4.2 Système terrestre DVB-T (Digital Video Broadcasting Terrestrial) . . . . .	6
1.5 Principes de la modulation OFDM . . . . .	8
1.5.1 La technique OFDM . . . . .	8
1.5.2 Génération et réception du signal OFDM . . . . .	10
1.5.3 Conversion série-parallèle . . . . .	11
1.5.4 Modulation des sous porteuses . . . . .	12
1.5.5 Codage de gray . . . . .	13
1.5.6 Conversion du domaine fréquentiel au domaine temporel . . . . .	14
1.5.7 Intervalle de garde . . . . .	15
1.5.8 Modulation RF . . . . .	16
1.5.9 Bruit dans un système OFDM . . . . .	17
1.6 Canal radio mobile . . . . .	18
1.6.1 Caractéristiques du canal radio . . . . .	18
1.6.2 Imperfections dans le canal radio mobile . . . . .	19
1.6.3 Modélisation du canal radio mobile . . . . .	22
1.6.4 Interférences Inter-symboles (ISI) et inter-canaux (ICI) . . . . .	24
1.6.5 Modélisation d'un système à multi-porteuses . . . . .	25

1.7	Conclusion . . . . .	26
<b>2</b>	<b>Codage dans un système OFDM</b>	<b>27</b>
2.1	Introduction . . . . .	27
2.2	Codage du canal . . . . .	28
2.3	Les codes convolutifs . . . . .	29
2.3.1	Codage d'après le standard IEEE802.11a . . . . .	31
2.3.2	Décodage . . . . .	32
2.4	Code en bloc . . . . .	34
2.5	Code de Reed-Solomon (RS) . . . . .	35
2.6	Entrelacement . . . . .	36
2.6.1	Entrelacement par bit . . . . .	37
2.7	Conclusion . . . . .	39
<b>3</b>	<b>Simulation de système COFDM</b>	<b>40</b>
3.1	Introduction . . . . .	40
3.2	Chaîne de transmission OFDM . . . . .	41
3.3	Chaîne d'émission . . . . .	41
3.3.1	Générateur de données : . . . . .	42
3.3.2	Codeur de canal : . . . . .	42
3.3.3	La modulation : . . . . .	45
3.3.4	IFFT : . . . . .	46
3.4	Canal de communication : . . . . .	46
3.5	Chaîne de réception . . . . .	47
3.5.1	Démodulation OFDM : . . . . .	48
3.5.2	FFT : . . . . .	48
3.5.3	Décodage : . . . . .	48
3.6	Simulations et Résultats . . . . .	49
3.6.1	Configuration 1 : QPSK, codage convolutif et canal AWGN . . . . .	50
3.6.2	Configuration 2 : QPSK et codage convolutif avec canaux AWGN et multi-trajets . . . . .	52
3.6.3	Configuration 3 : QPSK, codage convolutif et entrelacement avec canal AWGN . . . . .	53
3.6.4	Configuration 4 : 16-QAM, codage convolutif et entrelacement avec canal AWGN . . . . .	55

3.6.5	Configuration 5 : 16-QAM, codage convolutif et entrelacement avec canaux AWGN et multi-trajets . . . . .	57
3.6.6	Configuration 6 : 64-QAM, codage convolutif, entrelacement avec canal AWGN . . . . .	58
3.6.7	Configuration 7 : QPSK, codage Reed Solomon et convolutif avec canal AWGN . . . . .	61
3.7	Conclusion . . . . .	65
<b>Conclusion générale</b>		<b>66</b>
<b>Bibliographie</b>		<b>68</b>

# Table des figures

1.1	Spectre d'un signal FDM formé par 5 canaux. . . . .	8
1.2	Spectre d'un signal OFDM formé par 5 sous porteuses. . . . .	10
1.3	Schéma fonctionnel d'un émetteur-récepteur OFDM de base [5]. . . . .	11
1.4	Modulation multi-porteuse avec $N_c = 4$ sous porteuse [1]. . . . .	11
1.5	Modulation des sous porteuses [5]. . . . .	12
1.6	Exemple d'une constellation. 16-QAM, avec un codage de Gray de données dans chaque position[5]. . . . .	13
1.7	La constellation d'une 16-PSK en utilisant le codage de Gray. Entre deux positions successives un seul bit change. . . . .	13
1.8	Génération de l'OFDM, étage de l'IFFT [5]. . . . .	15
1.9	Ajout de l'intervalle de garde au signal OFDM. . . . .	15
1.10	Modulateur RF du signal OFDM complexe en bande de base, utilisant une technique analogique. . . . .	17
1.11	Modulation RF du signal OFDM complexe en bande de base, en utilisant une technique numérique. . . . .	17
1.12	Propagation par trajets multiples. . . . .	19
1.13	Principe de l'effet Doppler. . . . .	20
1.14	schéma récapitulatif des différents types d'évanouissement. . . . .	21
1.15	la réponse impulsionnelle et la fonction de transfert, variables dans le temps, du canal [1]. . . . .	23
2.1	Diagramme bloc d'un système OFDM. . . . .	29
2.2	Code de convolutif. . . . .	30
2.3	Principe de codage convolutif. . . . .	30
2.4	Représentation en treillis du code convolutif. . . . .	31
2.5	Encodeur convolutif, $L = 7$ , $k = 1$ , $n = 2$ . . . . .	32
2.6	Taux d'erreur pour les cas d'un décodage séquentiel et de Viterbi. . . . .	33

2.7	Mot de code. . . . .	34
2.8	Schéma du codage en bloc de Reed-Solomon. . . . .	36
2.9	Entrelacement par block de 48 bits. . . . .	37
2.10	Désentrelacement par bloc 8*6 [17]. . . . .	38
3.1	Schéma de la chaîne de transmission COFDM. . . . .	41
3.2	Schéma de la chaîne d'émission. . . . .	41
3.3	Principe du codeur Convolutif de taux 1/2. . . . .	42
3.4	Principe du code de Reed-Solomon. . . . .	44
3.5	Constellations des modulations QPSK, 16QAM et 64QAM. . . . .	45
3.6	Schéma dc principe de l'insertion du préfixe cyclique. . . . .	46
3.7	La chaine de réception. . . . .	47
3.8	Schéma bloc du système COFDM-QPSK. . . . .	50
3.9	TEB en fonction du SNR pour le système COFDM : QPSK, code convolutif 1/2 et canal AWGN. . . . .	51
3.10	TEB en fonction du SNR pour le système COFDM : QPSK, code convolutif 1/2 et les canaux AWGN et Rayleigh. . . . .	52
3.11	Schéma bloc du système COFDM-QPSK avec Enterlaceur. . . . .	53
3.12	TEB en fonction du SNR pour le système COFDM : QPSK, code convolutif 1/2, entrelaceur et canal AWGN. . . . .	54
3.13	Schéma bloc du système COFDM-16 QAM. . . . .	55
3.14	TEB en fonction du SNR pour le système COFDM : 16-QAM, code convolutif 1/2, entrelaceur et canal AWGN. . . . .	56
3.15	TEB en fonction du SNR pour le système COFDM : 16-QAM, code convolutif 1/2 et entrelaceur avec canaux AWGN et Rayleigh. . . . .	57
3.16	Schéma bloc du système COFDM-16 QAM. . . . .	58
3.17	TEB en fonction du SNR pour le système COFDM : 16-QAM, code convolutif 1/2 et entrelaceur avec canal AWGN. . . . .	59
3.18	TEB pour les modulations : QPSK, 16-QAM et 64-QAM avec codage convo- lutif et enterlacement. . . . .	60
3.19	Schéma bloc du système OFDM QPSK avec codage Reed solomon. . . . .	61
3.20	Courbes du TEB du système OFDM-QPSK avec le codage Convolutif et le codage de RS (15,11), RS(15,9). . . . .	62
3.21	Schéma bloc du système OFDM QPSK avec codage Reed solomon, codage convolutif et un entrlaceur. . . . .	63

3.22 Comparaison des performances du système OFDM-QPSK avec le codage convolutif de taux $R=1/2$ et le codage concaténé de deux codes convolutif et RS (15,11). . . . .	63
---	----

# Liste des tableaux

1.1	Caractéristiques principales des différents modes de DAB [20]. . . . .	5
1.2	Comparaison des paramètres de transmission pour les deux modes DVB (8K et 2K) [22]. . . . .	7
1.3	SNR et Débit binaire requis pour le DVB-T avec les différentes combinaisons de codage et de modulation [22]. . . . .	7
1.4	Le codage de Gray en binaire. . . . .	14
2.1	Gain de codage[17]. . . . .	32
2.2	Positions des bits d'entrée et de sortie d'un entrelacement de 48 bits[17]. . .	38
3.1	Paramètres du système OFDM . . . . .	49
3.2	Paramètres du système OFDM-QPSK . . . . .	51
3.3	Paramètres du système OFDM-QPSK. . . . .	53
3.4	Paramètres du système OFDM-16 QAM . . . . .	55
3.5	Paramètres du système OFDM-64 QAM . . . . .	59
3.6	Paramètres du système COFDM-QPSK avec codage Reed-Solomon . . . . .	62

# Abréviations

les abréviations les plus utilisées dans ce PFE.

<i>OFDM</i> :	Orthogonal Frequency Division Multiplexing
<i>TDMA</i> :	Time Division Multiple Access
<i>CDMA</i> :	Code Division Multiple Access
<i>WLAN</i> :	Wireless Local Area Network
<i>DAB</i> :	Digital Audio Broadcasting
<i>DVB – T</i> :	Digital Video Broadcasting-Terrestrial
<i>ADSL</i> :	Asymmetric Digital Subscriber Line
<i>BER</i> :	Bit Error Rate (la probabilité d'erreur d'un bit)
<i>dB</i> :	Décibel
<i>PAPR</i> :	Peak-to-Average Power Ratio
<i>bps</i> :	Bits per second
<i>Mbps</i> :	Mega bits per second ( $10^6$ bps)
<i>MHz</i> :	Mégahertz ( $10^6$ Hz)
<i>FFT</i> :	Fast Fourier Transform
$F_s$ :	Sample Frequency
<i>HiperLAN2</i> :	High Performance Radio Local Area Network
<i>IEEE802.11a</i> :	WLAN standard (U.S.), data rate of 54 Mbps
<i>IEEE802.11b</i> :	WLAN standard (U.S.), data rate of 11 Mbps
<i>ICI</i> :	Inter-Carrier Interférence
<i>IFFT</i> :	Inverse Fast Fourier Transform
<i>IQ</i> :	Inphase Quadrature
<i>ISI</i> :	Inter-Symbol Interférence (interférence entre symboles)
<i>QAM</i> :	Quadrature Amplitude Modulation
<i>QPSK</i> :	Quadrature Phase Shift Keying
<i>SNR</i> :	Signal to Noise Ratio : rapport signal à bruit

# Introduction générale

La communication numérique atteint actuellement des progrès considérables dans le cadre des produits de large échelle, comme des réseaux locaux sans fils (WLAN) qui proposent un débit très élevé. Afin d'arriver à des performances élevées dans l'environnement à trajets multiples, ce type de réseaux s'appuie sur la modulation multi-porteuses OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing).

L'OFDM est un type de transmission à multi-porteuses. Cette technique a tout d'abord été adaptée aux besoins de la radiodiffusion par voie de terre (DAB). En suite, elle a été utilisée pour la transmission numérique à haut débit sur les réseaux sans fil (WLAN).

Notre PFE porte sur la simulation et l'étude des performances d'un système OFDM avec différents types de codage et de types de modulations. Le but est donc d'optimiser une transmission à porteuses multiples à haut débit par l'utilisation de logiciel Matlab.

Notre PFE est organisé en trois chapitres. le premier chapitre présente la théorie de base de la transmission multi-porteuse OFDM et la modélisation de canal radio mobile. Le deuxième chapitre traite le codage et l'entrelacement utilisés dans un système COFDM. Le dernier chapitre est consacré à la simulation de ce système. on termine notre travail avec une conclusion générale.

# Chapitre 1

## Principes de base de L'OFDM

### 1.1 Introduction

Un des problèmes majeurs en télécommunications est d'adapter l'information à transmettre au canal de propagation. Pour des canaux sélectifs en fréquence, une technique est l'utilisation de modulations multi-porteuses dans laquelle un bloc d'information est modulé par une transformée de Fourier. Cette technique connue sous le nom de l'OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) a connu un vif succès ces dernières années et est en phase de normalisation dans différents standards sans fils (IEEE 802.11a, WiMAX, LTE, DVB, DAB). La technique OFDM a le grand mérite de transformer un canal multi-trajets large bande en un ensemble de sous-canaux mono-trajet très simples à égaliser.

Ce chapitre constitue une présentation de la technique de transmission multi-porteuses orthogonales OFDM. Les principes de base de cette technique, la constitution et le fonctionnement d'un système OFDM typique sont expliqués. Des notions de base de la transmission numérique ou analogique, jugées nécessaires pour la compréhension de la suite de ce projet, sont introduites selon les besoins.

## 1.2 Historique de L'OFDM

L'histoire des modulations multi-porteuses a commencée dans les années 50, notamment dans les systèmes militaires HF. L'utilisation de la transformée de Fourier pour la modulation et la démodulation fut proposée pour la première fois par Chang en 1966 et Saltzberg en 1967 [2]. L'OFDM a été développé dans les travaux de Chang et Gibby en 1968 [4], Weinstein et Ebert en 1971 [3], Peled et Ruiz en 1980 [6], et Hirosaki en 1981 [7], qui ont montré la possibilité de produire les opérations de modulation et de démodulation OFDM par les techniques de transformée de Fourier, ainsi que d'utiliser un préfixe cyclique pour les canaux radio-mobiles. Le choix de L'OFDM comme technique de transmission a pu être justifié par des études comparatives avec les systèmes d'une seule porteuse. En outre, une attention considérable a été portée à la combinaison de la technique de transmission d'OFDM et l'accès multiple par repartions division des codes (CDMA) dans les systèmes de canaux multiples MCCDMA par Hara et Prasad en 1997 [11]. L'OFDM est une matière de recherche pour l'usage dans les réseaux locaux sans fil et dans des applications de câble à bande large.

## 1.3 Avantages et inconvénients de la modulation OFDM

Les techniques de modulation OFDM offrent plusieurs avantages par rapport aux méthodes de modulation conventionnelle à une seule porteuse. Les avantages de la technique OFDM sont :

- Une réalisation digitale simple par l'utilisation d'IFFT [8].
- Réduction de la complexité des récepteurs due à la possibilité d'éviter les ISI et ICI par insertion d'un intervalle de garde.
- La procédure de conservation d'orthogonalité pour L'OFDM est beaucoup plus simple comparée aux techniques de CDMA ou de TDMA.
- L'OFDM peut employer dans les applications à grande vitesse de multimédia avec un cout inférieure.
- Un codage et entrelacement adapté permettent d'améliorer de façon importante le taux d'erreur.

Le système utilisant la technique d'OFDM n'est pas parfait, il a des inconvénients qu'il faut prendre en considération en faisant la conception et surtout au niveau de sa mise en oeuvre matérielle. L'OFDM a en effet certains inconvénients mentionnés ci dessous par rapport la

modulation d'une seule porteuse.

- Il est plus sensible au décalage de fréquence et au bruit de phase.
- Le problème PAPR qui peut causer la saturation de l'amplificateur l'émission et mener par la suite à une perte d'orthogonalité et de rayonnement hors de la bande passante.

## 1.4 Applications

Actuellement, la technique OFDM est utilisée dans diverses applications : transmission sur câble, diffusion numérique et les réseaux de communication sans fil.

On cite quelques applications courantes de l'OFDM :

1. La transmission sur câble :
  - HDSL (High-bit-rate Digital Subscriber Lines) jusqu'au 1.6 Mb/s.
  - ADSL (Asymmetric Digital Subscriber Lines) jusqu'au 6 Mb/s.
  - VDSL (Very-high-speed Digital Subscriber Lines) jusqu'au 100 Mb/s.
2. La diffusion numérique :
  - La radiodiffusion numérique DAB (Digitale Audio Broadcasting).
  - La télédiffusion numérique terrestre DVB-T (Digital Video Broadcasting) et la télévision numérique haute définition HDTV (High Definition Digital Television).
  - La diffusion numérique des services intégrés ISDB-T (Integrated Services Digital Broadcasting).
3. Les réseaux de communication sans fils :
  - Les réseaux WLAN (Wireless Local Area Network) : les standards IEEE802.11a, IEEE802.11g et HiperLAN2 assurant un débit jusqu'au 54 Mb/s dans la gamme de 5 GHz.
  - Les réseaux WMAN (Wireless Metropolitan Area Network) : le standard IEEE802.16.
  - Le réseau ACIS (Advanced Cellular Internet Service) : ce standard combine l'OFDM avec la diversité spatiale et le codage.

### 1.4.1 Radio numérique DAB (Digital Audio Broadcasting)

Le DAB (Digital Audio Broadcasting) est une norme de transmission numérique de signaux radio. Cette norme est déployée en Europe et dans le monde entier comme première norme utilisant la modulation OFDM [20]. L'objectif étant de garantir la réception dans les conditions de propagation les plus difficiles (réception embarquée en zone urbaine dense, résistance à l'effet Doppler). Les modes de diffusion ont été définis, utilisant les différentes bandes de fréquence pour diffuser le signal (VHF, bande 1,5 GHz, bande 2,3 GHz). Les caractéristiques principales des quatre modes sont présentées dans le Tableau 1.1.

Paramètres	Mode de transmission			
	I	II	III	IV
Gamme de fréquence	$\leq 375MHz$	$\leq 1,5GHz$	$\leq 3GHz$	$\leq 1,5GHz$
Largeur du signal	$1,536MHz$	$1,536MHz$	$1,536MHz$	$1,536MHz$
Nombre de porteuses	1536	384	192	768
Durée de l'intervalle de garde	$1000\mu s$	$250\mu s$	$125\mu s$	$500\mu s$
Taux de codage	$246\mu s$	$62\mu s$	$31\mu s$	$123\mu s$
Durée totale de symbole	$1246\mu s$	$312\mu s$	$156\mu s$	$623\mu s$
Distance maximale de transmission	$96km$	$24km$	$12kms$	$48km$

TABLE 1.1 – Caractéristiques principales des différents modes de DAB [20].

Le mode de transmission le plus approprié à l'utilisation peut être déterminé à partir de la largeur de bande de transmission, de la vitesse du récepteur et de la tolérance aux trajets multiples. En Europe, les bandes de fréquence pour le DAB étaient la bande III (174- 230 MHz) et la bande L(1,5 GHz). Le mode II utilisé pour la diffusion en bande L, offre une plus grande résistance à l'effet Doppler à la fréquence 1,5 GHz, par rapport au mode I utilisé pour la diffusion en bande 174-230 MHz. Le mode III a été conçu à l'origine pour des utilisations satellitaires à fréquence élevée (entre 1,5 GHz et 3) GHz. Le système DAB est basé sur l'utilisation de trois étapes de transmission.

La première étape consiste en une compression audio numérique qui est étroitement liée au système de modulation COFDM avec lequel elle constitue un ensemble homogène qui garantit de hautes performances en vue de l'occupation du spectre et un comportement irréprochable en présence d'erreurs de transmission. Le DAB utilise les normes de compression MPEG

Audio. MPEG 1 correspond à une fréquence d'échantillonnage de 48 kHz, tandis que MPEG 2 correspondant à une fréquence d'échantillonnage de 24 kHz.

La deuxième étape consiste en un codage de canal (COFDM) [20]. Dans le canal radio mobile, le signal émis arrivant au récepteur est l'objet de trajets multiples causés par les réflexions sur des obstacles. Ces trajets multiples provoquent des évanouissements sélectifs sur le spectre du signal reçu. C'est pourquoi le signal à transmettre est décomposé en une somme de symboles séparés par un intervalle de garde, de durée supérieure à celle de la réponse impulsionnelle du canal, et émis sur un grand nombre de porteuses orthogonales. Le contenu de cet intervalle de garde, obtenu par périodisation du symbole utile, permet d'exploiter au récepteur les propriétés de convolution cyclique de la DFT. L'interférence entre porteuses (ICI) est alors totalement supprimée ce qui réduit l'égalisation à une simple division par la réponse fréquentielle du canal.

La troisième étape est le multiplexage. Le DAB transporte un canal de signalisation, un canal d'information rapide FIC (Fast Information Channel) destiné au récepteur, qui indique la structure du multiplex (programmes, position dans le multiplex) et le nom des programmes radio, et un canal de service principal (MSC) qui contient la charge utile.

### 1.4.2 Système terrestre DVB-T (Digital Video Broadcasting Terrestrial)

Le système terrestre DVB a été normalisé en 1997 [22]. Les plates-formes DVB-T offrent au public une meilleure qualité de l'image et du son, utilisant des canaux TV d'une largeur de bande de 6-8 MHz, par rapport au 1,5 MHz pour la DAB. DVB-T est actuellement utilisé pour une réception fixe, grâce à des adaptateurs intégrant directement les circuits de décodage. De même que le DAB, le DVB-T est basée sur un codage de canal (COFDM) et un codage de source avec deux possibilités, MPEG 2 ou MPEG 4. La norme DVB-T prévoit l'utilisation de trois types de modulation de base :

- Modulation QPSK à 4 états.
- Modulation 16-QAM à 16 états.
- Modulation 64-QAM à 64 états.

L'augmentation du nombre d'états permet d'augmenter le débit utile au prix d'une diminution de la robustesse du signal. Le codage COFDM prévoit deux modes de transmission

possibles[23] :

- Le mode 2k constitué par un signal composé de 1705 porteuses avec un espacement de 4,4 kHz dans un canal, dont 1512 pour les données utiles.
- Le mode 8k constitué par un signal composé de 6817 porteuses avec un espacement de 1,1 kHz dans un canal, dont 6048 porteront des données utiles.

