

RÉPUBLIQUE ALGÉRIENNE DÉMOCRATIQUE ET POPULAIRE
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique
Ecole Nationale Polytechnique



المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
Ecole Nationale Polytechnique



Département d'électronique
Laboratoire De Communication et Conversion Photovoltaïque
Mémoire de projet de fin d'études
pour l'obtention du diplôme d'ingénieur d'état en électronique

Modélisation d'un système de communication multi-porteuses OFDM

Nassim Abdeldjalil CHAIB
Sidahmed BOUDOUMI

Sous la direction de
Dr .Zidane TERRA

Présenté et soutenu publiquement le 20/06/2016

Composition du Jury :

Président	M .Med.Salah AIT CHEIKH	Pr	ENP
Rapporteur/Promoteur	M .Zidane TERRA	MAA	ENP
Examineur	M .Rachid ZERGUI	MAA	ENP

ENP 2016

RÉPUBLIQUE ALGÉRIENNE DÉMOCRATIQUE ET POPULAIRE
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique
Ecole Nationale Polytechnique



المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
Ecole Nationale Polytechnique



Département d'électronique
Laboratoire De Communication et Conversion Photovoltaïque
Mémoire de projet de fin d'études
pour l'obtention du diplôme d'ingénieur d'état en électronique

Modélisation d'un système de communication multi-porteuses OFDM

Nassim Abdeldjalil CHAIB
Sidahmed BOUDOUMI

Sous la direction de
Dr .Zidane TERRA

Présenté et soutenu publiquement le 20/06/2016

Composition du Jury :

Président	M .Med.Salah AIT CHEIKH	Pr	ENP
Rapporteur/Promoteur	M .Zidane TERRA	MAA	ENP
Examineur	M .Rachid ZERGUI	MAA	ENP

ENP 2016

ملخص:

عرفت أنظمة الاتصال تقدما كبيرا، والحاجة لتدفق عالي مع الحفاظ على إرسال ذو جودة عالية لا تزال في تزايد مستمر. ولذلك تم إدخال تقنية التوزيع متعددة الحوامل جد فعالة في حماية القنوات متعددة المسالك . تعرف هذه التقنية بنظام توزيع متعدد الحوامل المتعامدة (OFDM).

وخصص هذا العمل إلى تصميم نموذج محاكاة لسلسلة الإرسال COFDM. أجريت محاكاة نظام COFDM مع أخذ بالاعتبار المعيار IEEE 802.11a والذي تم إجرائه تحت بيئة برنامج Simulink Matlab. بدأنا بتحقيق عدة تشكيلات مع الأخذ بالاعتبار نوع التشكيل الرقمي، نوع التشفير، و طبيعة قنوات الاتصال.

كلمات مفتاحية: نظام توزيع متعدد الحوامل المتعامدة (OFDM) ، القنوات متعددة المسالك ، نظام الترميز .

Abstract:

The telecommunications systems have achieved considerable development, and the need for high transmission rates with good quality continues to increase over the years.

Therefore, a very efficient technique of multi-carrier modulations providing strong protection for multipath channels was introduced. It is the OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing).

This work was dedicated to the modeling of a COFDM transmission chain. Simulations of the COFDM system complying with IEEE 802.11a standard were performed under Simulink Matlab environment. We proceeded to the realization of different configurations, ie, types of modulation, coding, and communication channels.

Key words: OFDM, Channels multipath, Coding.

Résumé :

Les systèmes de télécommunication ont atteint des développements considérables, et le besoin d'avoir des débits de transmission élevés avec une bonne qualité de transmission ne cesse de s'accroître au fil des années.

De ce fait, une technique de modulations multi-porteuses très efficace offrant une forte protection pour les canaux à trajets multiples a été introduite. C'est l'OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing).

Ce travail a été consacré à la modélisation d'une chaîne de transmission COFDM. Des simulations du système COFDM respectant la norme IEEE 802.11a ont été réalisées sous l'environnement Simulink Matlab. Nous avons procédé à la réalisation des différentes configurations, à savoir, types de modulation, de codage, et des canaux de communication.

Mots clés : OFDM, Canaux à trajets multiples, Codage

Dédicace

" Je dédie ce travail à toute ma famille. À mes chers parents pour tous leurs sacrifices consentis pour mon éducation et ma formation, sans eux je ne serais jamais arrivé à ce niveau. À mon frère et ma sœur pour leurs précieux soutiens et encouragements. À tous mes amis et camarades, à toutes les personnes qui m'ont enseigné tout au long de mon parcours. À tous ceux que je n'ai pas cités et que je n'oublierai jamais leurs soutiens et leurs aides. "

-Nassim Abdeldjalil CHAIB.

" À mes parents qui m'ont enseigné ce qu'est le plus important à enseigner, à savoir les valeurs de la vie surtout la patience, le respect et l'appréciation du travail et du savoir. À mes frères et sœurs pour leurs encouragements, et soutiens continus pendant toute ma formation. À mes amis et camarades, à toutes les personnes qui m'ont enseigné tout au long de mon parcours. "

-Sidahmed BOUDOUMI.

Remerciements

En préambule, nous voulons remercier **M. Z. TERRA** pour son soutien continu, sa disponibilité, son aide et ses précieux conseils.

Nous tenons à remercier chaleureusement monsieur **M. Med.S. AIT CHEIKH** pour nous avoir fait l'honneur de présider le jury de ce mémoire, ainsi que **M. R. ZERGUI** pour avoir accepté d'examiner notre travail.

Nous remercions toute personne qui, d'une manière ou d'une autre a contribué à l'élaboration de ce travail (Malik, khirou, djamel, Mohamed). Enfin, Nous tenons à remercier tous nos amis et camarades ainsi que tous les enseignants du département d'Électronique de l'ENP.

Table des matières

Table des figures

Liste des tableaux

Abréviations

Introduction générale	13
1 Principes de base de l'OFDM	14
1.1 Introduction	14
1.2 Historique de l'OFDM	15
1.3 Avantages et inconvénients de l'OFDM	15
1.4 Applications	16
1.4.1 Standards IEEE802.11a et HiperLAN 2	17
1.4.2 Radio numérique DAB (Digital Audio Broadcasting)	18
1.4.3 Système terrestre DVB-T (Digital Video Broadcasting Terrestrial)	19
1.5 Principes de bases de l'OFDM	20
1.5.1 La technique OFDM	20
1.5.2 Notion d'orthogonalité :	21
1.5.3 Émission et réception du signal OFDM :	22
1.5.4 Conversion série-parallèle :	23
1.5.5 Modulation des sous-porteuses :	23
1.5.6 Génération des sous-porteuses :	26
1.5.7 Intervalle de garde :	27
1.6 Canal radio mobile	28
1.6.1 Bruit dans un système OFDM :	29
1.6.2 Imperfections dans le canal radio mobile :	29
1.6.3 Modélisation du canal radio mobile :	33
1.6.4 Modèle de Rayleigh et de Rice :	34

1.6.5	Interférences Inter-symboles (ISI) et inter-canaux (ICI) :	35
1.7	conclusion	36
2	Codage de canal dans un système OFDM	37
2.1	Introduction :	37
2.2	Codage du canal	38
2.2.1	Le codage convolutif :	39
2.2.2	Code en bloc (RS)	43
2.2.3	Entrelacement	46
2.3	Conclusion	49
3	Modélisation, simulation et interprétation	50
3.1	Introduction	50
3.2	Chaîne de transmission COFDM	51
3.3	Chaîne d'émission :	51
3.3.1	Générateur de données :	52
3.3.2	Codeur de canal :	52
3.3.3	L'entrelacement :	54
3.3.4	La modulation :	54
3.3.5	Le modulateur OFDM :	55
3.4	Canal de communication :	56
3.5	Chaîne de réception :	56
3.5.1	Démodulateur OFDM :	57
3.5.2	Démodulation :	57
3.5.3	Décodage :	57
3.5.4	Désentrelacement :	58
3.5.5	Calcul de la probabilité d'erreur (Error Rate Calculation) :	58
3.6	Simulations et Résultats :	59
3.6.1	Configuration 1 : Système OFDM avec et Sans codage :	61
3.6.2	Configuration 2 : Système COFDM Avec et sans entrelacement :	63
3.6.3	Configuration 3 : COFDM avec variation du type de codage :	64
3.6.4	Configuration 4 : Système COFDM avec variation du type de modulation :	66
3.6.5	Configuration 5 : Système COFDM avec variation du type de canal :	69
3.7	Application avec un signal réel :	71
3.8	Comparaison des deux approches	75
3.9	Conclusion	77

Conclusion générale	78
Bibliographie	80
A Annexes	83
A.1	83
A.2	84

Table des figures

1.1	Comparaison entre les spectres des signaux FDM et OFDM formé par 10 canaux [7].	20
1.2	Spectre d'un signal OFDM formé par 5 sous porteuses. [7]	21
1.3	Schéma fonctionnel d'un émetteur-récepteur OFDM de base	22
1.4	Modulation multi-porteuses avec $N_c = 4$ sous-porteuses [1].	23
1.5	Constellation QPSK	24
1.6	Constellation 16-QAM	24
1.7	Codage de gray de la constellation 16-PSK	25
1.8	Système de génération des sous-porteuses analogique et numérique [17].	26
1.9	Schéma de notre modulateur OFDM.	27
1.10	Ajout de l'intervalle de garde au signal OFDM	27
1.11	Propagation par trajets multiples[1].	30
1.12	Principe de l'effet Doppler [1]	31
1.13	schéma récapitulatif des différents types d'évanouissement[1]	32
1.14	Réponse impulsionnelle et fonction de transfert du canal [1].	33
2.1	Diagramme bloc d'un système OFDM.	38
2.2	Code de convolutif [10].	39
2.3	exemple d'un codeur convolutionnel avec un taux de codage $R = 1/2$	40
2.4	Représentation en treillis du code convolutif.	41
2.5	Encodeur convolutif, $L = 7$, $k = 1$, $n = 2$	42
2.6	Taux d'erreur pour différent cas d'un décodage séquentiel et de Viterbi [27].	43
2.7	mot-code de Reed-Solomon.	44
2.8	schéma de codage[28].	46
2.9	Entrelacement par block de 48 bits.	47
2.10	Désentrelacement par bloc $8*6$	48
2.11	Récupération de l'information grâce à un codage OFDM avec entrelacement.	49

3.1	Schéma d'une chaîne de transmission COFDM.	51
3.2	Schéma de la chaîne d'émission.	52
3.3	générateur de Bernoulli.	52
3.4	codeur convolutif.	53
3.5	codeurs RS(15,9) et RS(15,11).	53
3.6	Schéma global d'un codeur RS.	53
3.7	Matrice d'entrelacement.	54
3.8	Constellations des différents types modulations	55
3.9	Schéma de notre modulateur OFDM.	56
3.10	Modèles de canaux utilisés	56
3.11	La chaîne de réception.	57
3.12	Démodulateur OFDM.	57
3.13	Décodeurs de Viterbi, RS(15,9) et RS(15,11).	58
3.14	Désentrelaceur.	58
3.15	Bloc calcul du taux d'erreur.	58
3.16	Schéma global de la simulation d'un système OFDM (codeur RS(15,9)).	59
3.17	Spectre d'un signal OFDM.	60
3.18	Schéma bloc du système COFDM-QPSK.	61
3.19	Configuration 1 : TEB en fonction du SNR d'un Système OFDM Avec et sans codage.	62
3.20	Configuration 2 : Schéma bloc du système COFDM-QPSK avec Entrelaceur.	63
3.21	Configuration 2 : TEB en fonction du SNR d'un Système COFDM Avec et sans entrelacement.	64
3.22	Configuration 3 : Schéma bloc du système COFDM QPSK avec les 3 types de codage	64
3.23	Configuration 3 : TEB en fonction du SNR d'un Système COFDM avec variation du type de codage.	65
3.24	Configuration 4 : Système COFDM avec les 3 types de modulation.	66
3.25	Configuration 4 : TEB en fonction du SNR d'un Système COFDM avec variation du type de modulation.	67
3.26	Constellation QPSK avant et après le canal de transmission.	68
3.27	Constellation 16-QAM avant et après le canal de transmission.	68
3.28	Constellation 64-QAM avant et après le canal de transmission.	69
3.29	Configuration 4 : Schéma bloc du système OFDM QPSK avec canal multi-trajet.	69

3.30 Configuration 5 : TEB en fonction du SNR d'un Système COFDM avec variation du type de canal.	70
3.31 image de test.	71
3.32 Le schéma bloc de système.	71
3.33 Image reçue avec différentes valeurs de SNR.	72
3.34 Image reçue avec différents types de modulation	73
3.35 Image reçue avec différentes valeurs de SNR.	74
3.36 Performances du système COFDM avec les deux approches	75

Liste des tableaux

1.1	Comparaison entre les caractéristiques de la normes IEEE802.11a et la norme HIPERLAN2 [10].	17
1.2	Couche physique de d'IEEE802.11a et de HIPERLAN2 [9].	17
1.3	Caractéristiques principales des différents modes de DAB [11].	18
1.4	Comparaison des paramètres de transmission pour les deux modes DVB (8K et 2K) [15].	19
1.5	SNR et Débit binaire requis pour le DVB-T avec les différentes combinaisons de codage et de modulation [15].	19
1.6	Le codage de Gray en binaire.	25
2.1	Gain de codage[25].	43
2.2	Positions des bits d'entrée et de sortie d'un entrelacement de 48 bits [10]	48
3.1	Tableau montrant le choix de la matrice d'entrelacement selon le type de modulation	54
3.2	Paramètres du système OFDM	60
3.3	Tableau de configurations.	61
3.4	Paramètre utilisé dans la configurations 1.	62
3.5	Paramètre utilisé dans la configurations 2.	63
3.6	Paramètre utilisé dans la configurations 3.	65
3.7	Paramètre utilisé dans la configurations 4.	67
3.8	Paramètre utilisé dans la configurations 5.	70
3.9	BER en fonction du SNR pour un système sans codage.	75
3.10	BER en fonction du SNR pour un système avec codage.	76

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

Les systèmes de télécommunications ont atteint actuellement des progrès considérables dans le cadre des produits de large échelle proposant ainsi des débits très élevés. De plus, le maintien d'une bonne qualité de communication en tenant compte de la mobilité du couple émetteur/récepteur devient de plus en plus important. Cette dernière dépend principalement du canal de propagation qui est dans la plupart des cas à trajets multiples et qui varie continuellement dans le temps [1]. Il devient donc sélectif en fréquence et d'autant plus pénalisant lorsque le débit de transmission est élevé. Ainsi toute transmission numérique est limitée par les contraintes physiques de son support. Pour palier à tous ces problèmes, une technique de modulation multi-porteuses a été introduite. C'est la technique de multiplexage par division de fréquences orthogonales OFDM. Elle permet de réduire la bande passante en améliorant l'efficacité spectrale. Elle résiste mieux au phénomène de multi-trajets dans les canaux de communications.

L'OFDM a été d'abord adaptée aux besoins de la radiodiffusion numérique terrestre (DAB, DVB-T). Elle a été, par la suite, utilisée dans plusieurs applications, dans le cadre de la transmission numérique à haut débit, et plus récemment pour la 4G LTE.

Notre travail se porte sur la Modélisation d'un système de communication multi-porteuses OFDM par l'utilisation de l'environnement Simulink Matlab. Il 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 second chapitre traite les types de codage de canal et d'entrelacement utilisés pour protéger l'information contre les imperfections du canal de transmission. Le dernier chapitre est consacré à la modélisation et la simulation du système COFDM. On termine notre travail avec une conclusion générale.

Chapitre 1

Principes de base de l'OFDM

1.1 Introduction

Les systèmes de télécommunication ont atteint des développements considérables, et le besoin d'avoir des débits de transmission élevés avec une bonne qualité de transmission ne cesse de s'accroître au fil des années. De ce fait, une nouvelle technique de modulation multi-porteuses très efficace a été introduite. C'est la technique de multiplexage par division de fréquences orthogonales OFDM.

Dans ce chapitre, nous présentons la technique de transmission multi-porteuses OFDM, ses principes de base et son principe de fonctionnement. Quelques notions de base de la transmission jugées nécessaires pour la compréhension de la suite de ce projet, sont introduites selon les besoins.

1.2 Historique de l'OFDM

L'histoire de l'OFDM a commencée en 1876 avec la naissance du multiplexage fréquentiel grâce au Brevet du multiplexage fréquentiel pour la télégraphie d'Alexander Graham Bell et au brevet sur le télégraphe acoustique de Thomas Edison. Le premier Multiplexage analogique de plusieurs porteuses sur un canal téléphonique fut réalisé par Georges Squier en 1910 alors qu'en 1918, la compagnie AT&T réussit le multiplexage de 5 porteuses sur un canal téléphonique [2].

Vers les Année 50, les premiers systèmes de modulation multi-porteuses sont apparus dans les systèmes militaires Haute Fréquence. Après les travaux de Chang sur l'OFDM (Bell Labs) en 1966 [3], l'OFDM a été développée en premier lieu par Weinstein et Ebert qui ont proposé l'utilisation de la transformée de Fourier rapide(FFT) et l'insertion d'intervalle de garde en 1971 [4], puis par Peled et Ruiz qui on introduit le concept de préfixe cyclique en 1980 [5].

En 1988, Allard et Lasalle du CCETT ont proposé d'associer codage et OFDM appelé COFDM et de ce fait le DAB, DVB-T a vu le jour. Puis fut l'apparition des autres standard tels que le Wi-Fi(IEEE 802.11a wireless LAN standard) en 1999, le WiMAX(IEEE 802.16 standard for wireless MAN) en 2004 alors qu'en 2007 et après la candidature de OFDMA pour le 3GPP Long Term Evolution (LTE) en 2005 , la première mise en œuvre complète de l'interface hertzienne LTE a été démontré, notamment OFDM-MIMO, SC-FDMA et multi-utilisateurs MIMO de liaison montante [2].

1.3 Avantages et inconvénients de l'OFDM

Comparée aux méthodes de modulation classique (à une seule porteuse), l'OFDM présente plusieurs avantages :

- une réalisation digitale simple et mise en œuvre efficace en utilisant la transformée de Fourier rapide (FFT) [6] ;
- la réduction de la complexité des récepteurs grâce à la possibilité d'éviter les ISI et ICI par insertion d'un intervalle de garde ;
- une procédure de conservation d'orthogonalité beaucoup plus simple comparée aux techniques de CDMA ou de TDMA ;
- un moindre coût pour les applications à grande vitesse de multimédia ;
- un codage et un entrelacement adaptés permettent de diminuer de façon importante le taux d'erreur [7].

Cependant, L'OFDM présente des inconvénients qu'il faut prendre en considération au cours de la conception et surtout au niveau de sa mise en œuvre matérielle. En voici les plus importants.

- L'OFDM est plus sensible au décalage de fréquence (désynchronisation) et au bruit de phase que la modulation à une seule porteuse.
- Le problème du rapport de la puissance maximale et de la puissance moyenne d'un signal OFDM (PAPR) peut causer la saturation de l'amplificateur d'émission et engendrer par la suite à une perte de l'orthogonalité et des pertes par rayonnement hors de la bande passante.

1.4 Applications

Actuellement, la technique OFDM est utilisée dans de nombreuses applications. En voici quelques-unes :

1. La transmission sur câble :

- HDSL (High-bit-rate Digital Subscriber Lines) allant jusqu'à 1.6 Mb/s.
- ADSL (Asymmetric Digital Subscriber Lines) allant jusqu'à 6 Mb/s.
- VDSL (Very-high-speed Digital Subscriber Lines) allant jusqu'à 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 avec des services intégrés ISDB-T (Integrated Services Digital Broadcasting).

3. Les réseaux de communication sans fil :

- Les réseaux WLAN (Wireless Local Area Network) : les standards IEEE802.11a, IEEE802.11g et HiperLAN2 assurant un débit allant jusqu'à 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 [7].

1.4.1 Standards IEEE802.11a et HiperLAN 2

La norme IEEE802.11a offre des débits allant jusqu'à 54Mbps sur une distance de plusieurs centaines de mètres. La norme IEEE802.11a fonctionne dans la gamme de fréquence 5,2 GHz. La norme HiperLAN2 (High Performance Radio LAN 2.0) est la norme européenne élaborée par l'ETSI (Européen Télécommunications Standards Institute) [8]. Elle utilise la bande de fréquences comprises entre 5,15 et 5,25 GHz, alors que la plupart des technologies de réseaux sans fil fonctionnent dans la bande de fréquences des 2.4 GHz [9].

Norme	IEEE802.11a	HiperLAN 2
Spectre	5,2 GHz	5,2 GHz
Type de modulation	OFDM	OFDM
Débit physique max	54 Mbps	54 Mbps
Temps utile (Tu)	8CSMA/CA	TDMA/TDD
Type de connexion	Non Oriente-connexion	Oriente-connexion

TABLE 1.1 – Comparaison entre les caractéristiques de la normes IEEE802.11a et la norme HIPERLAN2 [10].

La couche physique de deux normes utilise la méthode de multiplexage par modulation OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing), méthode notamment efficace dans les environnements multi-trajets, provoquant ainsi une augmentation néfaste des temps de propagation du signal [10].

Paramètres	Valeur
Nombre de sous-canaux de données	48
Nombre de symboles « pilotes »	4
Espacement entre les canaux	20MHz
Taille d'IFFT	64
Espacement entre les sous-porteuses (Fc)	312,5 kHz (20 MHz/64)
Largeur de bande nominale	16,25 MHz (312,5 KHz *52)
Durée de symbole utile (Tc)	3,2 (1/Fc)
Durée d'un intervalle de garde	0,8 μ sec
Type de modulation	BPSK,QPSK, 16-QAM,64-QAM
Taux de codage	1/2,2/3, 3/4

TABLE 1.2 – Couche physique de d'IEEE802.11a et de HIPERLAN2 [9].

1.4.2 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 [11]. 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 1.3.

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	$96km$	$24km$	$12km$	$48km$

TABLE 1.3 – Caractéristiques principales des différents modes de DAB [11].

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. [12].

Le système DAB est basé sur l'utilisation de trois étapes de transmission. La première étape consiste en une compression audio numérique. La deuxième étape consiste en un codage de canal (COFDM) [13]. La troisième étape est le multiplexage.

