

Université de Gafsa
Institut Supérieur des Sciences Appliquées et de Technologie de GAFSA
Département ASI



SIMULATION DE L'OFDM AVEC QAM POUR LES CANAUX DE RICE ET DE RAYLEIGH

Samir moussaoui

En vue de l'obtention de

License applique en télécommunication

Sous la Direction de :

M.Malek FERHI

Soutenu le 08/06/2023

Devant le jury composé de :

Président :	BEN HOUSSINE moez
Rapporteur :	LADGHEM anis
Encadreur :	Malek FERHI

2022/2023

Dédicaces



*C'est avec une grande émotion que je dédie
Ce modeste Travail de fin d'études aux êtres les plus
chers :*

*Mon père et ma mère qui ont fait de moi
Dont le mérite, les sacrifices et les qualités humaines
m'ont*

Permís de vivre ce jour.

*Avec leurs aides, leur grande émotion et leur sacrifice.
A toute ma famille a tous mes amis et a tous ceux qui
Mesont chers.*

Samir

Remerciements

Je tiens à témoigner ma profonde reconnaissance à **M. Malek FERHI**, pour son encadrement, son aide efficiente et ses encouragements tout au long de la réalisation de ce projet de fin d'études.

Nous remercions vivement tous ceux qui ont participé de loin ou de près par une idée ou une suggestion, par un moment de soutien moral et de concours intellectuel à l'élaboration de projet.

Nos remerciements, nous les semons à tout vent en direction de notre honorable jury et avec cœur ouvert à notre cher encadreur.



Liste des figures

Figure 1: Schéma de principe des trajets multiple.....	4
Figure 2: Dégradation principale de la puissance.....	7
Figure 3: Exemple d'une base orthogonale.....	8
Figure 4: Différence entre OFDM et une technique -multi porteuse conventionnelle.....	9
Figure 5: Représentation fréquentielle et temporelle d'un signal OFDM.....	9
Figure 6: Schéma de principe d'un modulateur OFDM.....	10
Figure 7: Spectre du signal en sortie du modulateur OFDM.....	11
Figure 12: constellation de la 16-QAM.....	13
Figure 13: constellation de la 32-QAM.....	13
Figure 14: Schéma classique du modulateur OFDM/QAM.....	14
Figure 22: Schéma de principe d'un système COFDM.....	18
Figure 23: Mot de code.....	21
Figure 24: Schéma du codage en bloc de Reed-Solomon.....	23
Figure 25: Principe du codage convolutif.....	23
Figure 26: Représentation en treillis du code convolutif.....	24
Figure 27: Antenne directionnelle.....	25
Figure 28: Schéma du principe de la diversité.....	26
Figure 29: la diversité du signal.....	27
Figure 30: la diversité temporelle.....	27
Figure 31: la diversité de fréquence.....	28
Figure 32: Principe du codeur Convolutif(171,133) de taux $\frac{1}{2}$	32
Figure 33: Existence d'une ligne de vue (propagation LOS) : canal de Rice.....	34
Figure 34: pas de ligne de vue (propagation NLOS) : canal de Rayleigh.....	34
Figure 35 : Chaîne de transmission COFDM avec QAM utilisé dans les simulations.....	34
Figure 36 : BER on fonction du SNR de la modulation OFDM avec 256-QAM avec une longueur IFFT/FFT entre 128 et 8196 dans un canal Rice.....	37
Figure 37 : BER on fonction du SNR de la modulation COFDM avec 256-QAM associée avec un code convolutif (171,133) avec une longueur IFFT/FFT entre 128 et 8196 dans un canal Rice.....	37
Figure 38 : BER on fonction du SNR de la modulation OFDM avec 512-QAM avec une longueur IFFT/FFT entre 128 et 8196 dans un canal Rice.....	38
Figure 39 : BER on fonction du SNR de la modulation COFDM avec 512-QAM associée avec un code convolutif (171,133) avec une longueur IFFT/FFT entre 128 et 8196 dans un canal Rice.....	39
Figure 40 : BER on fonction du SNR de la modulation OFDM avec 1024-QAM avec une longueur IFFT/FFT entre 128 et 8196 dans un canal Rice.....	40
Figure 41 : BER on fonction du SNR de la modulation COFDM avec 1024-QAM associée avec un code convolutif (171,133) avec une longueur IFFT/FFT entre 128 et 8196 dans un canal Rice.....	40
Figure 48 : BER on fonction du SNR de la modulation OFDM avec 256-QAM avec une longueur IFFT/FFT entre 128 et 8196 dans un canal Rayleigh.....	42
Figure 49 : BER on fonction du SNR de la modulation COFDM avec 256-QAM associée avec un code convolutif (171,133) avec une longueur IFFT/FFT entre 128 et 8196 dans un canal Rayleigh.....	43
Figure 50 : BER on fonction du SNR de la modulation OFDM avec 512-QAM avec une longueur IFFT/FFT entre 128 et 8196 dans un canal Rayleigh.....	44
Figure 51 : BER on fonction du SNR de la modulation COFDM avec 512-QAM associée avec un code convolutif (171,133) avec une longueur IFFT/FFT entre 128 et 8196 dans un canal Rayleigh.....	44
Figure 52 : BER on fonction du SNR de la modulation OFDM avec 1024-QAM avec une longueur IFFT/FFT entre 128 et 8196 dans un canal Rayleigh.....	45
Figure 53 : BER on fonction du SNR de la modulation COFDM avec 1024-QAM associée avec un code convolutif (171,133) avec une longueur IFFT/FFT entre 128 et 8196 dans un canal Rayleigh.....	46

Liste des tableaux

Tableau 1 : BER on fonction du SNR de la modulation COFDM avec 256-QAM (Canal Rice).	36
Tableau 2 : BER on fonction du SNR de la modulation COFDM avec 512-QAM (Canal Rice).	38
Tableau 3 : BER on fonction du SNR de la modulation COFDM avec 1024-QAM (Canal Rice).	39
Tableau 7 : BER on fonction du SNR de la modulation COFDM avec 256-QAM (Canal Rayleigh).	42
Tableau 8 : BER on fonction du SNR de la modulation COFDM avec 512-QAM (Canal Rayleigh).	43
Tableau 9 : BER on fonction du SNR de la modulation COFDM avec 1024-QAM (Canal Rayleigh).	45

Liste des équations

Équation 5 : La fonction du signal parvenu au récepteur $y(t)$	13
Équation 6 : La fonction du mot codé RS	21
Équation 7 : La distance minimale du code Reed-Solomon.....	22
Équation 8 : Le polynôme générateur	22
Équation 9 : Le polynôme générateur du code de RS (15,9).....	22
Équation 10 : L'équivalence du polynôme générateur du code de RS (15,9).....	22

Liste des abréviations

ADSL : Asymmetric Digital Subscriber Line.

ASK: Amplitude Shift Keying.

AWGN: Additive White Gaussian Noise.

BBAG : Bruit Blanc Additif Gaussien.

BER: Bit Error Rate.

C-OFDM: Coded – OFDM.

DAB: Digital Audio Broadcasting.

DMT: Discrete Multi-Tone

DVB-T: Digital Video Broadcasting.

FEC: Forward Error Correction.

FFT: Fast Fourier Transform.

F-OFDM: Flash-OFDM.

FSK: Frequency Shift keying.

GSM: Global System for Mobile communications.

TEB : taux d'erreur binaire

HiperLan: High Performance LAN.

ICI: Inter Carrier Interference.

IEEE: Institute of Electrical and Electronics Engineer.

IFFT: inverse FFT.

ISI: Inter Symbol Interference.

IT : Intervalle de Temps.

MAQ : Modulation d'Amplitude en Quadrature.

MIMO-OFDM : Multiple Inputs, Multiple Outputs-OFDM.

MRF : Multiplex par répartition en fréquence.

PAPR: Peak to Average Power Ratio.

PSK: Phase Shift Keying.

QAM: Quadrature Amplitude Modulation.

RS: Reed-Solomon.

SNR: signal-to-noise ratio.

UWB: Ultra Wide Band.

V-OFDM: Vector –OFDM.

WiFi: Wireless Fidelity IEEE802.11g.

WiMAX: Worldwide Interoperability for Microwave Access.

W-OFDM: Wide-band OFDM.

Table de matières

Introduction générale.....	1
Chapitre 1 : Systèmes multi-porteuses OFDM	2
1. Introduction	3
2. La modulation multi-porteuse	3
2.1. Historique	3
2.2. Canal multi trajet	4
2.2.1. Caractéristique d'un canal à trajet multiple	5
2.2.2. La dispersion des retards	5
2.2.3. La dispersion fréquentielle	6
2.2.4. Principales dégradations de puissance.....	6
3. Principe de la modulation OFDM :	7
3.1. Spécification d'une transmission OFDM	7
3.2. Notion d'orthogonalité	7
3.2.1. Rappel mathématique	7
3.2.2. Porteuses orthogonales	8
3.3. Expression du signal OFDM en bande de base	9
4. Génération des porteuses en utilisant IFFT	10
5. Avantages et limitations de l'OFDM	11
5.1. Avantages	11
5.2. Limitations.....	12
6. Modulation d'amplitude en quadrature (QAM) :	12
6.1. Principe :	12
6.2. Schéma classique du modulateur OFDM/QAM :	14
7. Conclusion.....	14
Chapitre 2 : Analyse de l'existant	15
1. Introduction :	16
2. Les limites de l'OFDM simple :	16
2.1. C-OFDM (Coded - OFDM).....	17
2.2. MIMO-OFDM (Multiple Inputs, Multiple Outputs-OFDM)	17
2.3. V-OFDM (Vector -OFDM).....	17
2.4. W-OFDM (Wideband OFDM).....	17
2.5. Flash-OFDM	17