La configuration du réseau est déterminée par le paramétrage choisi. Le Tableau 1.2 résume la comparaison des deux modes de transmission pour le DVB-T.

Paramètres	Mode 8K	Mode 2K
Nombre de porteuses utiles par symbole	6048	1512
Nombre total de porteuses	6817	1705
Largeur de bande d'une porteuse (1/Tu)	1116 Hz	4464 Hz
Temps utile (Tu)	896 $\mu$ s	224 $\mu$ s

TABLE 1.2 – Comparaison des paramètres de transmission pour les deux modes DVB (8K et 2K) [22].

SNR pour BER= $10^{-4}$ (dB) Débit binaire (Mbps)					
Type de modulation	Taux de codage	Canal Rayleigh	Canal Gaussien	Intervalle de garde 1/4	Intervalle de garde 1/32
QPSK	1/2	5,4	3,1	4,98	6,03
QPSK	7/8	16,3	7,7	8,71	10,56
16-QAM	1/2	11,2	8,8	9,95	12,06
16-QAM	7/8	22,8	13,9	17,42	21,11
64-QAM	1/2	16,0	14,4	14,93	18,10
64-QAM	7/8	27,9	20,1	26,13	31,67

TABLE 1.3 – SNR et Débit binaire requis pour le DVB-T avec les différentes combinaisons de codage et de modulation [22].

## 1.5 Principes de la modulation OFDM

### 1.5.1 La technique OFDM

L'OFDM utilise le principe du multiplexage fréquentiel utilisé par le FDM. Cependant, dans le cas de l'OFDM, ce multiplexage est fait de manière plus contrôlée, permettant une amélioration de l'efficacité spectrale.

Dans le cas de la technique FDM, les signaux transmis doivent avoir une large bande de séparation entre les canaux pour empêcher l'interférence entre ces canaux. Ceci limite l'efficacité spectrale totale des systèmes FDM (voir la figure 1.1).

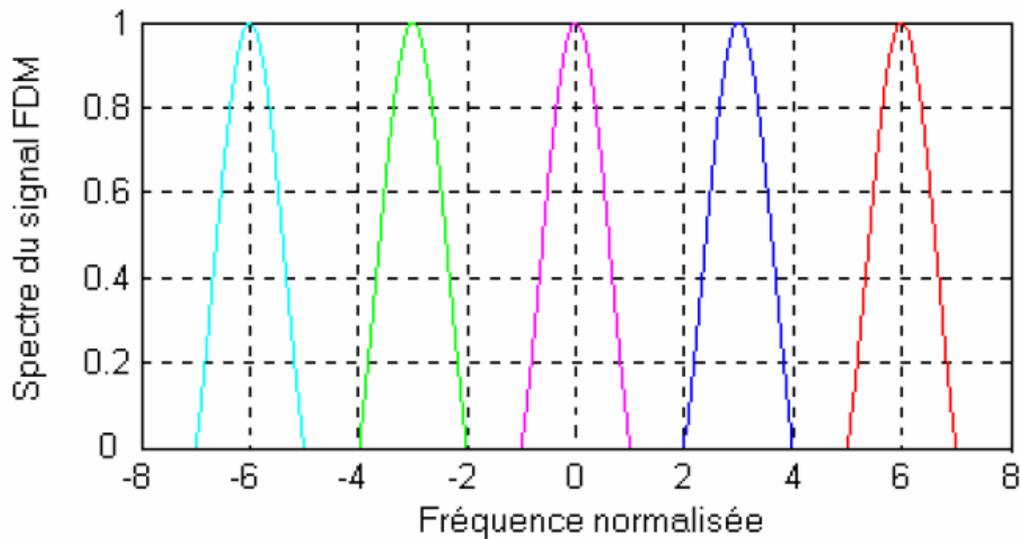


FIGURE 1.1 – Spectre d'un signal FDM formé par 5 canaux.

L'OFDM utilise plusieurs sous porteuses synchronisées en temps et en fréquence entre elles. Cette synchronisation permet de conserver la nature orthogonale de l'OFDM. Grâce à l'orthogonalité de l'OFDM, les différentes sous porteuses se chevauchent dans le domaine fréquentiel mais sans causer d'interférence entre porteuses ICI (Intercarrier Interférence), ce qui réduit la bande de séparation et améliore l'efficacité spectrale du système OFDM.

## Orthogonalité

De façon générale, des fonctions sont orthogonales entre elles si elles vérifient les conditions de l'équation 1.1 :

$$\int_0^T S_i(t)S_j(t)dt = \begin{cases} C & i = j \\ 0 & i \neq j \end{cases} \quad (1.1)$$

Où T est la durée de symbole.

Dans le cas de l'OFDM, des fonctions orthogonales sinusoïdales représentent les sous porteuses d'un signal OFDM réel.

$$S_k(t) = \begin{cases} \sin(2\pi k f_0 t) & 0 < t < T_{FFT} \quad k=1,2,\dots,M \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases} \quad (1.2)$$

Où

$f_0$  : est l'espacement entre les sous porteuses.

$T_{FFT}$  : est la durée du symbole OFDM.

Un signal OFDM est réalisé a partir d'une somme de sinusoïdes, chaque sinusoïde correspond a une sous porteuse. La fréquence, en bande de base, de chaque sous porteuse est un multiple de l'inverse de la durée du symbole OFDM, ce qui implique que chaque sous porteuse a un nombre entier de période par symbole OFDM. Cette propriété entraîne la vérification de la condition d'orthogonalité (équation 1.1) entre les sous porteuses.

Il existe aussi une autre façon de voir la propriété d'orthogonalité en analysant le spectre du signal OFDM. Dans le domaine fréquentiel, chaque sous porteuse du signal OFDM a une réponse fréquentielle en sinus cardinal,  $\sin(t)/t$ , comme indiqué dans la figure 1.2.

Le récepteur reçoit chaque symbole OFDM transmis pendant une durée ( $T_{FFT}$ ) qui correspond a l'inverse de l'espacement fréquentiel  $f_0$ . La nature orthogonale de la transmission est due au fait que la valeur maximale de chaque sous porteuse correspond a des valeurs nulles des autres sous porteuses.

En effet, lorsque le signal OFDM est détecté en utilisant une transformée de Fourier discrète DFT, le spectre vu par le récepteur n'est plus continu, comme indiqué dans la figure 2 (b), mais échantillonné. Le spectre échantillonné est marqué par des points noirs dans la

figure 2 (a). Les échantillons de la DFT correspondent juste aux valeurs maximales des sous porteuses, alors la région de chevauchement fréquentiel n'affecte pas le spectre vu par le récepteur, par conséquent elle n'affecte pas la transmission OFDM.

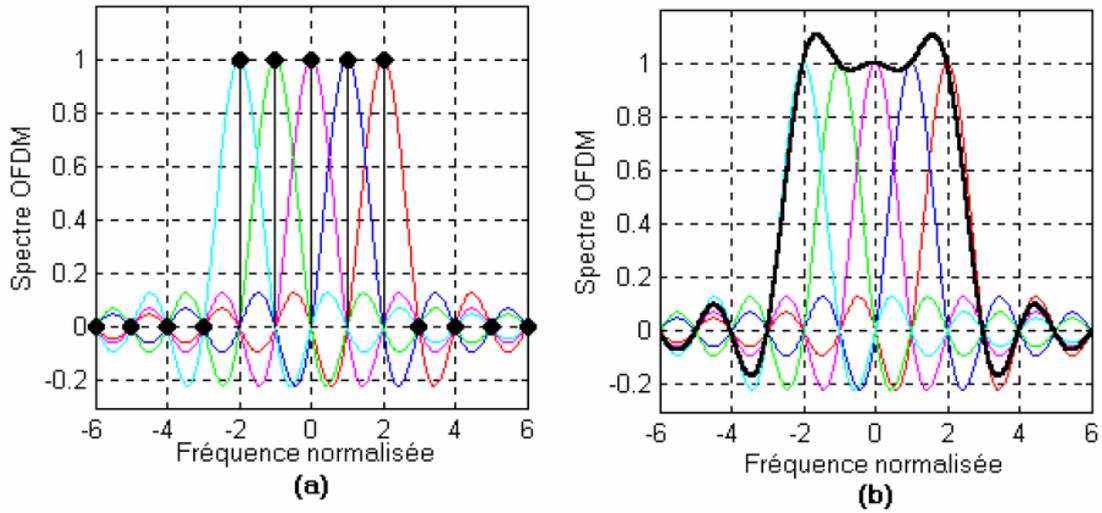


FIGURE 1.2 – Spectre d'un signal OFDM formé par 5 sous porteuses.

### 1.5.2 Génération et réception du signal OFDM

Les signaux OFDM sont générés numériquement à cause de la difficulté de réalisation d'un grand nombre d'oscillateurs synchronisés.

La figure 1.3 montre le schéma fonctionnel d'un émetteur-récepteur OFDM. L'émetteur OFDM convertit les données binaires, par modulation et transcodage, en amplitude et phase de chaque sous porteuse. Ces amplitudes et phases représentent les échantillons de spectre du symbole OFDM. L'application de la transformée de Fourier discrète inverse IDFT (Inverse Discrète Fourier Transform) sur les échantillons de spectre du symbole OFDM permet d'avoir les échantillons temporels du symbole OFDM.

La transformée de Fourier inverse rapide IFFT (Inverse Fast Fourier Transform) réalise la même opération que l'IDFT, sauf qu'elle est plus efficace en calcul, de ce fait, elle est utilisée dans tous les systèmes pratique.

Le récepteur réalise l'opération inverse : il démodule le signal reçu pour enlever la porteuse sinusoïdale, utilise la FFT pour analyser le signal OFDM reçu dans le domaine fréquentiel et finalement les amplitudes et les phases des sous porteuses sont prises et converties en données binaires.

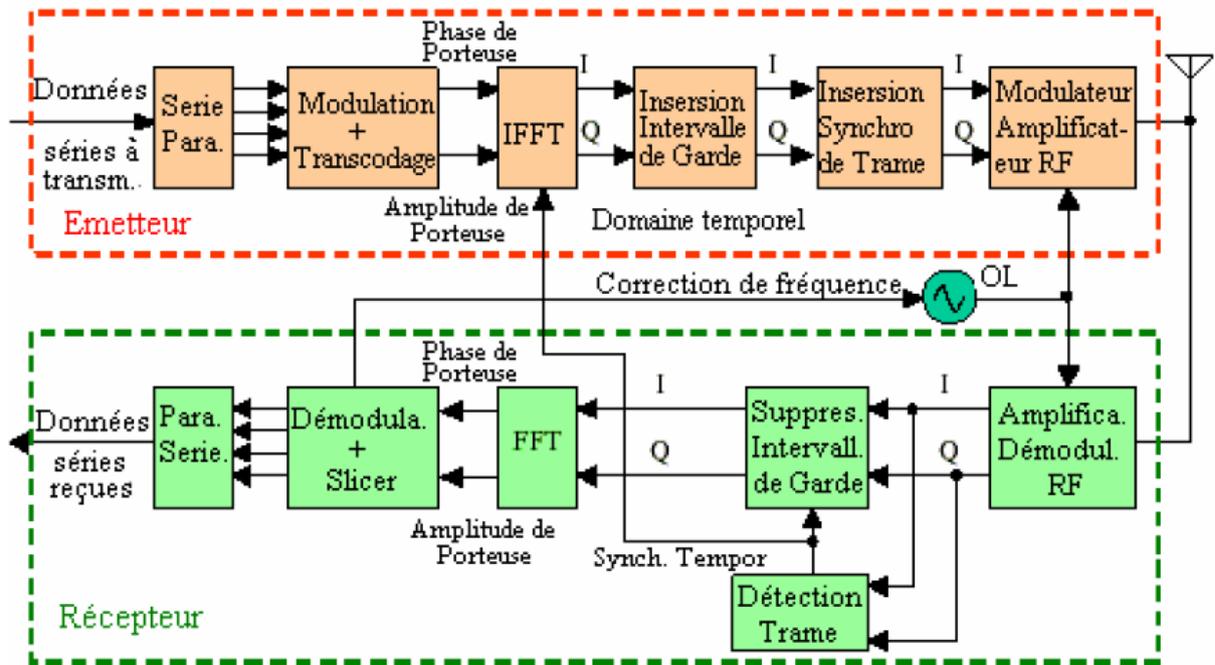
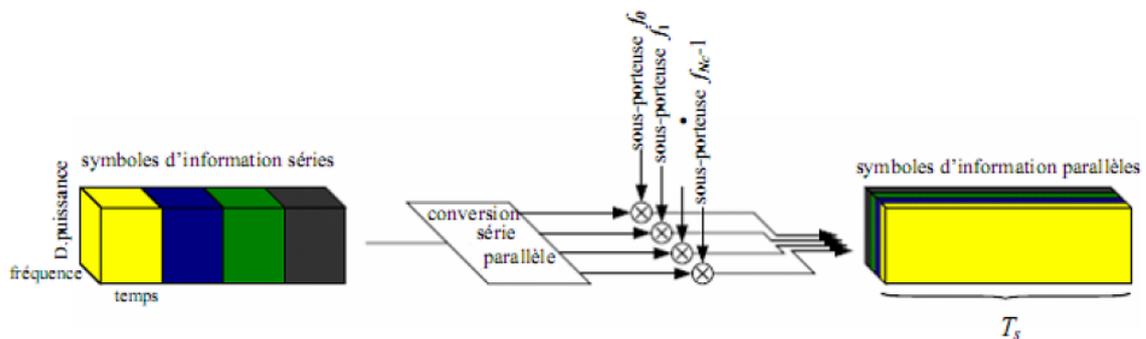


FIGURE 1.3 – Schéma fonctionnel d'un émetteur-récepteur OFDM de base [5].

### 1.5.3 Conversion série-parallelle

Les données à transmettre sont sous forme d'un flot de données binaire. Chaque symbole OFDM transmet entre 40-4000 bits, alors l'étape de conversion série-parallelle est nécessaire pour transmettre un nombre important de bits par un seul symbole OFDM. Le nombre de bits transmis dans chaque symbole OFDM dépend des schémas de modulation utilisés par les sous porteuses et du nombre de sous porteuses utilisées, Par exemple, si dans une transmission OFDM utilisant 100 sous porteuses modulées toutes par une modulation 16-QAM (Quadrature Amplitude Modulation), alors chaque sous porteuse portera 4 bits et chaque symboles OFDM portera 400 bits.


 FIGURE 1.4 – Modulation multi-porteuse avec  $N_c = 4$  sous porteuse [1].

### 1.5.4 Modulation des sous porteuses

Les sous porteuses sont modulées par les transcodes (position des symboles dans la constellation). Chaque transcode est un nombre complexe représenté par un vecteur (vecteur IQ) dans la constellation.

En général, la constellation de chaque sous porteuse montre un changement aléatoire d'amplitude et de phase provoqué par l'environnement trajets multiples. Pour pallier ce problème, il existe deux approches : la détection différentielle et la détection cohérente. Parmi les modulations utilisées dans un système OFDM, la plus robuste est la modulation QPSK (Quadrature Phase Shift Keying), qui code 2 bits par symbole. Les deux parties réelle et imaginaire des symboles sont déphasées de  $\pi/2$  :

$$S(t) = I(t)\cos(wt) + Q(t)\sin(wt) \quad (1.3)$$

La figure 1.5 montre un exemple de modulation des sous porteuses en utilisant le schéma de modulation QAM. Dans ce cas, chaque sous porteuse porte 2 bits par symbole OFDM.

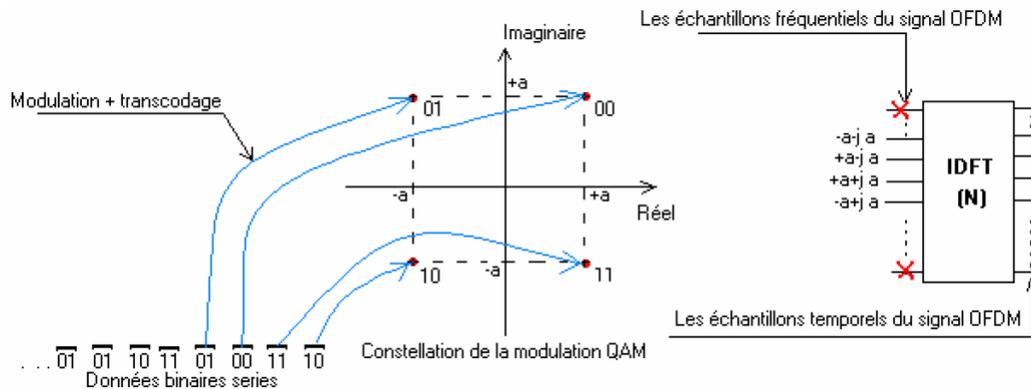


FIGURE 1.5 – Modulation des sous porteuses [5].

La figure 1.6 donne un autre exemple de modulation des sous porteuses. Cet exemple montre le schéma de modulation 16-QAM. Chaque combinaison de 4 bits correspond à un seul vecteur IQ.

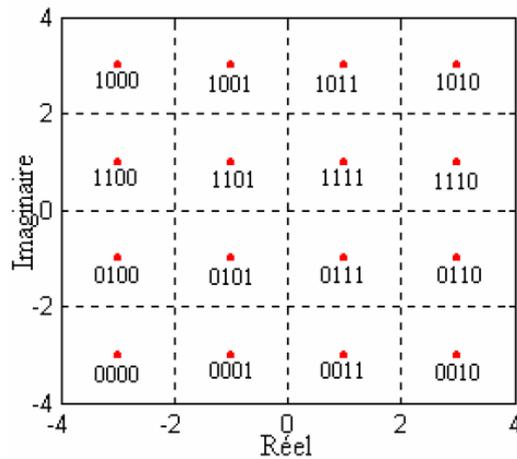


FIGURE 1.6 – Exemple d’une constellation. 16-QAM, avec un codage de Gray de données dans chaque position[5].

### 1.5.5 Codage de gray

La constellation d’un schéma de modulation donne le vecteur transmis pour chaque combinaison binaire. Le codage de Gray est une méthode de codage telle que les points voisins dans la constellation se diffèrent seulement par un seul bit. Puisque le codage Gray réduit la probabilité d’avoir plusieurs erreurs binaires dans un symbole, alors il sert à minimiser le taux d’erreur binaire globale.

Le codage de Gray peut être utilisé par tous les schémas de modulation PSK (QPSK, 8-PSK, 16-PSK, etc.), et QAM (16-QAM, 64-QAM, 256-QAM, etc.). Pour une modulation QAM carrée chaque axe est transcodé séparément en utilisant le codage de Gray.

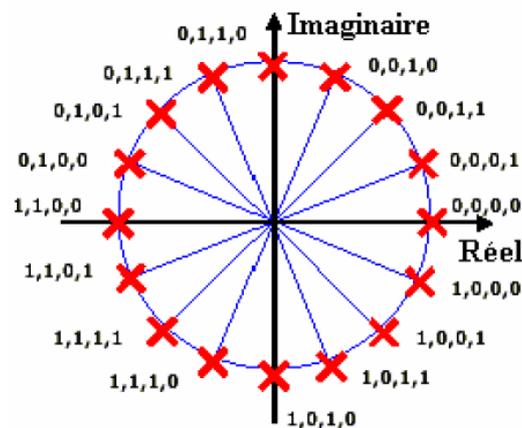


FIGURE 1.7 – La constellation d’une 16-PSK en utilisant le codage de Gray. Entre deux positions successives un seul bit change.

Décimal	Code de Gray	Décimal	Code de Gray
0	0,0,0,0	8	1,1,0,0
1	0,0,0,1	9	1,0,1,1
2	0,0,1,1	10	1,1,1,1
3	0,0,1,0	11	1,1,1,0
4	0,1,1,0	12	1,0,1,0
5	0,1,1,1	13	1,0,1,1
6	0,1,0,1	14	1,0,0,1
7	0,1,0,0	15	1,0,0,0

TABLE 1.4 – Le codage de Gray en binaire.

### 1.5.6 Conversion du domaine fréquentiel au domaine temporel

Après l'étape de la modulation, les sous porteuses sont mises à des amplitudes et phases basées sur les données à transmettre et le schéma de modulation utilisé; toutes les sous porteuses non utilisées sont mises à zéro. Ceci établit le signal OFDM dans le domaine fréquentiel. L'IFFT est utilisée pour convertir ce signal au domaine temporel. La figure 8 montre la partie IFFT de l'émetteur OFDM.

Dans le domaine fréquentiel, avant l'application de l'IFFT, chaque échantillon de l'IFFT correspond à une seule sous porteuse. La plupart des sous porteuses sont modulées par les données.

Les sous porteuses périphériques ne sont pas modulés, c'est-à-dire elles sont mises à zéro. Ces sous porteuses nulles donnent un intervalle de garde fréquentiel avant la fréquence de coupure du filtre de reconstruction passe bas.

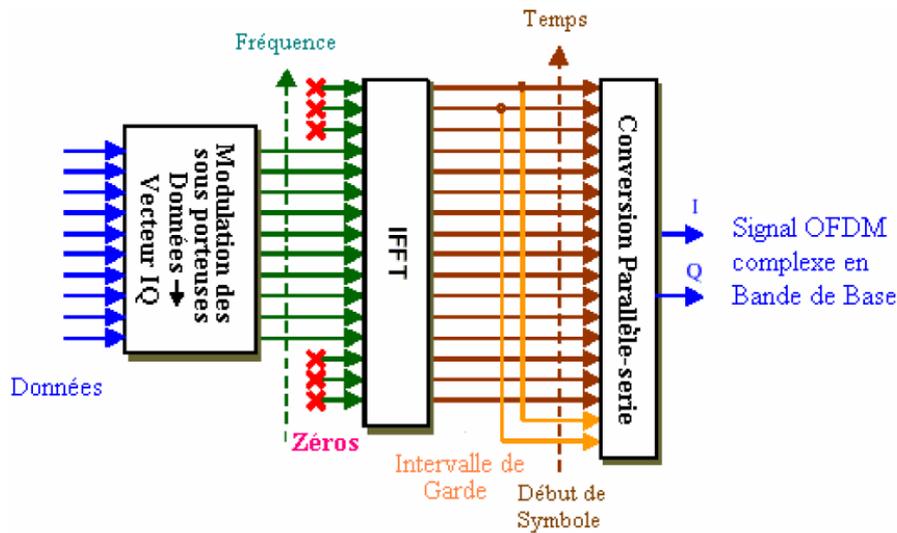


FIGURE 1.8 – Génération de l'OFDM, étage de l'IFFT [5].