1.4.3 Système terrestre DVB-T (Digital Video Broadcasting Terrestrial)

Le système terrestre DVB a été normalisé en 1997 [14]. 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 à savoir, la QPSK, la 16-QAM et la 64-QAM. 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[15], le mode 2k et le mode 8k. La configuration du réseau est déterminée par le paramétrage choisi. Le Tableau 1.4 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 μ s	224 μ s

TABLE 1.4 – Comparaison des paramètres de transmission pour les deux modes DVB (8K et 2K) [15].

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 1.5 – SNR et Débit binaire requis pour le DVB-T avec les différentes combinaisons de codage et de modulation [15].

1.5 Principes de bases de l'OFDM

1.5.1 La technique OFDM

Le principe de l'OFDM repose sur le multiplexage par division de fréquence FDM (Frequency Division Multiplexing) auquel on ajoute la notion d'orthogonalité permettant ainsi une amélioration considérable de l'efficacité spectrale du système.

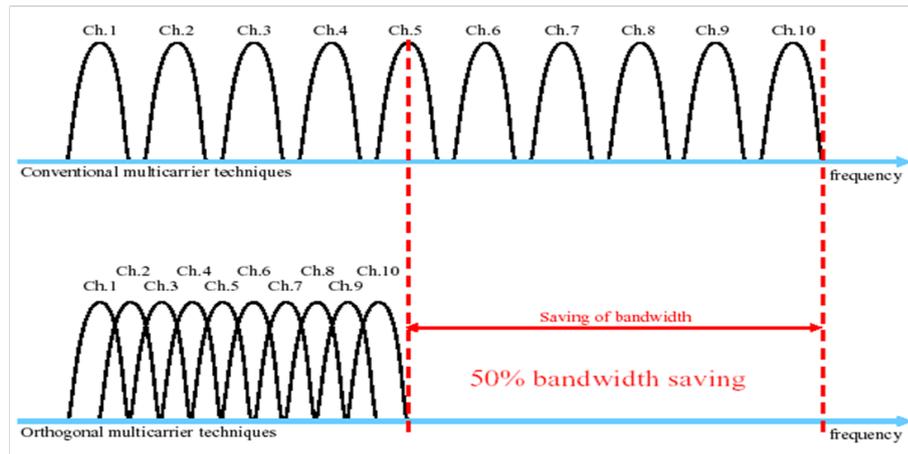


FIGURE 1.1 – Comparaison entre les spectres des signaux FDM et OFDM formé par 10 canaux [7].

Comme le montre la figure 1.1 Dans le cas classique de l'FDM, l'efficacité spectrale est limitée à cause de la bande de séparation obligatoire entre les canaux pour éliminer le phénomène d'interférence inter-canaux. Par contre, en introduisant la notion d'orthogonalité, les différentes sous porteuses synchronisées en temps et en fréquence peuvent se chevaucher dans le domaine fréquentiel sans avoir d'interférence entre porteuse ICI (Intercarrier Interference), ce qui implique une réduction de la bande de séparation et une amélioration de l'efficacité spectrale.

Le signal OFDM est détecté en utilisant la transformée de Fourier discrète DFT. La fréquence d'échantillonnage est choisie de telle sorte que les échantillons correspondent juste aux valeurs maximales des sous-porteuses. De ce fait, la région de chevauchement fréquentiel n'affecte pas le spectre vu par le récepteur, et par conséquent elle n'affecte pas la transmission OFDM comme le montre la figure 1.2 :

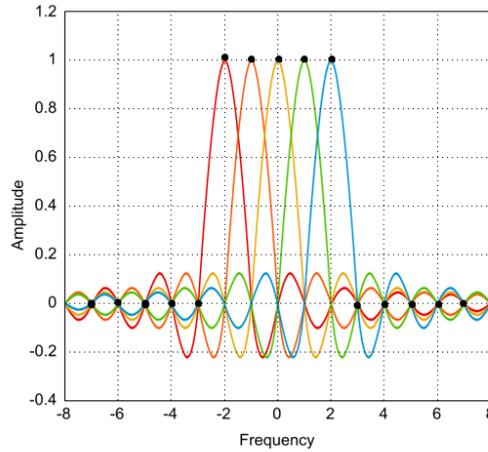


FIGURE 1.2 – Spectre d'un signal OFDM formé par 5 sous porteuses. [7]

1.5.2 Notion d'orthogonalité :

Un symbole OFDM $s(t)$ s'écrit sous la forme suivante :

$$s(t) = \sum_{K=0}^{N-1} c_k e^{2j\pi kt/T} \quad (1.1)$$

Où

c_k : sont les symboles de donnée.

N : le nombre de sous-porteuses.

T : la durée du bloc OFDM.

L'espacement entre les sous-porteuses est de $1/T$ Hz. Ce dernier est choisi de telle sorte à rendre les sous-porteuses orthogonales entre elles. On dit que deux fonctions sont orthogonales entre elle si elles vérifient la condition suivante :

$$s(t) = 1/T \int_0^T (e^{2j\pi k_1 t/T})' (e^{2j\pi k_2 t/T}) dt = 1/T \int_0^T e^{2j\pi(k_2 - k_1)t/T} dt = \begin{cases} 1 ; k_1 = k_2 \\ 0 ; k_1 \neq k_2 \end{cases} \quad (1.2)$$

Où

$(')$: Correspond à l'opérateur conjugué complexe.

T : est la durée du symbole.

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

$$S_k(t) = \begin{cases} \sin(2\pi k f_0 t) & 0 < t < T_{FFT} \quad k=1,2,\dots,M \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases} \quad (1.3)$$

Où

f_0 : est l'espacement entre les sous porteuses.

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

Le signal OFDM est réalisé donc à partir d'une somme de sinusoïdes, chaque sinusoïdes correspond à 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 entraine la vérification de la condition d'orthogonalité entre les sous-porteuses [7].

Pour répartir les données à transmettre sur les N sous-porteuses, on groupe les symboles c_k par paquets de N. Les c_k sont des nombres complexes définis à partir des éléments binaires par une constellation souvent de modulation QPSK (Quaternary Phase Shift Keying) ou QAM (Quadrature Amplitude Modulation) à 4, 16, 64 états.

1.5.3 Émission et réception du signal OFDM :

La génération des signaux OFDM se fait de manière numérique. Les données émises sont transmises sur un grand nombre de sous-porteuses modulées à bas débit [12]. La figure 1.3 représente le schéma fonctionnel d'un émetteur-récepteur OFDM :

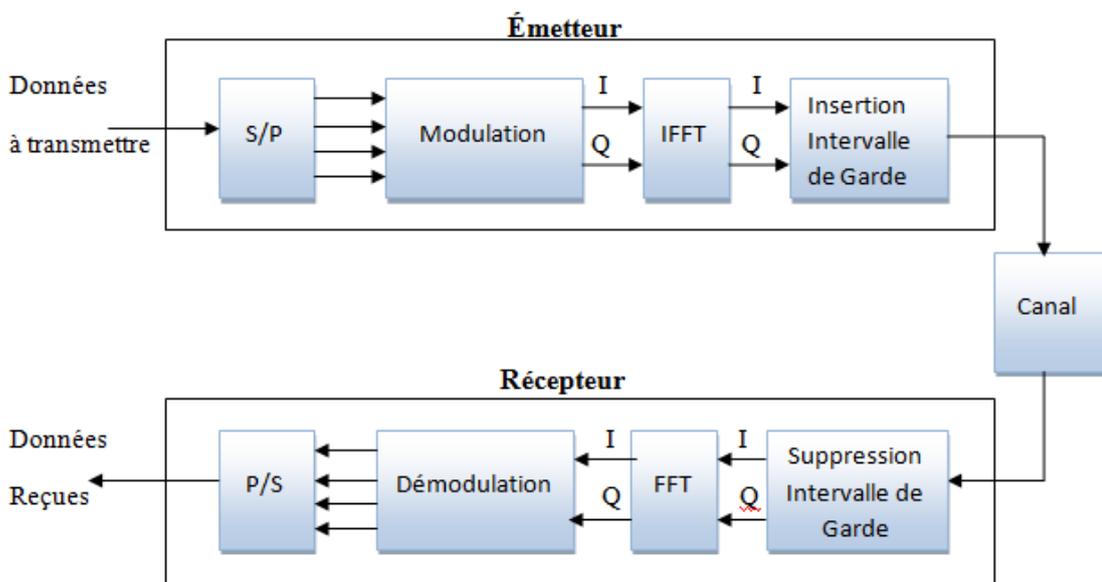


FIGURE 1.3 – Schéma fonctionnel d'un émetteur-récepteur OFDM de base

La trame du signal binaire est convertie une première fois en série/ parallèle puis modulé en symbole (amplitude et phase) qui sera transmis par chaque sous-porteuse. La sortie du modulateur est injectée au bloc modulateur OFDM qui est constitué d'un bloc qui réalise l'IFFT et l'insertion des pilotes puis d'un bloc qui ajoute un intervalle de garde au début de chaque trame. Après le passage de notre signal par le canal, le récepteur réalise l'opération inverse, il supprime l'intervalle de garde et les pilotes, démodule grâce à la FFT puis démodule une seconde fois pour avoir le signal binaire original.

1.5.4 Conversion série-parallèle :

La conversion série-parallèle est la première étape dans un système de transmission, elle consiste comme le montre la figure 1.4 en la conversion d'un flux de données à haut débit série sur plusieurs sous-flux à faibles taux parallèles. Chaque sous-flux est modulé par des sous-porteuses. Étant donné que le débit de symbole sur chaque sous-porteuse est nettement inférieur au débit initial, les effets des retards de propagation, à savoir l'ISI, diminue significativement.

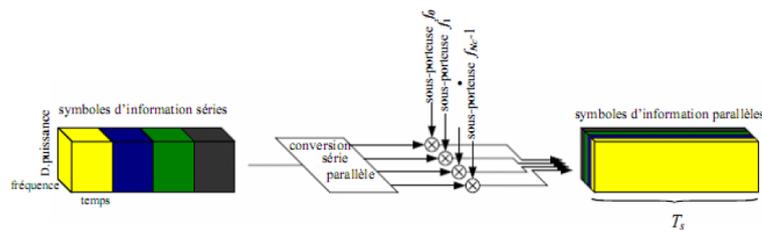


FIGURE 1.4 – Modulation multi-porteuses avec $N_c = 4$ sous-porteuses [1].

1.5.5 Modulation des sous-porteuses :

Dans un système OFDM, les bits d'informations pour chaque sous-porteuse sont modulés généralement par la modulation QPSK ou QAM. On peut augmenter le débit binaire en augmentant le nombre d'états dans une constellation, entraînant ainsi une diminution de distance entre les points de la constellation, ce qui accroît la sensibilité du système au bruit [16]. Les sous porteuses sont modulées grâce à des nombres complexes représentés par un vecteur IQ dans la constellation. Les deux parties réelle et imaginaire des symboles sont déphasées de 90° :

$$S(t) = I(t)\cos(\omega t) + Q(t)\sin(\omega t) \quad (1.4)$$

La Figure 1.5 représente une constellation à quatre états d'une modulation QPSK où chaque symbole de la constellation contient deux bits d'informations.

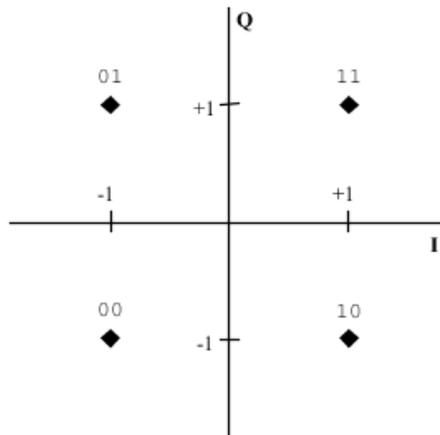


FIGURE 1.5 – Constellation QPSK

Un autre exemple de modulation des sous-porteuses est la modulation 16-QAM. Chaque combinaison de 4 bits correspond à un symbole dans la constellation, cela est représenté sur la figure 1.6 :

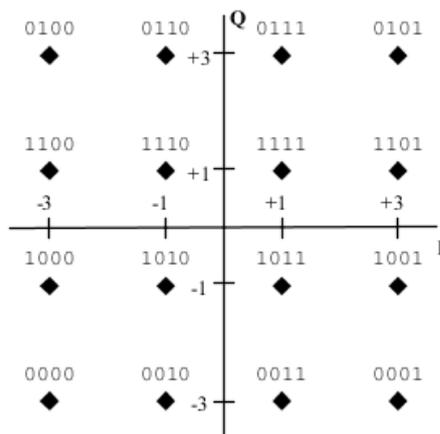


FIGURE 1.6 – Constellation 16-QAM

Dans les systèmes de modulation comme la QPSK, la 16-QAM ou la 64-QAM, les bits de chaque symbole peuvent être codés avec un codage de Gray. Le codage de Gray est une méthode de codage tels que les points voisins dans la constellation se différencient de seulement un bit. Cela a pour avantage de limiter les transitions (parasites) et de ce fait, minimiser le taux d'erreur binaire globale.

Un exemple de codage de gray pour la modulation 16-PSK est donné par le tableau 1.6 :

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

TABLE 1.6 – Le codage de Gray en binaire.

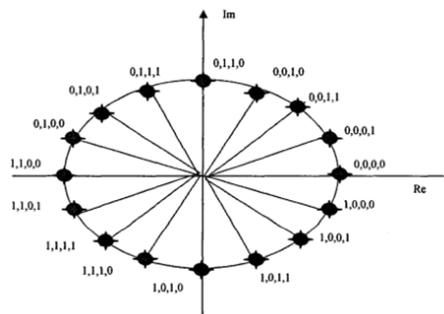


FIGURE 1.7 – Codage de gray de la constellation 16-PSK

1.5.6 Génération des sous-porteuses :

Les premiers émetteurs analogiques utilisant la technique OFDM été constitué d'une rangée de générateurs sinusoïdaux tel qu'il est illustré par la figure 1.8 .

L'augmentation du nombre de sous porteuses implique une augmentation du nombre de générateurs sinusoïdaux et de démodulateurs cohérents à la réception. Le modulateur devient de plus en plus complexe et très coûteux à réaliser [17].

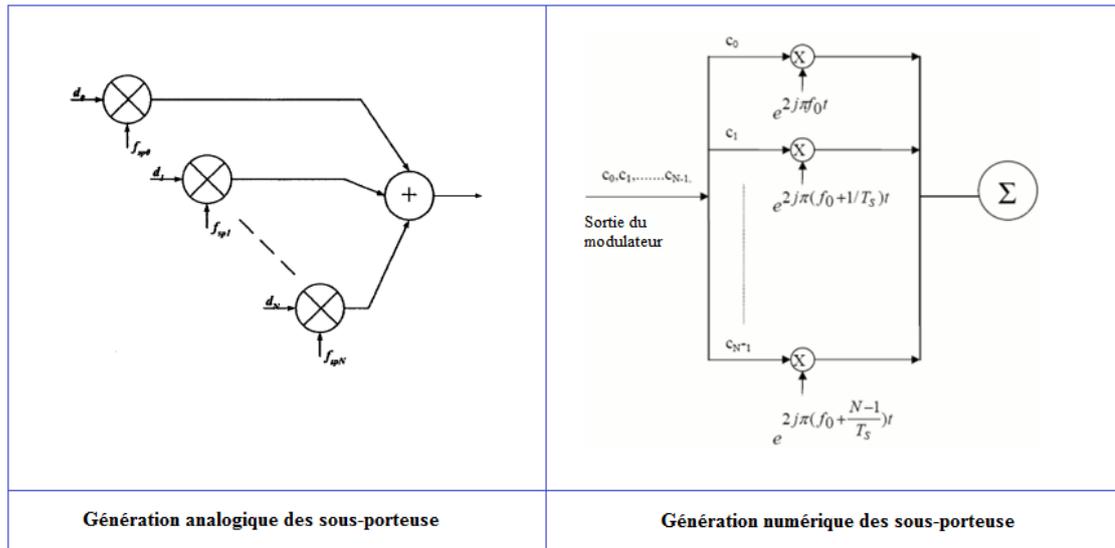


FIGURE 1.8 – Système de génération des sous-porteuses analogique et numérique [17].

Les techniques de traitement numérique des signaux nous permettent de concevoir un système de communication OFDM en utilisant la TFDI pour la génération des sous-porteuses et la TFD pour et la démodulation cohérente. Les symboles OFDM sont donc obtenus par une transformée de Fourier inverse discrète des $c(k)$. En choisissant le nombre de porteuses N tel que $N = 2^n$, le calcul de la transformée de Fourier inverse se simplifie et peut se calculer par une simple IFFT.

Après avoir modulé les symboles d'information, la sortie du modulateur est injectée au bloc modulateur OFDM. Comme le montre la figure 1.9, le modulateur est constitué d'un bloc de conversion série parallèle, puis d'un autre bloc qui ajoute 4 pilotes. On utilisera l'insertion des quatre porteuses pilotes pour résoudre les problèmes de décalage en fréquence et de synchronisation [18].

Le décalage en fréquence engendre de l'interférence qui détruit l'orthogonalité des sous-porteuses et les erreurs de synchronisation induisent un déphasage sur les symboles reçus. On complète les sous-porteuses non utilisées par des zéros de sorte à avoir un nombre égale a une

puissance de 2 à l'entrée d'IFFT. Après, on applique transformée de Fourier inverse IFFT pour générer les sous-porteuses. A la sortie de l'IFFT, on réalise une conversion parallèle / série.

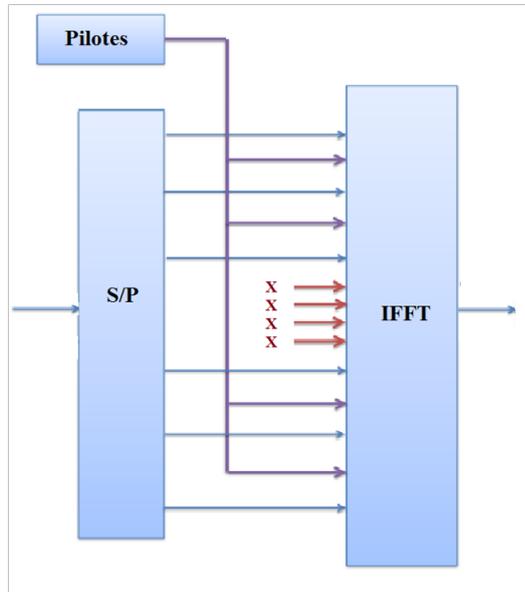


FIGURE 1.9 – Schéma de notre modulateur OFDM.

1.5.7 Intervalle de garde :

Une des raisons importantes pour laquelle 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 au retard maximal causé par les trajets multiples et qu'un symbole ne puisse pas interférer avec le prochain symbole [19], [20].

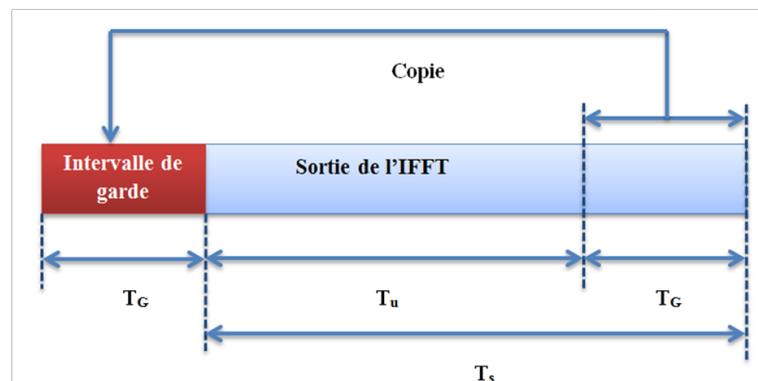


FIGURE 1.10 – Ajout de l'intervalle de garde au signal OFDM

La Figure 1.10 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 sont la copie exacte des derniers échantillons du symbole OFDM. L'avantage de cette technique est que chaque signal, issu d'un trajet multiple, possèdera toujours un nombre entier de sinusoides sur la durée d'une trame OFDM sans son préfixe. Si le préfixe inséré au début d'une trame OFDM est muet (sans aucune information), 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[12].

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 [21].

La durée du symbole OFDM transmis peut être représentée comme suit :

$$T_S = T_g + T_u \quad (1.5)$$

Où

T_g : Durée de l'intervalle de garde.

T_u : Durée du symbole OFDM après l'IFFT.

1.6 Canal radio mobile

La connaissance et la compréhension des caractéristiques du support de communication est indispensable pour aborder des travaux dans ce domaine. Les canaux radio mobiles sont considérés en particulier comme étant des canaux souffrant de nombreuses imperfections comme le multi-trajet, l'effet Doppler, l'atténuation par parcours (Path Loss) et l'effet de masque (Shadowing). Ces facteurs perturbateurs peuvent affecter les informations transmises. Le signal reçu sera donc la somme de répliques atténuées, réfléchies, réfractées et diffractées du signal transmis. Donc l'optimisation de notre système de communication en prenant en compte ces imperfections devient vraiment primordiale [1].

1.6.1 Bruit dans un système OFDM :

Le terme bruit est généralement utilisé pour dénommer des signaux non désirés qui perturbent ou corrompent la transmission et le traitement des signaux dans les systèmes de communications, et que l'on ne peut maîtriser ou contrôler comme on le souhaiterait.

On distingue trois types de bruit dans les systèmes de communications :

- Le bruit de fond qui existe même en l'absence de tout signal porteur d'information, il peut être causé par les phénomènes d'agitation thermique, par les perturbations atmosphériques, bruit propre aux composants actifs...etc.
- Le bruit du a l'auto-perte, il provoque une distorsion dans la voie de transmission, il est causé par le phénomène de non-linéarité, l'échantillonnage avec filtre imparfait...etc.
- La diaphonie(crosstalk) qui représente l'influence indésirable entre signaux utiles transmis sur des voies voisines dans l'espace, en fréquence ou dans le temps [22].

Le bruit diminue par conséquent le rapport signal sur bruit (SNR) à la réception et de ce fait, 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). Le signal OFDM possède une densité spectrale plate et une amplitude normalement distribuée à condition que le nombre des sous-porteuses soit important (plus de 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 [07].