3. C-OFDM (Coded - OFDM) :	18
3.1. Introduction :	18
3.2. Codage du système OFDM :	20
3.2.1. Code en bloc :	20
3.2.2. Code de Reed-Solomon (RS) :	21
3.2.3. Les codes convolutifs :	23
4. Les méthodes de la protection de la transmission des signaux sur les canaux de RICE et de RAYLEIGH :	25
4.1. Antennes directionnelles :	25
4.2. Égaliseurs (ZFE, DFE, MMSE, Viterbi,...) pour diminuer l'IIS :	25
4.3. Techniques de diversité :	26
4.5.1. Principe :	26
4.5.2. Intérêt :	26
4.5.3. Diversité avec répétition du signal :	27
4.5.4. Diversité sans répétition du signal :	28
5. Conclusion :	28
Chapitre 3 : Spécification des besoins.....	29
1. Introduction :	30
2. Problème existant :	30
3. Objectif.....	30
4. Analyse des besoins.....	30
4.1. Besoins fonctionnels.....	30
4.2. Besoins non fonctionnels.....	31
5. Taux d'erreur binaire (BER) :	31
6. Rapport signal sur bruit (SNR) :	31
7. Choix des codes convolutifs :	32
7.1. Les Avantages des codes convolutifs :	32
7.2. Le code convolutif (171,133) :	32
8. Réalisation de la chaîne de transmission COFDM sous Matlab :	33
9. Conclusion.....	34
Chapitre 4 : Simulation et Résultats de la technique COFDM avec QAM et code convolutif	35
1. Introduction	36
2. Résultats :	36
2.1. Résultats sur le canal de Rice :	36

2.1.1. Résultats des simulations du système COFDM avec 256-QAM :.....	36
2.1.2. Résultats des simulations du système COFDM avec 512-QAM :.....	38
2.1.3. Résultats des simulations du système COFDM avec 1024-QAM :.....	39
2.1.4. Discussion :	41
2.2. Résultats sur le canal de Rayleigh :.....	42
2.2.1. Résultats des simulations du système COFDM avec 256-QAM :.....	42
2.2.2. Résultats des simulations du système COFDM avec 512-QAM :.....	43
2.2.3. Résultats des simulations du système COFDM avec 1024-QAM :.....	45
2.2.4. Discussion :	46
3. Conclusion :.....	47
Conclusion générale	48

Introduction générale

L'OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) est une technique de transmission très performante pour les réseaux sans fils à hauts débits numériques. Dans un système OFDM, la bande de fréquence est divisée en de multiples sous-porteurs orthogonaux : L'OFDM consiste à contrecarrer les effets d'un milieu bruité sur la propagation du signal radio en le subdivisant sur un nombre élevé de porteuses.

Les études théoriques préconisent que plus le nombre de porteuses soit élevé, plus le rapport signal à bruit du signal à la réception est élevé. Cependant, le nombre de porteuses ne peut être indéfiniment augmenté, sous peine de rendre la conception de l'émetteur et du récepteur très complexe.

Je propose dans ce projet de fin d'étude une analyse des performances d'un système OFDM, associée à une Modulation d'amplitude en quadrature (QAM) sur les canaux de Rice et de Rayleigh, tout en variant le nombre de porteuses et le nombre de bits de la QAM et ce pour identifier les valeurs optimales de porteuses pour certaines valeurs caractéristiques du rapport signal à bruit.

En plus de cette introduction et de la conclusion générale, ce projet est constitué de quatre chapitres :

- Le premier chapitre présente les systèmes OFDM et la modulation QAM.
- Le second chapitre est consacré à l'analyse de l'existant.
- Le troisième chapitre intitulé Spécification des besoins
- Le dernier chapitre présentera des simulations et Résultats de la technique COFDM avec QAM et code convolutif

Chapitre 1 : Systèmes multi-porteuses OFDM

1. Introduction

L'origine de l'OFDM est un développement du FDM depuis les années 1950. L'OFDM est une technique de modulation numérique qui joue sur l'efficacité et la rentabilité de transmission dans le canal radio mobile pour un environnement multi-trajets. L'OFDM transmet les données en utilisant un grand nombre de porteuses pour une bande étroite. L'espace de fréquence et de synchronisation de la porteuse est choisi de telle sorte que les porteuses sont orthogonales pour éviter les interférences. Pour l'implémentation de l'OFDM on utilise la FFT (Fast Fourier Transform), qui est la base de cette technique. La première utilisation de l'OFDM est en 1980 dans les systèmes DAB (Digital Audio Broadcasting), et DVB (Digital Video Broadcasting) Pour ces deux derniers systèmes il y a une seule direction de la station de base vers les utilisateurs.

Dans ce chapitre nous allons présenter l'étude de la technique OFDM et son utilisation dans les réseaux de communication sans fil pour des applications multi-utilisateurs. Ces applications sont incluses dans les réseaux WLAN (Wireless Local Area Network), WLL (Wireless Local Loop) [1].

2. La modulation multi-porteuse

2.1. Historique

La modulation multi-porteuse a été introduite à la fin des années 1950, sa première utilisation était dans des systèmes de communications hautes fréquences militaires. Quelques années plus tard elle a été améliorée avec l'apparition du concept des signaux orthogonaux à bande limitée, concept que l'on appellera par la suite "Orthogonal Frequency Division Multiplexing" (OFDM). La mise en œuvre de l'OFDM à l'époque consistait à utiliser des filtres de Nyquist. Du fait de la complexité de calcul, l'OFDM n'a pas tout de suite intéressé les industriels civils. Vingt ans plus tard, le schéma de modulation-démodulation a été simplifié avec l'utilisation de la Transformée de Fourier Discrète Inverse (TFDI) à l'émission et de la TFD au niveau du récepteur, ce qui rend facile son implémentation numérique. Au milieu des années 1980, la technique OFDM a été développée dans les domaines industriels civils tels que le projet de radiodiffusion numérique DAB [2]. Durant cette dernière décennie l'OFDM est adoptée pour une large gamme d'applications, telles que DVB, DSL, HomePlug, WiFi, WiAX, ainsi que les applications de communication sans fil de 4^{ième} génération, notamment LTE.

2.2. Canal multi trajet

Avant d'exposer le principe des modulations multi-porteuses, nous allons donner quelques caractéristiques du canal radio mobile pour lequel ce type de modulations est intéressant. Dans un système de communication sans fil, les signaux de transmission s'interfèrent les uns avec les autres à cause de différents mécanismes. Le récepteur peut recevoir un signal sous plusieurs versions à travers des trajets multiples. On appelle ce phénomène l'effet multi-trajet. En effet, il existe cinq phénomènes principaux: la réflexion, la réfraction, la diffraction, la diffusion et le guidage d'onde qui ont un impact direct sur la propagation du signal. Les ondes émises lors de la communication radio subissent généralement une combinaison de ces divers phénomènes. Par conséquent, le signal reçu est une somme de tous les signaux arrivants au récepteur sur les différents trajets, et cette somme peut s'effectuer d'une manière constructive ou destructive. Les obstacles peuvent être considérés comme un avantage ou un inconvénient pour la transmission [3].

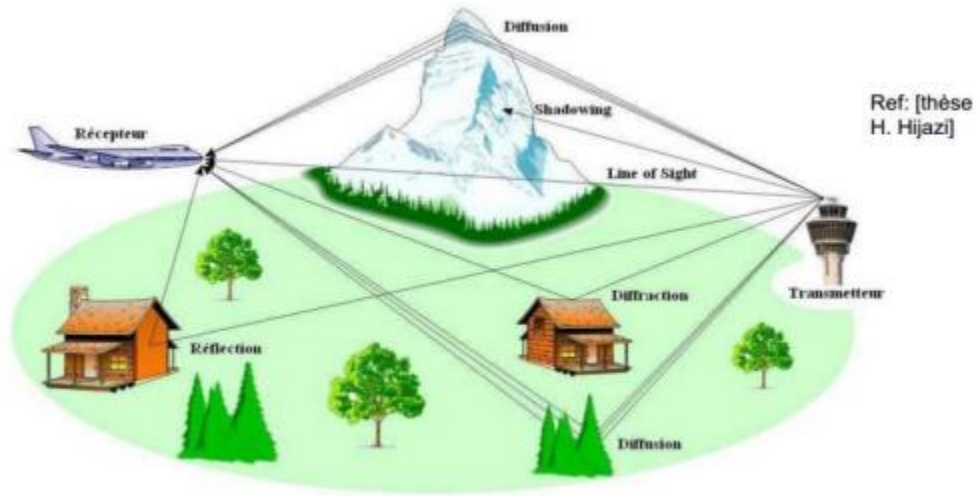


Figure 1: Schéma de principe des trajets multiple

Considérons un modèle simple de canal à l'issue duquel le récepteur reçoit la somme des signaux émis ayant subi des échos donc retardés de τ_i et d'amplitudes h_i [3].

La réponse impulsionnelle du canal s'écrit alors :

$$h(t) = \sum_{l=1}^1 h_l \delta(t - T_l)$$

Sa fonction de transfert est obtenue par transformée de Fourier comme suit :

$$H(f) = \sum_{l=1}^1 h_l e^{-2j\pi f t_l}$$

2.2.1. Caractéristique d'un canal à trajet multiple

L'évaluation des systèmes de transmission est faite selon deux caractéristiques : la qualité de transmission et la complexité de calcul liée aux opérations de modulation/démodulation. Les grandeurs permettant de quantifier la qualité de la transmission sont :

- **Le taux d'erreur binaire (TEB)** : permet de mesurer la fréquence à laquelle les erreurs se produisent, il correspond au rapport entre le nombre de bits erronés et le nombre total des bits émis.
- **Erreur quadratique moyenne (EQM)** : détermine l'écart moyen entre les symboles émis et les symboles reçus.
- **L'efficacité spectrale** : mesure le débit binaire par unité de fréquence pour une transmission de 'q' bits sur une durée T_s et une largeur de bande B allouée à la transmission. Le débit binaire étant donné par le rapport q/B , l'efficacité spectrale est exprimée donc par le rapport q/BT_s .
- **Le rapport signal sur bruit (RSB)** : est généralement adopté en transmission numérique comme paramètre d'entrée du récepteur pour lequel on va évaluer la qualité du message numérique restitué, il permet ainsi de qualifier la sensibilité du récepteur aux perturbations subies par le signal lors de propagation dans le canal. Le RSB est déterminé par le rapport E_b/N_0 avec N_0 la densité spectrale de puissance du bruit blanc à l'entrée du récepteur et E_b l'énergie moyenne par bit du signal modulé [4].
- **La bande de cohérence** : est une mesure statistique de la bande de fréquence dans laquelle le canal peut être considéré comme plat (non sélectif) [5].