### 1.5.7 Intervalle de garde

Une des raisons importantes pour lesquelles on utilise la modulation OFDM est sa robustesse face aux problèmes de transmission dans un environnement à trajets multiples. Pour éliminer les interférences inter symboles (ISI), un intervalle de garde est rajouté pour chaque symbole OFDM. On choisit la durée de l'intervalle de garde de telle sorte qu'elle soit supérieure par rapport à une durée de retard maximal causé par les phénomènes de propagation à trajets multiples et qu'un symbole ne puisse pas interférer avec le prochain symbole [9].

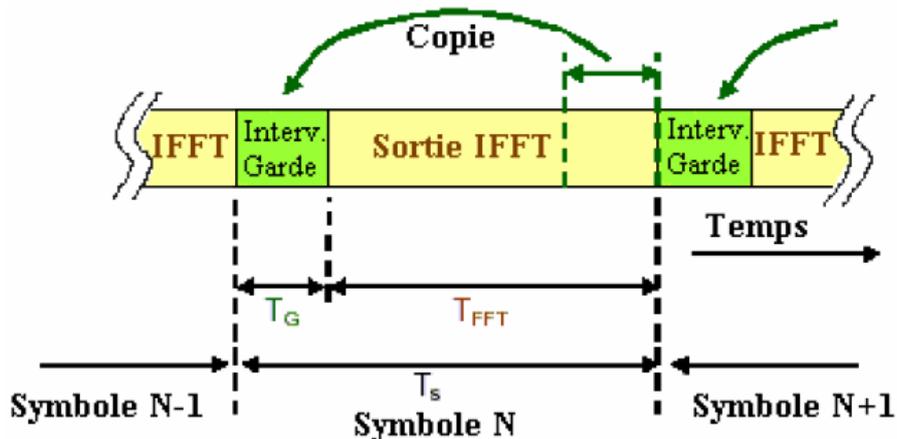


FIGURE 1.9 – Ajout de l'intervalle de garde au signal OFDM.

La Figure 1.9 illustre l'insertion d'un intervalle de garde dans un symbole OFDM. Les échantillons ajoutés au début du symbole pour former un intervalle de garde est la copie exacte des derniers échantillons du symbole OFDM. L'avantage de cette recopie est que

chaque signal, issu d'un trajet multiple, possédera toujours un nombre entier de sinusoïdes sur la durée d'une trame OFDM sans son préfixe. Si le préfixe inséré au début d'une trame OFDM est muet (sans aucun signal), des interférences entre sous canaux (ICI) vont se produire. Afin d'éviter ces interférences, le préfixe ne doit pas être muet, mais être la recopie des derniers symboles de la trame OFDM.

Dans le domaine fréquentiel, la sommation des signaux de la sous-porteuse issus des divers trajets ne détruira pas l'orthogonalité des sous-porteuses, elle introduira seulement un léger déphasage. Les interférences ISI se produisent lorsque le retard relatif est plus long que l'intervalle de garde. La durée du symbole OFDM transmis peut être représentée comme suit :

$$T_s = T_g + T_u \quad (1.4)$$

Où  $T_g$  : Durée de l'intervalle de garde.

$T_u$  : Durée du symbole OFDM après la IFFT.

Étant donné leurs longues durées, les symboles OFDM sont assez résistants aux interférences ISI causées par les phénomènes de propagation à trajets multiples. Toutefois, en considérant chaque sous-porteuse à part, on est face à des phénomènes d'atténuation d'amplitude et de rotation de phase.

Malheureusement, l'insertion d'un intervalle de garde diminue le taux de symbole, mais si le nombre de sous-porteuses est assez grand, la durée de symbole  $T_s$  devient assez importante par rapport à l'intervalle de garde. Par conséquent, le débit binaire sera réduit de peu.

### 1.5.8 Modulation RF

La Modulation RF utilisée par les systèmes OFDM est la Modulation d'amplitude en Quadrature. Deux porteuses RF sont modulées par la partie réelle (canal I) et la partie imaginaire (canal Q) du signal OFDM temporel.

Le modulateur RF peut être implémenté en utilisant une technique analogique, comme indiqué dans la figure 1.10, ou en utilisant une technique numérique (Digital  $U_p$  Converter) comme indiqué dans la figure 1.11.

Les deux techniques réalisent la même opération, cependant la performance de la modulation numérique tend à être meilleure grâce à l'équilibre amélioré entre le traitement des canaux I et Q, et à l'exactitude de la phase du modulateur IQ numérique [5].

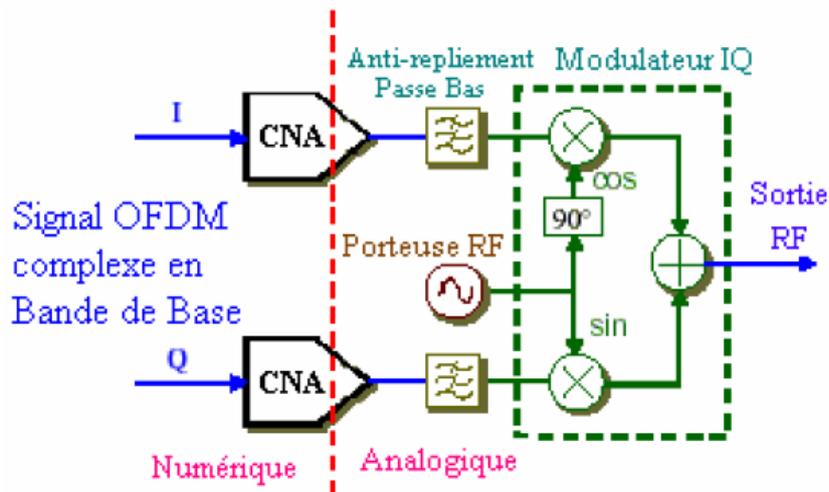


FIGURE 1.10 – Modulateur RF du signal OFDM complexe en bande de base, utilisant une technique analogique.

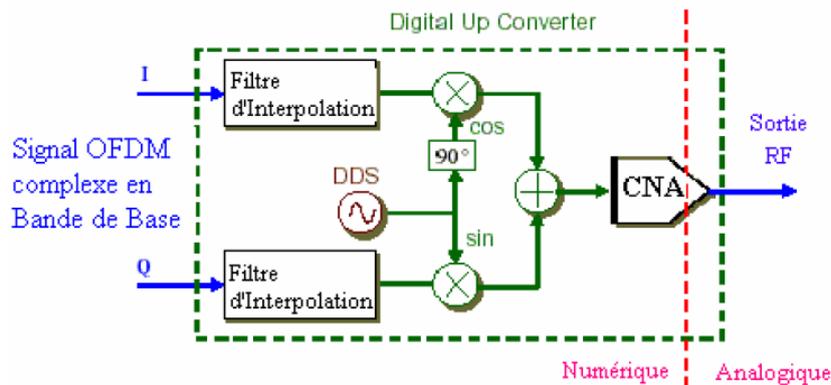


FIGURE 1.11 – Modulation RF du signal OFDM complexe en bande de base, en utilisant une technique numérique.

### 1.5.9 Bruit dans un système OFDM

Le bruit existe dans tous les systèmes de communication opérant dans des canaux physiques analogiques tels que le canal radio. Les sources principales sont : le bruit thermique et l'interférence entre cellules. De plus, l'interférence entre symboles (ISI), l'interférence entre porteuses (ICI) et la distorsion d'inter-modulation (IMD) sont également des sources de bruit.

Les sources de bruit font diminuer le rapport signal sur bruit (SNR) à la réception, ce qui limitera l'efficacité spectrale du système.

Les bruits présents dans les systèmes de communication peuvent être modélisés avec précision en utilisant un bruit blanc additif gaussien (AWGN). Ce bruit a une densité spectrale uniforme (blanc) et une distribution gaussienne en amplitude (appelée aussi distribution normale). Les bruits thermiques et électriques d'amplification ont principalement les propriétés d'un bruit blanc gaussien, ce qui leur permet d'être modélisés avec précision par un AWGN. De même, la plupart des autres sources de bruit ont les propriétés d'un AWGN à cause de l'utilisation de l'OFDM comme technique de transmission. Le signal OFDM possède une densité spectrale plate et une amplitude normalement distribuée à condition que le nombre des sous porteuses soit important (plus que 20 sous porteuses); de ce fait, l'interférence entre cellules avec autres systèmes OFDM a aussi les propriétés d'un AWGN. Pour la même raison l'ISI, l'ICI, et l'IMD ont aussi les propriétés d'un AWGN pour les signaux OFDM.

## 1.6 Canal radio mobile

Les communications sans fil se font à travers un canal radio, donc, avant d'aborder une étude dans ce domaine il est indispensable de connaître les caractéristiques du canal radio mobile à savoir les facteurs perturbateurs qui peuvent affecter une information transmise. Une bonne connaissance de ces caractéristiques est cruciale pour la sélection de l'architecture du système de transmission la plus appropriée, le dimensionnement de ses composants et l'optimisation des paramètres de ce système [1].

### 1.6.1 Caractéristiques du canal radio

Le choix d'une technique de transmission adéquate est déterminé par les caractéristiques du canal de transmission. De ce fait l'étude du comportement d'un canal radio mobile est essentielle pour la modélisation d'un système de transmission.

Pour un canal radio idéal, le signal reçu consiste en un seul signal issu du trajet direct. Dans ce cas, à la réception, le signal reçu est parfaitement reconstruit. Cependant, pour un canal réel, le signal est modifié durant la transmission à travers le canal. Le signal reçu est la somme de répliques atténuées, réfléchies, réfractées et diffractées du signal transmis.

En plus, le canal ajoute un bruit au signal et peut causer un changement de la fréquence porteuse. Comprendre ces effets est important, car la performance d'une chaîne de transmission dépend des caractéristiques du canal de transmission.

### 1.6.2 Imperfections dans le canal radio mobile

Dans le canal radio mobile, le signal transmis souffre de plusieurs effets, qui sont caractérisés comme suit :

- Multi-trajets.
- Effet Doppler.
- Atténuation par parcours (Path Loss).
- Effet de masque (Shadowing).

#### Évanouissement à petite-échelle (small-scale fading)

L'évanouissement à petite échelle est un phénomène très local se produisant dès que le mobile se déplace d'une faible distance (fast fading).

- Propagation multi trajets :

La Propagation multi-trajets apparait comme conséquence de réflexions, dispersions et diffractions, de l'onde électromagnétique transmise, par différents objets. Ainsi, à la réception, les signaux qui ont suivi différents chemins arriveront avec des retards de propagations, phases et atténuations différentes. La superposition de ces ondes va influencer sur l'amplitude et la phase du signal reçu [1].

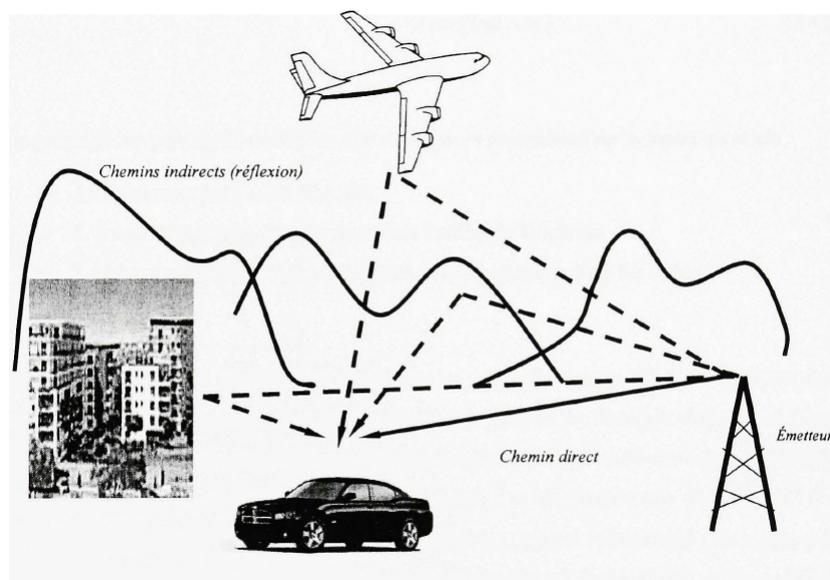


FIGURE 1.12 – Propagation par trajets multiples.

- Effet Doppler :

L'effet Doppler est le décalage de la fréquence  $f_C$ , du signal transmis, d'une quantité  $f_D$  qui est donnée par la fréquence de Doppler :

$$f_D = \frac{vf_c \cos(\alpha)}{c} \quad (1.5)$$

Où  $v$  : est la vitesse de déplacement du récepteur.

$c$  : est la vitesse de propagation de l'onde électromagnétique dans le vide,  $c = 3.10^8$  m/s.

$\alpha$  : est l'angle entre  $\vec{v}$  (vitesse de déplacement) et  $\vec{k}$  (direction de propagation du champ).

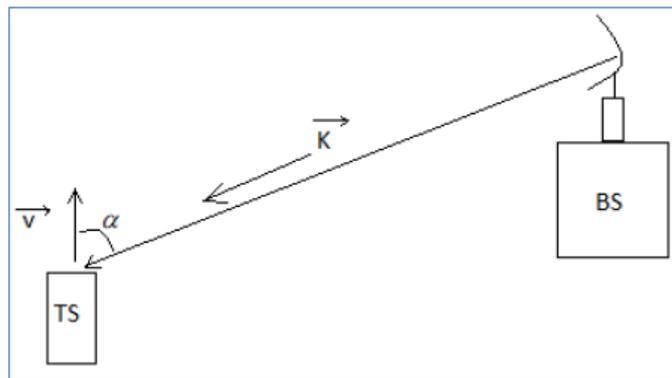


FIGURE 1.13 – Principe de l'effet Doppler.

L'effet Doppler provoque des changements de phases et d'amplitudes des signaux se propageant dans le canal ce qui rend la propagation multi-trajets variable dans le temps.

Même des mouvements de l'ordre de la longueur d'onde peuvent affecter grandement la superposition des signaux à la réception [1].

La variation de la force du signal, due à la propagation multi-trajets variable dans le temps, est appelée évanouissement rapide (fast fading).

### Évanouissement à grande échelle (large-scale fading)

Il y a deux type d'évanouissement à grande échelle, à savoir, les pertes par parcours et l'effet de masquage.

- Pertes par parcours (path loss) :

Les pertes par parcours représente l'atténuation que subit la puissance moyenne du signal transmit le long de la distance entre l'émetteur et le récepteur. En espace libre la puissance moyenne du signal est inversement proportionnelle au carré de la distance ( $r^2$ ).

Cependant dans un canal radio mobile où, en générale, il n'y a pas de visibilité (no line of sight)), la puissance moyenne est inversement proportionnelle à L (tel que  $r^3 < L < r^5$ ) [1].

- Effet de masquage (shadowing) :

L'effet de masquage est un phénomène plus local (sur quelques centaines de  $\lambda$ ), aléatoire (car obstacles aléatoires), causé par l'obstruction des ondes qui se propagent, par de grands obstacles, par exemple : les collines, les édifices, les murs, les arbres ... etc, ce qui cause une atténuation, plus ou moins forte, de la force du signal. La variation de la force du signal due à l'effet de masque est appelé évanouissement lent (slow fading) et peut être décrit par une distribution log-normal [1]. Pour deux mobiles à égale distance de la BS, shadowing différent (contrairement au Path Loss, si environnement homogène). La moyenne du shadowing donne le Path Loss.

Les variations de la puissance reçue dues aux pertes par parcours et à l'effet de masque peuvent être neutralisées d'une manière efficace par le contrôle de puissance. En ce qui suit, on ne prendra en considération que l'évanouissement rapide.

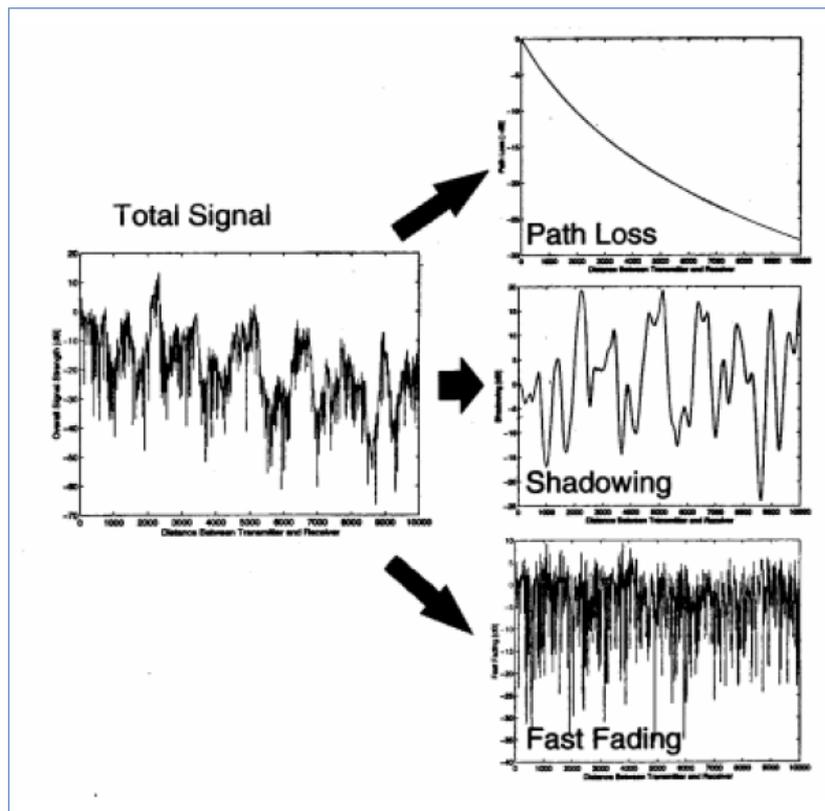


FIGURE 1.14 – schéma récapitulatif des différents types d'évanouissement.

### 1.6.3 Modélisation du canal radio mobile

Le canal radio mobile peut être caractérisé par une réponse impulsionnelle variable dans le temps  $h(\tau, t)$  ou bien par sa fonction de transfert, variable dans le temps,  $H(f, t)$ , qui est la transformé de Fourier de la fonction  $h(\tau, t)$ . La réponse impulsionnelle du canal à un instant  $t$  représente la réponse à une impulsion appliquée à l'instant  $t - \tau$ . On assume que le canal radio mobile est un processus aléatoire stationnaire au sens large, c-à-d que le canal a une statistique de fading qui reste constante pour de petites périodes de temps ou de courtes distances spatiales [1]. Une impulsion envoyée dans le canal suivra différents trajets ( $N_p$  trajets différents) et donc chaque impulsion suivant un trajet ( $p : p = 0, \dots, N_p - 1$ ) subira une atténuation ( $a_p$ ), un retard de propagation ( $\tau_p$ ) et un déphasage dû aux réflexions ( $\phi_p$ ) et à l'effet Doppler ( $f_{D, p}$ ) d'où :

$$h(\tau, t) = \sum_{p=0}^{N_p-1} a_p \delta(\tau - \tau_p) e^{j(\pi f_{D,p} t + \phi_p)} \quad (1.6)$$

Où :

$$\delta(\tau - \tau_p) = \begin{cases} 1 & \text{si } \tau = \tau_p \\ 0 & \text{sinon} \end{cases} \quad (1.7)$$

La fonction de transfert est :

$$H(f, t) = TF[h(\tau, t)] = \int_{-\infty}^{+\infty} h(\tau, t) e^{j2\pi f\tau} d\tau \quad (1.8)$$

$$H(f, t) = \sum_{p=0}^{N_p-1} a_p e^{j(2\pi(f_{D,p} t + f\tau_p) + \phi_p)} \quad (1.9)$$

Les retards sont mesurés par rapport à la première impulsion détectée à la réception. La fréquence Doppler est :

$$f_{D,p} = \frac{v f_c \cos(\alpha_p)}{c} \quad (1.10)$$

Cette fréquence dépend de la vitesse ( $v$ ) de la station terminale, la célérité ( $c$ ), la porteuse ( $f_c$ ) et l'angle d'incidence ( $\alpha_p$ ) de l'onde suivant le trajet ( $p$ ). Un exemple de la réponse impulsionnelle du canal avec la fonction de transfert correspondante sont illustrées dans la figure 1.15.

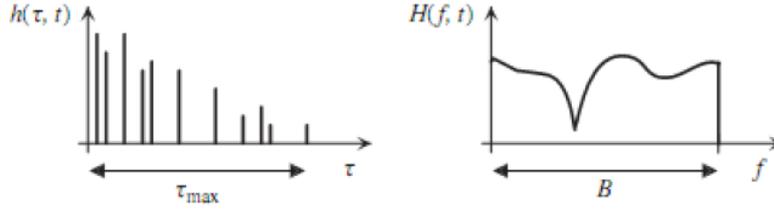


FIGURE 1.15 – la réponse impulsionnelle et la fonction de transfert, variables dans le temps, du canal [1].

La densité spectrale de puissance du retard  $\rho(t)$ , caractérisant la sélectivité fréquentielle du canal, donne une puissance moyenne, à la sortie du canal, en fonction du retard  $\tau$ .