1.6.2 Imperfections dans le canal radio mobile :

Dans le canal radio mobile, le signal transmis souffre de plusieurs effets, dont les plus importants sont les suivants :

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

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

Le phénomène d'évanouissement à petite échelle est un phénomène très local, c'est-à-dire qu'il se produit quand le mobile se déplace d'une faible distance (fast fading).

• Propagation multi trajets :

La Propagation multi-trajets apparait comme conséquence de réflexion, dispersions et diffractions par différents obstacles des ondes électromagnétiques émises. Cela a pour conséquence des retards à la réception, des changements de phases et des atténuations différentes[1].

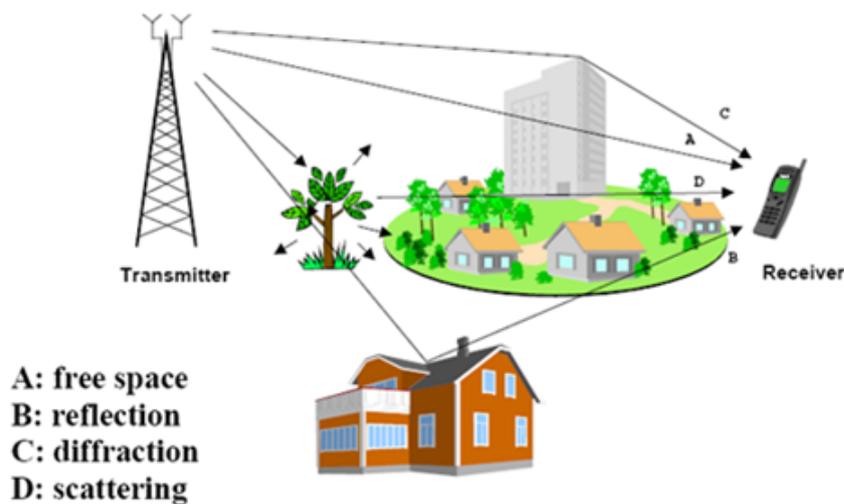


FIGURE 1.11 – Propagation par trajets multiples[1].

• L'effet doppler :

Quand la source et le récepteur se déplacent l'une par rapport à l'autre, la fréquence du signal reçue au récepteur n'est pas identique à celle de la source, la distance entre l'émetteur et le récepteur varie au cours du temps, on obtient donc un décalage fréquentiel [8]. L'effet Doppler représente ce décalage de fréquence. Cette différence entre la fréquence émise et reçue appelée fréquence Doppler peut s'écrire sous la forme :

$$f_d = \frac{v f_c \cos(\alpha)}{c} \tag{1.6}$$

Où

v : est la vitesse de déplacement du récepteur.

c : est la vitesse de propagation de l'onde électromagnétique dans le vide.

α : est l'angle entre v (vitesse de déplacement) et k (direction de propagation du champ).

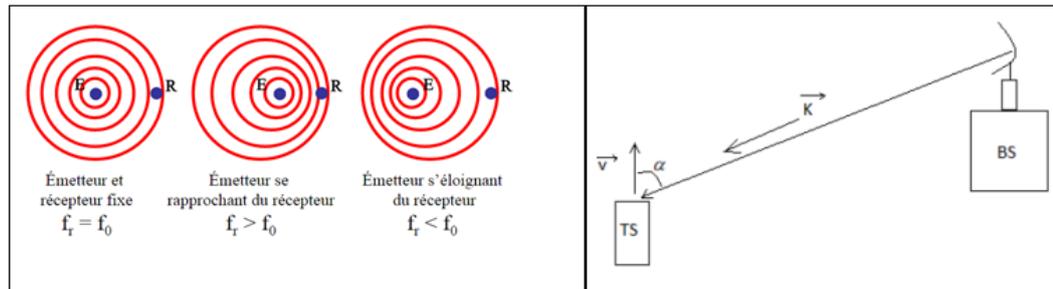


FIGURE 1.12 – Principe de l'effet Doppler [1]

On remarque d'après l'équation 1.6 et la figure 1.12 que la fréquence Doppler est proportionnelle à la vitesse du déplacement. De plus, si l'on se déplace dans la direction de l'arrivée de l'onde, le décalage Doppler est positif, donc la fréquence du signal reçu augmente, ce qui donne un étalement du spectre du signal reçu. Quand on s'éloigne de la direction de l'arrivée de l'onde, la fréquence Doppler est négative, donc la fréquence du signal reçu diminue.

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. La variation de la force du signal, due à la propagation multi-trajets variable dans le temps, est appelée évanouissement rapide (fast fading) [1].

Évanouissement à grande échelle (large-scale fading) :

Il y a deux types d'évanouissement à grande échelle :

- Pertes par parcours (pathloss).
- Effet de masquage (shadowing).

- **Pertes par parcours (pathloss) :**

Les pertes par parcours représente l'atténuation que subit la puissance moyenne du signal transmis 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 ou, en générale, il n'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 aléatoire plus local (sur quelques centaines de longueur d'onde), causé par l'obstruction des ondes qui se propagent, par de grands obstacles, tels que des collines, des édifices, des murs, des arbres ...etc, ce qui cause une atténuation, plus ou moins importante, de la force du signal. Sa variation due à l'effet de masque est appelée évanouissement lent (slow fading) et peut être décrite par une distribution log-normale [1].

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. Dans ce qui suit, on ne prendra en considération que l'évanouissement rapide. la figure 1.13 résume tous les types d'évanouissement :

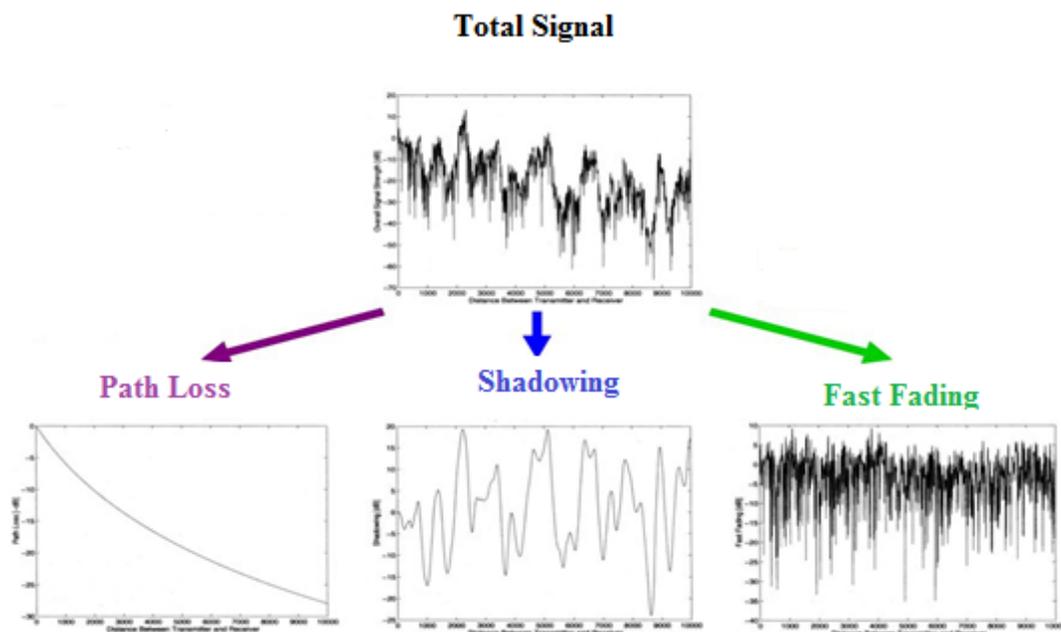


FIGURE 1.13 – schéma récapitulatif des différents types d'évanouissement[1]

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, $H(f, t)$. La réponse impulsionnelle du canal à un instant t représente la réponse à une impulsion appliquée à l'instant $(t-t_0)$. On assume que le canal radio mobile est un processus aléatoire stationnaire au sens large, c-à-d que le canal a une statistique d'évanouissement qui reste constante pour de petites périodes de temps ou de courtes distances spatiales [1].

Une impulsion envoyée dans le canal suivra N_p trajets différents, chaque impulsion subira une atténuation (a_p), un retard de propagation (τ_p) et un déphasage dû aux réflexions (ϕ_p) et à l'effet Doppler ($f_{D,p}$) d'où :

$$h(\tau, t) = \sum_{p=0}^{N_p-1} a_p \delta(\tau - \tau_p) e^{j(\pi f_{D,p} t + \phi_p)} \quad (1.7)$$

Où :

$$\delta(\tau - \tau_p) = \begin{cases} 1 & \text{si } \tau = \tau_p \\ 0 & \text{sinon} \end{cases} \quad (1.8)$$

La fonction de transfert est :

$$H(f, t) = TF[h(\tau, t)] = \int_{-\infty}^{+\infty} h(\tau, t) e^{j2\pi f \tau} d\tau \quad (1.9)$$

$$H(f, t) = \sum_{p=0}^{N_p-1} a_p e^{j(2\pi(f_{D,p} t + f \tau_p) + \phi_p)} \quad (1.10)$$

Les retards sont mesurés par rapport à la première impulsion détectée à la réception. Un exemple de la réponse impulsionnelle du canal avec la fonction de transfert correspondante sont illustré sur la figure 1.14.

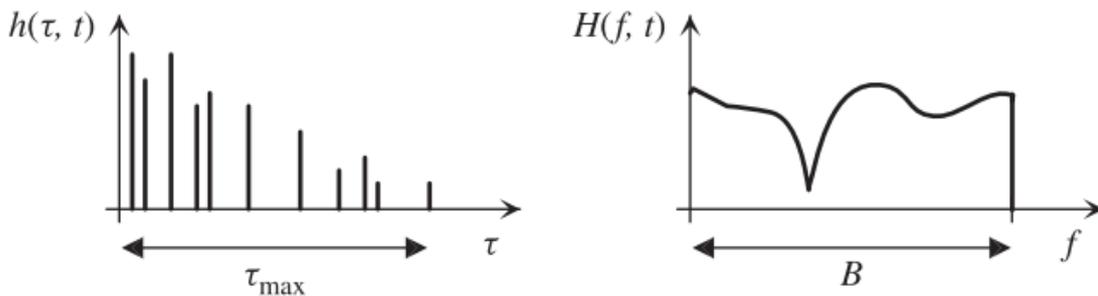


FIGURE 1.14 – Réponse impulsionnelle et fonction de transfert du canal [1].

1.6.4 Modèle de Rayleigh et de Rice :

Une onde radio transmise subit le processus de transformation décrit précédemment pour l'environnement d'intérieur. Elle atteint l'antenne de réception selon plus d'un trajet, ce qui génère les trajets multiples. Les variations dans un environnement, où il n'y a aucun trajet direct ou dominant entre le récepteur et émetteur se rapproche d'une distribution de Rayleigh.

Une fonction de distribution de Rayleigh décrit un processus où un grand nombre de rayons incidents s'ajoutent aléatoirement en ce qui concerne l'amplitude et le temps. Dans la distribution de Rayleigh, l'enveloppe complexe du signal reçu dans le cas de l'évanouissement à petite échelle a une fonction de la densité de probabilité dont la forme est la suivante [24] :

$$P(a) = \begin{cases} \frac{a}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{a^2}{2\sigma^2}\right) & 0 \leq a \leq \infty \\ 0 & a < 0 \end{cases} \quad (1.11)$$

Où α est la valeur efficace du délai d'étalement et σ^2 est la puissance moyenne du signal reçu avant la détection de l'enveloppe. La fonction de répartition $P(a)$ donne la probabilité que l'enveloppe du signal ne dépasse pas une valeur donnée R . dans ce cas $P(a)$ est donné par la forme suivante :

$$P(a) = P(a \leq R) = 1 - e^{-\left(\frac{R^2}{2\sigma^2}\right)} \quad (1.12)$$

Pour les récepteurs qui ont un trajet direct à partir de l'émetteur, la distribution suit la loi de Rice. Une distribution de Rice est semblable à une fonction de densité de probabilité de Rayleigh sauf qu'une fonction de densité de probabilité de Rice contient une composante dominante élevée. Habituellement la composante dominante est la ligne de vue directe. Dans la distribution de Rice, Le signal reçu a une densité de probabilité de la forme suivante :

$$P(a) = \begin{cases} \frac{a}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{(a^2+A^2)}{2\sigma^2}\right) I_0\left(\frac{Aa}{\sigma^2}\right) & a \geq 0, A \geq 0 \\ 0 & a < 0 \end{cases} \quad (1.13)$$

Où A est l'amplitude du signal dominant et $I_0()$ est la fonction de Bessel modifiée d'ordre $\left(\frac{Aa}{\sigma^2}\right)$ et de première espèce. La distribution de Rice devient une distribution de Rayleigh lorsque le trajet dominant s'évanouit très loin du récepteur. Ceci est caractérisé par un paramètre d'évanouissement k qui est égal au rapport de la puissance du signal dominant à la puissance moyenne du signal reçu.

$$k = \frac{Aa}{\sigma^2} \quad (1.14)$$

1.6.5 Interférences Inter-symboles (ISI) et inter-canaux (ICI) :

Les dispersions dues aux retards peuvent causer des interférences inter-symboles (ISI). 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 que 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. L'ISI résiduel peut être éliminé en introduisant des intervalles de gardes. Dans ce cas, le taux d'ISI devient :

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

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 apparaît, l'ICI dégrade les performances du système de façon significative. Pour éviter, les dégradations de performance dues à l'ICI ou l'utilisation de récepteurs complexes avec des égaliseurs d'ICI, l'espacement entre porteuses doit être choisi tel que :

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

Néanmoins, si une architecture d'un système à multi-porteuses 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 utilisée dans le domaine fréquentiel. Ainsi, chaque branche du récepteur Rake, dans le domaine fréquentiel, corrige une fréquence Doppler [1].

1.7 conclusion

Dans ce chapitre, nous avons introduit la technique OFDM de par son historique et ses multiples applications dans les domaines des communications, puis nous avons réalisé une étude détaillée sur le principe de fonctionnement d'un système OFDM expliquant ainsi les notions de modulation multi-porteuses, d'orthogonalité, d'IFFT et d'intervalle de garde .

Enfin nous avons présenté et modélisé le canal radio mobile, ainsi que les différentes imperfections engendrées dans ce canal. Ces imperfections engendrent à leur tour des erreurs à la réception que seule une introduction d'un codage de canal et d'un entrelacement peut les limiter, voire les corriger. Ces derniers vont être étudiés dans le chapitre suivant.

Chapitre 2

Codage de canal dans un système OFDM

2.1 Introduction :

Avec les développements technologiques en général et des télécommunications en particulier, le quotidien de chaque individu devient de plus en plus dépendant. De ce fait, le besoin d'un haut débit de transmission tout en gardant la meilleure qualité possible devient primordial.

Donc pour que les systèmes soient les plus efficaces possible, un codage de canal correcteur d'erreur a été introduit afin de corriger les éventuelles erreurs de transmission qui sont dues aux perturbations intervenant dans le canal et cela en ajoutant à l'information utile des bits redondants appelés bits de contrôle.

Dans ce chapitre, nous allons présenter les différentes techniques de codage du canal, leurs principes de fonctionnement et ainsi que les différents compromis entre l'efficacité et la complexité du codage.

2.2 Codage du canal

Les imperfections de tout système de communication jumelées aux imperfections des canaux de communication utilisés 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 et de ce fait pour améliorer les performances du système. Une augmentation de la puissance du signal transmis ou du signal sur bruit (SNR) 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 [17], [25].

Le but du codage de canal est de protéger le message contre les perturbations du canal, et cela, en introduisant une redondance à l'information utile dans le message à transmettre. La redondance et l'information utile sont liées par des algorithmes bien spécifiques. A la réception, le décodeur de canal exploite la redondance produite par le codeur dans le but de détecter, puis de corriger si c'est possible les erreurs introduites lors de la transmission. Le codage convolutif et le codage par bloc sont le plus souvent utilisés pour la correction d'erreurs. Ce point sera détaillé encore plus dans les sections suivantes.

La figure 2.1 illustre le diagramme bloc du système OFDM. On y retrouve des modules qui sont utilisés pour la réalisation de différents systèmes de communication numérique. 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.

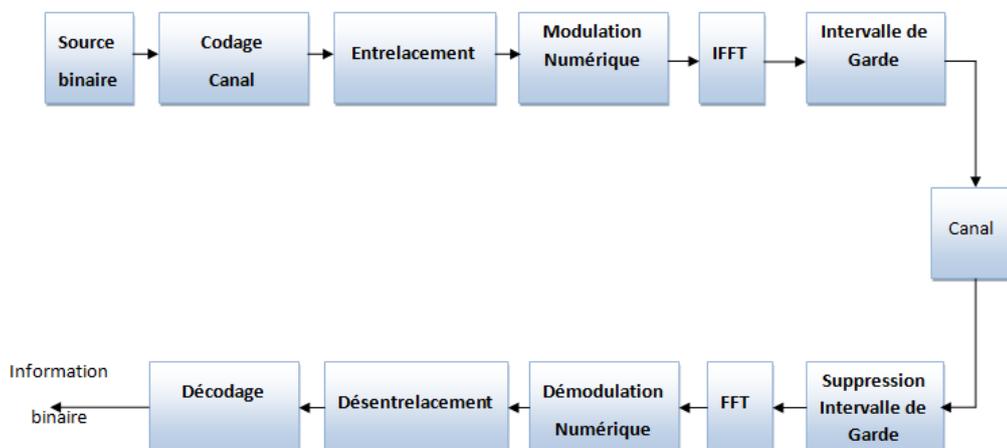


FIGURE 2.1 – Diagramme bloc d'un système OFDM.

2.2.1 Le codage convolutif :

Les codes convolutifs, introduits en 1955 par Elias [25], forment une classe extrêmement souple et efficace de codes correcteurs d'erreurs. Ce sont les codes les plus utilisés dans les systèmes de télécommunications fixes et mobiles surtout dans les systèmes cellulaires adoptant les standards GSM, IEEE 802.11a et ainsi que l'HIPERLAN/2 [26].

Le codage convolutif est une technique de codage, utilisant des registres à décalage linéaire d'état fini et des additionneurs formés par des "ou exclusif". Le registre à décalage est constitué de L sections, de longueur k bits. 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 [24].

La figure 2.2 montre un schéma de codage convolutif :

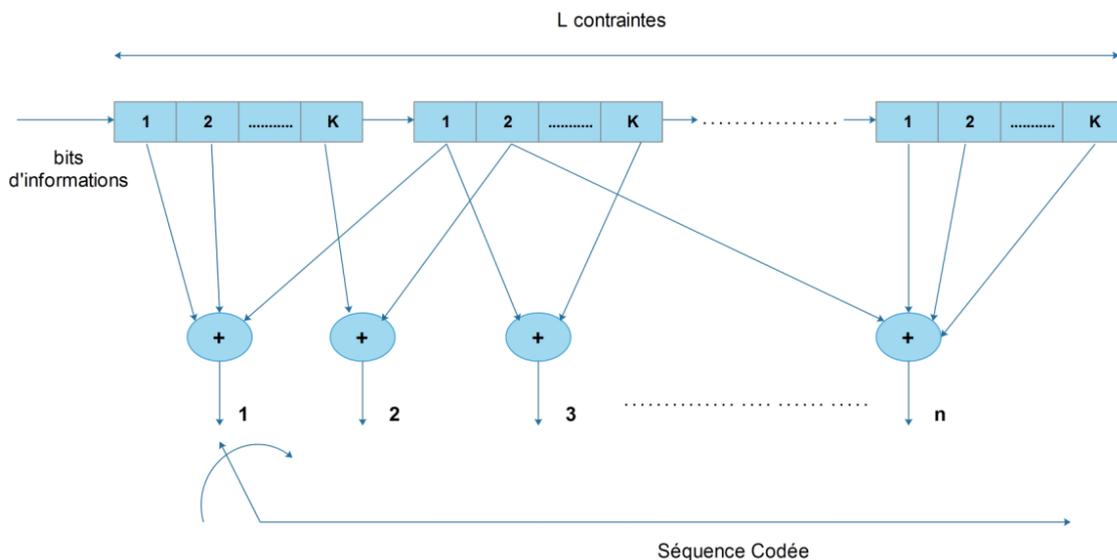


FIGURE 2.2 – Code de convolutif [10].

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 $R_c = k/n$.

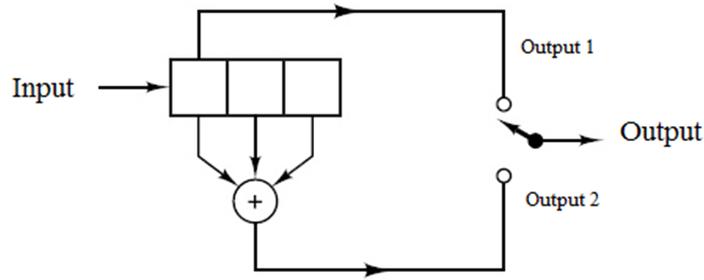


FIGURE 2.3 – exemple d'un codeur convolutionnel avec un taux de codage $R = 1/2$.

La Figure 2.3 représente un codeur convolutionnel de taux de codage $R = 1/2$ et de longueur de contrainte $k = 3$. Le codeur fonctionne de la manière suivante :

Le registre à décalage est initialisé à zéro au début du codage, Les bits d'information arrivent à l'entrée du codeur de façon continue. La séquence des symboles codes est obtenue en échantillonnant les additionneurs modulo-2 à l'aide de commutateurs.