2.2.2. La dispersion des retards

Dans les télécommunications sans fil, les trajets réfléchis sont généralement plus longs que le trajet direct c'est-à-dire qu'ils atteignent l'émetteur plus tard que le trajet direct. Les signaux provenant de la même émission arrivent donc au niveau du récepteur avec des retards différents. La dispersion de retard peut être calculée selon la formule suivante :

$$\text{Dispersion des retards} = \frac{\text{Trajet le plus long} - \text{Trajet le plus court}}{\text{Célérité de la lumière}}$$

2.2.3. La dispersion fréquentielle

Les dispersions fréquentielles sont liées à la mobilité de l'émetteur et/ou du récepteur. Ces mouvements provoquent un décalage fréquentiel du spectre des signaux émis, appelé effet Doppler. Ce décalage dépend de la vitesse relative de déplacement, ainsi pour un signal émis à la fréquence f_c le récepteur aura une fréquence de réception f_r qui sera la somme de la fréquence émise f_c et le décalage Doppler f_d .

$$f_r = f_c + f_d$$

Où f_d est fonction de l'angle θ d'incidence, de l'onde reçue, de la vitesse V_c de déplacement relatif entre l'émetteur et le récepteur, et de la vitesse de la lumière C :

$$f_d = \frac{V_c}{C} \cos \theta$$

2.2.4. Principales dégradations de puissance

Si on analyse la puissance du signal reçu en fonction de la distance entre l'émetteur et le récepteur, on distingue trois types de variations de la puissance reçue :

- **Affaiblissement de parcours (pathloss)** : dû à la distance, il peut se calculer de manière déterministe ou avec un modèle empirique lorsque l'environnement se complique.
- **L'ombrage ou évanouissement lent (shadowing ou slow fading)** : des variations lentes dues aux atténuations successives produites par de gros obstacles locaux qui causent de la diffraction.
- **Évanouissement rapide ou multi trajets (fast fading ou multipath fading)** : des variations rapides causées par les trajets due à l'addition constructive ou destructive des signaux qui ne peut être déterministe.

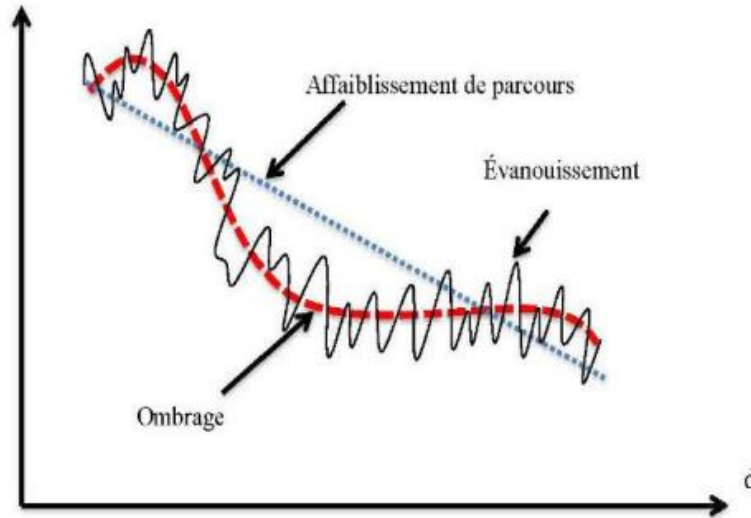


Figure 2: Dégradation principale de la puissance

3. Principe de la modulation OFDM :

3.1. Spécification d'une transmission OFDM

L'OFDM est un procédé de modulation qui consiste à répartir un train binaire à haut débit sur N sous-canaux orthogonaux à bas débit. Le terme modulation est un abus de langage dans le sens où il s'agit de répartir l'information sur N sous-porteuses en bande de base. La modulation à proprement parler, qui permet d'adapter le signal autour de la fréquence centrale, reste quant à elle, identique à celle utilisée dans les chaînes de transmission numériques classiques. Après avoir rappelé la notion d'orthogonalité, nous décrirons successivement la méthode utilisée pour générer les symboles OFDM.

3.2. Notion d'orthogonalité

3.2.1. Rappel mathématique

L'orthogonalité de deux fonctions complexes $f(t)$ et $g(t)$ dans un l'intervalle $[a, b]$ est donnée par l'expression mathématique suivante :

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

L'orthogonalité est la propriété fondamentale qui permet de transmettre des signaux d'informations multiples dans un même canal et de les détecter sans interférence.

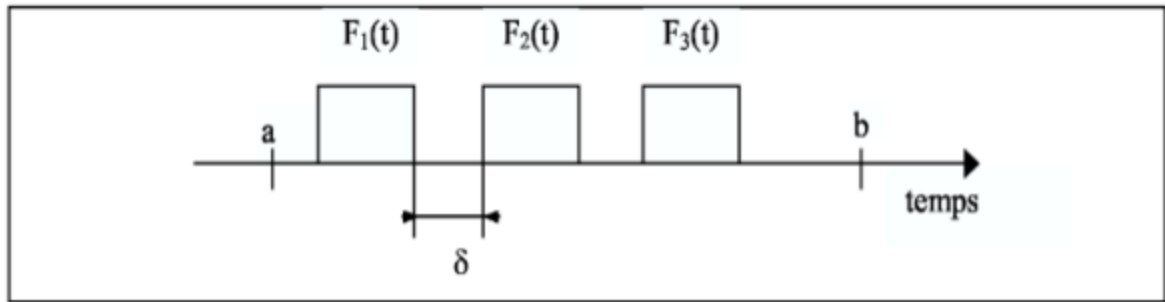


Figure 3: Exemple d'une base orthogonale

3.2.2. Porteuses orthogonales

Nous définissons l'efficacité spectrale comme étant le débit binaire transmis par unité de fréquence. Dans une transmission de type OFDM, le choix de l'écart entre les porteuses va influencer sur cette efficacité spectrale. Plus l'espacement entre porteuses est grand, plus nous avons besoin de bande passante pour transmettre un même débit, et plus l'efficacité spectrale diminue. Pour garantir une efficacité spectrale optimale, il faut que les fréquences des porteuses soient les plus proches possibles, tout en garantissant une absence d'interférence entre les informations qu'elles transportent afin que le récepteur soit capable de les restituer. Cette condition est vérifiée :

- dans le domaine temporel si les formes d'onde du signal OFDM reçu $g(t)$ et du récepteur $f(t)$ sont orthogonales.
- dans le domaine fréquentiel si les spectres des porteuses s'annulent mutuellement deux à deux, avec $G(f) = \text{TF}[g(t)]$.

On parle alors de condition d'orthogonalité des porteuses.

Voici le schéma qui montre le rôle de l'orthogonalité pour améliorer l'efficacité spectrale :

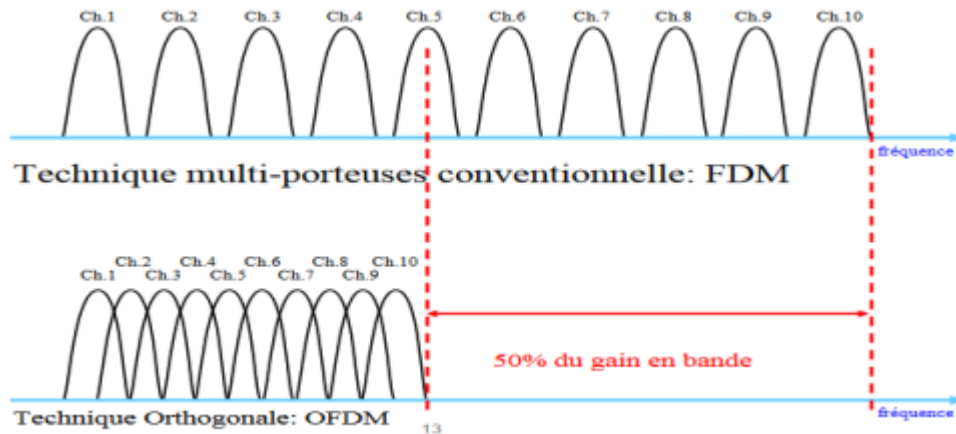


Figure 4: Différence entre OFDM et une technique -multi porteuse conventionnelle

3.3. Expression du signal OFDM en bande de base

Le principe de l'OFDM est de transmettre les informations sur plusieurs porteuses orthogonales entre elles, ainsi le spectre du signal présente une occupation optimale de la bande allouée. Comme le montre la Figure 5, l'OFDM découpe le canal en cellule selon les axes du temps et des fréquences. A chaque cellule fréquence/temps est attribuée une porteuse dédiée. L'information à transmettre est répartie sur l'ensemble de ces porteuses, modulée chacune à faible débit par une modulation du type QPSK ou QAM. Un symbole OFDM comprend l'ensemble des informations contenues dans l'ensemble des porteuses à un instant 't' [1].