Les paramètres caractéristiques de la densité spectrale de puissance du retard sont :

- Le retard max  $\tau_{max}$ .
- Le retard moyen  $\bar{\tau}$ .

$$\bar{\tau} = \frac{\sum_{p=0}^{N_p-1} \tau_p \Omega_p}{\sum_{p=0}^{N_p-1} \Omega_p} \quad (1.11)$$

Avec :

$$\Omega_p = |a_p|^2 \quad (1.12)$$

L'énergie de signal suivant le trajet p.

- Le retard de propagation  $\tau_{RMS}$  :

$$\tau_{RMS} = \sqrt{\frac{\sum_{p=0}^{N_p-1} \tau_p^2 \Omega_p}{\sum_{p=0}^{N_p-1} \Omega_p} - \bar{\tau}^2} \quad (1.13)$$

De même, la densité spectrale de puissance de Doppler  $S(f_D)$  caractérisant la variation temporelle du canal radio mobile donne la puissance moyenne de sortie du canal en fonction de la fréquence Doppler  $f_D$ .

Les propriétés de dispersion fréquentielle sont généralement quantifiées par la fréquence Doppler maximale  $f_{Dmax}$  et la fréquence Doppler de dispersion  $f_{Dspread}$ . La dispersion Doppler est la bande passante de la densité spectrale de puissance de Doppler qui satisfait la relation :

$$f_{Dspread} \leq 2|f_{Dmax}| \quad (1.14)$$

### 1.6.4 Interférences Inter-symboles (ISI) et inter-canaux (ICI)

Les dispersions dues aux retards peuvent causer des interférences inter-symboles (ISI) entre les symboles d'information adjacents [1]. Le taux d'interférence inter-symboles dans un système mono-porteuse est :

$$N_{ISI,signal-carrier} = \left\lceil \frac{\tau_{max}}{T_d} \right\rceil \quad (1.15)$$

Pour les applications à haut débit avec une durée du symbole  $T_d < \tau_{max}$ , l'effet d'ISI ainsi la complexité du récepteur augmentent de façon significative, du fait qu'il faut ajouter un égaliseur, soit dans le domaine temporel ou fréquentiel, pour neutraliser l'effet d'ISI. L'effet d'ISI devient négligeable dès que  $T_d \gg \tau_{max}$ , cet effet est exploité dans les systèmes de transmission à multi-porteuses où la durée du symbole augmente avec l'augmentation du nombre ( $N_c$ ) de sous-porteuses. Dans ce cas, le taux d'ISI devient :

$$N_{ISI,multi-carrier} = \left\lceil \frac{\tau_{max}}{N_c T_d} \right\rceil \quad (1.16)$$

L'ISI résiduel peut être éliminé on introduisant des intervalles de gardes.

Dans un système mono-porteuse, l'étalement causé par l'effet Doppler est Suffisamment petit comparé à la marge de garde entre canaux adjacents,et donc pas d'interférence inter-canal. Par contre, pour les systèmes à multi-porteuses l'espacement ( $F_s$ ) entre sous-canaux est étroit.

Donc, l'effet Doppler peut causer des interférences ICI significatives. Tant que toutes les sous porteuses subissent le même changement, cet effet peut être compensé au niveau du récepteur et l'ICI peut être évité. Cependant, si un étalement Doppler de l'ordre de plusieurs pour-cents de l'espacement entre sous-porteuses apparait, L'ICI dégrade les performances du système de façon significative. Pour éviter, les dégradations de performance dus à l'ICI ou l'utilisation de récepteurs complexes avec des égaliseurs d'ICI, l'espacement entre porteuses doit être choisit :

$$F_s \gg 2|f_{Dmax}| \quad (1.17)$$

Pour que l'effet de l'étalement Doppler soit négligeable. Néanmoins, si une architecture d'un système à multi-porteuse à été choisi sachant que l'étalement Doppler est de l'ordre de l'espacement entre sous-porteuses ou plus, un récepteur de Rake peut être utilisé dans le domaine fréquentiel. Ainsi, chaque branche du récepteur Rake, dans le domaine fréquentiel, corrige une fréquence Doppler [1].

### 1.6.5 Modélisation d'un système à multi-porteuses

Un système à multi-porteuses peut être simulé dans le domaine temporel, mais il est plus commode de le simuler dans le domaine fréquentiel. Cependant, l'implémentation dans le domaine fréquentiel nécessite de remplir certaines conditions à savoir :

- Absence d'ISI et ICI.
- Fading non sélectif en fréquence pour chaque sous-porteuse.
- Une invariance dans le temps durant un symbole OFDM.

La fonction de transfert discrète du canal adaptée aux signaux multi-porteuses est donnée par :

$$H_{n,i} = H(nF_s, iT_s) \quad (1.18)$$

$$H_{n,i} = \sum_{p=0}^{N_p-1} a_p e^{j(2\pi(f_{D,p}iT_s - nF_s\tau_p) + \phi_p)} \quad (1.19)$$

$$H_{n,i} = a_{n,i} e^{j\phi_{n,i}} \quad (1.20)$$

La fonction de transfert continue est échantillonnée dans le temps à une durée d'un symbole OFDM  $T_s$ , et en fréquence à un espacement  $F_s$  entre sous-porteuses. La durée  $T_s$  est la durée totale d'un symbole OFDM y compris l'intervalle de garde [1].

## 1.7 Conclusion

En conclusion, dans ce chapitre une étude détaillée a été faite sur l'histoire, le principe et la théorie de la technique OFDM. Nous avons présenté la modulation par répartition orthogonale de fréquence, qui pourrait être considérée comme technique de modulation ou d'accès multiple. Nous avons présenté un aperçu général du modèle des canaux à trajets multiples. Les caractéristiques principales qui définissent un système OFDM sont :

- Le nombre de sous porteuses.
- Le nombre de points du FFT.
- Largeur de bande, durée de symbole, l'intervalle de garde et type de modulation.
- D'autres paramètres relatifs qui sont : le nombre et la position des pilotes de porteuses, la durée de la FFT. . . .

Dans le prochain chapitre, le codage et l'entrelacement seront étudiés et adaptés au système OFDM.

# Chapitre 2

## Codage dans un système OFDM

### 2.1 Introduction

Nous avons sans cesse besoin d'augmenter les débits de transmission tout en gardant ou en améliorant leur qualité. Les perturbations intervenant sur le canal induisent des erreurs de transmission que le codage de canal s'efforce de combattre. Actuellement, tous les systèmes OFDM utilisent un codage correcteur d'erreurs pour diminuer le taux d'erreur du signal transmis. Un code correcteur d'erreur permet de corriger une ou plusieurs erreurs dans un mot code en ajoutant aux informations des symboles redondants, autrement dits, des symboles de contrôle. Différents codes possibles existent, ils représentent les différents compromis entre efficacité et complexité de codage.

## 2.2 Codage du canal

Les imperfections de tout système de communication jumelées aux imperfections des canaux de communication utilisés contribuent à générer des erreurs dans l'information reçue par le destinataire. Une augmentation de la puissance du signal transmis ou du rapport énergie par bit sur densité spectrale de bruit ( $E_b/N_0$ ) réduit généralement le taux d'erreurs par bit et peut rendre l'information reçue utile. Les conséquences économiques d'une telle approche sont coûteuses. Il est donc important d'utiliser le principe de codage correcteur d'erreurs qui fournit une solution plus acceptable à ce problème.

Le codage correcteur d'erreurs est devenu une technique dont l'utilisation est essentielle dans les systèmes de communications numériques à haut débit afin d'améliorer les performances d'erreurs. L'amélioration de la performance est mesurée par le gain de codage, représenté par la réduction du rapport  $E_b/N_0$  requis pour obtenir une certaine probabilité d'erreur par bit dans un canal Gaussien. Le codage par bloc et le code de convolutif sont le plus souvent utilisés pour la correction d'erreurs. Un bref rappel théorique du code de convolutif utilisé dans les systèmes qui suivent la norme IEEE802.11a sera présenté sur la figure 2.1.

La figure 2.1 illustre le diagramme bloc du système OFDM. On y retrouve des modules qui communément utilisés pour la réalisation de différents systèmes de communication numérique, en plus des modules spécifiques dont le fonctionnement est d'effectuer la transformée de Fourier du signal et la transformée inverse. Les paramètres de chaque module de La figure 2.1 seront fixés en accord avec la norme de IEEE802.11a qui définit les spécifications du système OFDM pour les communications sans fil.

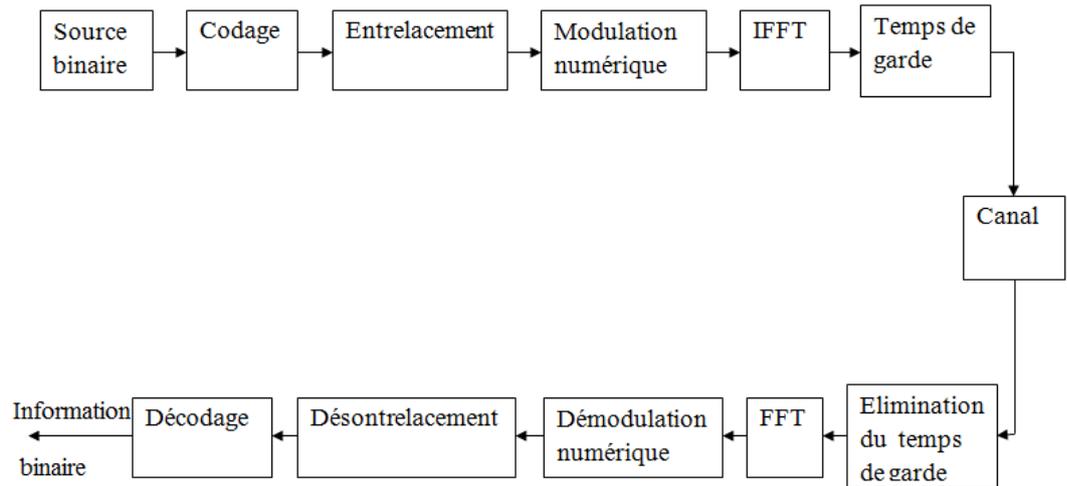


FIGURE 2.1 – Diagramme bloc d'un système OFDM.

## 2.3 Les codes convolutifs

Le codage correcteur d'erreur est utilisé dans la plupart des systèmes de communication sans fil. Le code de convolutif lui aussi est parmi les techniques que l'on retrouve le plus souvent et surtout dans la majorité des systèmes cellulaires qui adoptent les standards GSM et IS95 (Terry et Heiskala, 2002) ainsi que les normes IEEE802.11a et HIPERLAN /2. Le code le convolutif est généré à l'aide de registres à décalage linéaire d'état fini et des « OU exclusifs ».

En général d'après (Proakis, 2001), tel que montré dans la figure 2.2, le registre à décalage consiste en  $L$  sections, de longueur de  $k$  bits chacune. Le paramètre  $L$  est défini comme étant la longueur de contrainte. Le nombre de « OU exclusifs » est égal à la séquence codée formée des bits. Le nombre d'états possibles pour ce code  $2^{(L-1)}$  états.

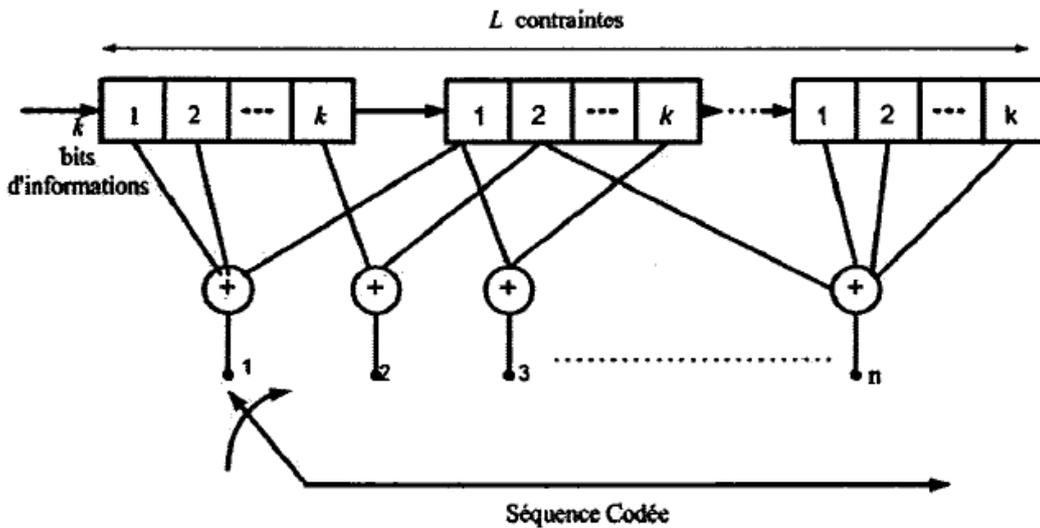


FIGURE 2.2 – Code de convolutif.

Les bits d'information à l'entrée de l'encodeur sont décalés de  $k$  bits à la fois. Pour  $k$  bits à l'entrée on a une séquence des bits codés à la sortie du codeur, donc le taux de codage est défini par  $R_c = k/n$ .

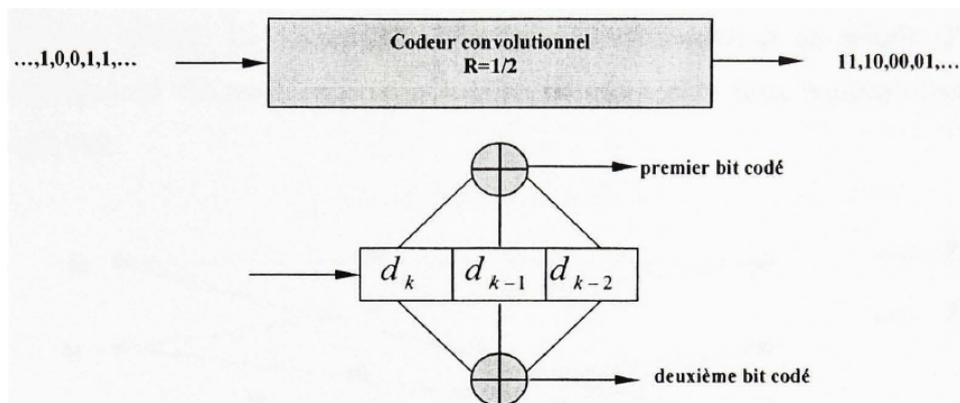


FIGURE 2.3 – Principe de codage convolutif.

La Figure 2.3 représente un codeur convolutif de taux de codage  $R = 1/2$  et de longueur de contrainte  $k = 3$ . Le codeur fonctionne de la manière suivante : avant que le processus de décodage ne débute, le contenu du registre à décalage est initialisé à zéro. Les bits d'information arrivent à l'entrée du codeur de façon continue. La séquence des symboles codés est obtenue en échantillonnant les additionneurs modulo-2 à l'aide de commutateur. En appliquant la technique de perforation sur le code convolutif de faible taux, un code convolutif perforé de taux de codage élevé peut être produit.

Cette technique consiste à supprimer un bit de sortie, selon une règle prédéfinie par une matrice de perforation. L'utilisation des codes convolutifs perforés conduit à une grande flexibilité du système, car par le simple changement de matrice de perforation on peut varier le taux de codage sans changer la complexité du codeur et du décodeur.

Un treillis d'encodage est une représentation du codeur convolutif qui tient compte du fait que le nombre d'états du codeur est fini. Le treillis est constitué de nœuds représentant les états du codeur en question, et de branches reliant les nœuds du treillis représentant les transitions entre les états du codeur. La longueur du treillis représente la profondeur dans la séquence des bits d'information, et sa largeur représente le nombre d'états du codeur. La Figure 2.4 illustre une représentation en treillis d'un code convolutif. On peut constater que le treillis a toujours deux branches sortantes de chaque état.

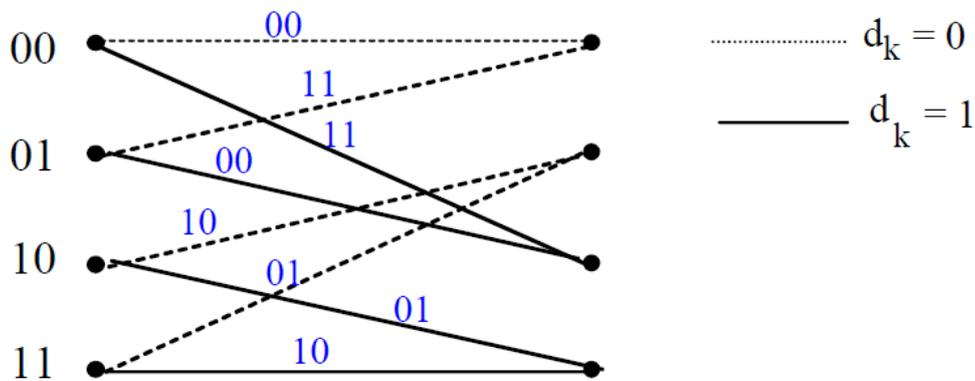


FIGURE 2.4 – Représentation en treillis du code convolutif.

La technique de modulation codée en treillis est une combinaison de codage convolutif et d'une application par répartition. La procédure de répartition des codes en treillis optimaux pour les canaux à bande limitée en présence du bruit blanc additif et gaussien est basée sur le critère de la minimisation de la distance libre Euclidienne du code.

### 2.3.1 Codage d'après le standard IEEE802.11a

Dans le standard de IEEE802.11a, le code convolutif est utilisé pour coder les informations, avec des taux  $R_c = 1/2$  ou  $2/3$  ou  $3/4$ , qui dépendent du taux de bits désiré. Le taux de codage de convolutif utilisé dans le système illustré par la figure 2.5, est égal à  $1/2$ , avec des vecteurs de connexions  $g_1 = 133_8 = 001011011_2$  et  $g_2 = 173_8 = 001111011_2$ .

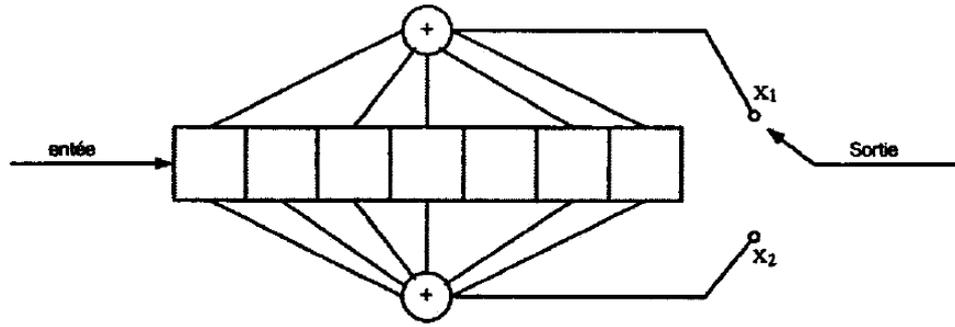


FIGURE 2.5 – Encodeur convolutif,  $L = 7$ ,  $k = 1$ ,  $n = 2$ .

Le nombre de registres à décalage détermine le gain de codage réalisable. Celui-ci augmente avec le nombre de registres. D'autre part, le décodage dans le standard IEEE802.11a est basé sur l'algorithme de Viterbi, ce qui veut dire que la complexité de décodage par cet algorithme augmente exponentiellement avec l'augmentation du nombre des registres (Terry et Heiskala, 2002), ceci limite le nombre de ces derniers.

### 2.3.2 Décodage

Le décodage est une opération qui transforme les séquences binaires codées en informations intelligibles. Le décodage le plus courant est basé sur l'algorithme de Viterbi. Cet algorithme consiste à chercher dans l'arbre, le chemin qui correspond à la séquence la plus probable. C'est à dire celle qui est à la distance minimale de la séquence reçue ou encore la séquence la plus probable. Cet algorithme est utilisé dans le cas où les codes convolutifs ont une longueur de contrainte  $L \leq 10$  (Proakis,2001). Dans le cas contraire le décodage séquentiel est utilisé. Le choix de la longueur de contrainte  $L$  dépend du gain de codage désiré. La probabilité d'erreur change selon que l'on utilise à la réception un seuil de décision strict, ou non strict. La figure 2.6 illustre la performance du taux d'erreur par bit et le tableau 2.1 montre le gain de codage pour différents taux de codage utilisant l'algorithme de Viterbi [17].

$P_b$		$E_b/N_0(\text{dB})$									
		Non codé	$R_c = 1/2$			$R_c = 1/3$		$R_c = 2/3$		$R_c = 3/4$	
			L=5	L=6	L=7	L=8	L=9	L=6	L=8	L=6	L=9
$10^{-3}$	6.8	3.3	3.5	3.8	4.2	4.4	2.9	3.1	2.6	2.6	
$10^{-5}$	9.6	4.3	4.6	5.1	5.7	5.9	4.2	4.6	3.6	4.2	
$10^{-7}$	11.3	4.9	5.3	5.8	6.2	6.5	4.7	5.2	3.9	4.8	

TABLE 2.1 – Gain de codage[17].