Le code de convolution est décrit par sa matrice génératrice, le terme « convolutif » s'applique à cette classe de codes parce que la suite de bits codés peut s'exprimer comme le résultat de la convolution de la suite de bits d'information e par les coefficients g . En effet, puisque le code est linéaire, nous avons : $s = e.G$. En observant la forme particulière de G , les n bits en sortie du codeur à l'instant t , correspondant à une entrée, s'écrivent :

$$s_t = \sum_{u=\max(1,t-L+1)}^t e_k g_{u-k} \quad (2.1)$$

La matrice génératrice G s'écrit sous la forme suivante [21] :

$$G = \begin{bmatrix} \overset{n}{\underset{k}{\updownarrow}} \mathbf{g}_0 & \mathbf{g}_1 & \cdots & \mathbf{g}_{L-1} & & & \\ & \mathbf{g}_0 & \mathbf{g}_1 & \cdots & \mathbf{g}_{L-1} & & \\ & & \ddots & & & \ddots & \\ & & & \mathbf{g}_0 & \mathbf{g}_1 & \cdots & \mathbf{g}_{L-1} \end{bmatrix}$$

Où :

Chaque élément g_i $0 \leq i \leq L-1$, de la matrice est un vecteur ligne binaire à n composantes de la forme :

$$g_i = [g_{i1}, g_{i2}, \dots, g_{in}] \quad (2.2)$$

Les k bits d'information sont introduits en parallèle à un instant donné dans le codeur ou un décalage du vecteur e des bits d'information se fait par bloc de k bits. La ligne $[g_0g_1\dots g_{L-1}]$ de taille $k \times Ln$ dont les éléments constituant g_i sont de taille $k \times n$. Le rendement du code représente dans ce cas le rapport k/n entre le nombre de bits d'information et le nombre de bits du mot de code.

Une fois la matrice génératrice obtenue, on peut déterminer, les connexions entre les registres, les additionneurs modulo 2, le taux de codage, le diagramme d'états, l'arbre d'encodage, et le diagramme de treillis. Ce dernier 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 noeuds représentant les états du codeur en question, et de branches reliant les noeuds 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 2.5 représente le treillis d'un code convolutif. On peut constater qu'on a toujours deux branches sortantes de chaque état.

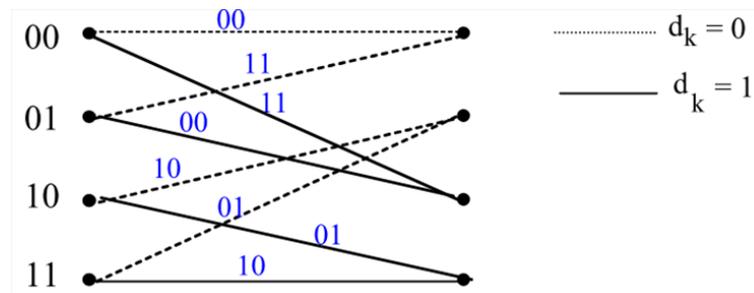


FIGURE 2.4 – Représentation en treillis du code convolutif.

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 d'un bruit AWGN est basée sur le critère de la minimisation de la distance libre Euclidienne du code.

Codage d'après le standard IEEE802.11a

Dans le standard d'IEEE802.11a, l'information est codée en utilisant le codage convolutif, un exemple d'un code convolutif avec un taux de codage égal à $1/2$, et des vecteurs de connexions $g_1 = (133)_8 = (001011011)_2$ et $g_2 = (173)_8 = (001111011)_2$ est illustrée par la figure suivante :

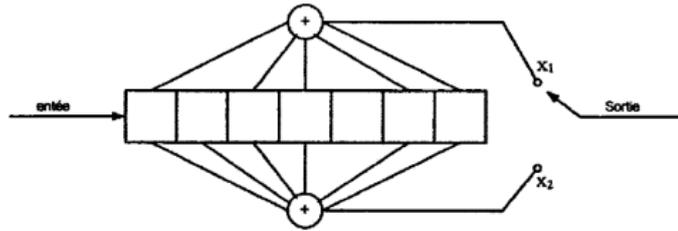


FIGURE 2.5 – Encodeur convolutif, $L = 7$, $k = 1$, $n = 2$.

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, ceci limite le nombre de ces derniers [26].

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 $L \leq 10$ [24].

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 BER et le tableau 2.1 montre les différentes valeurs du gain de codage pour, différents taux de codage utilisant l'algorithme de Viterbi [17].

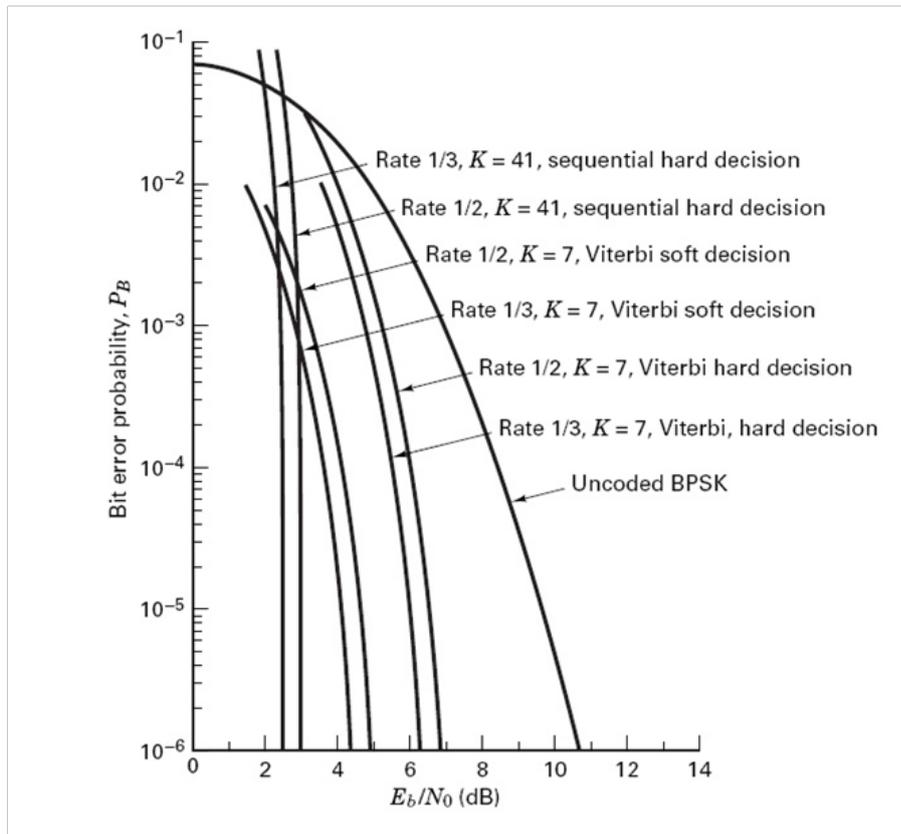


FIGURE 2.6 – Taux d’erreur pour différent cas d’un décodage séquentiel et de Viterbi [27].

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[25].

2.2.2 Code en bloc (RS)

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, cette distance peut être représentée comme suit :

$$d_{min} \leq (2t) + 1 = (n - k) + 1 \quad (2.3)$$

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.

Code de Reed-Solomon (RS)

Les codes de Irving S.Reed et Gustave Solomon sont les codes en bloc les plus populaires. Ces codes correcteurs d'erreurs sont basés sur les corps de Galois. Les champs de Galois finis sont des ensembles d'éléments fermés sur eux-mêmes. Le codeur prend k symboles de donnée et ajoute après l'information des symboles de contrôle pour construire n symboles, ce qui donne $n-k$ symboles de contrôle. Le décodeur peut corriger au maximum t symboles, ou $2t=n-k$.

Le diagramme ci-dessous montre une trame constituée avec le codeur Reed-Solomon :

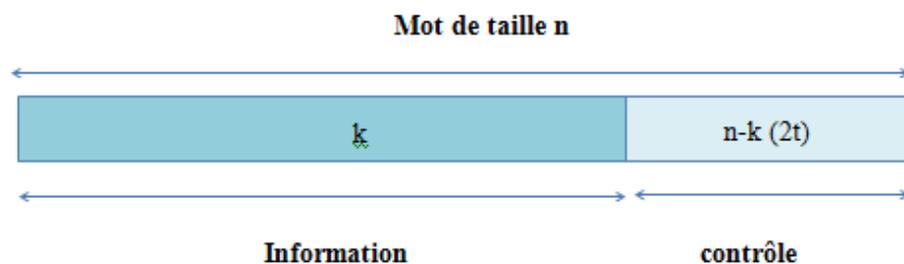


FIGURE 2.7 – mot-code de Reed-Solomon.

La longueur maximale d'un code de Reed-Solomon est définie comme :

$$n = k + 2t = 2^s - 1 \quad (2.4)$$

Avec :

n : Longueur du bloc RS.

k : nombre de symboles d'information.

$2t$: nombre de symboles de contrôle.

s : nombre de bits par symbole.

On note un codage de Reed-Solomon RS (n, k) ou RS (n, k, t)

Le décodeur traite chaque bloc et corrige les éventuelles erreurs. A la fin de ce traitement, les données originale seront restaurées.

Grâce à un ajout de redondance, ces codes permettent de corriger deux types d'erreurs :

- les erreurs induisant une modification des données ;
- les erreurs provoquant des pertes d'informations.

Exemple d'un codage RS :

Soit le codage RS (15,9) ou ($n = 15, k = 9, t = 3$).

Le nombre de bits s par symbole est donné par :

$$n = 2(s - 1) \tag{2.5}$$

Donc :

$$s = \frac{\ln(n + 1)}{\ln(2)} = \frac{\ln(16)}{\ln(2)} = 4 \tag{2.6}$$

Ce codage fait ajouter six symboles de redondance à la fin d'un bloc de neuf symboles de données, afin de pouvoir corriger trois erreurs au maximum. Les $2 \cdot t$ symboles de contrôle (6 symboles) dans un mot codé RS (de longueur $n = 15$ symboles) sont donnés par l'équation suivante :

$$P(x) = (i(x) * x^{N-K}) \text{ modulo } g(x) \tag{2.7}$$

où

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

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

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

Les symboles de contrôle sont générés à l'aide de polynômes particuliers, appelés polynômes générateurs. Tous les codes Reed-Solomon sont valables si et seulement si ils sont divisibles par leur polynôme générateur, $p(x)$ doit être divisible par $g(x)$.

Pour la génération d'un correcteur d'erreurs des symboles, on devrait avoir un polynôme générateur de puissance α^{2t} . La puissance maximale du polynôme est égale à la valeur de la distance minimale d_{min} .

Le polynôme générateur est sous la forme :

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

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).

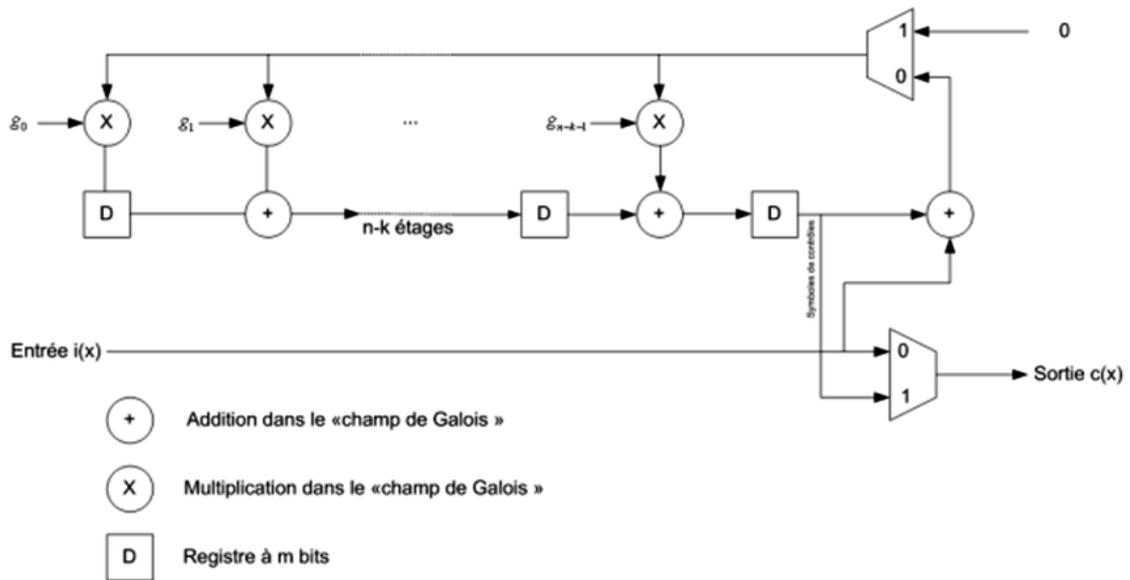


FIGURE 2.8 – schéma de codage[28].

2.2.3 Entrelacement

Dans le système de communication qui utilise l'OFDM et pour un canal radio mobile, l'éva-nouissement profond dans le spectre de fréquences peut rendre des groupes de sous porteuses moins fiables que d'autres. Ceci génère des erreurs dites par paquets 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 fonctionne sur un bloc entier de bits en même temps. Les bits codés sont permutés d'une certaine manière tel que les bits adjacents soient séparés par plusieurs bits non erronés après l'entrelacement. Cela implique une répartition des erreurs de façon aléatoire et donc une facilitation de la correction d'erreur par le décodage.

Un des types d'entrelacement est l'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.

La figure 2.9 montre un entrelacement par bloc d'une matrice de taille 6×8 . La profondeur de l'entrelaceur est de 48 bits :

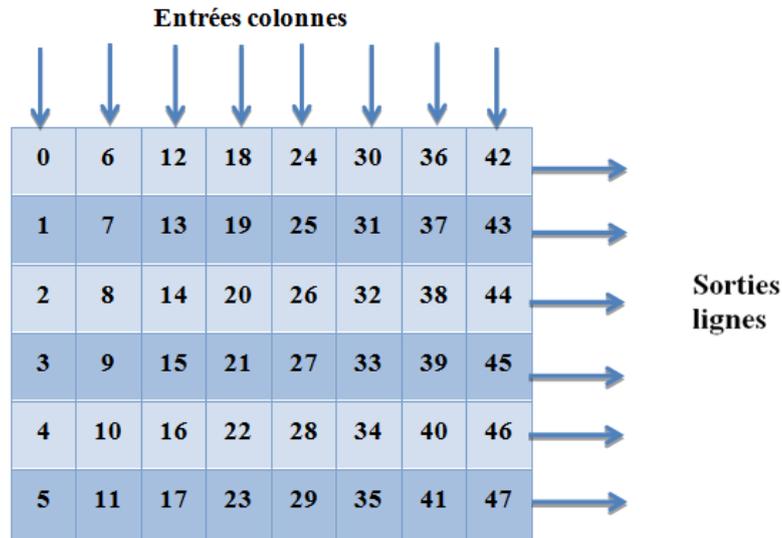


FIGURE 2.9 – Entrelacement par block de 48 bits.

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 par [9] :

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

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

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 de l’i-ème bit = 26, on peut trouver la position du k-ème bit d’après la formule précédente selon :

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

Le désentrelacement est l’opération inverse de l’entrelacement. Si la matrice utilisée par l’entrelacement est de taille M*N, au désentrelacement la matrice sera de N*M. 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*6 qu’illustre par la figure 2.10.

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

TABLE 2.2 – Positions des bits d’entrée et de sortie d’un entrelacement de 48 bits [10]

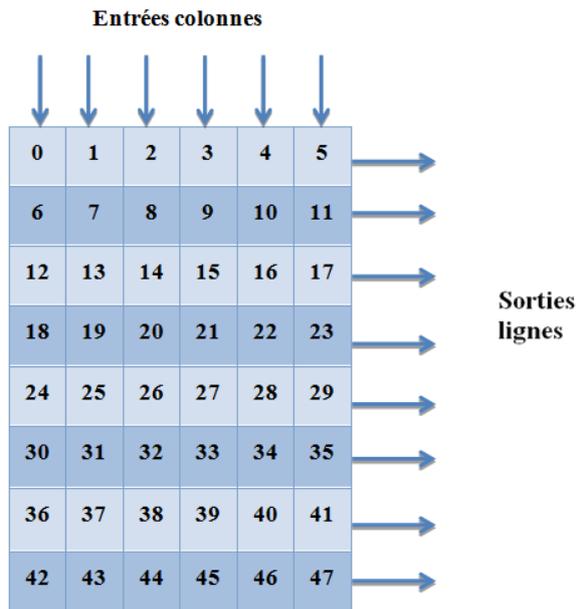


FIGURE 2.10 – Désentrelacement par bloc 8*6 .

Enfin un exemple montrant l’intérêt de l’entrelacement est montré par la figure 2.11 où l’information après codage, est récupérée grâce à un entrelacement dans un canal à évanouissement.

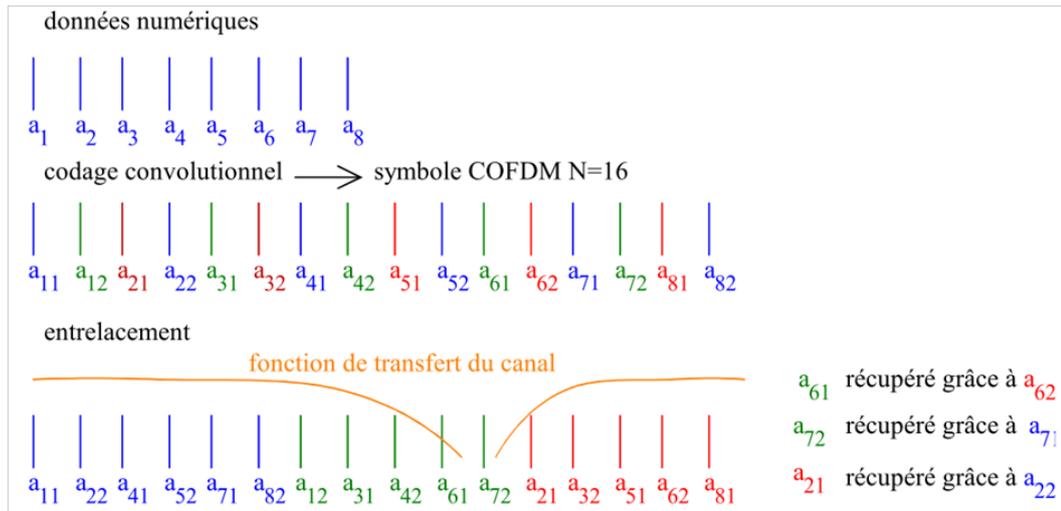


FIGURE 2.11 – Récupération de l'information grâce à un codage OFDM avec entrelacement.

2.3 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté les différents codes correcteurs d'erreurs, et plus précisément le codage convolutif, le codage Reed-Solomon ainsi que la technique d'entrelacement. Ces techniques permettent de corriger énormément d'erreurs engendrées dans le canal radio mobile et de ce fait, elles réduisent considérablement le taux d'erreurs, et donc, augmentent la robustesse du système.

Après avoir introduit la théorie nécessaire pour comprendre notre système OFDM, sa modélisation et sa simulation feront l'objet du chapitre suivant.

Chapitre 3

Modélisation, simulation et interprétation

3.1 Introduction

Dans les chapitres 1 et 2, nous avons rappelé le principe de fonctionnement d'une chaîne de transmission OFDM, la théorie d'un canal radio mobile et les techniques de codage, utilisés pour protéger l'information contre les imperfections des canaux de communication.

Ce chapitre présente la modélisation et la simulation du système de transmission COFDM. Le travail a été réalisé en utilisant l'environnement Simulink Matlab. La première partie de ce chapitre est une description détaillée des différents blocs constituant ce système. La deuxième partie consiste à analyser et évaluer les performances du système simulé dans cet environnement, en optimisant ses différents paramètres. Plusieurs configurations ont été évaluées, en traçant la variation du BER en fonction du SNR. La troisième partie comprend une comparaison des résultats obtenues par le simulink Matlab avec les résultats exprimés dans l'approche utilisant des scripts Matlab du projet de fin d'étude [7]. Finalement, la dernière partie de notre travail constitue une évaluation du système COFDM, et ce, par la transmission d'un signal réel exprimant différentes images.

3.2 Chaîne de transmission COFDM

Le modèle du système COFDM, utilisé dans notre simulation, est basé sur les paramètres spécifiés par la norme IEEE802.11a. Cette norme est adoptée par plusieurs systèmes de communication. L'implémentation de ce système est réalisée par l'utilisation des différents blocs disponibles dans la Library simulink Matlab. Cette riche Library fournit les différents blocs pour réaliser le modèle COFDM. Toutefois le choix de blocs réels et leur paramétrage ont été des tâches assez complexes.

La chaîne de transmission COFDM est illustrée par la figure 3.1. Ce schéma bloc se compose essentiellement des blocs de codage/décodage, modulation/démodulation, modulateur OFDM/démodulateur OFDM et d'un canal de communication. On peut diviser cette chaîne en trois parties principales :

- Une chaîne d'émission.
- Un canal de transmission.
- Une Chaîne de réception.

Ces différentes parties seront détaillées dans les sections suivantes.

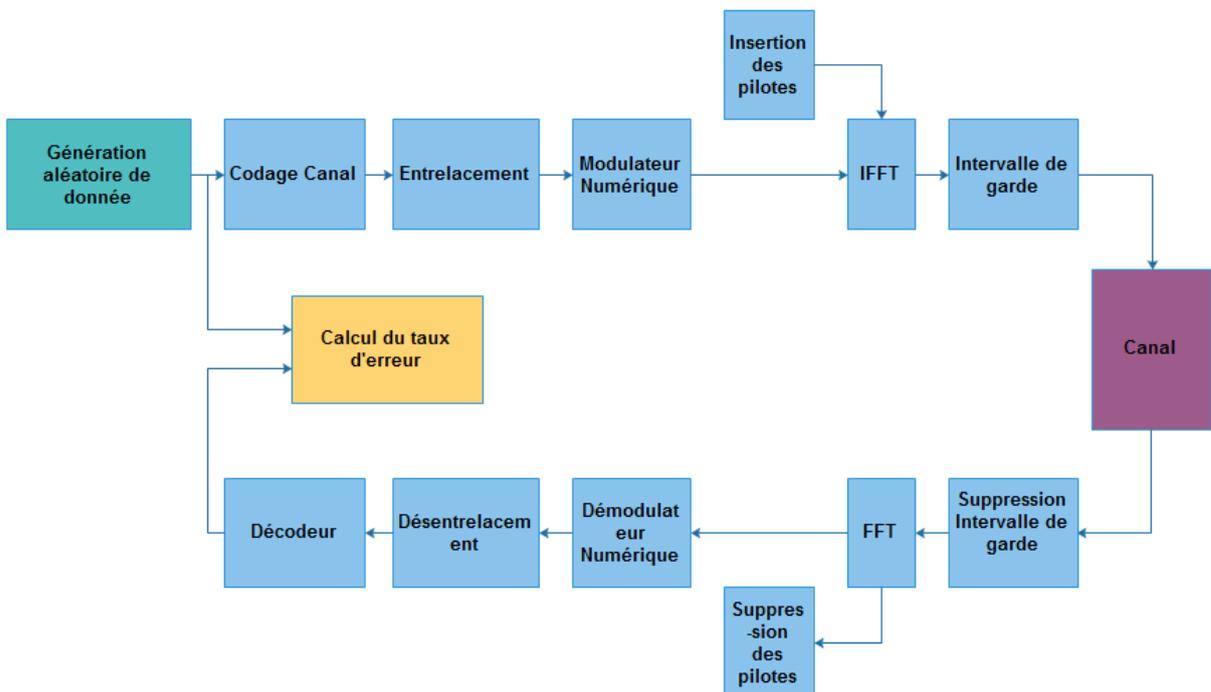


FIGURE 3.1 – Schéma d'une chaîne de transmission COFDM.