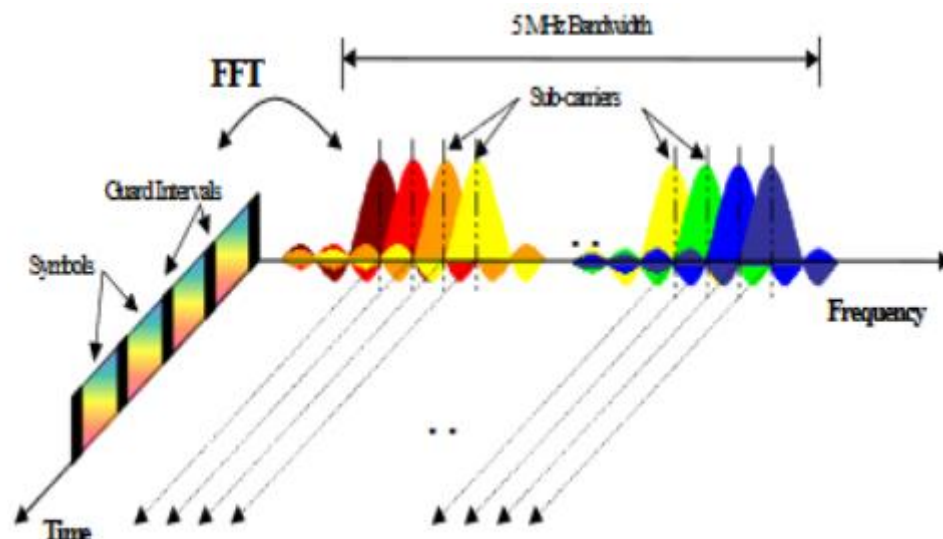


Figure 5: Représentation fréquentielle et temporelle d'un signal OFDM

4. Génération des porteuses en utilisant IFFT

L'OFDM se caractérise par une simple implémentation au niveau de la transmission et la réception, ceci grâce à l'utilisation de la TFD (transformée de Fourier discrète) : la TFDI (transformée inverse) à l'émission et la TFDD (transformée directe) à la réception. Pour implémenter efficacement la TFD, un algorithme moins complexe et plus simple est utilisé, on parle des algorithmes de transformée rapide FFT.

Comme nous venons de le voir, le signal OFDM se compose de N sous-porteuses de fréquences $f_k = f_0 + k\Delta_f$, avec $k \in [0, \dots, N-1]$ utilisées pour la transmission en parallèle de N symboles. Ces symboles notés c_k , sont des éléments complexes prenant leurs valeurs dans un alphabet fini correspondant à une modulation donnée comme par exemple une modulation de phase. La fonction de mise en forme est la fonction porte $\Pi(t)$ dont l'orthogonalité est vérifiée si $\Delta_f = 1/T_u$ où T_u est la durée d'un symbole OFDM. L'expression du signal OFDM en bande de base généré durant l'intervalle $[0, T_u[$.

Voici le schéma de principe de la modulation OFDM :

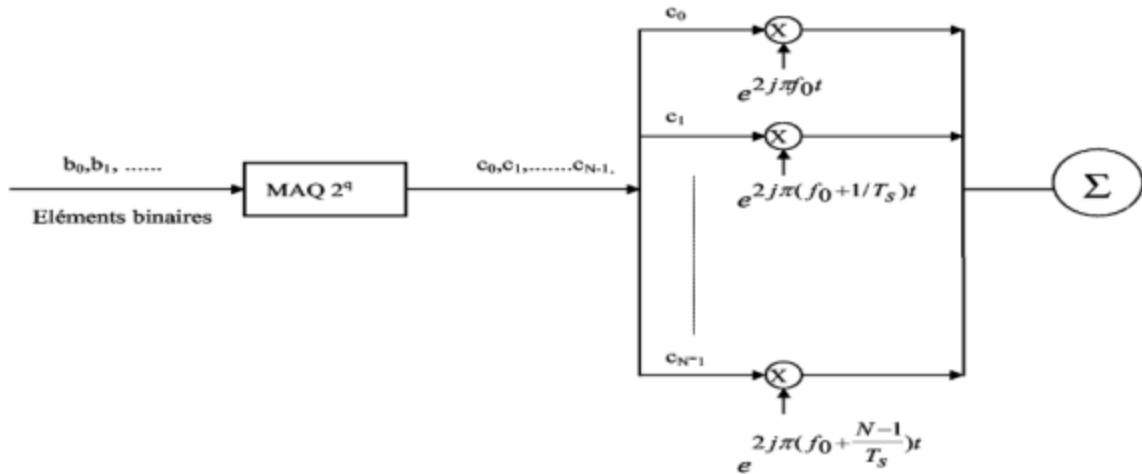


Figure 6: Schéma de principe d'un modulateur OFDM

Les spectres des différentes porteuses sont présentés sur la Figure 7. Le spectre d'un signal OFDM est la somme de tous ces spectres.

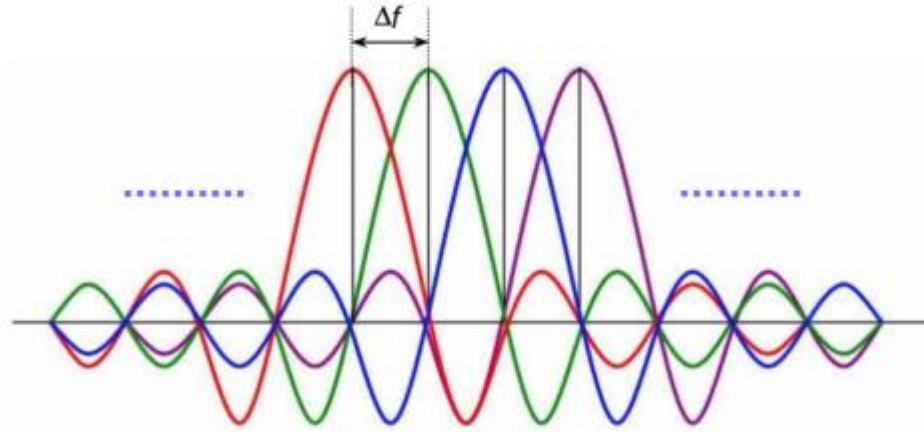


Figure 7: Spectre du signal en sortie du modulateur OFDM

5. Avantages et limitations de l'OFDM

5.1. Avantages

Les avantages de l'OFDM sont nombreux :

- ❖ Une utilisation efficace des ressources fréquentielles en comparaison avec les solutions classiques de multiplexage fréquentiel (FDM). Ceci est dû au fait que dans l'OFDM, les canaux se chevauchent tout en gardant une orthogonalité parfaite.
- ❖ Une égalisation numérique moins complexe grâce à l'utilisation d'un grand nombre de sous-porteuses, et optimale grâce à l'utilisation de l'intervalle de garde (au prix d'une diminution du débit).
- ❖ Les techniques multi-porteuses sont robustes au bruit impulsif puisque chaque porteuse est affectée d'un bruit indépendant des autres porteuses. Contrairement aux modulations mono porteuses où le bruit peut affecter un certain nombre de symboles transmis, par conséquent, la perte d'un symbole dû à un bruit important n'affecte pas les autres symboles.
- ❖ Les techniques OFDM ont également une très grande flexibilité dans l'allocation de bit/débit dans des contextes multi-utilisateurs. En effet, en fonction de la valeur du gain instantané du canal, chaque porteuse peut être codée indépendamment des autres porteuses. Il est alors possible d'implémenter la méthode de 'water pouring' lorsque le canal est connu à l'émission.
- ❖ Une simple implémentation numérique à l'émission et à la réception grâce à l'utilisation de la transformée de Fourier et son inverse.
- ❖ La robustesse contre l'effet multi-trajet grâce à l'utilisation du préfixe cyclique.

5.2. Limitations

La modulation OFDM n'a pas que des avantages, mais elle a aussi des inconvénients :

- L'OFDM conventionnelle, utilise une forme d'onde rectangulaire parfaitement localisée en temps mais mal localisée en fréquence. Elle n'a pas été adoptée dans les communications radio mobiles vue sa sensibilité à la sélectivité temporelle (variations très rapides en temps) du canal de propagation, entraînée par le mouvement des stations mobiles. Le désir actuel d'utiliser cette technique dans les systèmes radio mobiles de 4^{ème} génération (4G) a motivé les chercheurs à proposer de nouvelles formes d'onde bien localisées à la fois en temps et en fréquence.
- L'intervalle de garde induit une perte d'efficacité spectrale et une perte en débit de transmission.
- L'OFDM est également très vulnérable aux problèmes de synchronisation.
- Les erreurs de synchronisation induisent un déphasage sur les symboles reçus.
- Malgré ses nombreux avantages, la performance de l'OFDM est beaucoup moins satisfaisante dans un scénario de communication à grande mobilité, où l'effet Doppler joue un rôle important. Dans ce cas, les techniques traditionnelles, qui sont utilisées avec succès pour l'estimation de canal ou l'égalisation dans un environnement statique, fonctionneront de manière très dégradée.

6. Modulation d'amplitude en quadrature (QAM) :

6.1. Principe :

La QAM (Quadrature Amplitude Modulation) est une technique de modulation numérique qui implique deux signaux différents à envoyer simultanément sur la même fréquence porteuse. La combinaison d'ASK et PSK donne une technique de modulation d'ordre supérieur à celle de la QAM [11]. Il peut être divisé en différentes techniques M-QAM, telles que 8QAM, 16QAM, 64QAM [12, 13]. Il est utilisé principalement dans les systèmes de télécommunications numériques et les applications de transmission de données plus élevées, telles que les systèmes de modem câble. Lorsque le débit de données requis est supérieur à 8-PSK, il est conseillé de passer à QAM car il est possible d'atteindre une plus grande distance entre les points adjacents dans les plans I et Q par une distribution uniforme des points. La seule complexité impliquée est que le

démodulateur devra détecter correctement l'amplitude et la phase, car les points n'ont plus la même amplitude.

Il existe différentes formes de QAM, mais les plus communes sont 16QAM, 64QAM, 128QAM et 256QAM. La M-QAM de niveau supérieur permet d'obtenir plus de points à l'intérieur de la constellation, ce qui permet d'envoyer plus de bits par symbole et transmettre les données en une bande passante beaucoup plus petite. Cependant, si l'énergie moyenne de la constellation reste constante, les symboles doivent être très proches les uns des autres, ce qui les rend plus vulnérables au bruit et à d'autres distorsions. Ceci entraîne un taux d'erreur binaire plus élevé. Ce signal devra être transmis avec plus de puissance pour que le symbole s'étale davantage, réduisant ainsi le rendement énergétique de cette technique par rapport à une autre technique de modulation. Néanmoins, l'ordre supérieur QAM peut transmettre plus de données, ce qui permet de produire plus de transmission spectrale efficace, mais ils sont moins fiables par rapport à QAM ordre inférieur [14, 15].