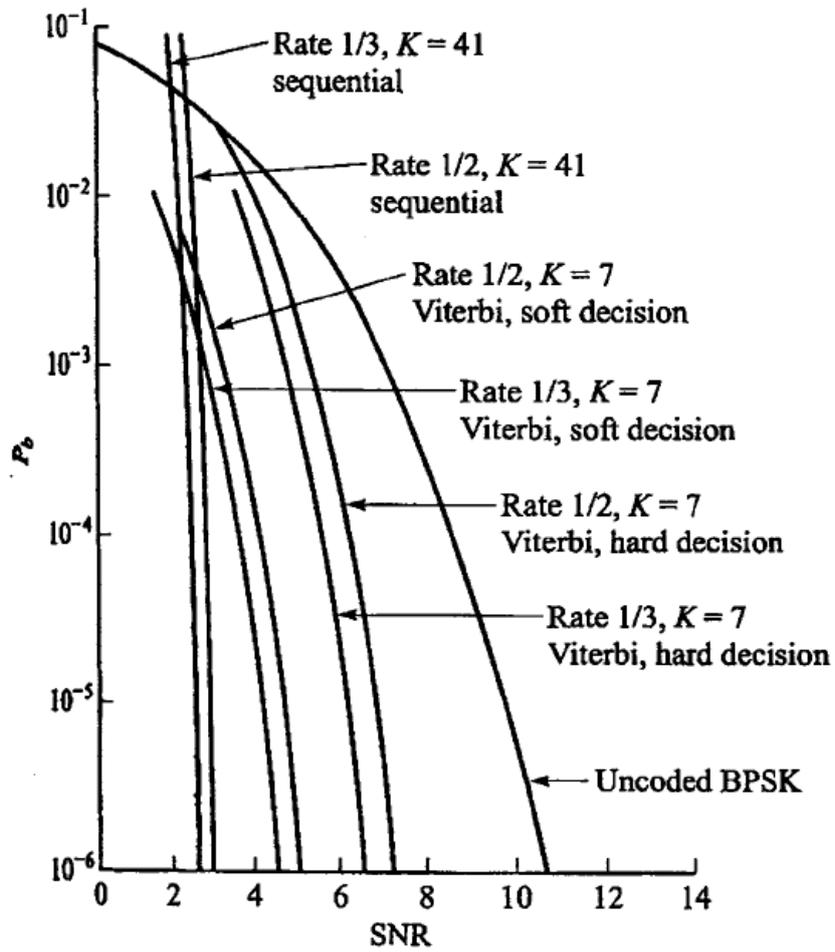


FIGURE 2.6 – Taux d'erreur pour les cas d'un décodage séquentiel et de Viterbi.

## 2.4 Code en bloc

Un code en bloc formé de  $k$  bits d'information en  $n$  symboles, où  $n$  est plus grand que  $k$ . Le but d'ajouter  $n-k$  bits de parité est d'augmenter la distance minimale Hamming  $d_{min}$ , qui mesure la différence entre les deux mots de code les plus similaires.

Pour une distance minimale Hamming  $d_{min}$ , le code peut corriger  $t$  erreurs, où  $t$  peut être présenté comme suit :

$$t \leq \text{floor}\left(\frac{d_{min} - 1}{2}\right) \quad (2.1)$$

où  $\text{floor}(x)$  est une fonction d'arrondissement de  $x$  à la valeur de nombre entier. La distance minimale Hamming  $d_{min}$  est caractérisée par l'équation suivante :

$$d_{min} \leq n - k + 1 \quad (2.2)$$

Un code en bloc permet de corriger une ou plusieurs erreurs dans un mot-code en ajoutant aux informations des symboles redondants, autrement dits, des symboles de contrôle. Le code de Reed-Solomon représente le meilleur compromis entre le nombre de symboles de parité ajoutés aux informations et la difficulté de codage. Les codes de Reed-Solomon sont les codes en bloc les plus populaires. Ces codes sont définis pour des blocs de symboles avec  $m$  bits par symbole, où la longueur de code peut être représentée comme suit :

$$n = 2^m - 1 \quad (2.3)$$

Le mot de code de  $n$  symboles est formé de  $k$  bits d'information et de  $(n-k)$  bits de parité (voir la Figure 2.7).

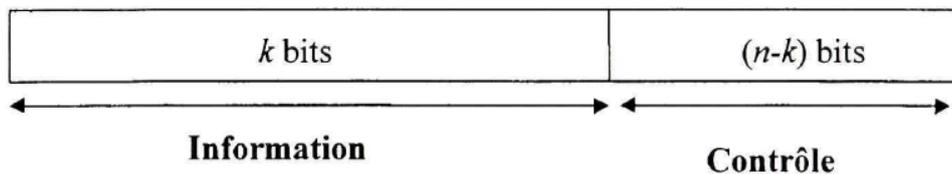


FIGURE 2.7 – Mot de code.

Les codes de Reed-Solomon permettent de corriger des erreurs et des effacements grâce à des symboles de contrôle ajoutés après l'information. Le décodeur traite chaque bloc et corrige les éventuelles erreurs. A la fin de ce traitement, les données originelles seront restaurées. Dans un système OFDM, avec un grand nombre des sous-porteuses, les processus de codage et de décodage deviennent une tâche difficile.

## 2.5 Code de Reed-Solomon (RS)

Les codes de Reed-Solomon sont basés mathématiquement sur les corps finis de Galois. Les champs de Galois finis sont des ensembles d'éléments fermés sur eux-mêmes. Les codes de Reed-Solomon permettent de corriger des erreurs et des effacements grâce à des symboles de contrôle ajoutés après l'information. Le codage RS ( $N = 15, K = 9, T = 6$ ) peut être représenté comme suite :

- $N = 15$  est la longueur totale d'un bloc de Reed-Solomon (15 symboles).
- $K = 9$  est la longueur du bloc d'information (9 symboles).
- $T = 6$  est la capacité de correction des erreurs du système (6 symboles de parité).

Les symboles de redondance sont ajoutés à la fin du bloc des données. Donc le RS fait ajouter six symboles de redondance à la fin d'un bloc de neuf symboles, afin de pouvoir corriger trois symboles au maximum. Les  $2 * T$  symboles de parité (6 symboles) dans un mot codé RS (de longueur  $N = 15$  symboles) sont donnés par l'équation suivante :

$$P(x) = (i(x) * x^{N-K}) \text{ modulo } g(x) \quad (2.4)$$

où

$g(x)$  : le polynôme générateur du code.

$I(x)$  : le bloc d'information à coder (15 symboles).

$P(x)$  : les  $2 T$  symboles de parité (6 symboles).

La distance minimale du code Reed - Solomon peut être déterminée comme suit :

$$d_{min} = 2t - 1 \quad (2.5)$$

Le nombre de bits  $s$  par symbole est donné par :

$$n = 2^s - 1 \quad (2.6)$$

$$s = \frac{\ln(n+1)}{\ln(2)} = \frac{\ln(16)}{\ln(2)} = 4 \quad (2.7)$$

Le polynôme générateur est sous la forme :

$$g(x) = (x - \alpha^1)(x - \alpha^2) \dots (x - \alpha^{2t}) \quad (2.8)$$

L'implémentation d'un codeur Reed-Solomon demande deux opérations : un décalage et une division. Ces deux opérations peuvent être effectuées grâce à des registres à décalage et à des multiplexeurs (voir la Figure 2.8).

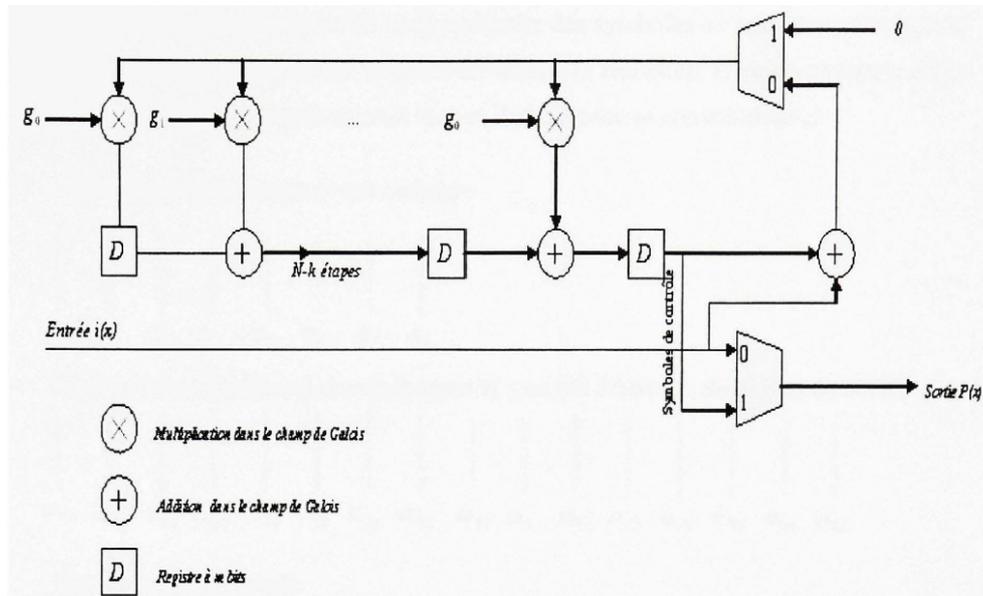


FIGURE 2.8 – Schéma du codage en bloc de Reed-Solomon.

## 2.6 Entrelacement

Dans le système de communication qui utilise la signalisation OFDM, l'évanouissement profond dans le spectre de fréquences peut rendre des groupes de sous porteuses moins fiables que d'autres. Ceci génère des erreurs de bits qui peuvent se produire en salves au lieu d'être aléatoirement dispersées.

La plupart des codes correcteurs d'erreurs sans voie de retour ne peuvent être utilisés avec des paquets d'erreurs. Donc la technique d'entrelacement par bloc qui fonctionne sur un bloc entier de bits en même temps, permet de répartir de façon aléatoire les erreurs en paquet. Ceci facilite la correction d'erreur par le décodage.

A l'émetteur, les bits codés sont permutés d'une certaine manière permettant, que les bits adjacents soient séparés par plusieurs bits non erronés après l'entrelacement. Au récepteur, une permutation inverse est faite avant le décodage. Ceci est appelé le désentrelacement. L'inconvénient de l'entrelacement est que le décodeur doit attendre le remplissage du désentrelaceur. Ceci cause un délai proportionnel à la taille de l'entrelacement.

### 2.6.1 Entrelacement par bit

Dans ce type d'entrelacement, l'écriture et la lecture des bits se font à l'aide du bloc d'entrelacement. Les bits d'entrée à ce bloc sont écrits colonne par colonne dans une matrice et à la sortie ils sont lus ligne par ligne de la matrice ou vice versa.

En général pour un bloc d'entrelacement ayant une dimension de N bits et d colonnes, le i-ème bit entrelacé est égal au k-ème bit codé, où k est donné d'après (Nee et Prasad, 2000) par :

$$k = id - (N - 1)\text{floor}\left(\frac{i * d}{N}\right) \quad (2.9)$$

où floor(x) est une fonction d'arrondissement de x à la valeur de nombre entier.

La figure 2.9 montre un entrelacement par bloc de matrice 6\*8 c'est à dire 6 lignes et 5 colonnes. La profondeur de l'entrelaceur est de 48 bits. L'entrée de ce entrelaceur est effectuée par colonnes de 6 bits et la sortie par lignes de 8 bits.

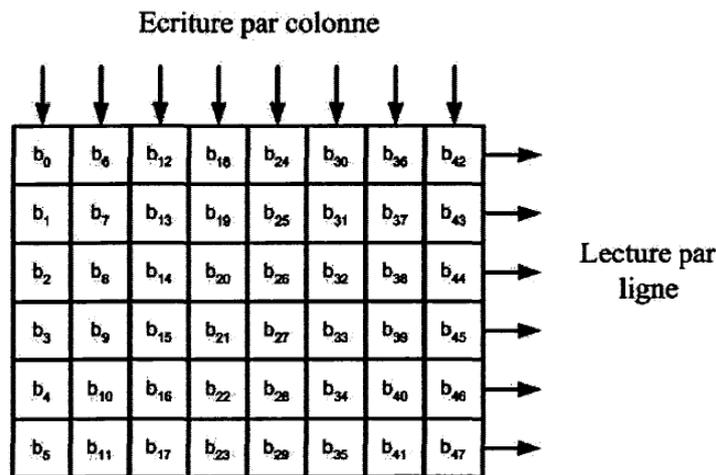


FIGURE 2.9 – Entrelacement par block de 48 bits.

Le tableau 2.2, indique la position des k bits à l'entrée et la position des i bits à la sortie de l'entrelacement. Si l'on considère par exemple la position du i-ème bit = 26, on peut trouver la position du k-ème bit d'après la formule précédente selon :

$$k=26*8-(47*\text{floor}(26*8/48))=20$$

ce qui est exact d'après le tableau 2.2.

k	i	k	i	k	i	k	i
0	0	12	25	24	3	36	28
1	6	13	31	25	9	37	34
2	12	14	37	26	15	38	40
3	18	15	43	27	21	39	46
4	24	16	2	28	27	40	5
5	30	17	8	29	33	41	11
6	36	18	14	30	39	42	17
7	42	19	20	31	45	43	23
8	1	20	26	32	4	44	29
9	7	21	32	33	10	45	35
10	13	22	38	34	16	46	41
11	19	23	44	35	22	47	47

TABLE 2.2 – Positions des bits d’entrée et de sortie d’un entrelacement de 48 bits[17].

Le désentrelacement est l’opération inverse de l’entrelacement. Si la matrice utilisée par l’entrelacement est de taille  $M \times N$ , au désentrelacement la matrice sera de  $N \times M$ . On écrit par colonne de  $M$  bits, et on lit par ligne de  $N$  bits. En prenant l’exemple précédent, dans le cas de l’entrelacement on a la matrice ( $M=6 * N=8$ ), à la réception, le désentrelacement se fait sur une matrice de  $8 \times 6$  qu’illustre par la figure 2.10.

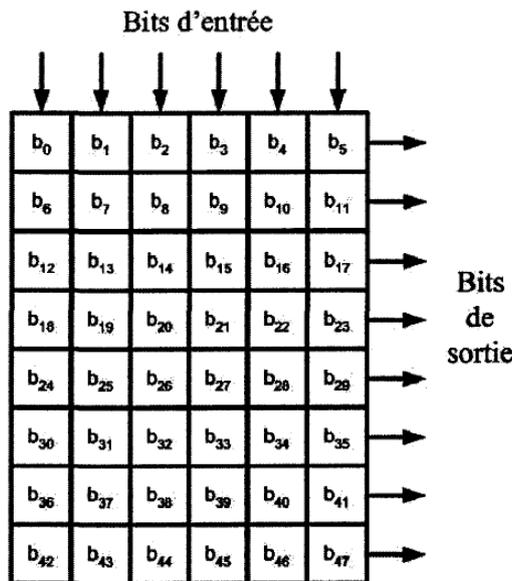


FIGURE 2.10 – Désentrelacement par bloc  $8 \times 6$  [17].

## 2.7 Conclusion

En conclusion, dans ce chapitre une étude détaillée a été faite sur les codes de correction d'erreurs code convolutif, code Reed-Solomon et l'entrelacement qui permettent de réduire considérablement le taux d'erreurs, et par conséquent, d'augmenter la robustesse du système.

# Chapitre 3

## Simulation de système COFDM

### 3.1 Introduction

Ce chapitre présente la description et la simulation d'une chaîne de transmission de type COFDM afin d'évaluer les performances d'un tel système. La première étape consiste à donner une description détaillée de cette chaîne. Nous avons divisé cette dernière en trois parties : la chaîne d'émission, le canal de communication et la chaîne de réception. Nous simulons cette chaîne à l'aide du logiciel Matlab. Nous avons développé un certain nombre de programmes pour étudier l'influence des types de modulation, de codage et de canaux de communication sur les performances d'un système COFDM. Nous avons obtenu des résultats pour différents paramètres de simulation exprimés Par la probabilité d'erreur par bit BER en fonction du SNR. Ces résultats ont été analysés et interprétés.

## 3.2 Chaîne de transmission OFDM

La chaîne de transmission COFDM utilisée dans ce PFE se compose de trois parties comme l'indique la figure 3.1 :

- Chaîne d'émission.
- Canal de communication.
- Chaîne de réception.

On remarque que ce schéma bloc est un système OFDM de base sur lequel on ajouté les blocs de codage de canal et d'entrelacement.

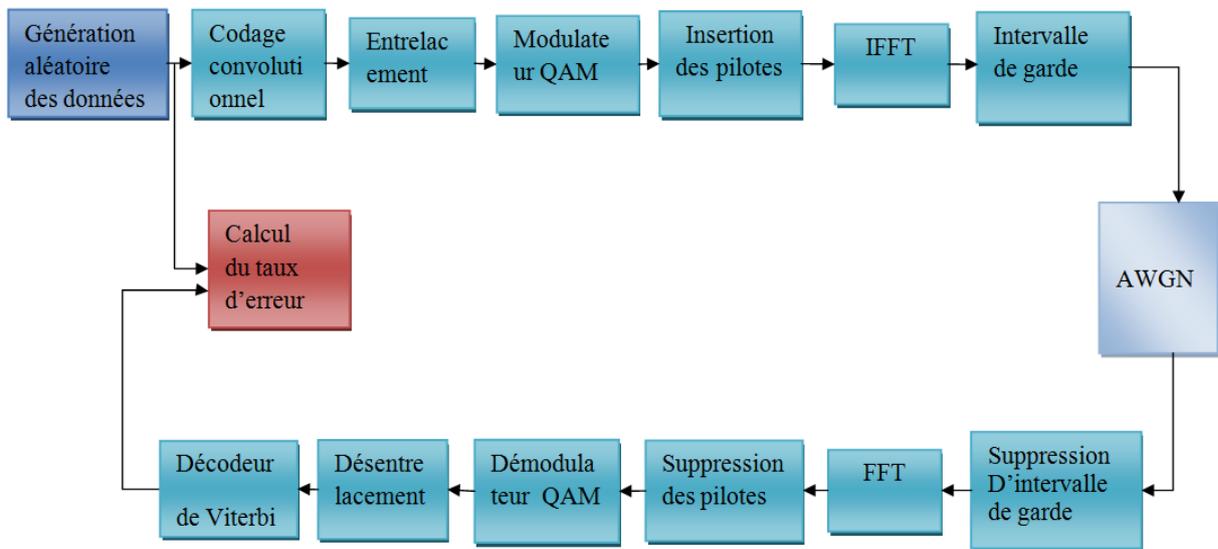


FIGURE 3.1 – Schéma de la chaîne de transmission COFDM.

## 3.3 Chaîne d'émission

La chaîne d'émission du système COFDM est illustrée dans la figure 3.2. Elle se compose des éléments suivants :

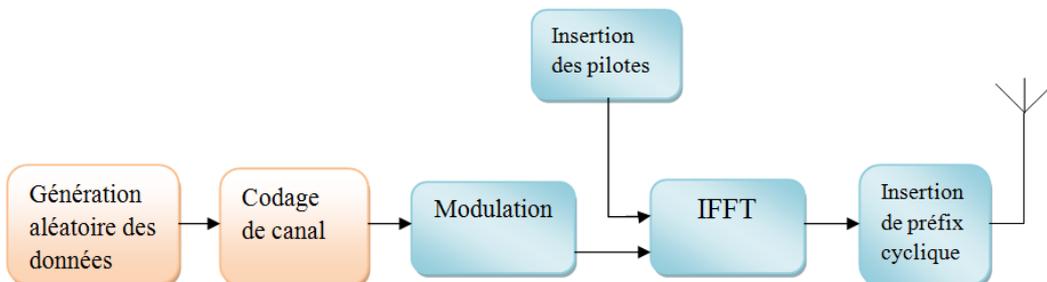


FIGURE 3.2 – Schéma de la chaîne d'émission.

### 3.3.1 Générateur de données :

génére des données aléatoires binaires représentant l'information à transmettre à travers la chaîne (générateur de Bernoulli).

### 3.3.2 Codeur de canal :

le codage de canal permet de protéger l'information à transmettre à travers un canal bruité. Il permet également de corriger les erreurs induites par le canal. On utilise, dans notre système, deux types de codes à savoir les codes convolutifs et le code de Reed-Solomon.

#### Codage convolutif :

Le codage convolutif se fait avec des registres à décalage et des ou exclusif. Pour évaluer les performances en présence de codage, nous allons utiliser un code de type convolutif de rendement  $R=1/2$ , de longueur de contrainte  $k = 7$  et de polynômes générateurs 133,171 (en octal). La décision sera prise en fonction des probabilités de chacun des bits (on conserve une information de fiabilité sur chacun des bits).

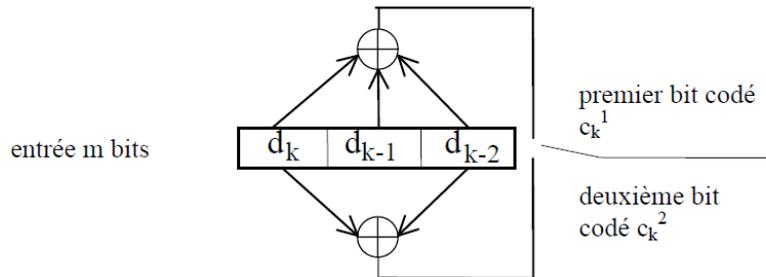


FIGURE 3.3 – Principe du codeur Convolutif de taux 1/2.

Dans notre cas, un bit d'entrée correspond à 2 bits de sortie qui peuvent être déterminés par les équations suivantes :

$$c_k^1 = d_k + d_{k-1} + d_{k-2} \quad (3.1)$$

$$c_k^2 = d_k + d_{k-2} \quad (3.2)$$

soit en transformée en  $z$  :

$$c^1(z) = (1 + z^{-1} + z^{-2})d(z) \quad (3.3)$$

$$c^2(z) = (1 + z^{-2})d(z) \quad (3.4)$$

Pour faciliter l'algorithme de décodage, on utilisera la représentation en treillis du codage.

L'état du codeur à l'instant  $k$  peut être représenté par l'état  $d_{k-1}, d_{k-2}, \dots, d_{k-m}$ . Le treillis est formé de nœuds reliés par des branches : les nœuds représentent les différents états du codeur possibles il y en a  $2^{m-1}$  s'il y a une entrée, et  $2^{(m-1)k}$  s'il y a  $k$  entrées. Les branches représentent les différentes transitions possibles d'un nœud à un autre lors de l'arrivée d'un bit d'entrée.

Pour obtenir des codes convolutifs de rendement supérieur, on utilisera des codes poinçonnés. En appliquant la technique de perforation sur le code convolutif de taux faible, un code convolutif perforé de taux de codage élevé peut être construit. Cette technique consiste à éliminer périodiquement, selon une règle prédéfinie par la matrice de perforation, les symboles codés provenant du codeur de faible taux de codage.