3.3 Chaîne d'émission :

La chaîne d'émission de notre système COFDM est illustrée dans la figure 3.2. Ces différents éléments sont détaillés ci-dessous.

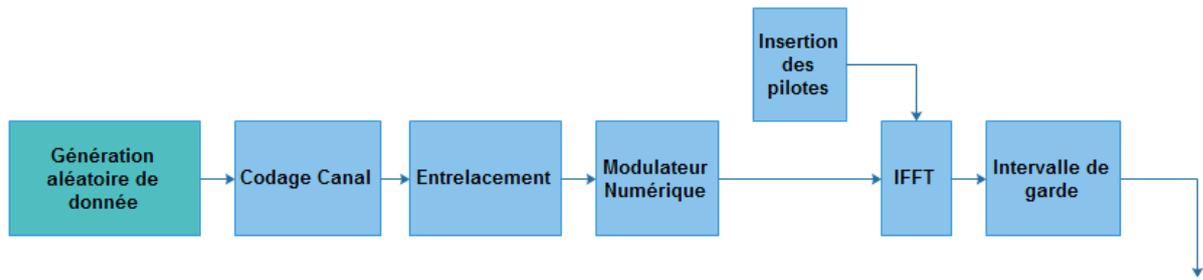


FIGURE 3.2 – Schéma de la chaîne d'émission.

3.3.1 Générateur de données :

Pour tester notre système, l'information à transmettre est générée par un générateur de Bernoulli. Le générateur de Bernoulli génère des données binaires aléatoires suivant la distribution de Bernoulli. La distribution de Bernoulli de paramètre p produit un 0 avec une probabilité p et un 1 avec la probabilité $(1 - p)$.

$$P(a) = \begin{cases} p & \text{si } x = 0 \\ 1 - p & \text{si } x = 1 \end{cases} \quad (3.1)$$

Dans notre système OFDM, les zéro et les uns sont équiprobables, autrement dit $p=1/2$. Pour tester notre système, le générateur de Bernoulli génère $3 \cdot 10^8$ bits de donnée.

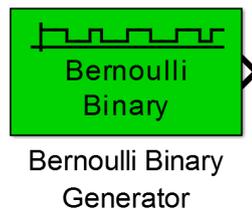


FIGURE 3.3 – générateur de Bernoulli.

3.3.2 Codeur de canal :

Le codage de canal a pour but de protéger le message contre les perturbations du canal, et cela, en introduisant une redondance à l'information utile dans le message à transmettre.

Le choix des techniques de codage ou de décodage constitue une étape essentielle dans l'optimisation de notre système. Différents codes possibles existent, les deux types de codes utilisés sont :

- les codes convolutifs.
- les codes de Reed-Solomon.

Codage convolutif :

Le codage convolutif utilisé (Le même que celui utilisé dans la norme IEEE 802.11a.) est un code de rendement $R=1/2$, de longueur de contrainte $k = 7$ et de polynômes générateurs $(171, 133)_8$, (Voir figure 3.4). La décision sera prise en fonction des probabilités de chaque bits.

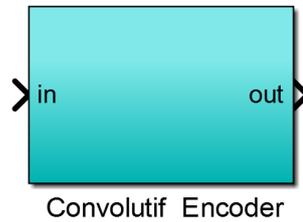


FIGURE 3.4 – codeur convolutif.

Codage de Reed-Solomon :

Les deux types de codage Reed-Solomon utilisés dans le système COFDM sont le RS (15,9) et le RS(15,11), (Voir Figures 3.5 et 3.6). Le codeur RS(15,9) peut corriger au maximum 3 erreurs tandis que le codeur RS(15,11) peut corriger au maximum seulement 2 erreurs.

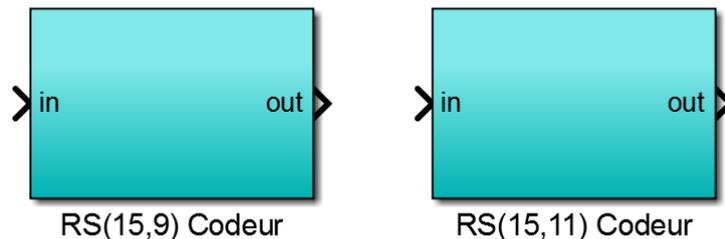


FIGURE 3.5 – codeurs RS(15,9) et RS(15,11).

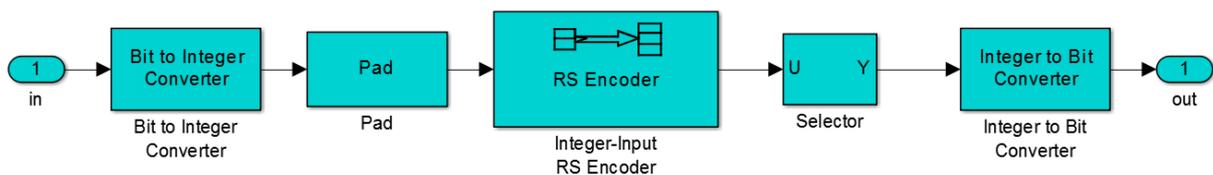


FIGURE 3.6 – Schéma global d'un codeur RS.

Par exemple, pour le cas de la modulation QPSK, l'information binaire à l'entrée du codeur RS est de taille 48 bits, tout les 4 bits de la trame sont converties en entier. Comme pour le codeur RS(15,9) l'information est sur 9 bits, l'entrée du codeur RS doit être un multiple de 9, on ajoute donc au début de la trame 6 zéros. Après avoir codé l'information, on retire les 6 zéros ajoutés. On reconvertit finalement la trame en bits. De ce fait, on aura 96 bits a l'entrée du modulateur.

3.3.3 L'entrelacement :

La technique d'entrelacement est efficace contre les erreurs dites par paquets. Les bits codés sont permutés d'une certaine manière telle que les bits adjacents soient séparés par plusieurs bits non erronés après l'entrelacement. Cela implique une répartition des erreurs de façon aléatoire, et donc une facilitation de la correction d'erreur par le décodage.

Dans notre chaîne de transmission OFDM, on a choisi pour chaque type de modulation une matrice d'entrelacement bien spécifique(Figure 3.7).

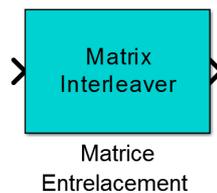


FIGURE 3.7 – Matrice d'entrelacement.

Le tableau 3.1 indique la taille de chaque matrice pour chaque type de modulation :

Modulation	Profondeur de l'entrelacement	Taille de la matrice d'entrelacement
QPSK	96 bits	16*6
16-QAM	192 bits	16*12
64-QAM	288 bits	16*18

TABLE 3.1 – Tableau montrant le choix de la matrice d'entrelacement selon le type de modulation

Les résultats affichés au tableau 3.1 sont calculés en multipliant le nombre de sous-porteuses de données par le nombre de bits codés dans chaque sous-porteuse. Par exemple pour une modulation 16-QAM, on a 4 bits codés dans une sous-porteuse et 48 sous-porteuses d'information. La profondeur d'entrelacement est donc égale à $48*4=192$ bits.

3.3.4 La modulation :

Après l'entrelacement des données binaires, les bits vont être modulés sous forme de symboles. Il existe plusieurs types de modulation de donnée. Trois types de modulation ont été choisis pour tester le système COFDM :

- La QPSK qui est constituée de 4 symboles et qui transmet 2 bits par symbole.
- La 16 QAM qui est constituée de 16 symboles et qui transmet 4 bits par symbole.
- La 64 QAM qui est constituée de 64 symboles et qui transmet 6 bits par symbole.

La figure 3.8 représente les constellations de chaque type de modulation. On constate que la distance entre symboles appelée distance euclidienne varie selon le type de modulation choisi. Par exemple, pour une modulation QPSK la distance euclidienne est beaucoup plus grande que pour une modulation 64-QAM, cela implique que la probabilité d’avoir un bit erroné à la réception pour une modulation 64-QAM est plus grande que pour une modulation QPSK. La simulation du système COFDM avec les différents types de modulation, doit donc, donner des résultats en similitude avec la théorie.

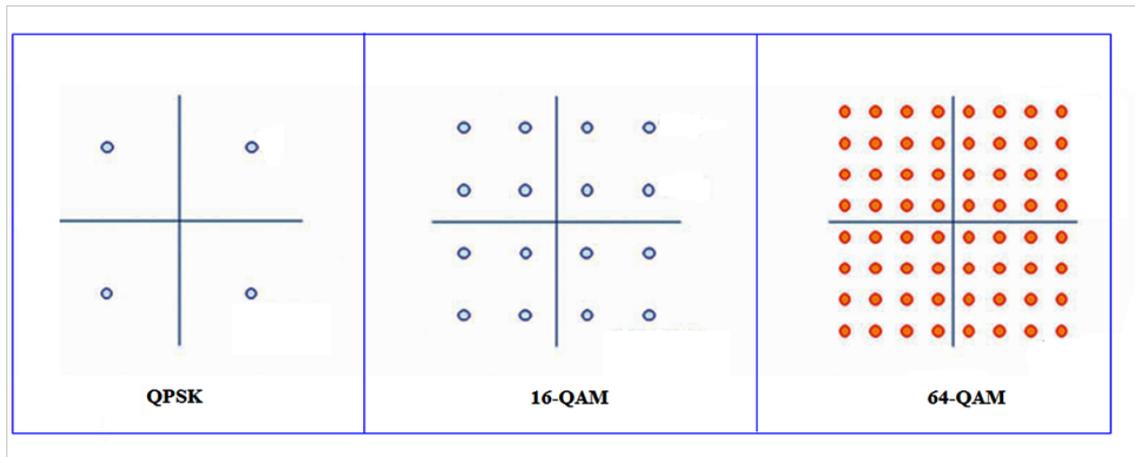


FIGURE 3.8 – Constellations des différents types de modulations

3.3.5 Le modulateur OFDM :

Après avoir modulé les symboles d’information, la sortie du modulateur est injectée au bloc modulateur OFDM. Comme le montre la figure 3.9, le modulateur est constitué d’un bloc de conversion série parallèle, puis d’un autre bloc qui ajoute les 4 pilotes et complète les sous-porteuses non utilisées par des zéros, de sorte à avoir un nombre entier de symbole à l’entrée d’IFFT. La transformée de Fourier inverse IFFT est appliquée pour générer les sous-porteuses. La sortie de l’IFFT est convertie en série. On ajoute finalement à la trame, un préfixe cyclique CP (intervalle de garde). Ce dernier est une copie de la dernière partie de chaque symbole OFDM recopiée au début de ce même symbole OFDM.

Les paramètres de la simulation sont choisis d’après la norme IEEE802.11a. L’information utile est transmise sur 48 symboles. On ajoute aussi 4 sous-porteuses pilotes. L’IFFT utilisée sera donc de taille égale à 64, et de ce fait, on ajoute 12 zéro pour avoir un nombre égal à une puissance de 2. La longueur de l’intervalle de garde est égale à 1/4 de l’information utile.

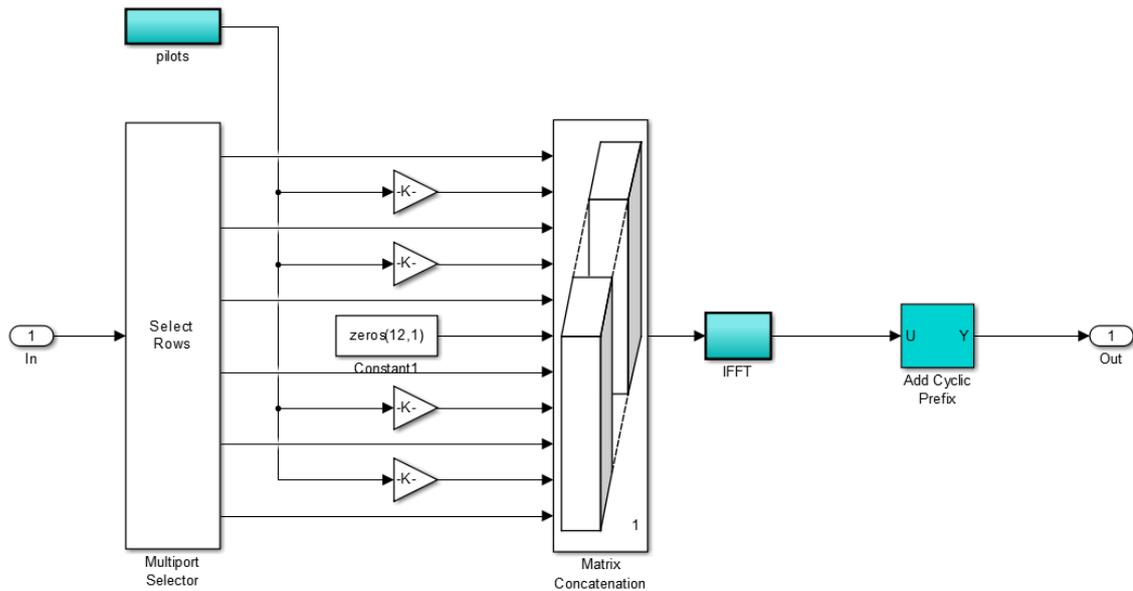


FIGURE 3.9 – Schéma de notre modulateur OFDM.

3.4 Canal de communication :

La deuxième partie de la chaîne de transmission du système COFDM est le canal de communication. Le canal utilisé en premier lieu est un canal AWGN. Il ajoute à l'information un bruit blanc gaussien. Le second canal utilisé est un canal multi-trajets. Le multi-trajet est modélisé par un canal de Rayleigh. Les modèles utilisés sont illustrés dans la figure 3.10 :

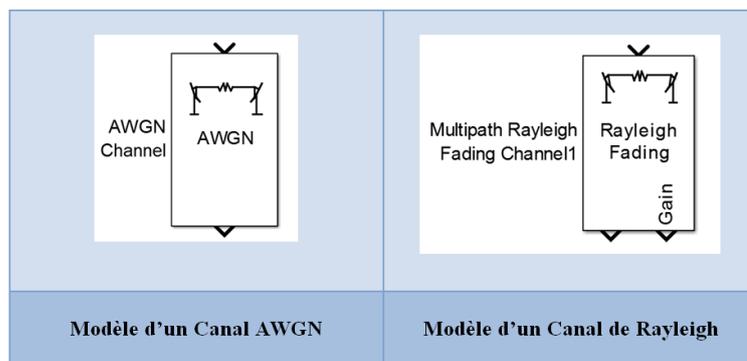


FIGURE 3.10 – Modèles de canaux utilisés .

3.5 Chaîne de réception :

La chaîne de réception est composée de blocs réalisant le processus inverse à celui des blocs de la chaîne d'émission. Comme le montre la figure 3.11, Elle se compose des blocs de démodulation OFDM, d'un démodulateur, d'un bloc de décodage, et finalement d'un bloc qui calcule le taux d'erreur.

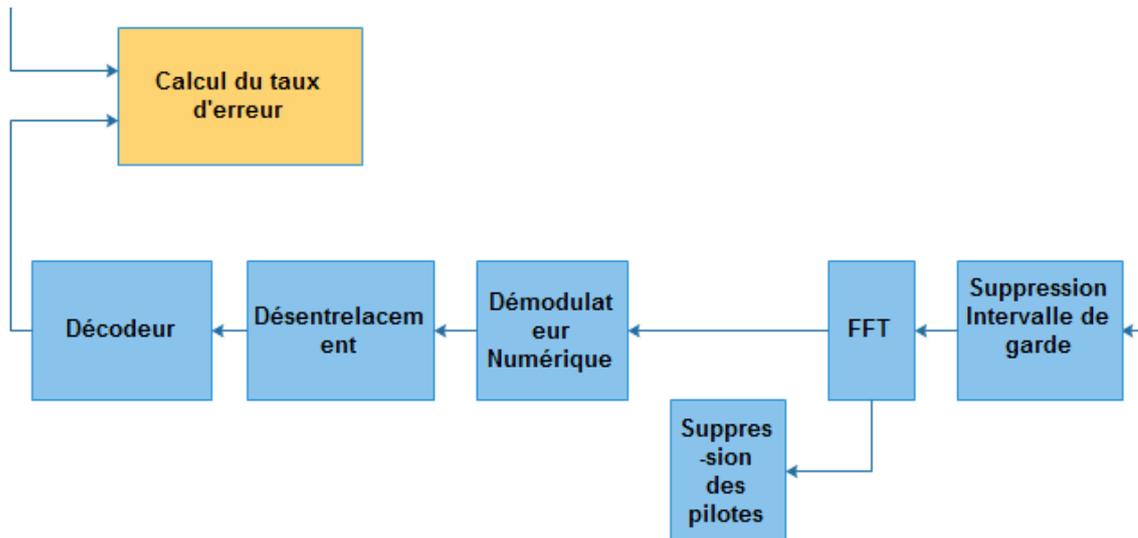


FIGURE 3.11 – La chaîne de réception.

3.5.1 Démodulateur OFDM :

Le démodulateur OFDM réalise l'opération inverse d'un modulateur OFDM. Une fois la sortie du canal injectée dans le démodulateur OFDM, ce dernier supprime l'intervalle de garde, puis réalise une FFT pour obtenir les symboles modulés par les sous-porteuses, et les 4 pilotes qui seront supprimés par la suite.

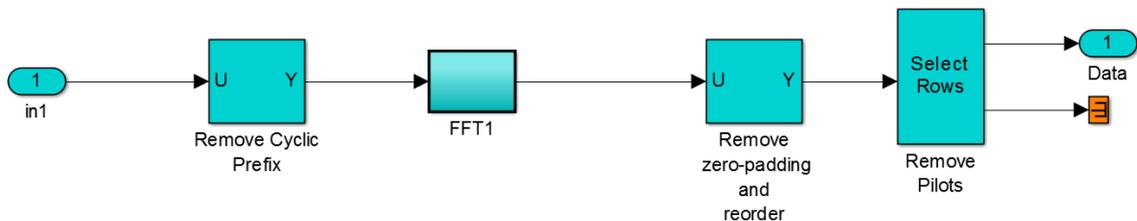


FIGURE 3.12 – Démodulateur OFDM.

3.5.2 Démodulation :

La démodulation numérique consiste à convertir les symboles transmis en des données binaires.

3.5.3 Décodage :

La fonction de décodage permet de détecter et de corriger les erreurs qui se produisent lors de la transmission de données. Le décodage utilisé pour un codage convolutif est basé sur l'algorithme de Viterbi. Pour le codage RS, on utilise des décodeurs RS (figure 3.13).



FIGURE 3.13 – Décodeurs de Viterbi, RS(15,9) et RS(15,11).

3.5.4 Désentrelacement :

La fonction de désentrelacement permet de remettre les bits dans l'ordre Initial modifié par l'entrelacement (figure 3.14).

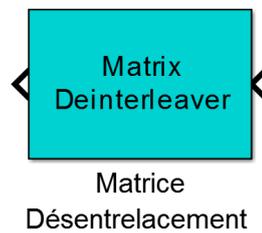


FIGURE 3.14 – Désentrelaceur.

3.5.5 Calcul de la probabilité d'erreur (Error Rate Calculation) :

Le bloc illustré par La figure 3.15 calcule le taux d'erreur entre les données générées par la source (dans notre cas, les données générées par le générateur de Bernoulli) et les données provenant du récepteur.

Nous avons établi un script Matlab (voir Annexe 1) permettant de récolter les résultats affichés et de tracer le BER en fonction du SNR.

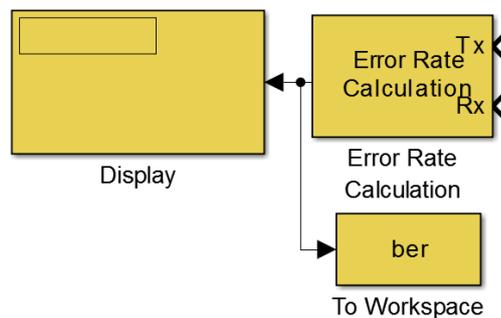


FIGURE 3.15 – Bloc calcul du taux d'erreur.

3.6 Simulations et Résultats :

Nous avons implémenté la chaîne de transmission COFDM décrite précédemment par l'utilisation des blocs disponibles dans la library Simulink Matlab.