La forme générale des signaux M-QAM peut être exprimée mathématiquement comme :

$$s_i(t) = \sqrt{\frac{2E_{min}}{T_s}} a_1 \cos(2\pi f_c t) + \sqrt{\frac{2E_{min}}{T_s}} b_1 \sin(2\pi f_c t) \\ 0 \leq t \leq T, i = 1, 2, 3, \dots, M$$

Équation 1: La fonction du signal parvenue au récepteur $s(t)$ [16]

Où E_{min} est l'énergie du signal avec l'amplitude la plus faible, a_1 et b_1 sont une paire d'entiers indépendants choisis en fonction de l'emplacement du point de signal particulier.

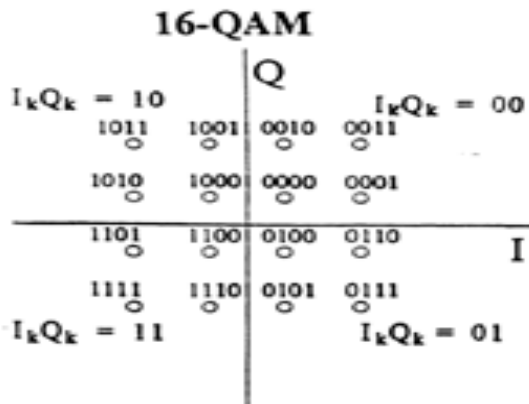


Figure 8: constellation de la 16-QAM[17]

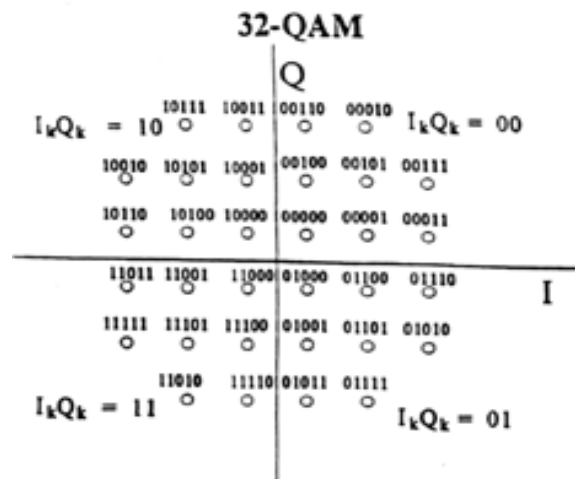


Figure 9: constellation de la 32-QAM[17]

6.2. Schéma classique du modulateur OFDM/QAM :

La Figure 10 illustre les étapes d'une modulation OFDM/QAM. Les données à l'entrée subissent une modulation QAM. Les symboles QAM qui en sont issus sont mappés sur un bloc de N points pour réaliser une transformée de Fourier à N points. L'intervalle de garde est inséré par la suite.

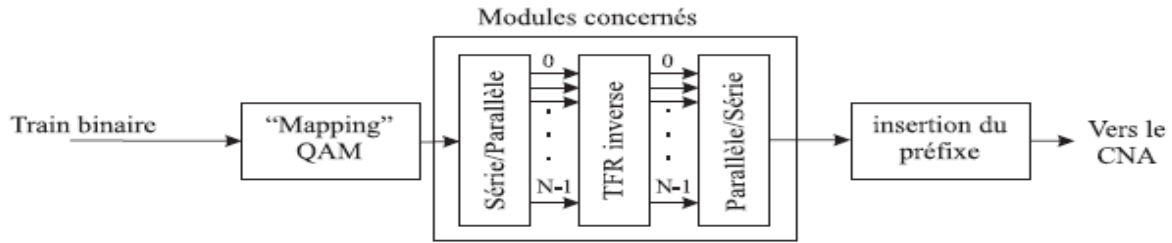


Figure 10: Schéma classique du modulateur OFDM/QAM[18]

7. Conclusion

Ce chapitre nous a permis de présenter l'évolution de la modulation multi porteuse OFDM, les besoins qui ont menés à l'apparition de cette technologie. On a commencé par une petite description d'un canal à trajet multiples suivi du principe de base de l'OFDM côté émission (modulation) et côté réception (démodulation). Nous avons expliqué la propriété d'orthogonalité fréquentielle qui permet d'améliorer l'efficacité spectrale. Ensuite nous avons vu l'utilisation du préfixe cyclique et son efficacité pour combattre les interférences inter-symboles. Pour finir, on a cité les avantages et limitations et quelques applications qu'utilise cette technologie.

Chapitre 2 : Analyse de l'existant

1. Introduction :

Après avoir présenté les notions de base nécessaires pour comprendre les enjeux auxquels fait face ce Projet, nous commencerons ce chapitre avec énumérer avec plus de détails les limites de l'OFDM et les différents types de techniques utilisées pour en réduire les effets. On se focalisera plus particulièrement sur la description du principe de la COFDM.

2. Les limites de l'OFDM simple :

La mise en œuvre de l'OFDM simple, telle que présentée au chapitre 1, comporte des inconvénients. On peut en mentionner ce qui suit :

- Après la transformée de Fourier inverse discrète du bloc de symbole fréquentiel, l'OFDM peut engendrer des symboles temporels à forte amplitude en comparaison avec des techniques mono-porteuses (pour lesquelles les constellations sont émises directement). Ceci crée des contraintes énormes sur les amplificateurs et conduit à une consommation de puissance importante. A titre d'exemple, si le vecteur de symboles fréquentiel $[1, 1, 1 \dots 1]$ est émis, le signal temporel $[\sqrt{N}, 0, 0 \dots 0]$ est obtenu. La première composante du bloc de symbole temporel émis possède alors une très forte amplitude. Afin d'éviter le seuillage (appelé aussi clipping) du signal, qui détruit l'orthogonalité des porteuses et par conséquent dégrade les performances système, il est obligatoire d'utiliser des amplificateurs linéaires au prix d'un accroissement du prix des émetteurs.

Actuellement, les techniques de transmission s'attachent plus à la réduction de l'amplitude du signal appelé également PAPR (Peak to Average Power Ratio). En pratique, la plupart des méthodes de réduction PAPR sont basées sur des modifications du signal émis à l'aide d'un vecteur de correction [19]. Le vecteur de correction est rajouté aux symboles fréquentiels une nouvelle constellation avec de meilleures propriétés. Ceci induit un accroissement de complexité non-négligeable au niveau de l'émetteur N .

- L'OFDM est également très vulnérable aux problèmes de décalage en fréquence (Frequency offset) et de synchronisation. Dans le premier cas, le décalage en fréquence engendre de l'interférence entre porteuses, qui peut détruire l'orthogonalité des porteuses. Dans le second cas, les erreurs de synchronisation induisent un déphasage sur les symboles reçus. Les techniques mono-porteuses de compensations sont mal adaptés aux techniques multi-

porteuses et de nouvelles approches sont à l'étude. Dans les nouveaux standards, les débits plus élevés accentuent ces difficultés.

- Il est à noter que le modèle OFDM précédent ne s'applique pas quand le préfixe cyclique est plus petit que la longueur du canal. Dans ce cas, un symbole émis sur une porteuse pourra interférer avec les symboles de porteuses adjacentes. Une solution (déjà utilisée dans le contexte ADSL) est de réduire la longueur du canal à l'aide d'un pré-égaliseur.

Pour pallier à ces limites, beaucoup de solutions ont été adoptées ; conduisant à diverses techniques dérivées de l'OFDM. On en cite les principales techniques suivantes :

9.1. C-OFDM (Coded - OFDM)

- ✓ La C-OFDM offre un réel avantage en la présence de signaux d'interférences à bande étroite isolées.

9.2. MIMO-OFDM (Multiple Inputs, Multiple Outputs-OFDM)

- ✓ Utilise plusieurs antennes pour transmettre et recevoir des signaux radio.
- ✓ Multiplexage spatial.

9.3. V-OFDM (Vector -OFDM)

- ✓ Développé par CISCO pour augmenter la couverture spatiale de l'abonné.
- ✓ Réduit le coût de provisionnement et le déploiement des infrastructures.
- ✓ Emploie la fréquence et la diversité spatiale.
- ✓ Crée une technique de traitement robuste pour trajets multiples et les interférences à bande étroite.

9.4. W-OFDM (Wideband OFDM)

- ✓ Inventée par Wi-LAN.
- ✓ Grand écart entre les transporteurs.

9.5. Flash-OFDM

- ✓ La technologie à étalement de spectre large bande qui évite les compromis inhérents à d'autres systèmes de données mobiles.
- ✓ Capacité de contourner les signaux parasites.

3. C-OFDM (Coded - OFDM) :

3.1. Introduction :

Les schémas de l'OFDM ont sacrifié la diversité des schémas de mono-porteuses au profit d'une égalisation simplifiée. En effet, lorsque qu'une sous-porteuse est affectée d'une atténuation, l'information émise sur cette porteuse est irrémédiablement perdue. En pratique, des schémas OFDM codés connus sous le nom de COFDM (Coded OFDM) sont utilisés pour remédier à ces inconvénients et parmi les systèmes utilisant le COFDM, on peut énumérer :

- Digital Audio Broadcasting, qui va bientôt remplacer la radio analogique.
- Digital Vidéo Broadcasting, qui été adapté à la télévision numérique.
- HIPERLAN/2 et IEEE 802.11a pour les réseaux locaux sans fils.

Le schéma de principe d'un système COFDM est représenté sur la

Figure 11:

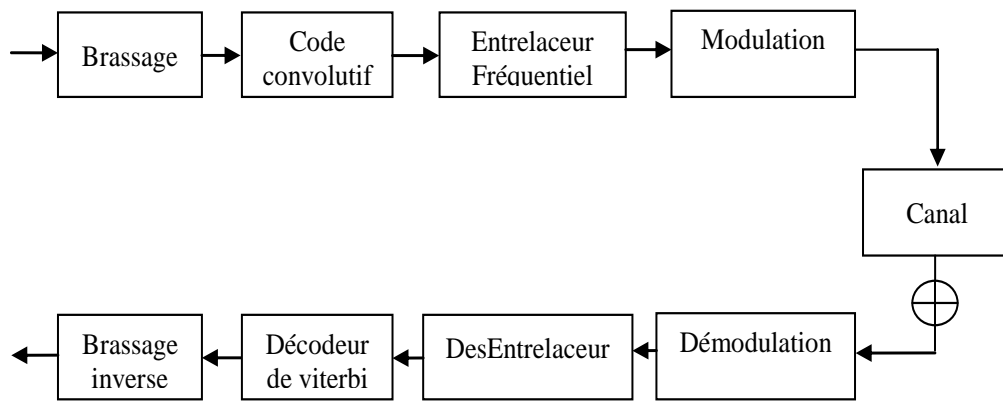


Figure 11: Schéma de principe d'un système COFDM

Tout d'abord, un module de brassage est incorporé en début de la chaîne de transmission, afin de répartir l'énergie sur l'ensemble des bits. Ceci évite de longues suites de 0 ou 1 qui, pourraient créer des raies dans le spectre. Cette opération est effectuée en multipliant le signal par la sortie d'un générateur pseudo-aléatoire.