L'utilisation des codes convolutifs perforés conduit à une grande flexibilité du système, car par le simple changement de matrice de perforation, on peut varier le taux de codage sans augmenter la complexité du codeur et du décodeur. Un code rendement  $1/2$  pour lequel on supprime un bit de sortie sur quatre devient un code de rendement  $2/3$ . Il faut souligner que le rendement des codes convolutifs est quand même assez faible malgré la technique de poinçonnage.

Afin d'augmenter les débits et réduire la redondance du code, un module de poinçonnage est utilisé. Le poinçonnage consiste à ne transmettre que certains bits en sortie du codeur.

Dans le cas d'un rendement  $3/4$ , pour 3 bits se présentant à l'entrée du codeur, 4 seulement seront transmis au lieu des 6 bits habituels. Notons que les 2 bits écartés font partie des bits redondants et non pas des données. Les taux de codage possibles sont  $1/2$ ,  $2/3$ ,  $3/4$  et  $5/6$  [18].

### **Codage Reed Solomon :**

Dans ce projet, nous utilisons le code de Reed-Solomon qui est capable de corriger des erreurs provoquées par le canal ou par des multi-trajets dont la somme entraîne un signal presque nul. Les codes Reed-Solomon font partie d'une classe de codes qui sont décrits au moyen des racines d'un polynôme à coefficients dans un corps appelé corps de Galois.

Le code de Reed-Solomon, noté RS ( $N, K, T$ ), est un code en bloc cyclique permettant la détection et la correction d'erreurs arrivant par paquets. Ce code transforme un mot de  $K$  symboles de  $l$  bits en un mot de  $N$  symboles de  $l$  bits en ajoutant  $T = (N-K)$  symboles de redondance (Figure 3.4)[13]. Ainsi  $N, K$  et  $T$  peuvent être définies de la manière suivante :

- $N$  : la longueur totale d'un bloc de Reed-Solomon.
- $K$  : la longueur du bloc d'information.
- $T$  : est la capacité de correction des erreurs du système.

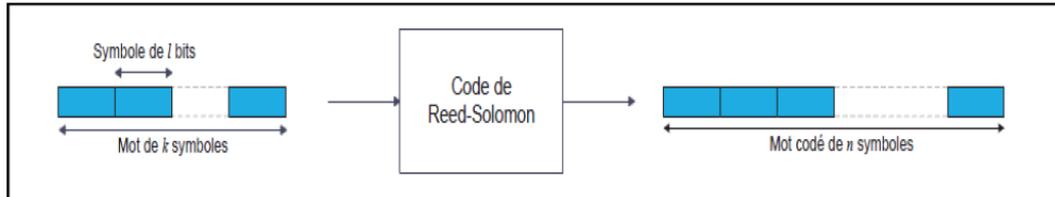


FIGURE 3.4 – Principe du code de Reed-Solomon.

Le pouvoir de correction est lié à la distance minimale au sens de Hamming, c'est-à-dire à la plus petite distance,  $d_{min} = N - K + 1$  entre deux mots distincts du code. On corrige ainsi  $T = \frac{d_{min}-1}{2}$  symbole de  $m$  bits.

Le rendement du code (le taux de codage) est défini par  $r = K/N$ . Ainsi à débit binaire constant, la bande de transmission augmente du facteur  $1/r$ . La norme stipule que le code RS utilisé doit être dérivé du code RS ( $N = 255, K = 239, T = 8$ ) utilisant un corps de Galois à  $2^8$  éléments noté GF ( $2^8$ ) [18].

### L'entrelacement :

Pour éviter les erreurs consécutives qui peuvent dépasser le pouvoir de correction du code, on modifie l'ordre de transmission des symboles de manière à éloigner au maximum les bits consécutifs erronés. Les bits de données à envoyer sont organisés en  $N$  groupes de bits codés par symbole OFDM.

Dans chacun de ces groupes de bits, l'entrelacement est appliqué, de sorte que deux bits successifs ne soient jamais sur des sous-porteuses adjacentes. L'entrelaceur distribue les bits contenant la même information sur plusieurs sous-porteuses. S'il y a suffisamment de sous-porteuses fréquentielles, il est alors possible de récupérer et de reconstituer l'information à partir des échantillons n'ayant pas subi d'atténuation. Dans les simulations, nous utiliseront

un entrelaceur matriciel (n.n), les symboles vont être écrits ligne par ligne et lus colonne par colonne.

Les données reçues par l'entrelaceur sont permutées à deux reprises. La première permutation répartit les bits codés adjacents sur des sous-porteuses non adjacentes. La seconde répartit les bits codés de telle façon qu'ils soient affectés, alternativement, à des points plus ou moins significatives de la constellation utilisée dans le but d'éviter des suites de 0 ou de 1 [19].

### 3.3.3 La modulation :

Le choix du type de la modulation numérique dépend en général de deux conditions essentielles. La première est de limiter la bande passante requise pour transmettre un message à une vitesse donnée. La deuxième est reliée à la possibilité de transmettre un signal par voie hertzienne ou de partager un canal de communication [17].

Après l'entrelacement des données binaires, les bits vont être modulés sous forme de symboles par un type de modulation utilisé dans les systèmes COFDM (DVB-T). Les types de modulation utilisés sont : QPSK, 16-QAM et 64-QAM. Ces modulations sont données par Les constellations illustrés par la figure 3.5 :

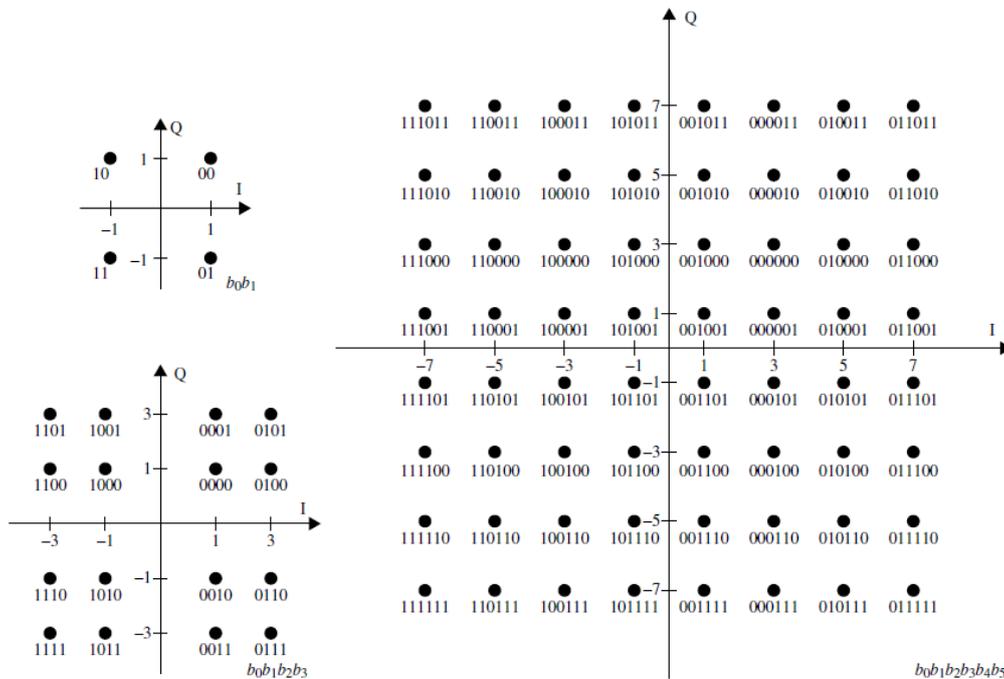


FIGURE 3.5 – Constellations des modulations QPSK, 16QAM et 64QAM.

### 3.3.4 IFFT :

Après la modulation, les symboles d'information sont appliqués au bloc de conversion série parallèle qui permet de les mettre sous une forme adéquate pour passer dans le bloc transformé de Fourier inverse IFFT (Figure 3.6). Ce bloc assure la modulation OFDM. La IFFT permet le passage du domaine fréquentiel au domaine temporel. les symboles OFDM sont ensuite reconvertis en série. un préfixe cyclique CP (intervalle de garde) est inséré avant chaque symbole OFDM. Ce dernier est une copie de la dernière partie de chaque symbole OFDM recopiée au début de ce même symbole OFDM.

Dans notre simulation, nous choisirons un CP de longueur 1/4 ce qui correspondra à 64 symboles à recopier de la partie utile du symbole.

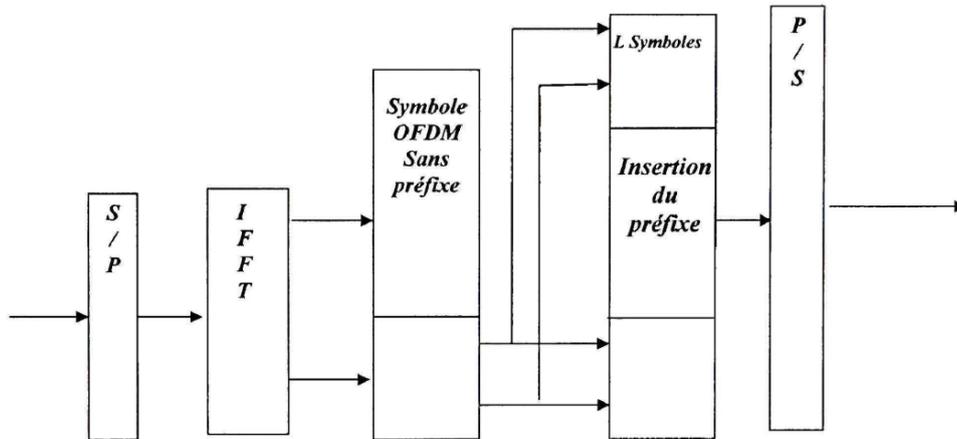


FIGURE 3.6 – Schéma de principe de l'insertion du préfixe cyclique.

## 3.4 Canal de communication :

Dans le cadre de notre travail de PFE, nous utilisons un canal AWGN (Additif White Gaussian Noise) et un canal multi-trajets. Le premier sera utilisé pour reproduire le bruit blanc gaussien dans notre système alors que le deuxième aura pour but d'évaluer les performances par la présence de multi-trajets. La spécificité d'un bruit blanc réside dans l'uniformité de sa densité spectrale de puissance qui vaut  $N_0$  sur toute la bande de fréquences. Si la modulation à l'entrée du canal AGWN peut être présentée avec  $Q$  symboles  $X_0, \dots, X_{Q-1}$ , La densité spectrale de puissance conditionnelle est exprimée par l'équation 3.5 :

$$p(y/x_q) = \frac{1}{\sqrt{2\pi N_0}} \exp\left(-\frac{|y - x_q|^2}{2N_0}\right) \quad (3.5)$$

Le canal multi-trajets permet de prendre en compte l'influence des différents trajets dus à la diversité de propagation sur la qualité du signal transmis. Nous utiliserons le modèle du canal de Rayleigh. L'amplitude  $r$  d'un signal après le passage dans le canal à multi-trajets suit une loi de Rayleigh telle que :

$$p(r) = \frac{2r}{E_0^2} \exp\left(-\frac{r^2}{E_0^2}\right), r \geq 0 \quad (3.6)$$

Le modèle de Rayleigh considère une modification de l'amplitude du signal de la façon suivante :

$$y(t) = a(t)x(t) + b(t) \quad (3.7)$$

où

$a(t)$  : Distribution de Rayleigh.

$b(t)$  : Bruit additif gaussien.

### 3.5 Chaîne de réception

La chaîne de réception est illustrée à la figure 3.7. Elle comprend des blocs garantissant les fonctions duales à celles effectuées en émission : le bloc de démodulation et le bloc de décodage.

Le bloc de démodulation a pour tâche d'associer les informations d'amplitude et de phase à un groupe de bits. Il s'agit de l'opération inverse de la modulation. L'opération de décodage suit les règles précédemment citées (desentrelacement, décodeur Viterbi pour le codage convolutif, décodage RS).

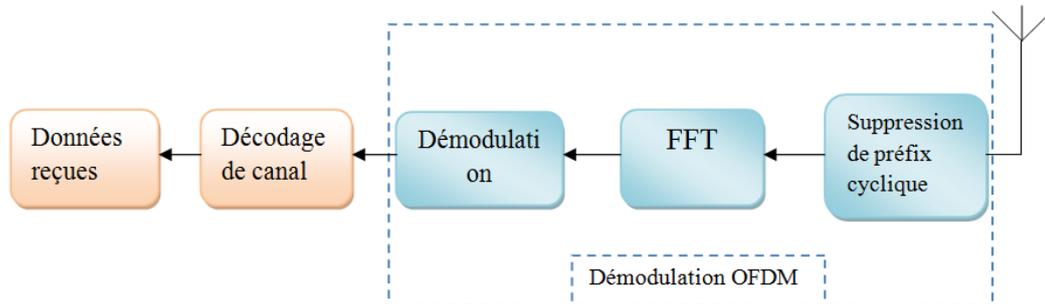


FIGURE 3.7 – La chaîne de réception.

### 3.5.1 Démodulation OFDM :

La démodulation permet d'estimer les données binaires envoyées préalablement à partir des symboles complexes reçus et affectés par le canal et le bruit. L'estimation se fait à l'aide du critère de la distance Euclidienne minimale. Cette méthode estime les symboles émis en calculant les distances Euclidiennes entre chaque symbole reçu et tous les points de la constellation. Le point de la constellation qui forme la plus petite distance Euclidienne avec le symbole reçu est retenue comme étant l'estimation du symbole émis. Ainsi dans cette étape on parviendra à La suppression de préfixe cyclique qui consiste à supprimer la copie de la fin du symbole qui était ajoutée à l'émission pour éliminer les interférences entre symboles.

### 3.5.2 FFT :

A la sortie du bloc de la suppression de préfixe cyclique, les données sont remises en parallèle puis passés dans le bloc FFT. Contrairement à l'IFFT, cette fonction permet de passer du domaine temporel au domaine fréquentiel.

### 3.5.3 Décodage :

La fonction de décodage permet de détecter et de corriger les erreurs qui se produisent lors d'une transmission des données. Elle comporte les fonctions de désentrelacement, de décodage correcteur d'erreurs.

#### Désentrelacement :

La fonction de désentrelacement permet de remettre les bits dans l'ordre qu'ils avaient juste avant la fonction d'entrelacement. Cette fonction comporte, également, deux permutations. Pour un bloc de bits reçus de taille  $N$  soit  $j$  l'indice d'un bit reçu avant la première permutation,  $m_j$  l'indice du même bit avant la seconde permutation et après la première permutation et  $k_j$  son indice après la seconde permutation .

#### Décodage de Viterbi :

Le décodage de Viterbi est la fonction duale au codage convolutif appliqué à l'émission. Il se base sur un diagramme de treillis et sur le principe du maximum de vraisemblance pour chercher le chemin optimal entre le symbole reçu à un instant  $t$  et l'état du codeur lui correspondant au même instant.

### Décodage de Reed-Solomon :

Le décodeur RS inverse l'effet du processus de codage effectué à l'émission. En effet, ce décodeur accepte un paquet de taille  $N$  en l'entrée pour en ressortir un autre de taille  $K$ . De même que le codeur RS,  $N = 255$  et  $K = 239$ .

## 3.6 Simulations et Résultats

Notre travail de simulation consiste à simuler la chaîne de transmission COFDM donnée par la figure 3.1. Notre objectif est l'évaluation des performances d'un système COFDM par rapport à un système OFDM classique. On s'intéresse plus particulièrement aux paramètres :

- types de modulation : QPSK, 16-QAM et 64-QAM ;
- Types de codage : codage convolutif et codage de Reed-Solomon ;
- Entrelacement et sans entrelacement ;
- types de canaux de communication : un canal AWGN et un canal multi-trajets.

Des programmes sous Matlab sont réalisés pour évaluer l'effet de chaque paramètre sur les performances de ce système COFDM. Ceci se concrétise par le calcul du taux d'erreur par bit (TEB)(c-à-d le rapport entre le nombre des bits erronés à la réception et le nombre totale des bits transmis) pour différentes valeurs du rapport signal sur bruit SNR. Les résultats obtenues par ces simulations sont analysés et interprétés.

Les paramètres du système OFDM utilisés dans notre simulation sont représentés dans Le tableau 3.1.

Paramétrés	Valeur
Nombre de sous-porteuses données	48
La taille de l'IFFT	64
Intervalle de garde	1/4
Type de modulation des porteuses	QPSK ,16-QAM ,64-QAM
Taux de codage	1/2
Nombre de sous-porteuses pilotes	4

TABLE 3.1 – Paramètres du système OFDM

Notre travail de simulation est organisé selon les configurations suivantes :

1. Modulation QPSK, codage convolutif, sans codage et canal AWGN.

2. Modulation QPSK, codage convolutif, canaux AWGN et multi-trajets .
3. Modulation QPSK, codage convolutif, entrelacement et sans entrelacement avec canal AWGN.
4. Modulation 16-QAM, codage convolutif, sans codage et canal AWGN.
5. Modulation 16-QAM, codage convolutif et entrelacement avec canaux AWGN et multi-trajets.
6. Modulation 64-QAM, codage convolutif, entrelacement et canal AWGN.
7. Modulation QPSK, codage convolutif et Reed-Solomon avec canal AWGN.

### 3.6.1 Configuration 1 : QPSK, codage convolutif et canal AWGN

Dans cette configuration, nous avons utilisé dans notre simulation une modulation QPSK, un codage convolutif et un canal gaussien AWGN (voir fig 3.8).

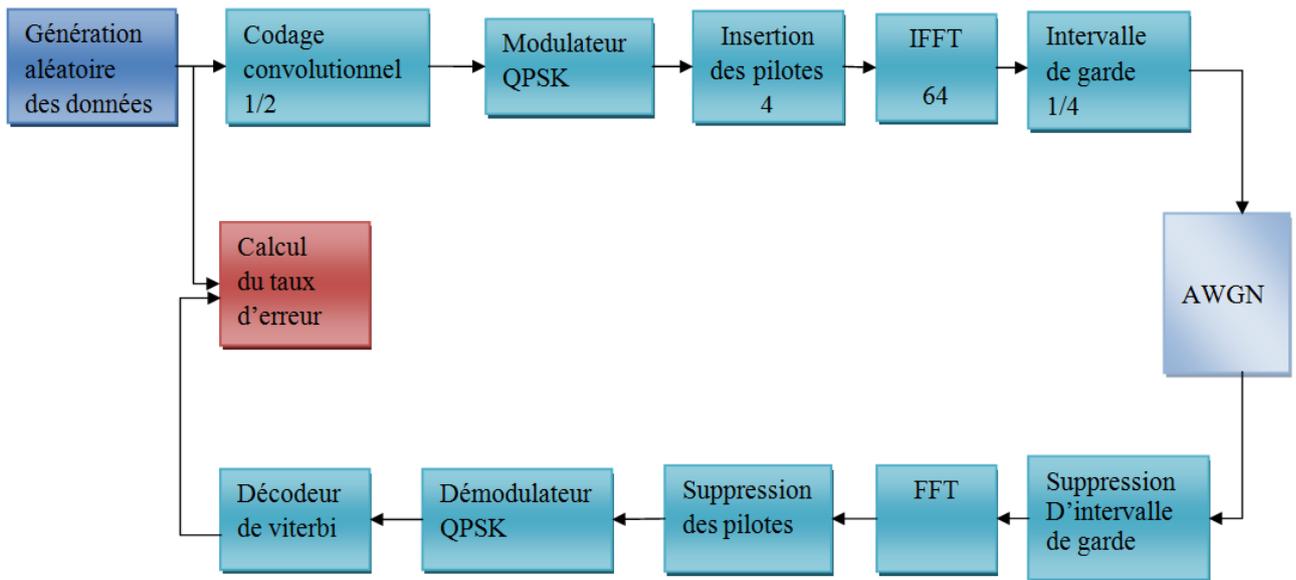


FIGURE 3.8 – Schéma bloc du système COFDM-QPSK.

Les paramètres utilisés sont présentés dans le tableau 3.2.

Paramètres	Valeur
Nombre de sous-porteuses données	48
La taille de l'IFFT	64
Intervalle de garde	1/4
Type de modulation des porteuses	QPSK
Taux de codage	1/2
Nombre de sous-porteuses pilotes	4

TABLE 3.2 – Paramètres du système OFDM-QPSK

Les résultats obtenus pour cette configuration sont illustrés sur la figure 3.9 représentant l'évolution du taux d'erreur binaire en fonction du rapport signal/bruit SNR.

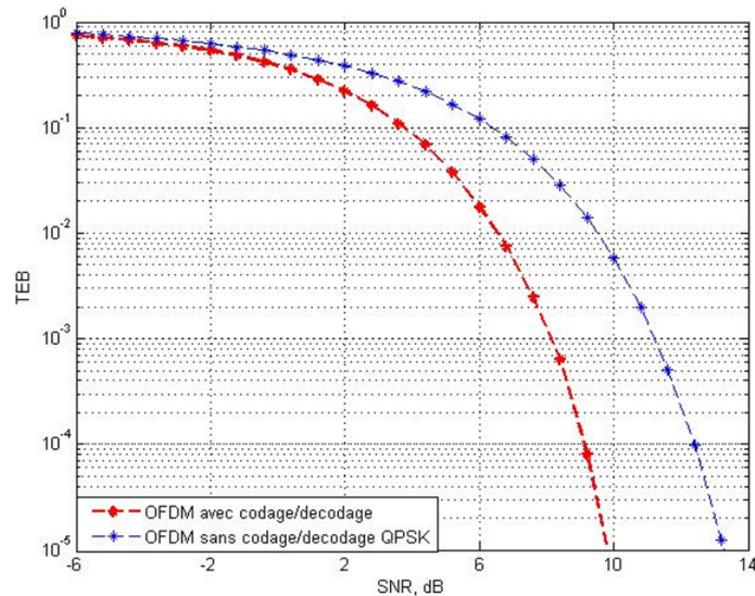


FIGURE 3.9 – TEB en fonction du SNR pour le système COFDM : QPSK, code convolutif 1/2 et canal AWGN.