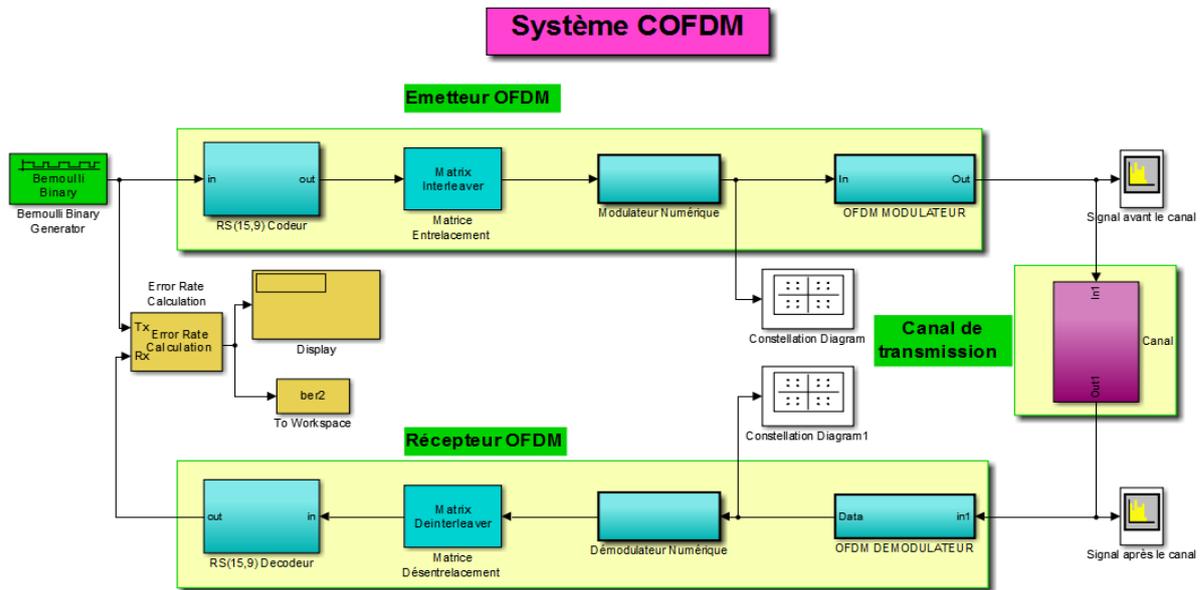


FIGURE 3.16 – Schéma global de la simulation d'un système OFDM (codeur RS(15,9)).

Nous avons procédé, dans cette réalisation, par des simples configurations du fait de la complexité de la chaîne de transmission et le nombre important des paramètres à optimiser. Le choix des blocs réels et leur paramétrage a été donc une tâche assez complexe. Après avoir exécuté cette chaîne pour ces simples configurations et corrigé les différents problèmes rencontrés, nous nous sommes procurés à la réalisation des différentes configurations, à savoir, types de modulation, de codage, et des canaux de communication. Notre démarche consiste donc à trouver un système optimum, c'est-à-dire celui qui présente la meilleure qualité de transmission possible.

Les paramètres à varier selon la configuration choisie sont les suivants :

- Le type de modulation : QPSK, 16-QAM et 64-QAM ;
- Le Type de codage : codage convolutif et codage de Reed-Solomon ;
- Le type de canaux de communication : un canal AWGN et un canal multi-trajets.

Les paramètres du système OFDM utilisés dans notre simulation sont représentés dans le tableau 3.2.

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

TABLE 3.2 – Paramètres du système OFDM

Avant de tester notre système avec les différentes configurations, nous avons visualisé le spectre du signal OFDM après le bloc de l'IFFT (voir figure 3.17).

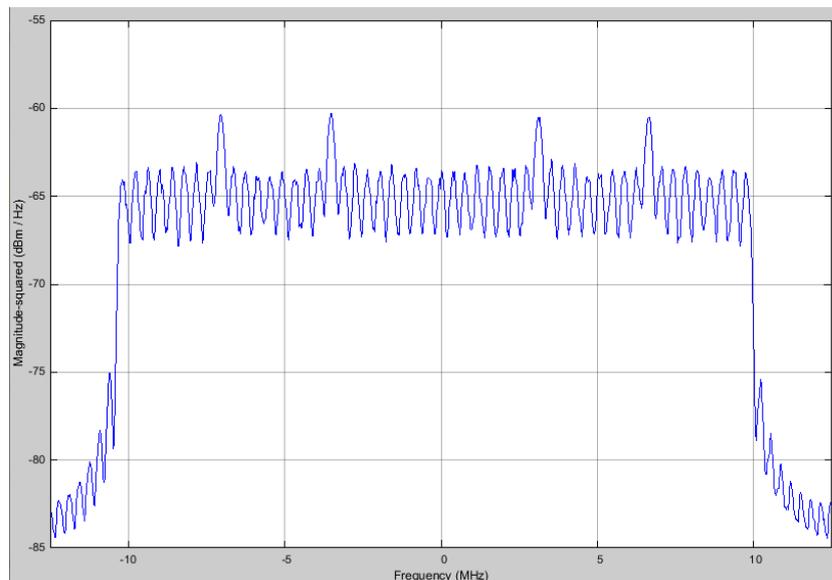


FIGURE 3.17 – Spectre d'un signal OFDM.

On constate que la forme de ce spectre est conforme avec celui donné par la théorie. Le spectre est constitué de 64 sous-porteuses dont 4 sous-porteuses pilotes (Tableau 3.2), ajoutées pour résoudre les problèmes de décalage en fréquence et de synchronisation, sur une bande de fréquence de 20 MHz.

Afin d’optimiser notre système, nous avons simulé les différentes configurations données dans le tableau 3.3 :

Configurations	Types de codage	Type de modulation	Canal
Configuration 1	Sans codage / Codage RS(15,9)	QPSK	AWGN
Configuration 2	Avec et sans entrelacement	QPSK	AWGN
Configuration 3	RS(15,9)/RS(15,11) Convolutif(1/2)	QPSK	AWGN
Configuration 4	RS(15,9)	QPSK/16-QAM 64-QAM	AWGN
Configuration 5	RS(15,9)	QPSK	AWGN / Rayleigh

TABLE 3.3 – Tableau de configurations.

3.6.1 Configuration 1 : Système OFDM avec et Sans codage :

Pour notre première configuration, nous allons tester les performances de notre système sans codage (système OFDM de base) puis nous allons tester les performances de notre système avec codage (COFDM). Le schéma de notre chaîne de transmission est illustré par la figure 3.18 :

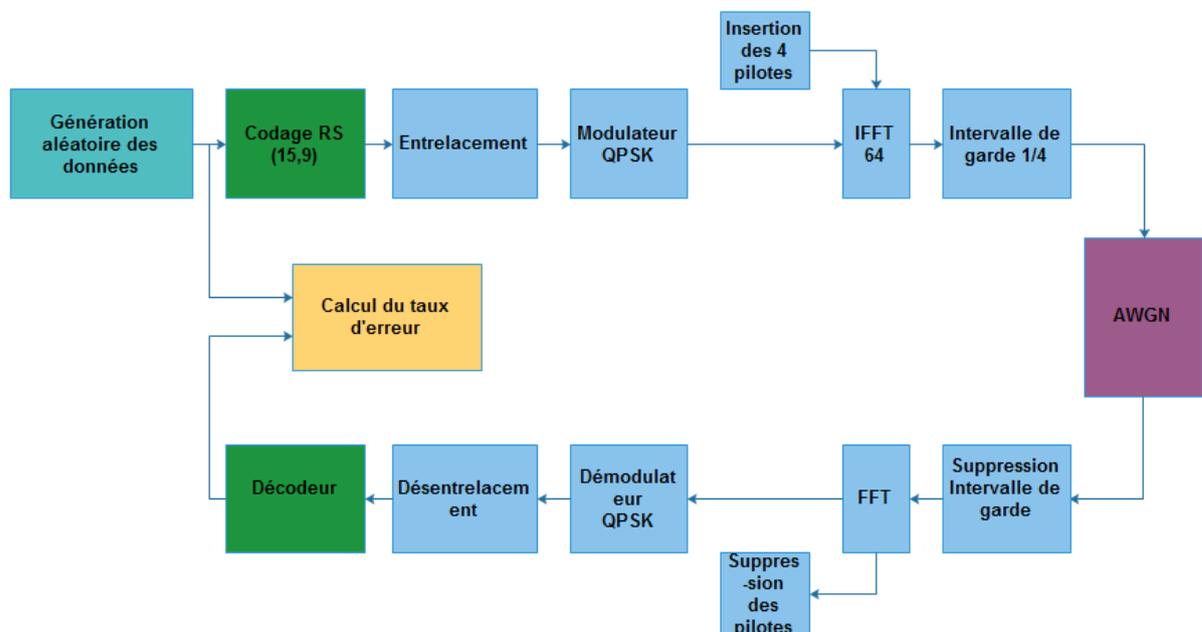


FIGURE 3.18 – Schéma bloc du système COFDM-QPSK.

Les paramètres utilisés pour cette configuration sont présentés dans le tableau 3.5.

Paramètres	Valeur
Nombre de sous-porteuses données	48
La taille de l'IFFT	64
Taille de l'Intervalle de garde	1/4
Taux de codage	1/2
Nombre de sous-porteuses pilotes	4
Types de modulation des sous-porteuses	QPSK
Fréquence $F_s = \frac{1}{T}$	20 Mhz
Canal	AWGN

TABLE 3.4 – Paramètre utilisé dans la configurations 1.

La variation du taux d'erreur par bit (BER) en fonction du rapport signal/bruit SNR pour les 2 sous configurations (avec et sans codage) est illustrée par la figure 3.19 :

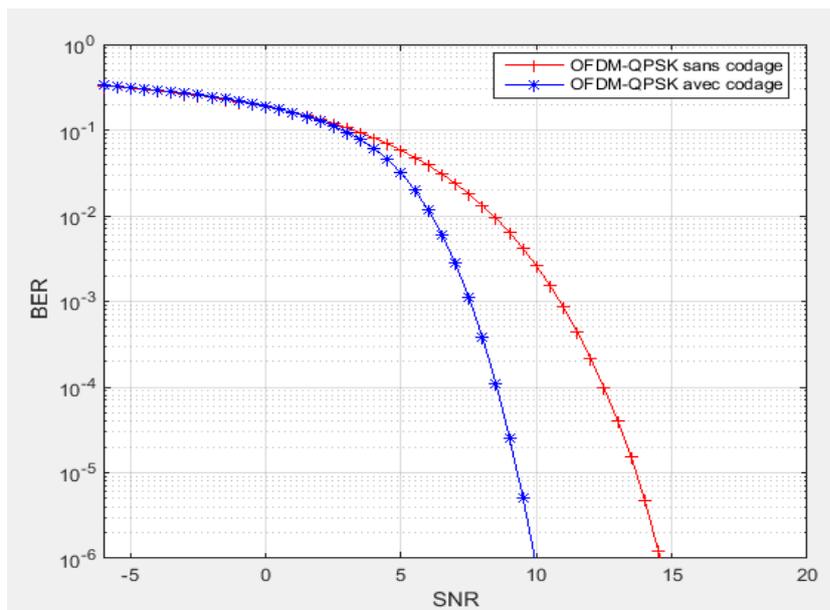


FIGURE 3.19 – Configuration 1 : TEB en fonction du SNR d'un Système OFDM Avec et sans codage.

On constate, d'après la simulation du système avec et sans codage (voir figure 3.19) , que les performances obtenues sont en conformité avec la théorie. On remarque que le système avec un codage correcteur d'erreur présente de meilleurs résultats comparés au système sans codage. Cela est du au fait que le système COFDM peut corriger les éventuelles erreurs de transmission engendrées par le canal.

On remarque que, pour un faible SNR, la différence entre un système avec et sans codage n'est pas visible, cela est dû au fait que notre signal est noyé dans un bruit important. Par contre, on voit très bien la différence lorsque le SNR est supérieur à 6. Ceci montre que les performances du système COFDM sont nettement supérieures à celle du système sans codage.

3.6.2 Configuration 2 : Système COFDM Avec et sans entrelacement :

Pour notre deuxième configuration, nous allons tester les performances de notre système sans et avec entrelacement. Cette technique permet de répartir de façon aléatoire les erreurs afin de faciliter la correction des erreurs par paquets au décodage. Le schéma de notre chaîne de transmission est illustré par la figure 3.20 :

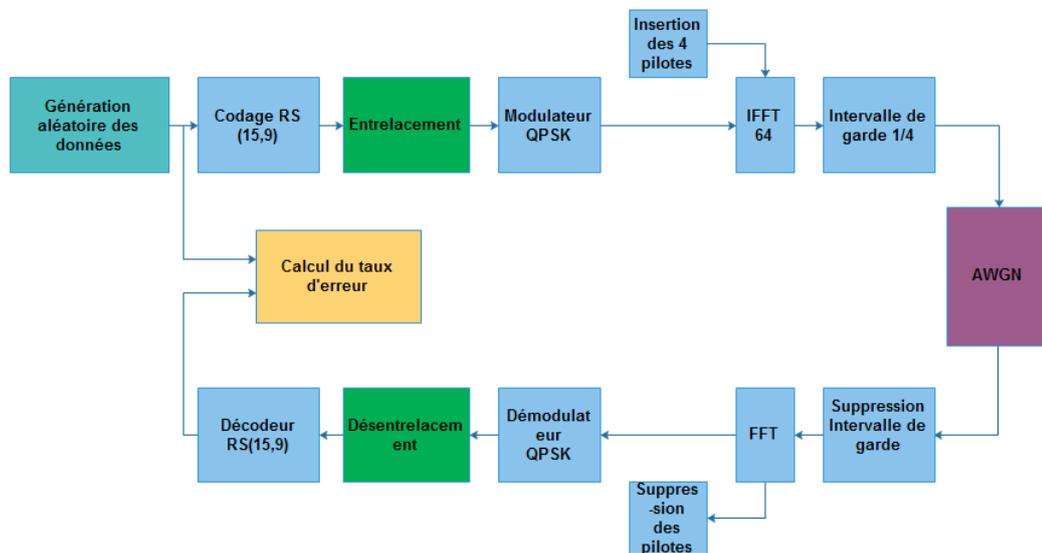


FIGURE 3.20 – Configuration 2 : Schéma bloc du système COFDM-QPSK avec Entrelaceur.

Les paramètres utilisés pour cette configuration sont présentés dans le tableau 3.5.

Paramètres	Valeur
Nombre de sous-porteuses donnée	48
La taille de l'IFFT	64
Taille de l'Intervalle de garde	1/4
Nombre de sous-porteuses pilotes	4
Types de modulation des sous-porteuses	QPSK
Fréquence $F_s = \frac{1}{T}$	20 Mhz

TABLE 3.5 – Paramètre utilisé dans la configurations 2.

La variation du taux d'erreur par bit (BER) en fonction du rapport signal/bruit SNR pour les 2 sous configurations (avec et sans entrelacement) est illustrée par la figure 3.21

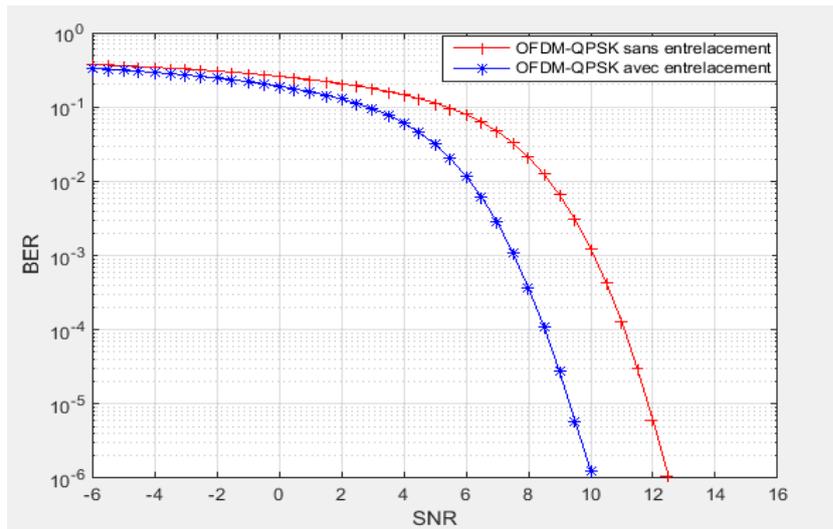


FIGURE 3.21 – Configuration 2 : TEB en fonction du SNR d'un Système COFDM Avec et sans entrelacement.

On constate que les résultats obtenus par la simulation sur la figure 3.21 sont en conformité avec la théorie. On constate que l'entrelacement améliore considérablement les performances de notre système COFDM. En effet, l'utilisation d'un entrelacement est indispensable pour corriger les erreurs dites par paquets.

3.6.3 Configuration 3 : COFDM avec variation du type de codage :

Pour notre troisième configuration, nous allons tester les performances de notre système en variant le type de codage. Le schéma de notre chaîne de transmission est illustré par la figure 3.22 :

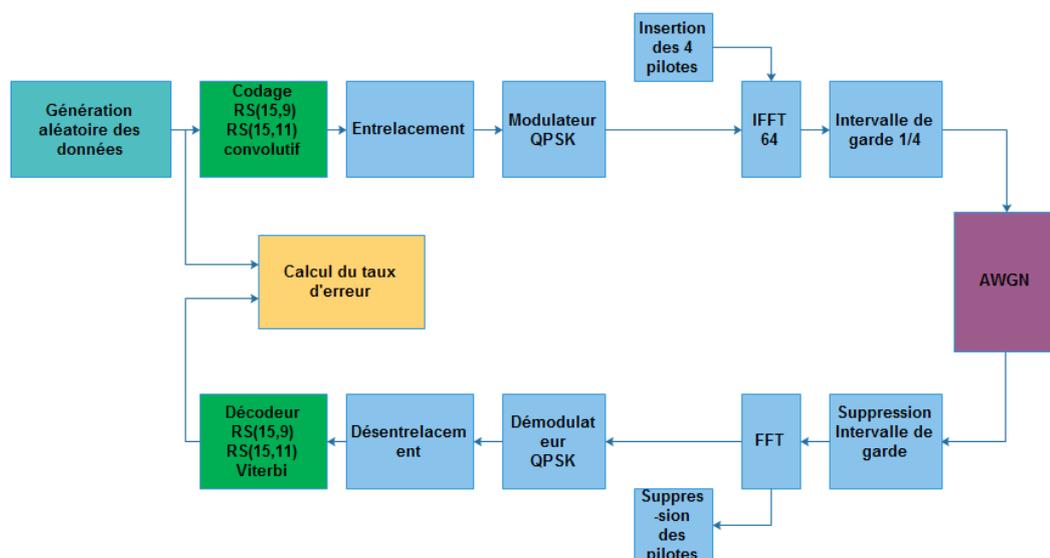


FIGURE 3.22 – Configuration 3 : Schéma bloc du système COFDM QPSK avec les 3 types de codage .

Les paramètres utilisés pour cette configuration sont présentés dans le tableau 3.6 :

Paramètres	Valeur
Nombre de sous-porteuses données	48
La taille de l'IFFT	64
Taille de l'Intervalle de garde	1/4
Nombre de sous-porteuses pilotes	4
Type de codage	RS(15,9) / RS(15,11) / convolutif(1/2)
Types de modulation des sous-porteuses	QPSK
Fréquence $F_s = \frac{1}{T}$	20 Mhz
Canal	AWGN

TABLE 3.6 – Paramètre utilisé dans la configurations 3.

La variation du taux d'erreur par bit (BER) en fonction du rapport signal/bruit SNR pour les 3 sous configurations (Codage convolutif, RS(15,9), RS(15,11)) est illustrée par la figure 3.23 :

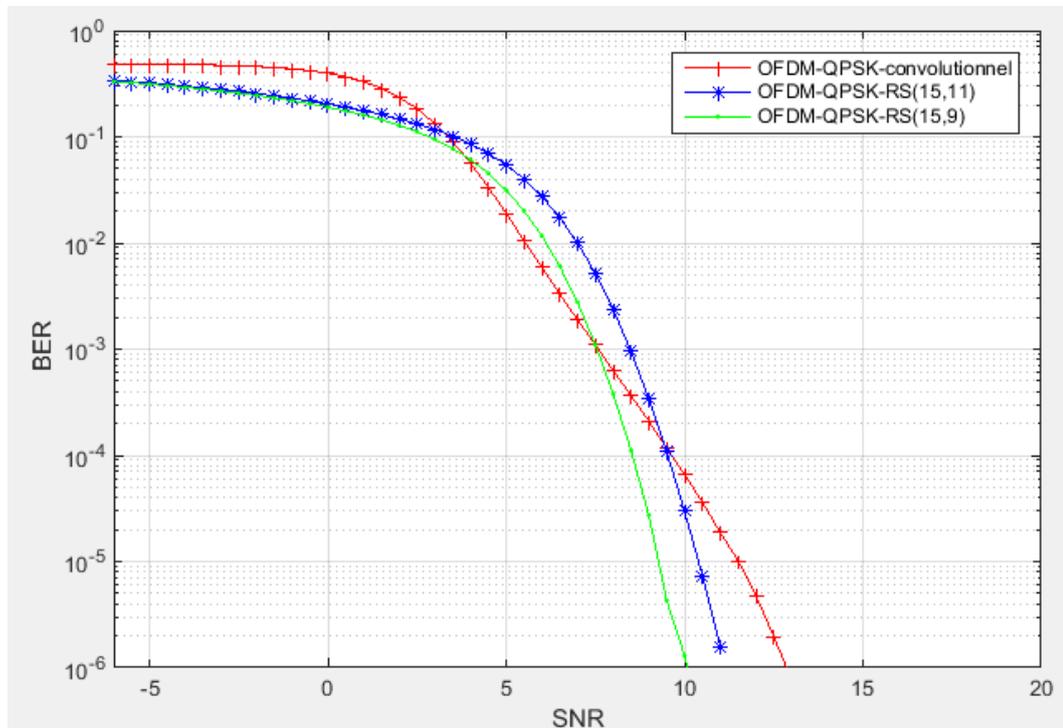


FIGURE 3.23 – Configuration 3 : TEB en fonction du SNR d'un Système COFDM avec variation du type de codage.

Le choix des techniques de codage constitue une étape essentielle dans l'optimisation de notre système. La Figure 3.23 représente les performances du système avec les différents types de codage. On remarque que les performances pour un SNR inférieur à 6 sont très proches. Le codage RS(15,9) donne de meilleures performances par rapport aux autres types de codage pour un SNR supérieur à 6 dB. Ceci est dû au pouvoir de correction de ce type de codage. Ce codeur peut en effet corriger jusqu'à 3 erreurs par trame.

Son inconvénient par rapport au codeur RS(15,11) est que le premier ajoute 6 bits de contrôle alors que le deuxième ajoute 4 bits. Cela a pour conséquence d'affecter le débit de transmission. Donc au vu de ce compromis, le choix entre ces 2 codeurs dépendra de l'application. Dans notre cas, on a privilégié la qualité de transmission au débit, donc le codeur RS(15,9) sera le codeur utilisé dans notre système de transmission optimum.