Comme il convient de renforcer la protection de bits quant à des erreurs éventuelles, un code convolutif est utilisée. Le rôle du code convolutif est de lier les bits entre eux pour retrouver la valeur de chacun en cas de transmission erronée.

Dans le cadre de la norme IEEE802.11a, le codeur ci-dessus est utilisé. C'est un codeur convolutif de longueur de contrainte 7. Chaque bit incident va générer 2 bits sortant et sera lié aux 6 bits précédents (la longueur de contrainte est le nombre de registres augmenté d'une unité).

Le rendement du codeur est de $1/2$ puisque pour 1 bit d'entrée, nous avons 2 bits de sortie. Le bit X de sortie est un « ou exclusif » entre les bits 1, 2, 3, 4 et 7 alors que le bit Y de sortie est un « ou exclusif » entre les bits 1, 3, 4, 6 et 7.

Afin d'augmenter les débits et réduire la redondance du code, un module de poinçonnage est souvent utilisé. Le poinçonnage consiste à ne transmettre que certains bits en sortie du codeur. Dans le cas d'un rendement $3/4$, pour 3 bits se présentant à l'entrée du codeur, le poinçonnage n'en transmettra que 4 au lieu des 6 bits habituels. Aux niveaux du décodeur, les bits non transmis sont remplacés par la valeur 0 et les erreurs dues au poinçonnage n'affectent pas trop en général les performances du système. L'intérêt du poinçonnage est de pouvoir modifier le rendement des codes sans pour autant mettre en place un nouveau code convolutif.

En sortie du codeur convolutif, un entrelaceur fréquentiel est utilisé. L'entrelaceur «éparpille» les bits contenant la même information sur plusieurs porteuses. En pratique, l'entrelaceur est une table qui fait correspondre à chaque bit une position sur une porteuse donnée. S'il y a suffisamment de porteuses fréquentielles indépendantes, il est alors possible de récupérer et reconstituer l'information à partir des échantillons n'ayant pas subi d'atténuation. Ceci permet de corriger une longue suite de bits consécutifs erronés. Dans ce contexte, la diversité est apportée par l'utilisation conjointe de codage et d'entrelacement.

En sortie de l'entrelaceur, les bits sont modulés sous forme de symboles tels que BPSK, QPSK, QAM 16 ou QAM 64. En fonction de la taille de la constellation émise, le débit sera modifié.

Au niveau du récepteur, le signal reçu, après démodulation FFT, est désentrelacé selon la table de correspondance de l'émetteur. Des métriques tenant compte de la constellation des symboles émis et de l'évanouissement sur chaque porteuse sont alors calculés. Ces métriques sont utilisées par le décodeur de Viterbi pour corriger les erreurs : les bits n'ayant pas subi d'atténuation ou amplifiés auront plus de poids dans le décodage que les bits issus de porteuses à faible gain. Aucune égalisation à proprement dite n'est effectuée et le décodage est un décodage du maximum de vraisemblance grâce à l'algorithme de Viterbi. On peut noter que les performances s'améliorent avec la longueur de contrainte du code et la taille de l'entrelaceur.

Mais ceci peut conduire à des treillis au niveau du décodeur de Viterbi très complexe et des délais de décodage importants. Enfin, en sortie du décodeur, les paquets d'information sont décrassés.

3.2. Codage du système OFDM :

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

10.2.1. Code en bloc :

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

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

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

Où $\text{floor}(x)$ est une fonction d'arrondissement de x à la valeur de nombre entier.

La distance minimale Hamming d_{min} est caractérisée par l'équation suivante :

$$d_{min} \leq n - k + 1$$

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

$$n = 2m - 1$$

Le mot de code de n symboles est formé de k bits d'information et de $n-k$ bits de parité (voir la Figure 12).

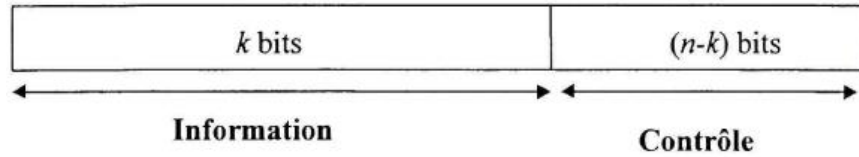


Figure 12: Mot de code

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

10.2.2. Code de Reed-Solomon (RS) :

Les codes de Reed-Solomon sont basés mathématiquement sur les corps finis de Galois.

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

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

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

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

Équation 2: La fonction dumot codé RS

Où $g(x)$: le polynôme générateur du code, $I(x)$: le bloc d'information à coder (15 symboles), $P(x)$: les $2T$ symboles de parité (6 symboles).

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

$$d_{min} = 2t + 1$$

Équation 3: La distance minimale du code Reed-Solomon

Le nombre de bits s par symbole est donné par :

$$n = 2s - 1$$

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

Le polynôme générateur est sous la forme :

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

Équation 4: Le polynôme générateur

Si on calcule les coefficients du polynôme du code de RS (15,9) qui peut corriger trois erreurs, on trouve :

$$\begin{aligned} g(x) &= (x - \alpha^1)(x - \alpha^2) \dots (x - \alpha^{2t}) \\ &= (x - \alpha^1)(x - \alpha^2)(x - \alpha^3)(x - \alpha^4)(x - \alpha^5)(x - \alpha^6) = \\ &= x^6 + x^5(\alpha^{13} + \alpha^9) + x^4(\alpha^6 + \alpha^7 + \alpha^{11}) + x^3(\alpha^3 + 1 + \alpha^9) \\ &+ x^2(\alpha^{10} + \alpha^{12} + \alpha^2) + x(\alpha^4 + \alpha^{14}) + \alpha^6 = x^6 + \alpha^{10}x^5 + \\ &\alpha^{14}x^4 + \alpha^4x^3 + \alpha^6x^2 + \alpha^9x + \alpha^6 \end{aligned}$$

Équation 5: Le polynôme générateur du code de RS (15,9)

L'équivalence en décimal peut être représentée comme suit :

$$g(x) = x^6 + 7x^5 + 9x^4 + 3x^3 + 12x^2 + 10x + 12$$

Équation 6: L'équivalence du polynôme générateur du code de RS (15,9)

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 13).

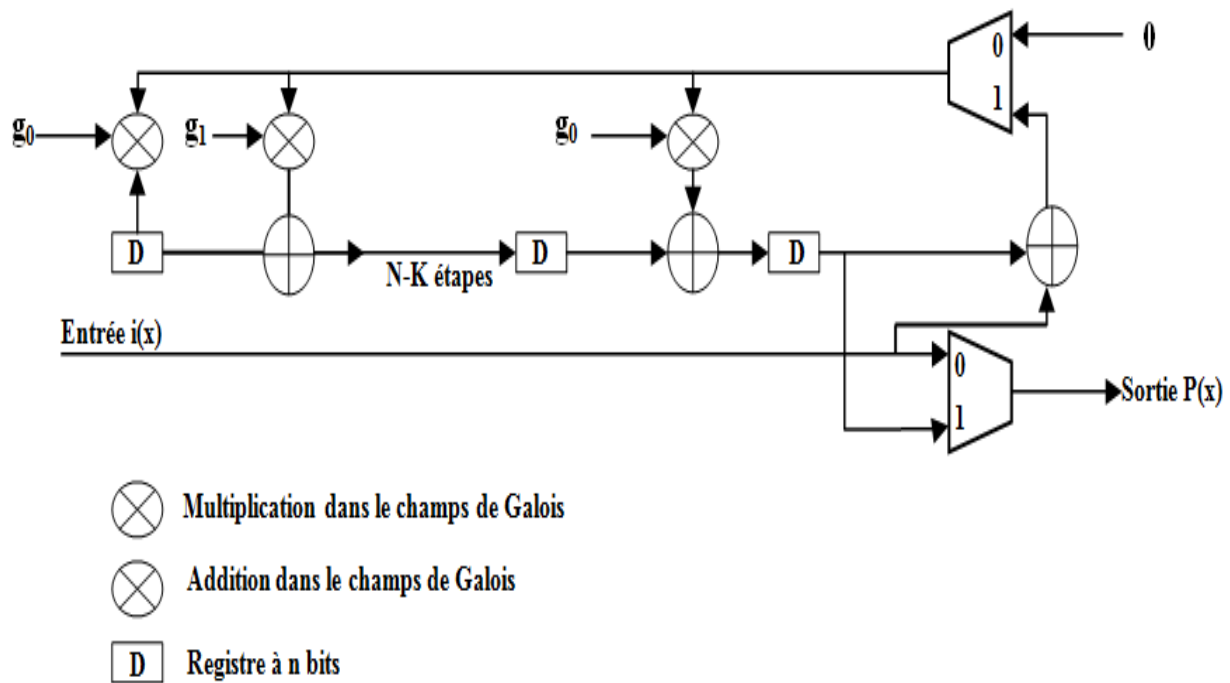


Figure 13: Schéma du codage en bloc de Reed-Solomon

10.2.3. Les codes convolutifs :

Pour ces codes, chaque bloc de n éléments binaires en sortie dépend non seulement des k éléments binaires présents en entrée mais aussi des m blocs de k éléments binaires précédents. Le codage se fait avec des registres à décalage et des additionneurs formés par des ou exclusif. Chacun des deux codeurs est un codeur convolutif récursif (voir la Figure 14).