On constate d'après cette figure 3.9 que le système, avec un codage convolutif, montre une meilleure résistance face aux perturbations engendrées par le canal. Pour les faibles rapports signal/bruit, le bruit blanc gaussien est la perturbation principale du signal OFDM. Par contre quand SNR devient plus grand, le taux d'erreur binaire chute considérablement quand le codage et le décodage sont introduits dans le système. Ceci montre que les performances d'un système COFDM utilisant un codage convolutif sont nettement meilleures qu'un OFDM sans codage.

### 3.6.2 Configuration 2 : QPSK et codage convolutif avec canaux AWGN et multi-trajets

Dans cette configuration, nous avons conservé les paramètres QPSK, le codage convolutif et les deux types de canaux AWGN et multi-trajets. Nous avons utilisé pour le canal multi-trajets le modèle de Rayleigh. Les résultats de la simulation sont donnés dans la figure 3.10.

La Figure 3.10 représente l'évolution du taux d'erreur binaire (TEB) en fonction du rapport signal/bruit (SNR).

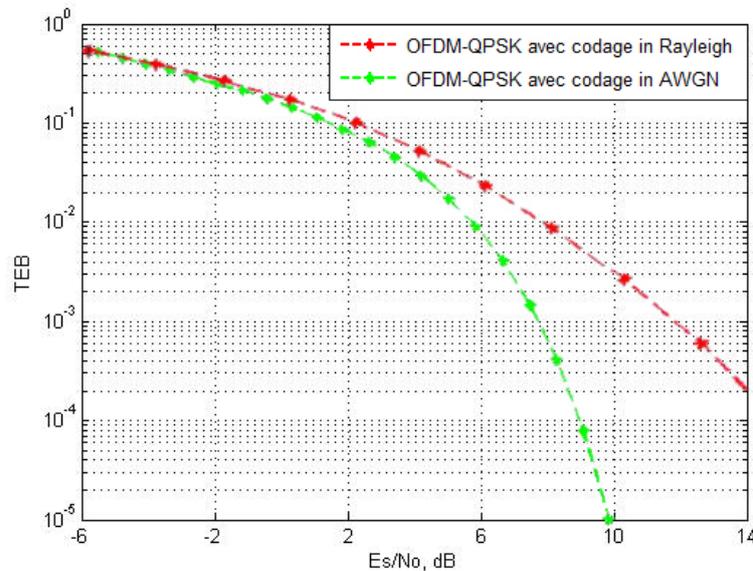


FIGURE 3.10 – TEB en fonction du SNR pour le système COFDM : QPSK, code convolutif 1/2 et les canaux AWGN et Rayleigh.

Nous remarquons de cette figure 3.10 que le TEB pour un canal AWGN est inférieur à celui pour un canal de Rayleigh, ce qui signifie que la probabilité d'erreur dans un canal de Rayleigh est plus grande que celle d'un canal AWGN.

Cela s'explique par le fait qu'un canal de Rayleigh caractérise le cas où il n'y a pas de visibilité entre l'émetteur et le récepteur. Ce canal est modélisé par des impulsions retardées avec des amplitudes aléatoires dont l'allure générale est une exponentielle décroissante. La dernière impulsion est retardée d'une durée  $\tau_{max}$  qui désigne la longueur du canal dans notre cas  $\tau_{max} = 8$ , donc le signal suit plusieurs trajets et à la réception en aura une interférence entre ces signaux ISI, donc la probabilité d'erreur augmente. Dans un canal AWGN, seulement un bruit blanc gaussien s'ajoute au signal informatif, il n'y a pas ISI.

En remarque également que pour les deux cas, plus le  $E_b/N_0$  augmente le TEB diminuer, c'est logique parce que l'énergie du signal utile augmente par rapport à celle du bruit.

### 3.6.3 Configuration 3 : QPSK, codage convolutif et entrelacement avec canal AWGN

Dans cette configuration, nous avons utilisé dans notre simulation une modulation QPSK, un codage convolutif, un Entrelaceur et un canal gaussien AWGN (voir fig 3.8).

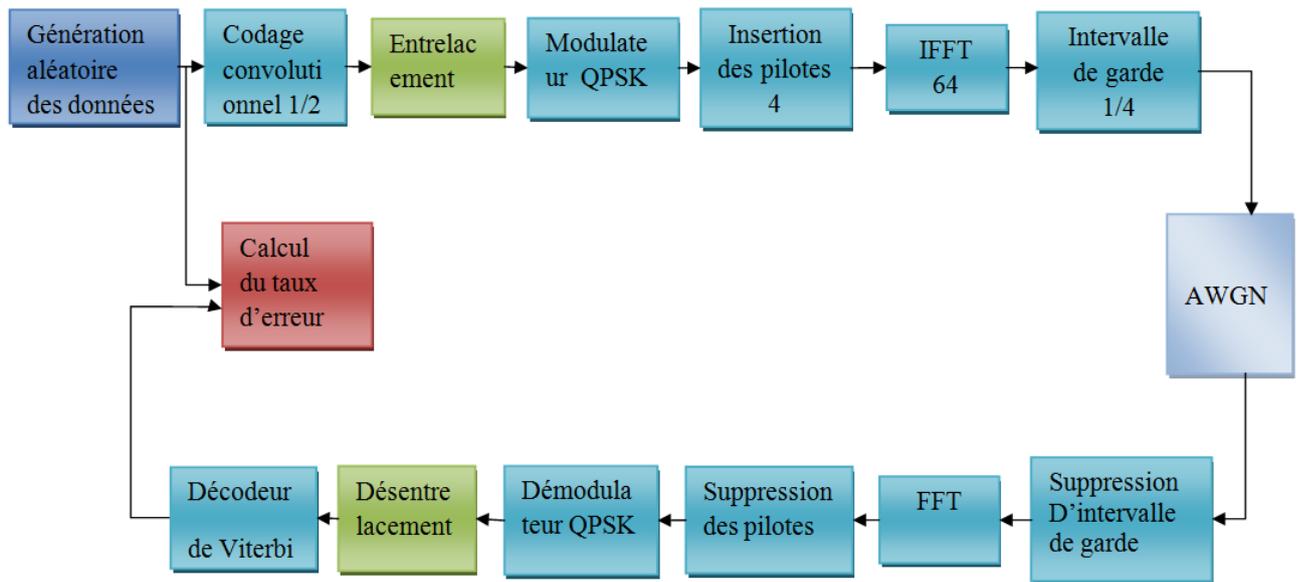


FIGURE 3.11 – Schéma bloc du système COFDM-QPSK avec Entrelaceur.

Les paramètres utilisés sont présentés dans le tableau 3.3.

Paramétrés	Valeur
Nombre de sous-porteuses données	48
La taille de l'IFFT	64
Intervalle de garde	1/4
Type de modulation des porteuses	QPSK
Taux de codage	1/2
Nombre de sous-porteuses pilotes	4

TABLE 3.3 – Paramètres du système OFDM-QPSK.

Cette simulations effectuées avec les techniques d'entrelacement et de désentrelacement permettant de répartir de façon aléatoire les erreurs afin de faciliter la correction des erreurs au décodage.

Les résultat obtenus pour cette configuration sont illustrés sur la figure 3.12 représentant l'évolution du taux d'erreur binaire en fonction du rapport signal/bruit SNR.

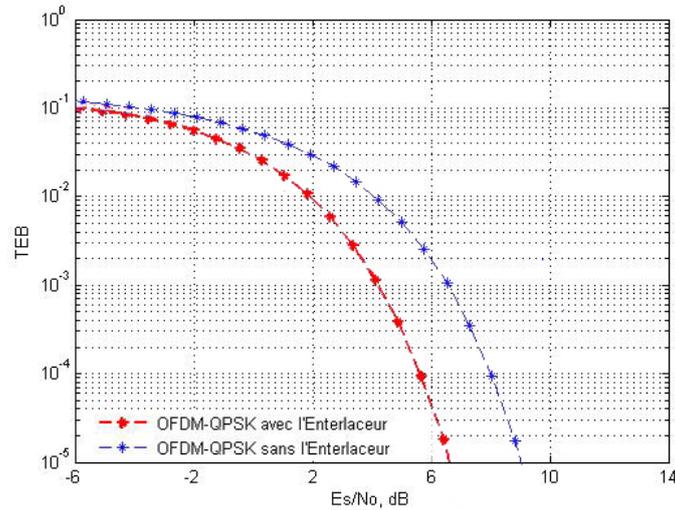


FIGURE 3.12 – TEB en fonction du SNR pour le système COFDM : QPSK, code convolutif 1/2, entrelaceur et canal AWGN.

Les courbes de la Figure 3.12 montrent clairement les meilleurs résultats obtenus. On observe effectivement un gain plus grand pour le système avec l'entrelaceur par rapport aux performances du système sans le processus d'entrelacement.

D'après la Figure 3.12 on remarque la performance de la transmission OFDM en présence du bruit s'améliore lorsqu'un entrelacement est utilisé, par rapport à celui sans entrelacement.

### 3.6.4 Configuration 4 : 16-QAM, codage convolutif et entrelacement avec canal AWGN

Une fois les résultats des simulations du système OFDM-QPSK ont été obtenus, on est passé à l'étape de modifications en termes de modulation et démodulation numériques. La modulation numérique utilisée dans ce système est le 16-QAM.

Dans cette configuration, nous avons utilisé dans notre simulation une modulation 16-QAM, un codage convolutif, un Entrelaceur et un canal gaussien AWGN (voir fig 3.13).

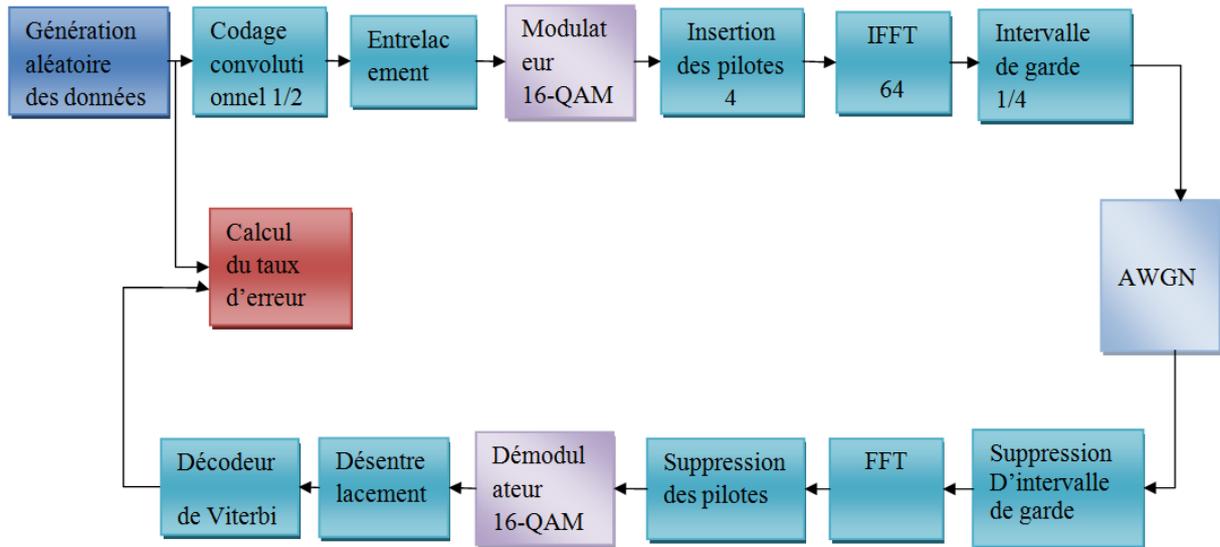


FIGURE 3.13 – Schéma bloc du système COFDM-16 QAM.

Les paramètres utilisés sont présentés dans le tableau 3.4.

Paraméter	Valeur
Nombre de sous-porteuses données	48
La taille de l'IFFT	64
Intervalle de garde	1/4
Type de modulation des porteuses	16-QAM
Taux de codage	1/2
Nombre de sous-porteuses pilotes	4

TABLE 3.4 – Paramètres du système OFDM-16 QAM

La Figure 3.14 représente l'évolution du taux d'erreur binaire en fonction du rapport signal/bruit.

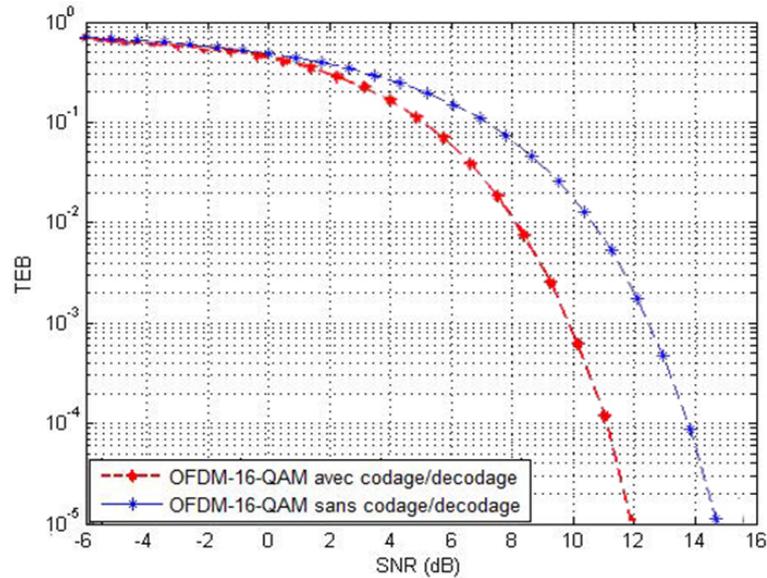


FIGURE 3.14 – TEB en fonction du SNR pour le système COFDM : 16-QAM, code convolutif 1/2, entrelaceur et canal AWGN.

Les résultats de simulations pour la structure COFDM-16 QAM ont démontré une détérioration des performances du système de 2,5 dB, pour un taux d'erreur de  $10^{-5}$ , par rapport à la structure COFDM-QPSK. On arrive alors au traditionnel compromis entre robustesse et capacité. En fait, on devrait utiliser un codage correcteur d'erreurs directes dans presque tous les systèmes de communications numériques pour pouvoir atteindre un TEB acceptable avec un rapport signal sur bruit raisonnablement faible.

### 3.6.5 Configuration 5 : 16-QAM, codage convolutif et entrelacement avec canaux AWGN et multi-trajets

Dans cette configuration, nous avons utilisé dans notre simulation une modulation 16-QAM, un codage convolutif et un entrelaceur avec canaux AWGN et multi-trajets.

La Figure 3.15 représente l'évolution du taux d'erreur binaire en fonction du rapport signal/bruit en utilisant un système OFDM-16 QAM codé sur les canaux AWGN et Rayleigh.

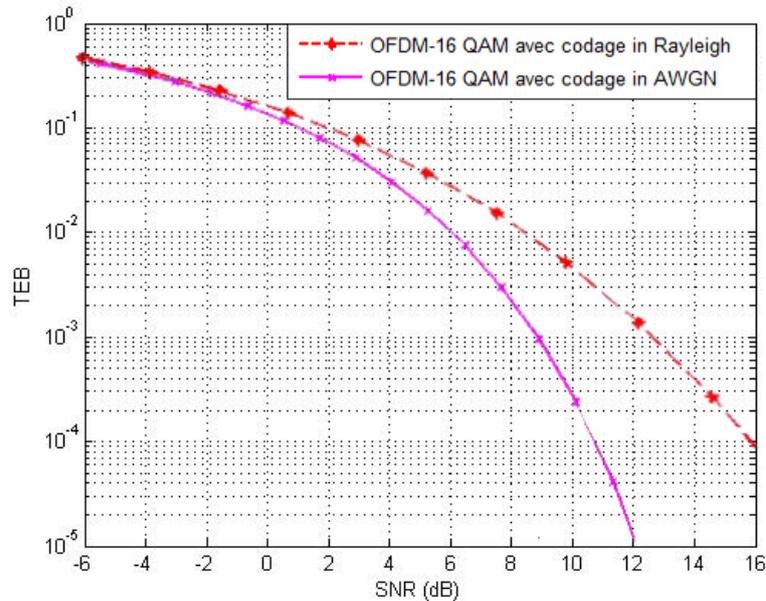


FIGURE 3.15 – TEB en fonction du SNR pour le système COFDM : 16-QAM, code convolutif 1/2 et entrelacement avec canaux AWGN et Rayleigh.

Nous remarquons de cette figure 3.15 que le TEB pour un canal AWGN est au-dessous de celui pour un canal de Rayleigh, ce qui signifie que la probabilité d'erreur dans un canal de Rayleigh est plus grande que celle d'un canal AWGN.

### 3.6.6 Configuration 6 : 64-QAM, codage convolutif, entrelacement avec canal AWGN

Dans cette configuration, nous avons utilisé dans notre simulation une modulation 64-QAM, un code convolutif, un entrelaceur et un canal gaussien AWGN (voir fig 3.16).

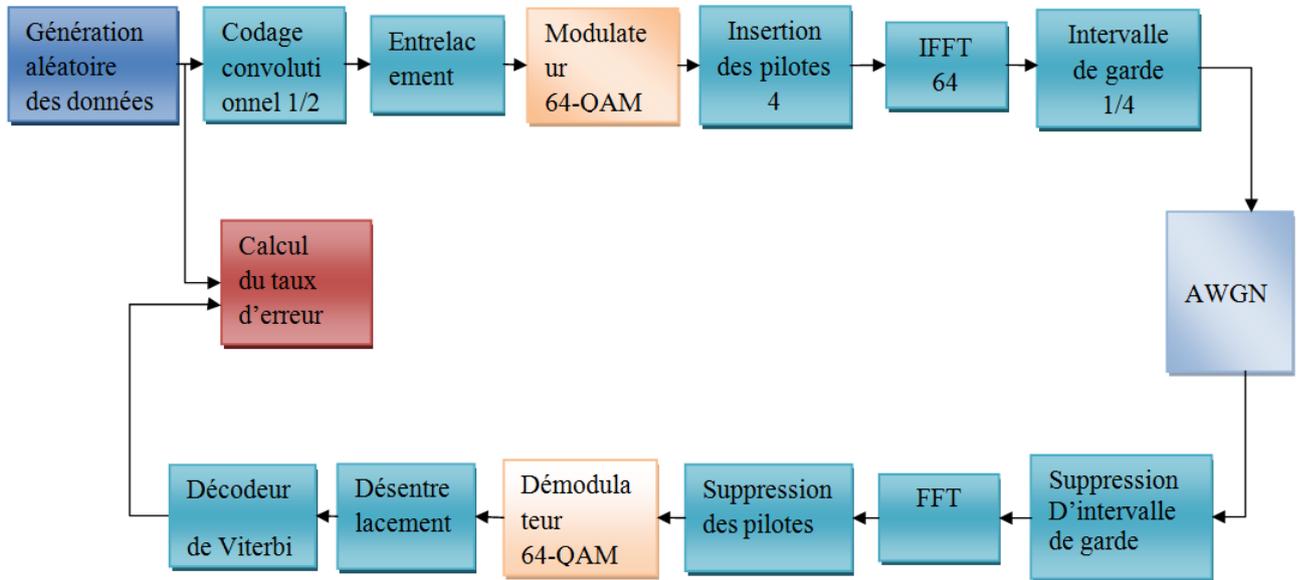


FIGURE 3.16 – Schéma bloc du système COFDM-16 QAM.

D'autres simulations effectuées avec une modulation numérique 64-QAM, ont démontré que lorsqu'on augmente le nombre de sous-porteuses, le taux binaire baisse sur chaque sous-porteuse et le système devient plus sensible à la modulation parasite aléatoire de fréquence. Notons qu'il existe un nombre optimal de sous-porteuses qui minimise la probabilité d'erreur dans le système OFDM. Finalement, des compromis doivent être acceptés, si l'on considère la compensation entre la complexité et la performance du système.

Les paramètres utilisés sont présentés dans le tableau 3.5.

Paramétrés	Valeur
Nombre de sous-porteuses données	48
La taille de l'IFFT	64
Intervalle de garde	1/4
Type de modulation des porteuses	64-QAM
Taux de codage	1/2
Nombre de sous-porteuses pilotes	4

TABLE 3.5 – Paramètres du système OFDM-64 QAM

Les résultat obtenus pour cette configuration sont illustrés dans les figures 3.17 et 3.18 représentant l'évolution du taux d'erreur binaire en fonction du rapport signal/bruit SNR.

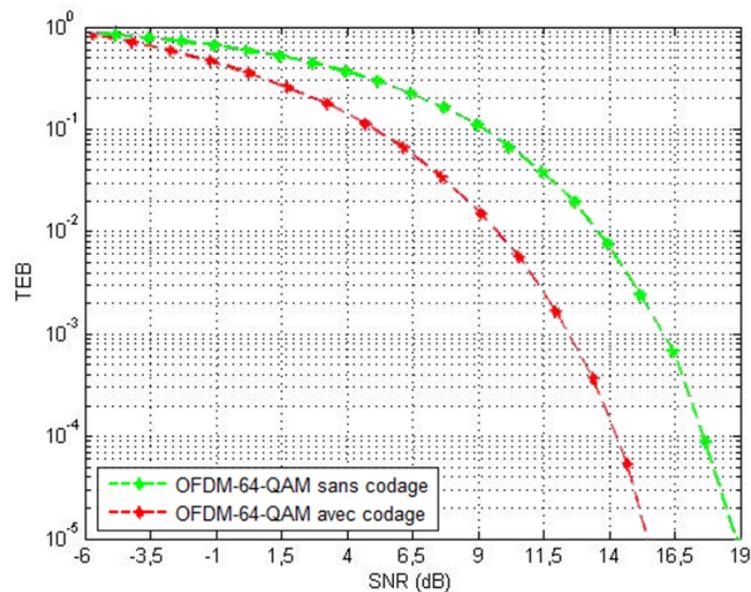


FIGURE 3.17 – TEB en fonction du SNR pour le système COFDM : 16-QAM, code convolutif 1/2 et entrelaceur avec canal AWGN.