3.6.4 Configuration 4 : Système COFDM avec variation du type de modulation :

Pour notre quatrième configuration, nous allons tester les performances de notre système en variant le type de modulation. Le schéma de notre chaîne de transmission est illustré par la figure 3.24 :

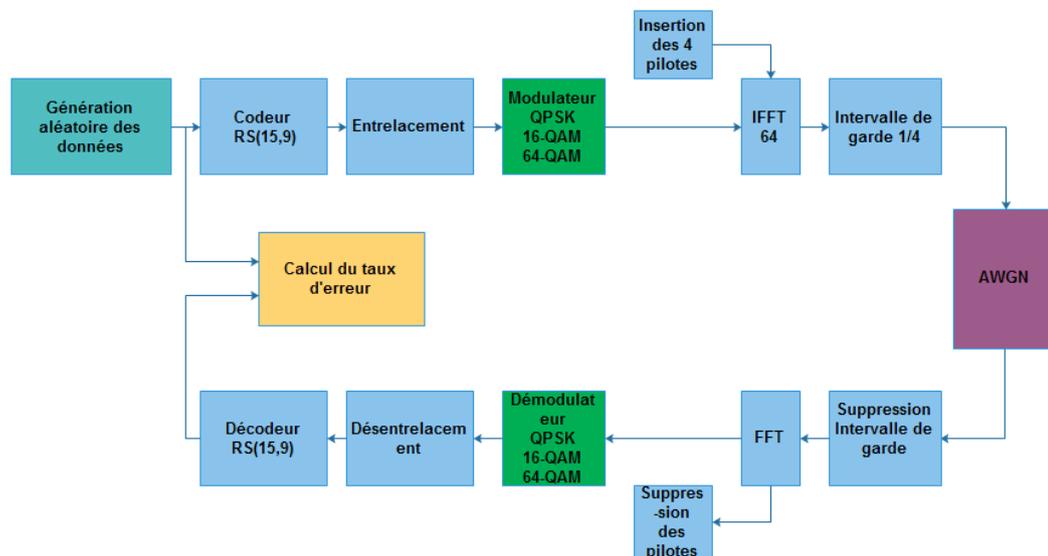


FIGURE 3.24 – Configuration 4 : Système COFDM avec les 3 types de modulation.

Les paramètres utilisés pour cette configuration sont présentés dans le tableau 3.7 :

Paramètres	Valeur
Nombre de sous-porteuses données	48
La taille de l'IFFT	64
Taille de l'Intervalle de garde	1/4
Nombre de sous-porteuses pilotes	4
Type de codage	RS(15,9)
Types de modulation des sous-porteuses	QPSK / 16-QAM / 64-QAM
Fréquence $F_s = \frac{1}{T}$	20 Mhz
Canal	AWGN

TABLE 3.7 – Paramètre utilisé dans la configurations 4.

La variation du taux d'erreur par bit (BER) en fonction du rapport signal/bruit SNR pour les 3 sous configurations (QPSK, 16-QAM, 64-QAM) est illustrée sur la figure 3.25.

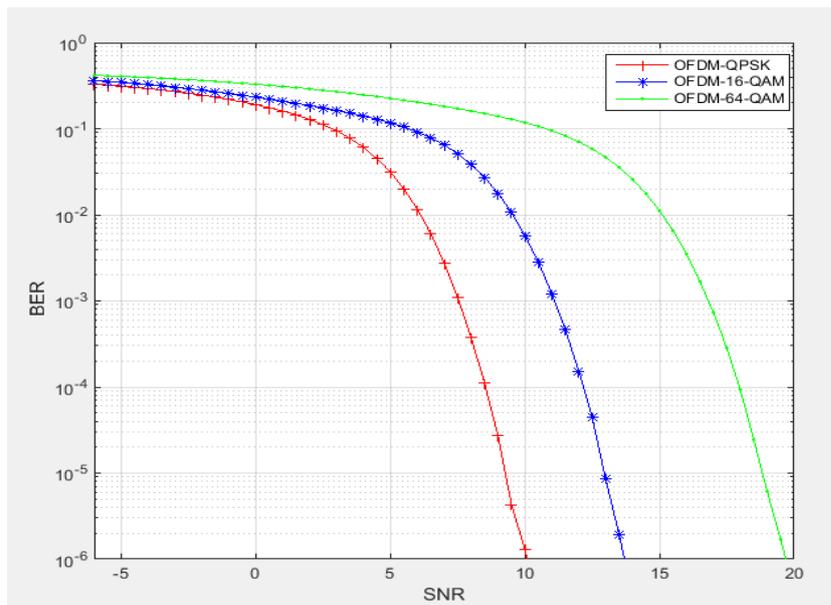


FIGURE 3.25 – Configuration 4 : TEB en fonction du SNR d'un Système COFDM avec variation du type de modulation.

On constate que les résultats obtenus par la simulation dans la figure 3.25 pour ces différents types de modulation sont en conformité avec la théorie. Les constellations de ces modulations pour un SNR égale à 20 dB, sont visualisées par les figures 3.26, 3.27, 3.28. On constate que l'effet du bruit AWGN, qui modifie clairement les constellations, est visible a la réception (figure 3.26(b), 3.27(b), 3.28(b)).

On remarque aussi que les performances de la modulation 64-QAM sont mauvaises par rapport aux autres modulations, cela est dû à la faible distance euclidienne entre symboles. L'effet du bruit, qui est très important pour cette modulation, entraîne une augmentation de la probabilité d'avoir des décisions erronées à la réception.

Par contre, d'un point de vue débit, la 64-QAM présente un débit très important comparée à la QPSK et la 16 QAM. En effet, la 64-QAM envoie 64 symboles avec 6 bits par symbole. Par contre, la QPSK par exemple envoie 4 symboles et chaque symbole contient 2 bits. Donc nous avons ici un autre compromis, mais comme nous avons opté pour un système optimum avec la meilleure qualité de transmission, notre choix se portera sur la QPSK.

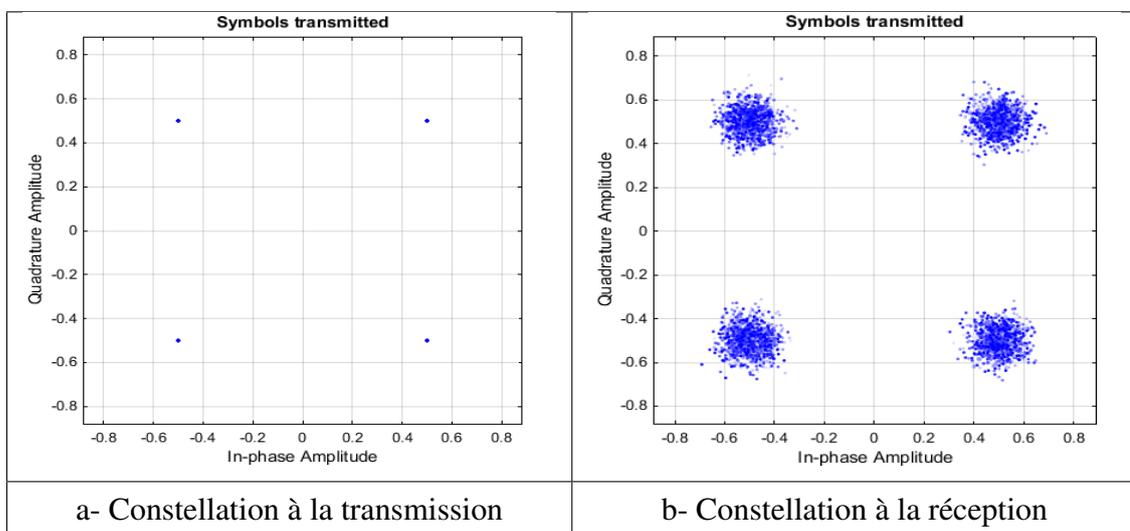


FIGURE 3.26 – Constellation QPSK avant et après le canal de transmission.

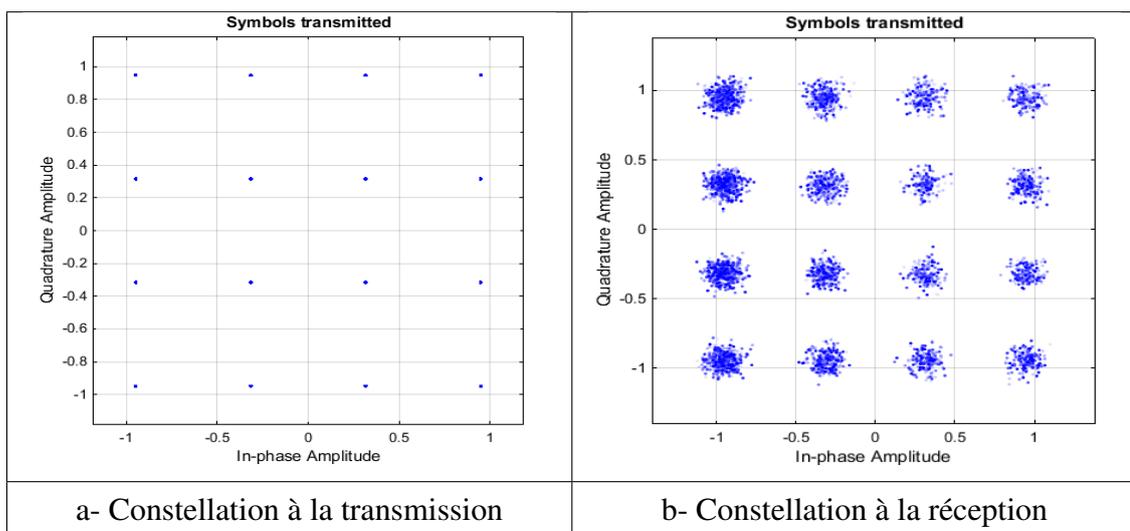


FIGURE 3.27 – Constellation 16-QAM avant et après le canal de transmission.

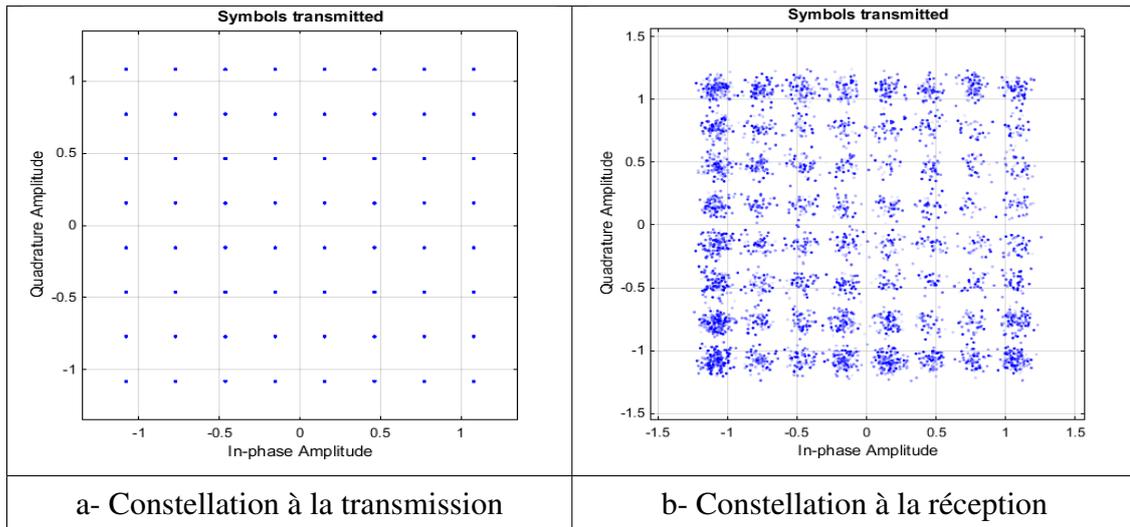


FIGURE 3.28 – Constellation 64-QAM avant et après le canal de transmission.

3.6.5 Configuration 5 : Système COFDM avec variation du type de canal :

Pour notre cinquième configuration, nous allons tester les performances de notre système en variant le type de canal. Deux types de canal sont utilisés : le canal AWGN et le canal multi-trajets (Rayleigh). Le schéma de notre chaine de transmission est illustré par la figure 3.29 :

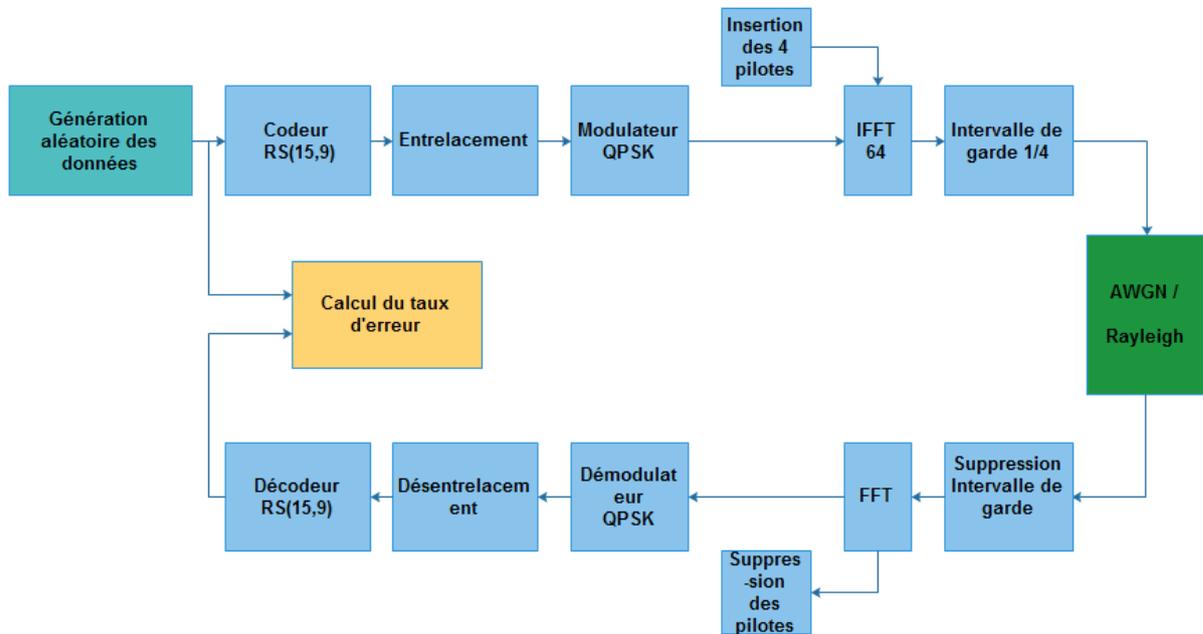


FIGURE 3.29 – Configuration 4 : Schéma bloc du système OFDM QPSK avec canal multi-trajet.

Les paramètres utilisés pour cette configuration sont présentés dans le tableau 3.8 :

Paramètres	Valeur
Nombre de sous-porteuses données	48
La taille de l'IFFT	64
Taille de l'intervalle de garde	1/4
Nombre de sous-porteuses pilotes	4
Type de codage	RS(15,9)
Types de modulation des sous-porteuses	QPSK
Fréquence $F_s = \frac{1}{T}$	20 Mhz
Canal	AWGN / Multi-trajet

TABLE 3.8 – Paramètre utilisé dans la configurations 5.

La variation du taux d'erreur par bit (BER) en fonction du rapport signal/bruit SNR pour les 2 sous configurations (canal AWGN, Rayleigh) est illustrée par la figure 3.30.

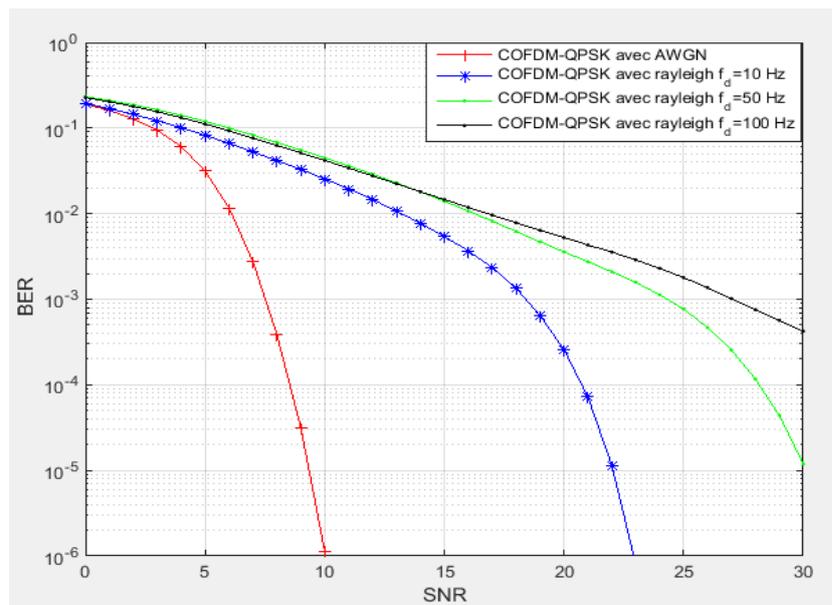


FIGURE 3.30 – Configuration 5 : TEB en fonction du SNR d'un Système COFDM avec variation du type de canal.

Comme le montre la figure 3.30, le système COFDM présente de meilleures performances lorsque la transmission s'effectue via un canal AWGN que lorsqu'on utilise un canal multi-trajets. Cela s'explique par le fait que le canal multi-trajets est un canal très complexe, caractérisé par le nombre de trajet et la fréquence doppler (Voir Chapitre 1). On constate que le BER augmente au fur et à mesure que l'effet Doppler devient important. Ceci explique l'effet du décalage fréquentiel sur le signal reçu. Donc, les performances du système se dégradent lorsque la fréquence Doppler augmente.

3.7 Application avec un signal réel :

Dans cette section, nous voulons tester notre système avec un signal réel pour remplacer la source d'information correspondant au générateur de Bernoulli dans notre système COFDM. Le signal réel est une image de taille de l'ordre de l'information générée par le générateur de Bernoulli(55.296.000 bits), elle permet d'exprimer les faibles probabilité d'erreurs. Pour pouvoir transmettre cette image, nous avons procédé à la conversion cette dernière en binaire. Nous avons élaboré un script Matlab permettant de faire cette conversion et de l'injecter à l'entrée de notre système. L'image originale est illustrée sur la figure 3.31 :



FIGURE 3.31 – image de test.

Le schéma de notre chaîne système est illustré par la figure 3.32 :

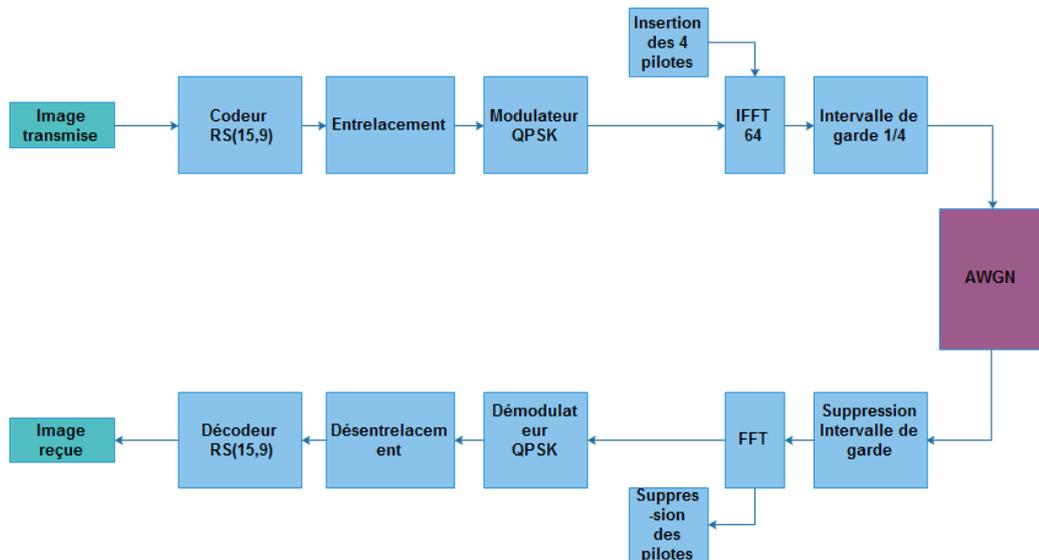


FIGURE 3.32 – Le schéma bloc de système.

Les images reçues pour différent SNR sont données par la figure 3.33

On constate que pour un SNR= -10 , l'image reçue est méconnaissable, cela est du au fait que notre signal est totalement noyé dans le bruit(Figure 3.33 a). En augmentant le SNR, on

observe une amélioration de la qualité de l'image. Pour un SNR égale à 15, l'image reçue est identique à l'image originale.