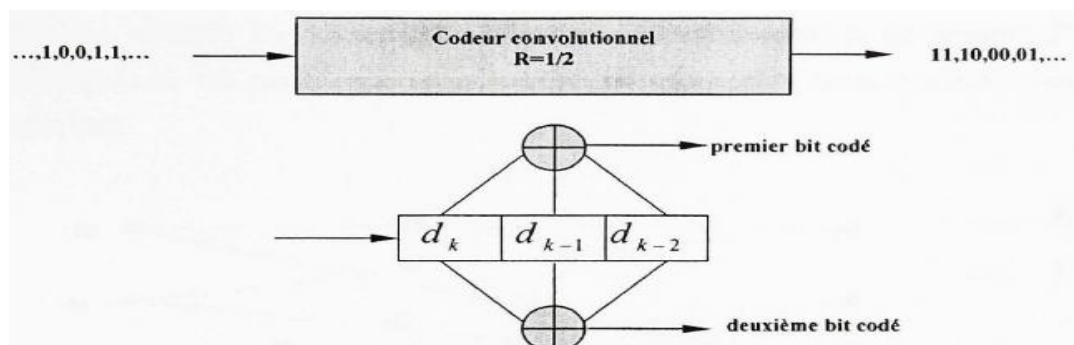


Figure 14: Principe du codage convolutif

La Figure 14 représente un codeur convolutif de taux de codage $R=1/2$ et de longueur de contrainte $k=3$.

Le codeur fonctionne de la manière suivante : Avant que le processus de décodage ne débute, le contenu du registre à décalage est initialisé à zéro. Les bits d'information arrivent à l'entrée du codeur de façon continue. La séquence des symboles codés est obtenue en échantillonnant les additionneurs modulo-2 à l'aide de commutateur.

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

Un treillis d'encodage est une représentation du codeur convolutif qui tient compte du fait que le nombre d'états du codeur est fini. Le treillis est constitué de nœuds représentant les états du codeur en question, et de branches reliant les nœuds du treillis représentant les transitions entre les états du codeur. La longueur du treillis représente la profondeur dans la séquence des bits d'information, et sa largeur représente le nombre d'états du codeur. La Figure 14 illustre une représentation en treillis d'un code convolutif. On peut constater que le treillis a toujours deux branches sortantes de chaque état.

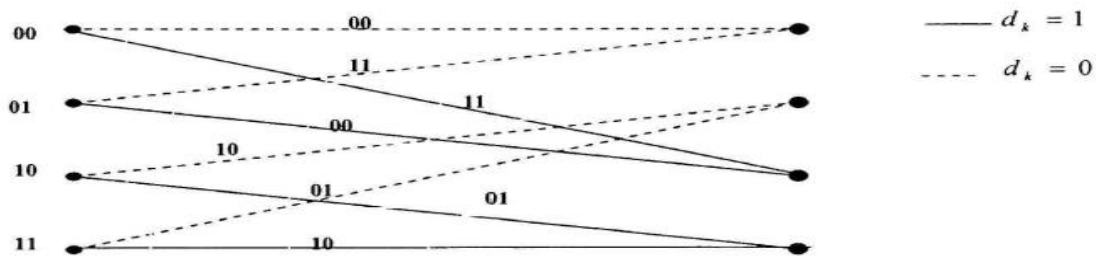


Figure 15: Représentation en treillis du code convolutif

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

4. Les méthodes de la protection de la transmission des signaux sur les canaux de RICE et de RAYLEIGH :

4.1. Antennes directionnelles :

Une antenne directionnelle ou à faisceau directionnel est une antenne qui émet ou reçoit un signal plus intense dans une ou plusieurs directions, permettant d'accroître le rendement et réduit les interférences provenant de sources non désirées. Les antennes directionnelles comme antennes Yagi-Uda fournissent des performances accrues par rapport aux antennes à dipôles quand une plus grande concentration de rayonnement dans une certaine direction est souhaitée.



Figure 16: Antenne directionnelle

4.2. Égaliseurs (ZFE, DFE, MMSE, Viterbi,...) pour diminuer l'IIS :

Objectif : Rajouter un filtre après le filtre de réception et l'échantillonnage afin de réduire les effets du canal (l'IIS) à l'aide d'un filtre égaliseur.

Deux types d'égaliseurs :

Égaliseurs fixes : valables pour canaux invariants par rapport au temps.

- Zero-Forcing Equalizer
- Minimum Mean-Square Error
- Maximum Likelihood Sequence Estimator

Égaliseurs adaptatifs : valables pour canaux variantes (mais aussi invariants) par rapport au temps.

- Égaliseur LMS (Least Mean-Squares)

- Égaliseur DFE (Decision Feedback Equalizer)
- Égaliseur RLS (Recursive Least-Squares)

4.3. Techniques de diversité :

11.5.1. Principe :

Le récepteur reçoit différentes versions du signal émis. Ces versions sont émises sur des canaux différents et indépendants : L branches indépendantes, donc, diversité d'ordre L (au maximum).

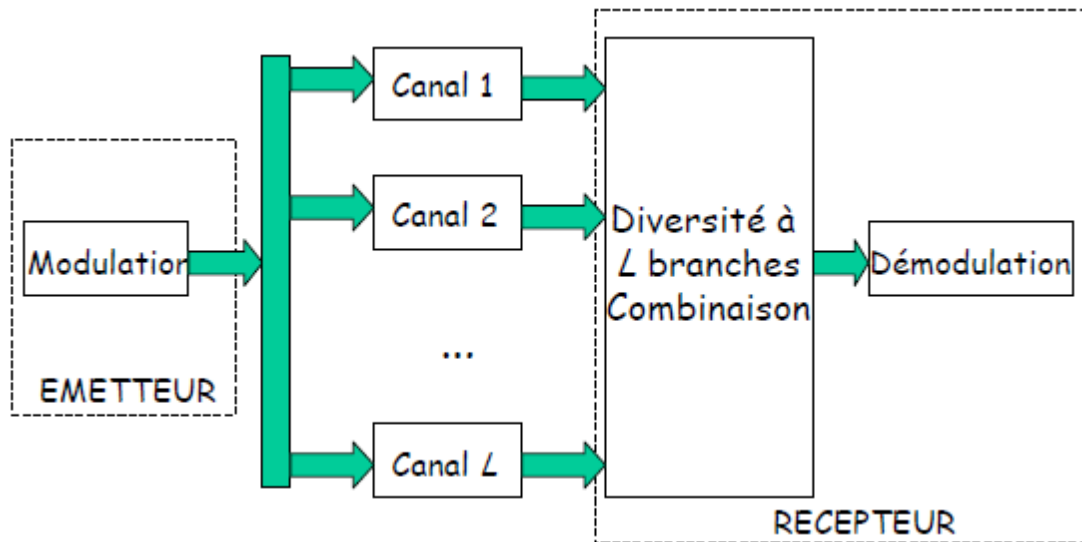


Figure 17: Schéma du principe de la diversité

11.5.2. Intérêt :

La probabilité pour que le signal soit dans un « trou de fading » simultanément sur tous les canaux est faible.

- ➔ atténuation des effets du fading
- ➔ diminution du TEB

Ex. 1 : L=3 canaux. Probabilité de 10% d'être dans un « fade » sur chaque canal

Probabilité de $10^{-3}=0.1\%$ d'être dans un « fade » simultanément.

Ex. 2 : L=2 canaux. A chaque instant, on considère le signal le plus fort.

- ➔ diminution de la probabilité de «fade».

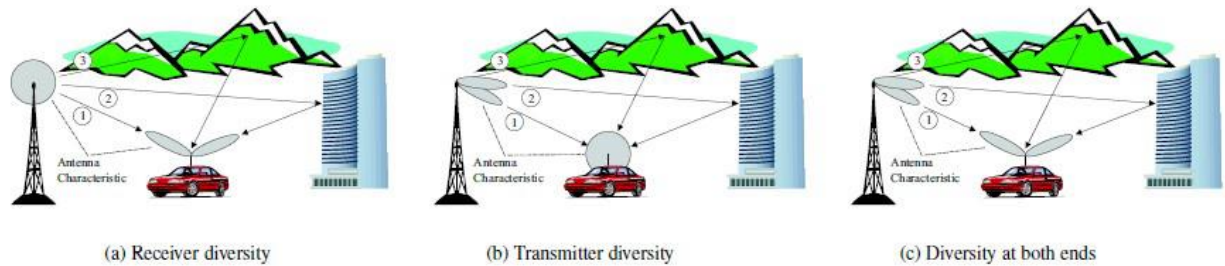


Figure 18: la diversité du signal

11.5.3. Diversité avec répétition du signal :

Diversité temporelle :

- émission du signal à L instants séparés d'au moins le temps de cohérence T_c .
- nécessité d'avoir un canal sélectif en temps pour avoir des fadings indépendants.

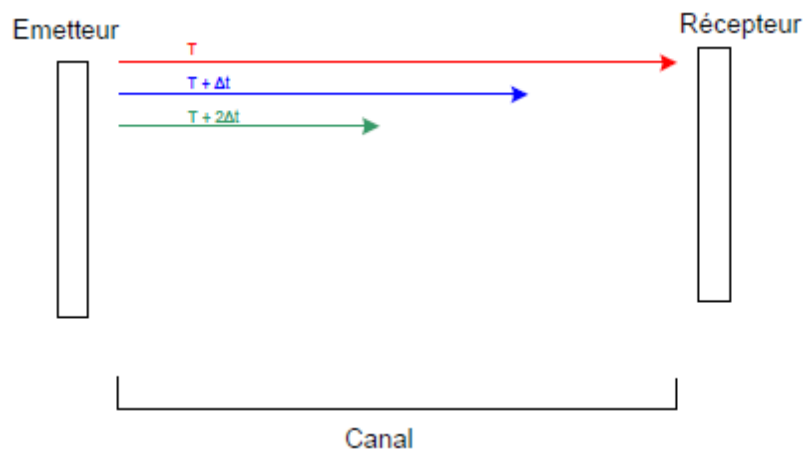


Figure 19: la diversité temporelle

Diversité fréquentielle :

- Emission du signal sur L différentes fréquences séparées d'au moins la bande de cohérence B_c .
- Nécessité d'avoir un canal sélectif en fréquences pour avoir des fadings indépendants.