La figure 3.17 montre que la performance d'une transmission OFDM, utilisant un codage convolutif, est meilleure par rapport à sans codage convolutif. Nous observons une dégradation de la performance.

La Figure 3.18 représente l'évolution du taux d'erreur binaire en fonction du rapport signal/bruit, pour les trois modulations utilisées dans la simulation (64-QAM, 16-QAM et QPSK) en utilisant un système avec un codage convolutif et entrelacement.

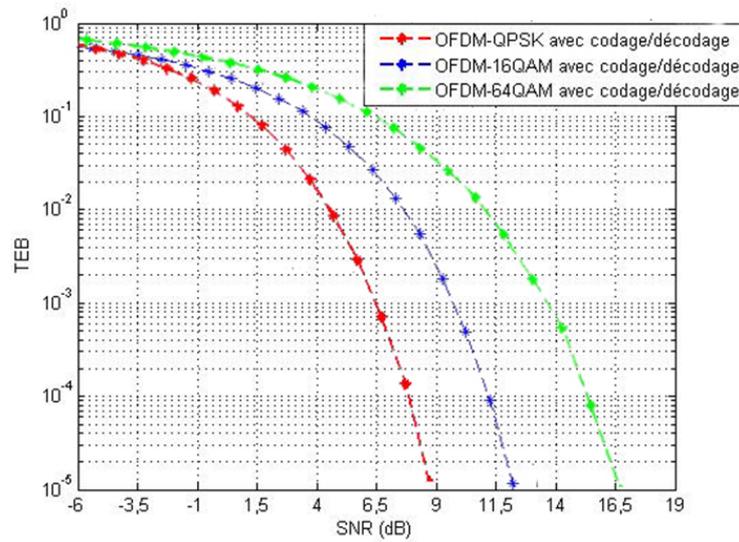


FIGURE 3.18 – TEB pour les modulations : QPSK, 16-QAM et 64-QAM avec codage convolutif et entrelacement.

On constate d'après la Figure 3.18 que les performances d'un système COFDM subissent des dégradations par rapport aux autres modulations QPSK (8 dB) et 16-QAM (4.5 dB). On peut interpréter cette dégradation par la taille importante de la constellation ce qui permet une diminution de la distance euclidienne minimale.

### 3.6.7 Configuration 7 : QPSK, codage Reed Solomon et convolutif avec canal AWGN

Dans cette configuration, nous avons utilisé dans notre simulation une modulation QPSK, un codage Reed solomon, un codage convolutif, un entrelaceur et un canal gaussien AWGN (voir fig 3.19).

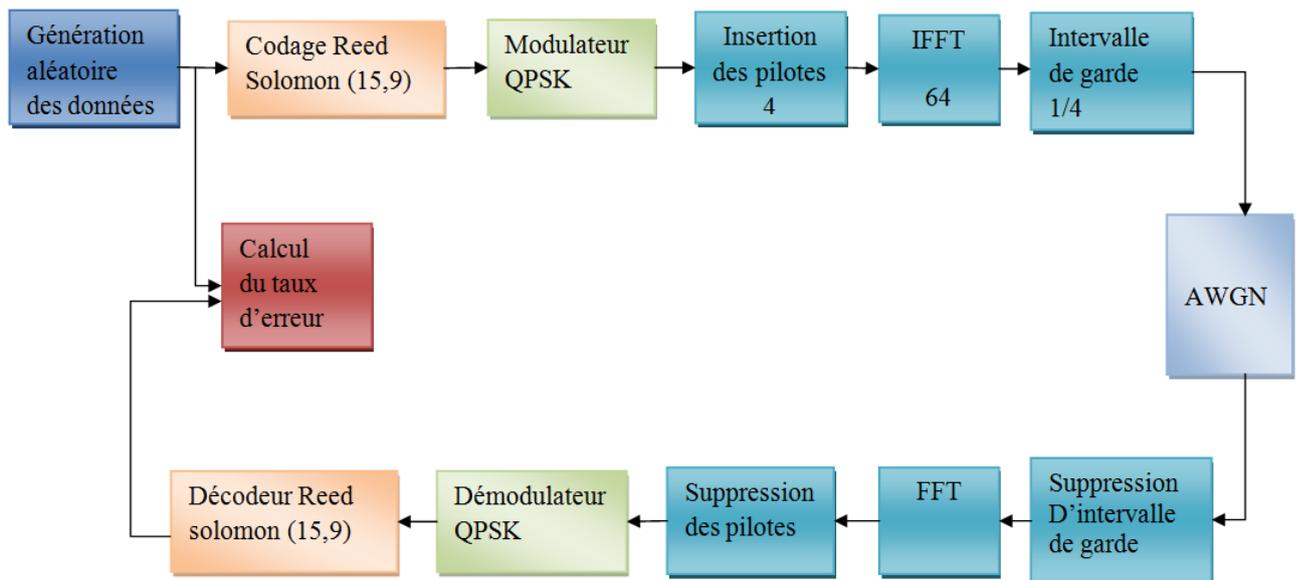


FIGURE 3.19 – Schéma bloc du système OFDM QPSK avec codage Reed solomon.

Le choix des techniques de codage ou de décodage constitue une étape essentielle dans l'optimisation de notre système. Différents codes possibles existent mais, dans cette configuration, on utilise un codage de Reed-Solomon car ces codes représentent le meilleur compromis efficacité-complexité. Ces codes permettent donc de corriger des erreurs et des effacements grâce aux symboles de contrôle ajoutés après le bloc d'information.

Les paramètres présentés dans le tableau 3.6 sont utilisés dans la simulation du système OFDM-QPSK avec un codage Reed-Solomon.

Paramétrés	Valeur
Nombre de sous-porteuses données	48
La taille de l'IFFT	64
Intervalle de garde	1/4
Type de modulation des porteuses	QPSK
Type de codage	RS(15,9) RS(15,11)
Nombre de sous-porteuses pilotes	4

TABLE 3.6 – Paramètres du système COFDM-QPSK avec codage Reed-Solomon

Les résultat obtenus pour cette configuration sont illustrés dans les figures 3.20 et 3.22 représentant l'évolution du taux d'erreur binaire en fonction du rapport signal/bruit SNR.

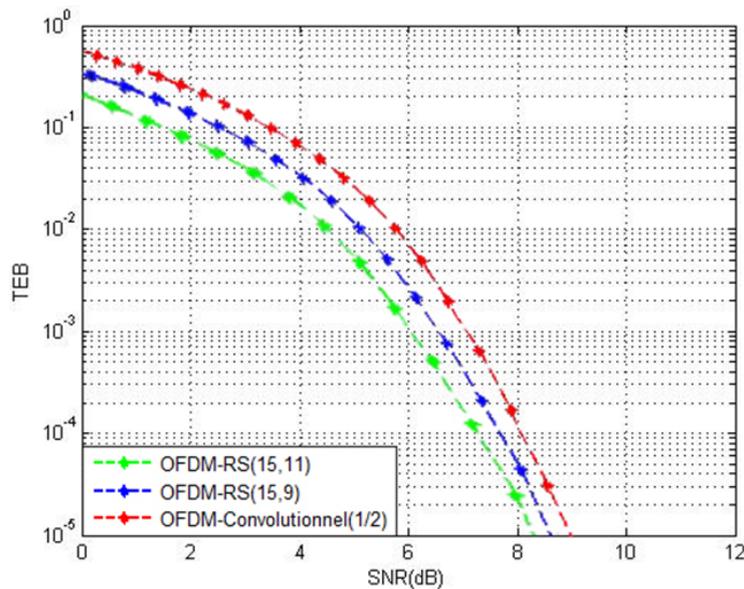


FIGURE 3.20 – Courbes du TEB du système OFDM-QPSK avec le codage Convolutif et le codage de RS (15,11), RS(15,9).

La Figure 3.20 représente les performances du système OFDM-QPSK avec les différents types de codage. En comparant ces résultats, on peut remarquer que le code de Reed-Solomon permet d'obtenir des performances légèrement supérieures par rapport au codage convolutif. En effet, pour un taux d'erreur de  $10^{-5}$ , on gagne 0,4 dB lorsqu'on utilise le code RS (15,11) et 0,2 dB lorsqu'on utilise le code RS (15,9).

Le système concaténé de deux codeurs convolutif et Reed-Solomon RS (15,11) suivis par un entrelaceur(voir la figure 3.21).

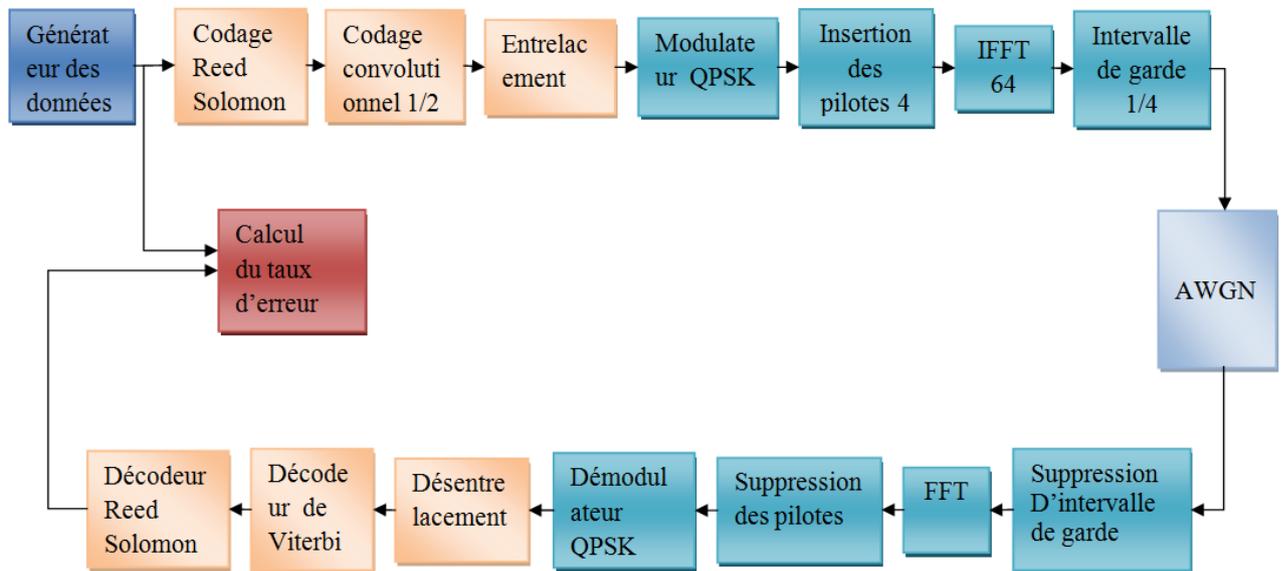


FIGURE 3.21 – Schéma bloc du système OFDM QPSK avec codage Reed solomon, codage convolutif et un entrelaceur.

La Figure 3.22 représente les performances du système OFDM-QPSK avec le codage convolutif de taux  $R=1/2$  et le codage concaténé de deux codes convolutif et RS (15,11).

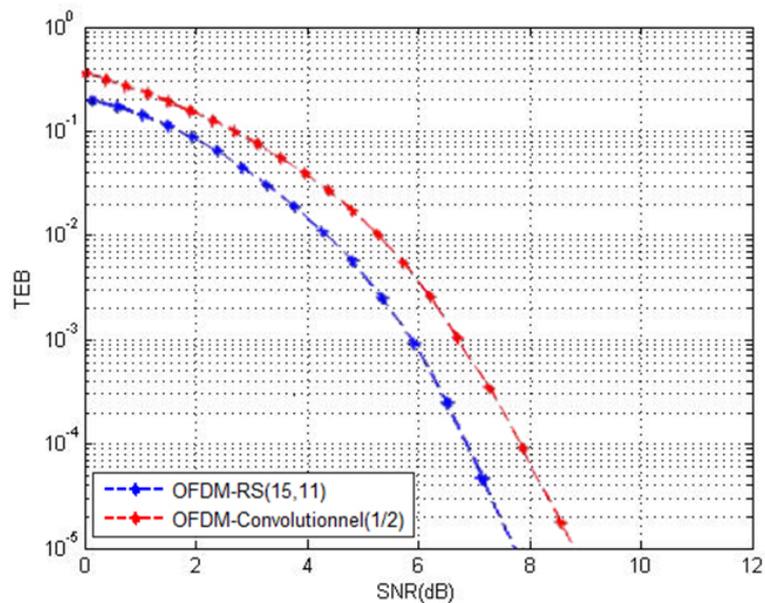


FIGURE 3.22 – Comparaison des performances du système OFDM-QPSK avec le codage convolutif de taux  $R=1/2$  et le codage concaténé de deux codes convolutif et RS (15,11).

d'après la Figure 3.22, l'utilisation de codage concaténé dans un système OFDM-QPSK apporte une amélioration sur le plan des performances (d'environ 0,75 dB) par rapport au codage convolutif 1/2. On constate ainsi qu'un système simple de codage constitué d'un codeur RS (15,11) a des performances semblables au système de codage concaténé. Il est évident que l'utilisation de la concaténation en série est justifiée, car les performances obtenues sont les meilleures par rapport au système utilisant un codeur convolutif de taux 1/2.

En examinant la Figure 3.22, on constate que l'utilisation des codes concaténés procure de meilleures performances que les codes convolutifs. Cette amélioration des performances varie entre 0,6 et 0,8 dB en fonction du rapport signal/bruit pour l'environnement à trajets multiples.

## 3.7 Conclusion

Pour la structure du système OFDM, nous avons comparé la performance d'une série de codes différents en appliquant la technique d'entrelacement. Les simulations ont été effectuées avec le même choix de paramètres du système. Seule le type de modulation, les canaux et le codage ont été modifiés.

Nous avons comparé les résultats de simulation avec les différents types de modulation, nous avons constaté qu'avec la modulation 64-QAM le système subit une dégradation considérable de performance par rapport à la structure OFDM-QPSK. Ainsi, la performance du système OFDM-QPSK est de 8 dB supérieure au système OFDM-64 QAM, et de 4,5 dB meilleure par rapport au système OFDM-16 QAM.

Nous avons ainsi constaté que les codes de RS (15,11) et de RS (15,9) offrent une bonne performance en présence du canal de AWGN. Pour un choix d'une liste de paramètres, nous avons constaté que le code RS (15,11) offre une meilleure performance que le code RS (15,9).

En examinant les améliorations des performances avec un système de codage concaténé par rapport au codage convolutif, on remarque que la concaténation en série de deux codes convolutif et RS (15,11) conduit à des meilleurs résultats et apporte une amélioration de performances du système par rapport au codage convolutif.

# Conclusion générale

Ce PFE a été consacré à l'optimisation d'une chaîne de transmission COFDM. Nous avons simulé notre système sous Matlab. Nous avons traité plusieurs configurations du système à savoir le type de modulation, le type de codage, l'entrelacement et le type de canaux de communications. Notre travail a permis de mettre en relief l'intérêt d'une modulation OFDM du point de vue du taux d'erreur binaire, ainsi que les paramètres de la chaîne de transmission comme le nombre de porteuses, le taux de codage, le choix de la modulation des sous-porteuses qui ont été ajustées en fonction des données à transmettre.

nous avons constaté qu'avec la modulation 64-QAM le système subit une dégradation considérable de performance par rapport à la structure OFDM-QPSK. Ainsi, la performance du système OFDM-QPSK est de 8 dB supérieure au système OFDM-64 QAM, et de 4,5 dB meilleure par rapport au système OFDM-16 QPSK.

La technique d'entrelacement dans un système COFDM donne une meilleure performance par rapport au système sans entrelacement. les performances peuvent être améliorées d'environ 1,5 dB en taux d'erreurs binaires.

Nous avons ainsi constaté que le système OFDM avec codage convolutif offre une meilleure performance qu'un système OFDM sans code convolutif. On constaté également que les codes Reed Solomon RS (15,11) de RS (15,9) offrent une bonne performance en présence du canal AWGN. Pour un choix d'une liste de paramètres, nous avons constaté que le code RS (15,11) offre une meilleure performance que le code RS (15,9).

la concaténation en série de deux codes convolutif et RS (15,11) conduit à des meilleurs résultats et apporte une amélioration importante des performances du système.

Par conséquent, pour les futures recherches, on peut suggérer d'approfondir davantage l'analyse de la concaténation sérielle de différents types de codage. Il faut noter que les

performances d'un système de codage concaténé semblent être influencées par la variation du rapport signal à bruit considéré dans les simulations. Il serait ainsi profitable, de proposer les combinaisons des différents codes concaténés en série conduisant à de meilleures performances du système OFDM dans l'environnement à trajets multiples.

# Bibliographie

- [01] S.Kaiser et K.Fazel,"*Multi-carrier and spread spectrum systems : From OFDM and MCCDMA to LTE and WiMAX*",deuxième edition, Wiley, G Bretagne, 2008.
- [02] R.V. Née et R. Prasad,"*OFDM for Wireless Multimedia Communications.*" Artech House Pubhshers, 2000.
- [03] S. B. Weinstein et P. M. Ebert,"*Data transmission by frequency-division multiplexing using the discrète Fourier transform.*",IEEE Transactions on Communication Technology, Vol. COM-19, No 5, pp. 628-634, Oct. 1971.
- [04] R.W. Chang, and R.A. Gibby,"*Theoretical Study of Performance of an Orthogonal Multiplexing Data Transmission Scheme.*",IEEE Transactions on Communications, 16, 4, pp. 529-540,1968.
- [05] M. TOUHAMI,"*Évaluation des Systèmes OFDM et Estimation du Décalage Fréquentiel de la Porteuse.*",PFE, ENP Alger.2001.
- [06] Peled, A. Ruiz, A,"*Frequency domain data transmission using reduced computational complexity algorithms.*",ICASSP'80, avril 1980, volume 5, pp 964-967.
- [07] Hiroasaki, B,"*An Analysis of Automatic Equalizers for Orthogonally Multiplexed QAM Systems.*",IEEE Transactions on Communications, janvier 1980, volume 28,issue 1,pp 73-83.
- [08] S.A.Fechteln, A.Blaickner,"*Efficient FFT and equalizer implémentation for OFDM receivers.*", IEEE Transactions on Consumer Electronics, vol. 45, no. 4,pp. 1104-1107, november 1999.
- [09] B. Muquet, M. de Courville, P. Duhamel, and G.B. Giarmakis,"*OFDM with Trading Zéros versus OFDM with Cyclic Prefix : Links, Comparisons and Application to the HiperLAN/2 System. In Proceedings of the Int. Conf. on Communications.*",volume 2, pages 1049-1053, New-Orleans, USA, June 2000.

- 
- [10] Kai-Uwe Schmidt, Markus Muck, Jens Schoenthier, and Marc de Courville, "*Time or Frequency Domain Pilots for Channel Tracking in Wireless OFDM Systems ? In International OFDM Workshop.*", Dresden, Germany, September 2004.
- [11] MiJiammad Imadur Rahman, Suvra Sekhar Das, Frank H.P.Fitzek, "*OFDM Based WLAN Systems.*", Technical Report R-04-1002 ; v1.2 ISBN87-90834-43-7ISSN0908-1224, Aalborg University 2004.
- [12] W.C. Lee, H.M. Park, J.S. Park, "*Viterbi Decoding Method Using Channel State Information in COFDM Systems.*", IEEE Transactions on Consumer Electronics, Vol. 45, Issue 3, pp. 533-537, August 1999.
- [13] Stephen B. WICKER, Vijay K. BHARGAVA, "*Reed-Solomon Codes and their application.*", IEEE Press, 1994.
- [14] Stefan Müller-W, "*OFDM for Wireless Communications : Nyquist Windowing, Peak-Power Réduction and Synchronization.*", Shaker Verlag, 2000.
- [15] V.K. Jones et G.C. Raleigh, "*Channel Estimation for Wireless OFDM Systems.*", in Proc. of IEEE GLOBECOM, 1998, pp. 980-985.
- [16] C.S . Yeh ; Y. Lin ; Y. Wu, "*C.S . Yeh ; Y. Lin ; Y. Wu : OFDM system channel estimation using time-domain training séquence for mobile réception of digital terrestrial broadcasting.*", IEEE Transactions on Broadcasting, Vol. 46 , Issue 3 , pp. 215-220, September 2000.
- [17] Dib ROGER, "*Conception et validation d'un simulateur de système OFDM pour les réseaux intérieurs sans fil.*", Mémoire de maîtrise électronique, Université de Québec, École de Technologie Supérieure, 2003.
- [18] 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 Farès de Médéa, 2010/2011.
- [19] Adil BELHOUI, "*Études théoriques et expérimentales de systèmes de transmissions MIMO-OFDM ; Mesures actives en environnements réels et maîtrisés dans un contexte WiMAX.*", Thèse de Doctorat, Université de Limoges, École Doctorale Science–Technologie–Santé, 2009.
- [20] ETSI EN 300 401, "*Radio Broadcasting Systems ; Digital Audio Broadcasting (DAB) to mobile, portable and fixed receivers.*", May 2001.

- [21] J.H. Scott, "*The How and Why of COFDM.*", BBC Research and Development : EBU Technical Review, Winter 1999.
- [22] Ulrich Reimers, "*Digital Video Broadcasting.*", IEEE Communications Magazine, June 1998, pp. 104-110.
- [23] ETSI ETS 300 744, "*Framing Structure, Channel Coding and Modulation for digital Terrestrial Télévision.*", March 1997.