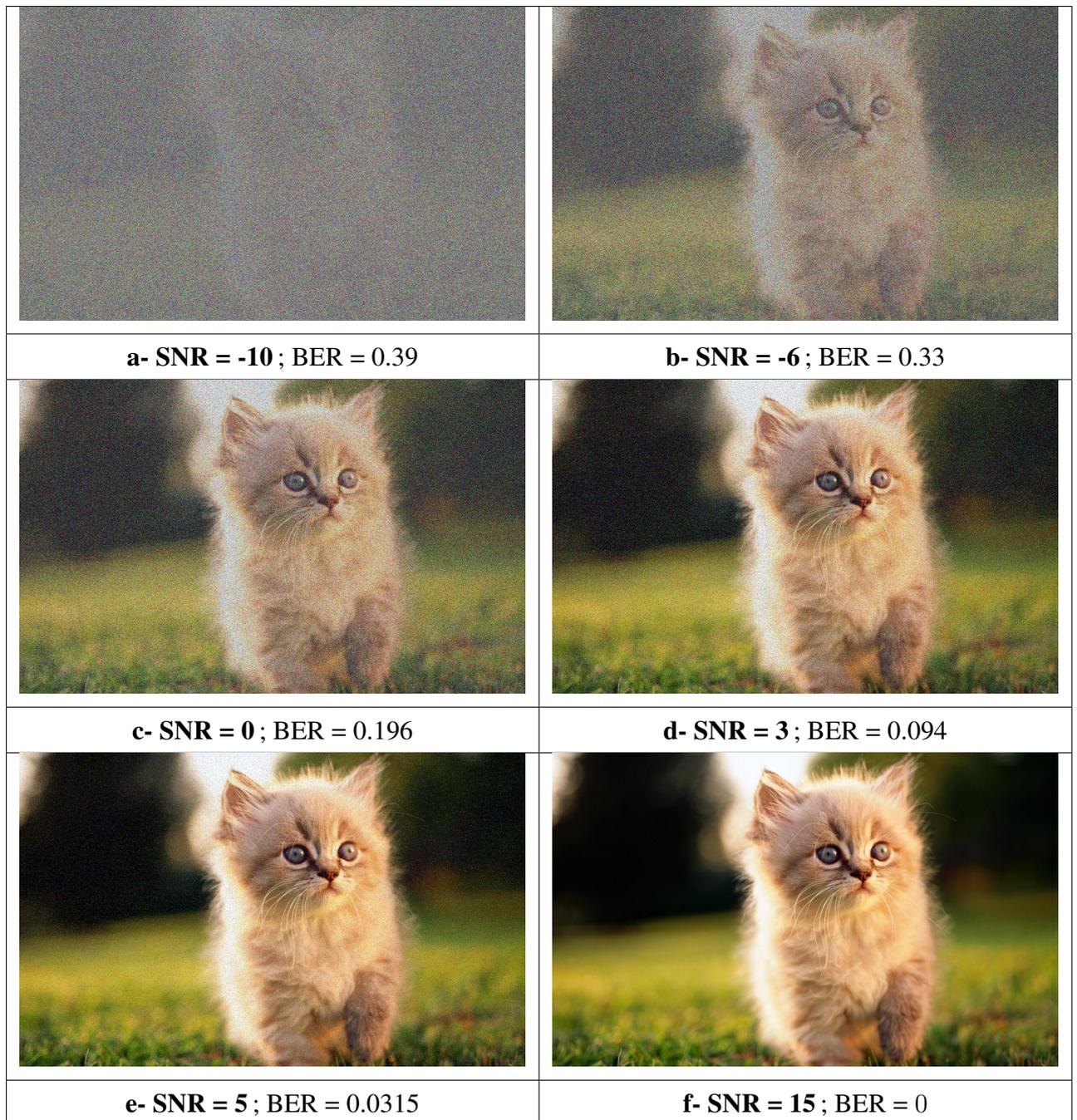


FIGURE 3.33 – Image reçue avec différentes valeurs de SNR.

Pour voir l'influence de la modulation utilisée sur la qualité de l'image reçue, nous avons utilisé les modulations QPSK, 16-QAM et 64-QAM en fixant une valeur du SNR égale à 8. Les images reçues sont représentées dans la figure 3.35.

On constate que la modulation QPSK donne une image de meilleure qualité comparée aux autres.

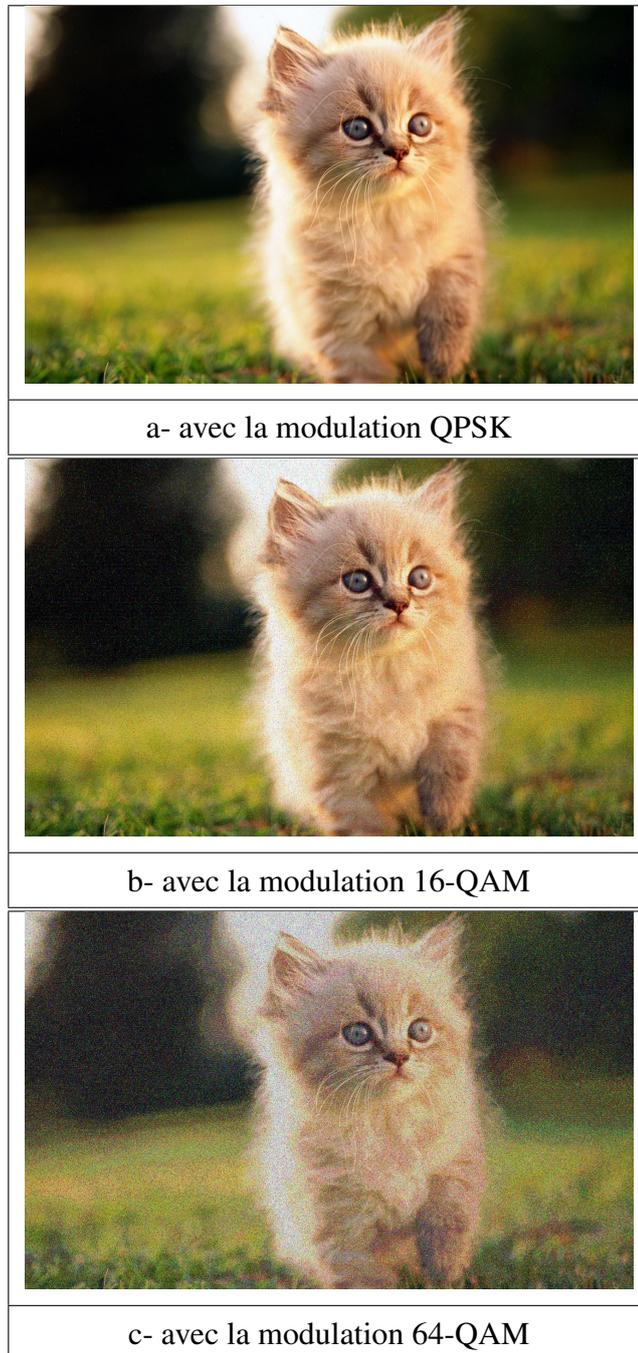


FIGURE 3.34 – Image reçue avec différents types de modulation

On a transmis une autre image, prise au niveau de l'école national polytechnique, les images reçues pour différentes valeurs d'SNR sont illustrées par la figure 3.35.



FIGURE 3.35 – Image reçue avec différentes valeurs de SNR.

3.8 Comparaison des deux approches

Dans notre travail, nous avons utilisé le simulink Matlab pour simuler le système COFDM et étudier ses performances. Plusieurs configurations ont été simulées, dans le but d'optimiser notre système COFDM. Des résultats ont été obtenus pour chaque configuration.

Un autre travail a été réalisé avec une approche de programmation pour simuler ce système en utilisant des scripts Matlab. des résultats ont été obtenus également concernant ces différentes configurations[7].

un travail de comparaison des performances pour les mêmes configurations par les deux approches s'impose. Les configurations communes sont un système avec codage et un système sans codage utilisant la modulation QPSK.

Les résultats des deux approches concernant cette configuration sont représentés sur la figure 3.36.

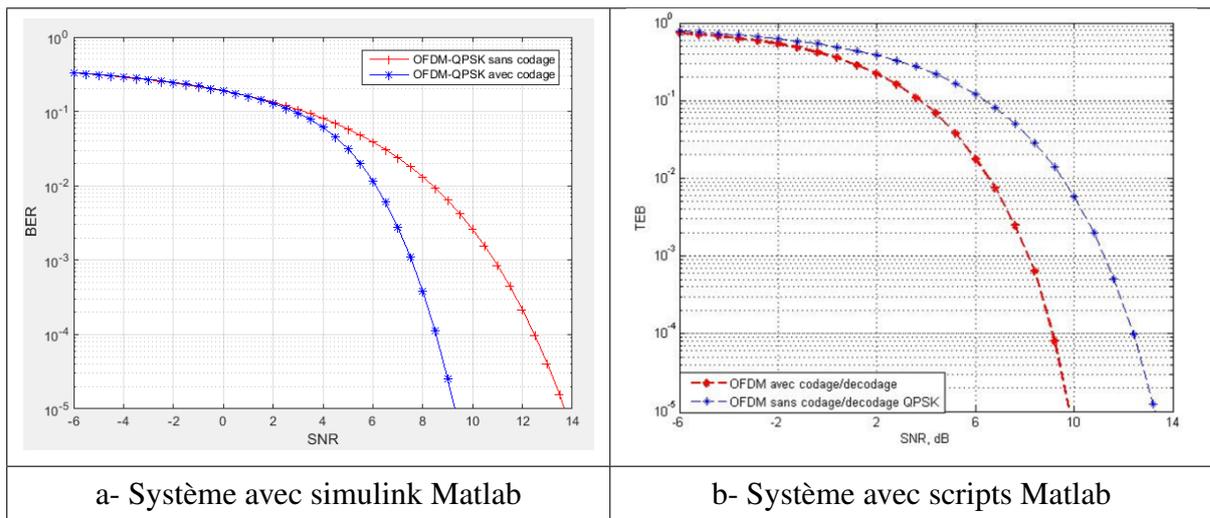


FIGURE 3.36 – Performances du système COFDM avec les deux approches

Nous avons établi deux tableaux 3.9 et 3.10 comparatifs de ces résultats, pour les deux configurations (avec codage et sans codage).

	SNR	-6	0	2	6	8	10
Avec Simulink	BER	0.33	0.19	0.12	0.038	0.013	$2.5 \cdot 10^{-3}$
Avec script	BER	0.9	0.6	0.4	0.1	0.03	$5 \cdot 10^{-3}$

TABLE 3.9 – BER en fonction du SNR pour un système sans codage.

	SNR	-6	0	2	6	8	10
Avec Simulink	BER	0.33	0.19	0.12	0.011	$3.8 \cdot 10^{-4}$	$8 \cdot 10^{-7}$
Avec script	BER	0.9	0.6	0.2	0.02	$6 \cdot 10^{-4}$	10^{-5}

TABLE 3.10 – BER en fonction du SNR pour un système avec codage.

On constate d'après ces résultats que l'approche utilisant le simulink Matlab présente une légère amélioration des performances. En effet pour un SNR, par exemple, égale a 8 dB , le taux d'erreur par bit BER concernant l'approche utilisant le Simulink est égal a 0.013 pour un système sans codage et $3.8 \cdot 10^{-4}$ pour an système avec codage. Avec l'approche utilisant des script Matlab, le BER est égal a 0.03 pour un système sans codage et $6 \cdot 10^{-4}$ pour un système avec codage.

3.9 Conclusion

Ce chapitre présente la modélisation et la simulation du système de transmission COFDM. Le travail a été réalisé en utilisant l'environnement Simulink Matlab. La première partie du chapitre nous a permis d'avoir le système optimal présentant les meilleures performances.

Nous avons constaté dans un premier lieu que l'introduction du codage correcteur d'erreur dans le système OFDM améliore de façon significative les performances du système. Cela est due au fait qu'il peut corriger les éventuelles erreurs de transmission engendrées par le canal. Nous avons aussi constaté que les performances du système COFDM avec entrelacement sont nettement supérieures par rapport à celle du système sans entrelacement. En effet, l'entrelacement qui permet de répartir de façon aléatoire les erreurs, réduit la probabilité d'erreur et peut corriger les erreurs dites par paquets.

On note aussi dans un second lieu que le codage RS(15,9) donne de meilleures performances par rapport aux autres types de codage pour un SNR supérieure à 6 dB. Ceci est dû au pouvoir de correction de ce type de codage. Ce codeur peut en effet corriger jusqu'à 3 erreurs par trame. Nous avons constaté qu'avec la modulation 64-QAM le système COFDM subit une dégradation considérable de performance par rapport aux autres types de modulations. Cela est dû à la faible distance euclidienne entre symboles. L'effet du bruit, qui est très important pour cette modulation, entraîne une augmentation de la probabilité d'avoir des décisions erronés à la réception.

Dans un troisième lieu, nous avons constaté que le système COFDM présente de meilleures performances lorsque la transmission s'effectue via un canal AWGN que lorsqu'on utilise un canal multi-trajets. Cela s'explique par le fait que le canal multi-trajet est un canal très complexe, caractérisé par le nombre de trajet et la fréquence Doppler (Voir Chapitre 1). On constate que le BER augmente au fur et à mesure que l'effet Doppler devient important. Ceci explique l'effet du décalage fréquentiel sur le signal reçu. Donc, les performances du système se dégradent lorsque la fréquence Doppler augmente.

Ce système a fait l'objet d'une application, et ce, en l'évaluant par la transmission d'un signal réel exprimant une image. Les performances de notre système COFDM ont été comparées avec les performances de l'approche utilisant des scripts Matlab du projet de fin d'étude [7]. Les résultats trouvés avec l'approche utilisant le Simulink Matlab, présentent une amélioration au niveau de la probabilité d'erreur, comparée à celle utilisant des scripts Matlab.

Conclusion générale

Ce projet de fin d'étude a été consacré à la modélisation d'une chaîne de transmission COFDM. Des simulations respectant la norme IEEE 802.11a ont été réalisées sous l'environnement Simulink Matlab. Pour ce faire, nous avons commencé notre travail par donner une description détaillée du principe de fonctionnement d'un système OFDM puis, par les différents types de codage et d'entrelacement utilisés dans les systèmes COFDM. Dans le but d'optimiser notre système COFDM, plusieurs configurations ont été réalisées, à savoir le type de codage, l'entrelacement, le type de modulation, et le type de canaux de communications. Notre travail a permis aussi de mettre en relief les performances du système COFDM du point de vue variation du taux d'erreur binaire BER en fonction du rapport signal sur bruit SNR.

Nous avons constaté dans un premier lieu que l'introduction du codage correcteur d'erreur dans le système OFDM améliore de façon significative les performances du système. Cela est due au fait qu'il peut corriger les éventuelles erreurs de transmission engendrées par le canal. Nous avons aussi constaté que les performances du système COFDM avec entrelacement sont nettement supérieures par rapport à celle du système sans entrelacement. En effet, l'entrelacement qui permet de répartir de façon aléatoire les erreurs, réduit la probabilité d'erreur et peut corriger les erreurs dites par paquets.

On note aussi dans un second lieu que le codage RS(15,9) donne de meilleures performances par rapport aux autres types de codage pour un SNR supérieure à 6 dB. Ceci est dû au pouvoir de correction de ce type de codage. Ce codeur peut en effet corriger jusqu'à 3 erreurs par trame. Nous avons constaté qu'avec la modulation 64-QAM le système COFDM subit une dégradation considérable de performance par rapport aux autres types de modulations. Cela est dû à la faible distance euclidienne entre symboles. L'effet du bruit, qui est très important pour cette modulation, entraîne une augmentation de la probabilité d'avoir des décisions erronés à la réception.

Dans un troisième lieu, nous avons constaté que le système COFDM présente de meilleures performances lorsque la transmission s'effectue via un canal AWGN que lorsqu'on utilise un canal multi-trajets. Cela s'explique par le fait que le canal multi-trajet est un canal très com-

plexe, caractérisé par le nombre de trajet et la fréquence Doppler (Voir Chapitre 1). On constate que le BER augmente au fur et à mesure que l'effet Doppler devient important. Ceci explique l'effet du décalage fréquentiel sur le signal reçu. Donc, les performances du système se dégradent lorsque la fréquence Doppler augmente.

Une application a été réalisée avec un signal réel représentant une image. La qualité de l'image reçue pour différentes valeurs du SNR et des types de modulation, conforte la simulation de notre système COFDM.

Les performances de notre système COFDM ont été comparées avec les performances de l'approche utilisant des scripts Matlab du projet de fin d'étude [7]. Les résultats trouvés avec notre approche, présentent une légère amélioration.

Nous avons travaillé avec un système SISO (Single Input Single Output). La capacité du canal de transmission est fixe. On peut l'augmenter en utilisant un système COFDM MIMO (Multiple-Input Multiple-Output). Ces systèmes MIMO permettent d'augmenter sensiblement l'efficacité spectrale des systèmes mobiles et donc le débit de transmission. La combinaison des systèmes COFDM et MIMO permet d'améliorer les performances et le débit de transmission dans les environnements multi-trajets.

Bibliographie

- [1] S.Kaiser et K.Fazel,"*Multi-carrier and spread spectrum systems : From OFDM and MCCDMA to LTE and WiMAX*",deuxième édition, Wiley, G Bretagne, 2008.
- [2] Yves LOUËT,"*Les modulations multi-porteuses*",Institut d'Electronique et de Télécommunications de Rennes, Juin 2010.
- [3] Chang, R. W,"*Synthesis of band-limited orthogonal signals for multi-channel data transmission*". Bell System Technical Journal, 1966.
- [4] S.Weinstein and P. Ebert, "*Data transmission by frequency-division multiplexing using the discrete Fourier transform*", IEEE Transactions on Communication Technology, vol. 19, no. 5, pp. 628-634, October 1971.
- [5] Peled, A. Ruiz, A,"*Frequency domain data transmission using reduced computational complexity algorithms.*",ICASSP'80, avril 1980, volume 5, pp 964-967.
- [6] S.A.Fechtel, A.Blaickner,"*Efficient FFT and equalizer implementation for OFDM receivers.*", IEEE Transactions on Consumer Electronics, vol. 45, no. 4,pp. 1104-1107, november 1999.
- [7] Y. BEN HAMIDOUCHE,"*Etude d'un système OFDM codé pour les applications à haut débit .*",PFE, ENP Alger.2014.
- [8] B.Crow,I.Widjaja,J.G.Kim,P.Sakai,"*IEEE 802.11 Wireless Local Area Networks*",IEEE Communications Magazine, pp 116-126, Septembre 1997.
- [9] ETSI Normalization Committee. Broadband Radio Access Networks (BRAN) ; HIPER-LAN Type 2 ; Physical (PHY) Layer. Norme ETSI, document RTS0023003-R2, European Telecommunications Standards Institute, Sophia-Antipolis, Valbonne, France, February 2001.
- [10] Part 11 :"*Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) specifications : High-speed Physical Layer in the 5 GHz Band*" IEEE Std 802.11a-1999, September 1999.
- [11] ETSI EN 300 401,"*Radio Broadcasting Systems ; Digital Audio Broadcasting (DAB) to mobile, portable and fixed receivers*, May 2001.

- [12] A.EL KHETTABI,"*Conception du système de transmission OFDM codé pour les applications à haut débit* ", Mémoire de maîtrise e électronique, Université de Québec, Ecole de Technologie Supérieure, 2008.
- [13] Z.Wang and G.B.Giannakis." *Wireless multicarrier communications : where Fourier meets Shannon*". IEEE Signal Processing Magazine, 17 :29-48, May 2000.
- [14] Ulrich Reimers,"*Digital Video Broadcasting*", IEEE Communications Magazine, June 1998, pp. 104-110.
- [15] ETSI ETS 300 744,"*Framing Structure, Channel Coding and Modulation for digital Terrestrial Television*", March 1997.
- [16] R.V. Nee & R.Prasad,"*OFDM for Wireless Multimedia Communications*", Artech House-Publishers, 2000.
- [17] Dib ROGER,"*Conception et validation d'un simulateur de système OFDM pour les réseaux intérieurs sans ?l*",Mémoire de maîtrise électronique, Université de Québec, Ecole de Technologie Supérieure, 2003.
- [18] 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.
- [19] W. Henkel, G. Taubock, P. Odling, P. Borjesson, and N. Petersson, "*The cyclic prefix of OFDM/DMT - an analysis*" , in International Zurich Seminar on Broadband Communications. Access, Transmission, Networking, Zurich, Switzerland, Feb. 2002.
- [20] B. Muquet, M. DeCourville, P.Duhamel, G.B. Giannakis, "*OFDM with Trailing Zeros 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.
- [21] Stefan Muller-W, "*OFDM for Wireless Communications : Nyquist Windowing, Peak-Power Reduction and Synchronization*", Shaker Verlag, 2000.
- [22] Z.TERRA, "*Bruit dans les systèmes de communications*", Ecole National Polytechnique, mars 2014.
- [23] Poor& Womell 1998, Terry & Heiskala, Rapport, 2002.
- [24] Proakis, J. G."*Digital communications (4th ed.)*". New York, N.Y. : McGraw-Hill,(2001).
- [25] P. Elias, "*Coding for Noisy Channels* ", IRE conv. Rec., vol. 3, pt. 4, pp. 37-46, 1955.
- [26] Terry J, Heiskala J,"*OFDM wireless LANs : a theoretical and practical guide* ",fudiana-polis, 2002.

- [27] Reprinted with permission from J. K. Omura and B. K. Levitt, "*Coded Error Probability Evaluation for Antijam Communication Systems*", IEEE Trans. Commun., vol. COM30, no. 5, May 1982, Fig. 4, p. 900. © 1982 IEEE.
- [28] S. Dietler, "*Implémentation de codes de Reed-Solomon sur FPGA pour communications spatiales*", haute Ecole d'ingénierie et de gestion de canton de Vaud, Suisse, 2006.

Annexe A

A.1

```
% - Script traçant la variation du BER en fonction du SNR-
% FAIT PAR BOUDOUMI Sidahmed / CHAIB Nassim Abdeldjallil
%
% - Projet de fin d'étude -
% ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE - ENP ALGER - JUIN 2016
clc;
snrvec = [-6:0.5:20];
BERVec0 = zeros(length(snrvec),3);
BERVec1 = zeros(length(snrvec),3);
%BERVec2 = zeros(length(snrvec),3);
for n=1:length(snrvec),
    snr= snrvec(n);
    sim('config1');
    BERVec0(n,:) = ber0;
    BERVec1(n,:) = ber1;
    %BERVec2(n,:) = ber2;
end
semilogy(snrvec',BERVec0(:,1),'+-r');
hold on ;
semilogy(snrvec',BERVec1(:,1),'*-b');
%semilogy(snrvec',BERVec2(:,1),'.-g');
axis([-6 20 10^-7 1])
%set(gca,'XTickLabel',{'0','2','4','6','8','10','12','14'})
grid on;
xlabel 'SNR';
ylabel 'BER';
legend('OFDM-QPSK sans codage ','OFDM-QPSK avec codage ');
```

A.2

```
% - Script-transmission de l'image-
% FAIT PAR BOUDOUMI Sidahmed / CHAIB Nassim Abdeldjallil
%           - Projet de fin d'étude -
% ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE - ENP ALGER - JUIN 2016

clc
a=imread('5.jpg');%read image
I_in = a;
B = dec2bin(I_in); %encoding image into array of bits
simin= bin2dec(B); %
snr=5;
sim('config_image');
k = dec2bin(simout);
C = reshape(k',1,numel(k)); % converted into bits
D = reshape(C,size(k,2),size(k,1));%decoding image from bits
I_out = reshape(bin2dec(D'),size(I_in));
imwrite(uint8(I_out),'snr5.jpg');%recover the image
```