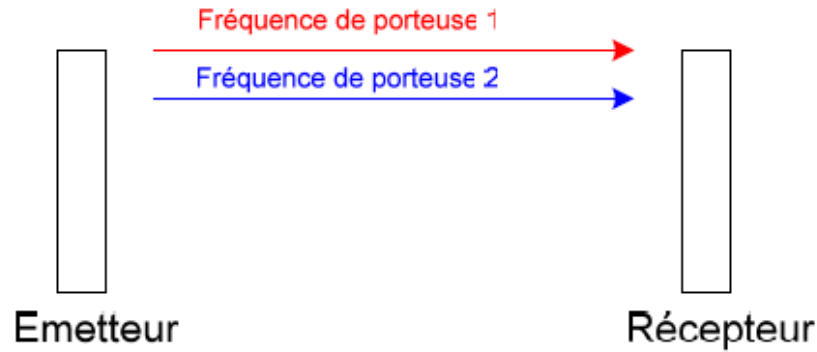


Figure 20: la diversité de fréquence

11.5.4. Diversité sans répétition du signal :

Diversité d'antennes (de polarisation) : Les canaux correspondent à différents angles de l'antenne émettrice/réceptrice, et on suppose que les fadings pour chaque angle sont indépendants.

Diversité spatiale : Émission et/ou réception du signal sur différentes antennes suffisamment espacées pour avoir des fadings indépendants. L'objectif est d'avoir un espacement supérieur à D_c distance de cohérence : $D_{c,min} > \lambda/2$

5. Conclusion :

Dans ce chapitre notre concentration s'est focalisée sur le codage du système OFDM en parcourant les codes correcteur d'erreur et la description de la technique COFDM (Coded-OFDM), qui sera la méthode adoptée pour contrecarrer les effets de bruits/fading des signaux dans les cas des canaux de Rice et Rayleigh.

Chapitre 3 : Spécification des besoins

1. Introduction :

On commencera ce chapitre avec une présentation de la problématique traitée par ce projet. Ensuite, on va énoncer les spécifications de la solution, en exposant les besoins fonctionnels et non fonctionnels du travail à réaliser.

2. Problème existant :

L'OFDM consiste à contrecarrer les effets d'un milieu bruité sur la propagation du signal radio en le subdivisant sur un nombre élevé de porteuses.

Les études théoriques préconisent que plus le nombre de porteuses est élevé, plus le rapport signal à bruit du signal à la réception est élevé. Cependant, le nombre de porteuses ne peut être indéfiniment augmenté, sous peine de rendre la conception de l'émetteur et du récepteur très complexe. Il est donc nécessaire de trouver un compromis entre le nombre de porteuses et le rapport S/B.

Pratiquement, la modulation OFDM n'obtient de bonnes performances dans les canaux Rice et Rayleigh que si elle est associée à un codage de canal performant (on parle alors de COFDM). Nous proposons ici un code convolutif (171,133) avec la représentation en treillis et le décodage basé sur l'algorithme de Viterbi, qui est connu pour sa très bonne performance.

3. Objectif

Le but de ce projet est d'identifier le nombre optimal des porteuses pour certaines valeurs caractéristiques du rapport signal à bruit (S/B) d'un système COFDM, sur les canaux de Rice et de Rayleigh, tout en variant le nombre de bits de la QAM. Cette COFDM étant reposée sur une correction du type FEC (un code convolutif).

Les simulations seront réalisées à l'aide d'une des plateformes du simulateur MATLAB.

4. Analyse des besoins

4.1. Besoins fonctionnels

Le simulateur MATLAB doit permettre de réaliser une chaîne de transmission et de réception COFDM avec QAM permettant de :

- Générer une séquence aléatoire de bits comme signal à transmettre.
- Appliquer à ce signal un codage correcteur d'erreurs (Codage Convolutif).

- Faire l'opération de la conversion série/parallèle.
- Appliquer à ce signal une modulation M-QAM avec $256 < M < 8196$.
- Appliquer à ce signal une transformée de Fourier discrète inverse (IFFT) avec une longueur IFFT/FFT entre 128 et 8196.
- Faire l'opération de la conversion parallèle /série.
- Rajout d'un préfixe cyclique de taille 32 bits au signal à transmettre.
- Transmettre le signal résultant sur les canaux de Rice et de Rayleigh.
- Appliquer les opérations inverses au signal à la réception.

4.2. Besoins non fonctionnels

Les besoins non fonctionnels représentent les exigences implicites auquel le système doit répondre. Ainsi à part les besoins fondamentaux, notre système doit répondre aux critères suivants :

- Capable de réaliser une chaîne de transmission et de réception COFDM avec QAM répondre à nos exigences.
- La fiabilité (moyenne de temps de bon fonctionnement, les résultats des simulations).
- Permettre de tracer les différentes courbes de simulation du signal reçu.

5. Taux d'erreur binaire (BER) :

Le taux d'erreur binaire constitue le paramètre primaire décrivant la qualité de la transmission numérique. Il se définit comme le rapport entre les bits erronés et le nombre total de bits reçus. Ce taux détermine le nombre d'erreurs apparues avant la modulation et juste après la démodulation, il augmente à cause des perturbations : équipement ou réseau défectueux, pointage incorrect d'une antenne, longueur de canal, etc.

6. Rapport signal sur bruit (SNR) :

Ce terme fait référence au signal démodulé perçu après le processus de démodulation. Le bruit total est celui extrait du réseau de transmission plus le bruit intégré au signal de modulation sous la forme de bruit d'amplitude, de bruit phase et d'interférence inter symboles ainsi que d'autres dégradations de la modulation. On le calcule à l'aide de l'une ou l'autre des formules représentées ci-dessous :

$$(S/N)_{(db)} = 10 \log(P_S/P_N)$$

$$S/N = P_S/P_N$$

P_S : Puissance du signal en W.

P_N : Puissance de bruit en W.

7. Choix des codes convolutifs :

7.1. Les Avantages des codes convolutifs :

- Les codes convolutifs forment une classe extrêmement souple et efficace de codes correcteurs d'erreur.
- Ce sont les codes les plus utilisés dans les communications fixes et mobiles.
- Les codes convolutifs ont les mêmes caractéristiques que les codes en bloc sauf qu'ils s'appliquent à des séquences infinies de symboles d'information et génèrent des séquences infinies de symboles de code.
- Rendement faible mais performances élevées grâce au décodage à décision souple.
- Correction des erreurs isolées.

7.2. Le code convolutif (171,133) :

Nous proposons ici un code convolutif (171,133) de taux $\frac{1}{2}$ avec la représentation en treillis et le décodage basé sur l'algorithme de Viterbi.

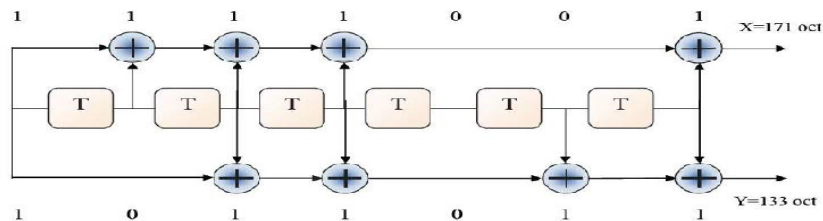


Figure 21: Principe du codeur Convolutif(171,133) de taux $\frac{1}{2}$

Les polynômes générateurs utilisés pour les deux sorties X et Y du codeur sont :

$$G1 = 171\text{OCT pour X } (G1 = x0 + x2 + x3 + x5 + x6 = 1011011 = 133 (\text{OCT})).$$

$$G2 = 133\text{OCT pour Y } (G2 = x0 + x1 + x2 + x3 + x6 = 1111001 = 171 (\text{OCT})).$$

Chaque bloc en entrée doit être codé par un codeur convolutif garantissant un taux de codage de $\frac{1}{2}$ et ayant une longueur de contrainte 7. Afin d'augmenter les débits et réduire la redondance du

code, un module de poinçonnage est utilisé. Le poinçonnage consiste à ne transmettre que certains bits en sortie du codeur.

Critères du choix du code convolutif (171,133) :

- Le code convolutif (171,133) est défini dans le standard IEEE802.16.
- La vitesse de décroissance du TEB en fonction d'E_b/N₀ est légèrement plus élevée dans le cas du code convolutif (171,133) que dans les autres codes convolutifs, comme le code convolutif (15,13) et le code convolutif (7,5).
- Le code convolutif (171,133) donne de meilleures performances sur les canaux de Rice et de Rayleigh.

8. Réalisation de la chaîne de transmission COFDM sous Matlab :

Le système considéré dans ce Projet est un système de communication numérique utilisant :

- Une modulation M-QAM (M-Quadrature Amplitude Modulation) de taille variable entre 256-QAM et 8196-QAM.
- Fonction MATLAB utilisée : **y=modulate(h,x).**
- Transformée de Fourier discrète inverse (IFFT) avec une longueur IFFT/FFT entre 128 et 8196.
- Fonction MATLAB utilisée :
s_ofdm=sqrt (n_fft)*ifft(y((m-1)*n_fft+1:m*n_fft),n_fft).
- Un préfixe cyclique de taille 32 bits.
- Nombre de bit par symbole : **k=log(M)** avec 256<M<8196.
- Tirage aléatoire de bits : **n_bits= k*n_fft**, avec 128<n_fft<8196.
- Fonction MATLAB utilisée : **transpose (round(rand(1,n_bits)))**.
- Nombre de symboles OFDM : **n_sym=(n_bits/k)/n_fft**.
- le rapport de densité spectrale de puissance par bit à bruit : **EbNodB :0:2:20**
- Rapport signal sur bruit : **SNR=10^(EbNodB/10)**.
- Codage correcteur d'erreurs(FEC) consiste en un code convolutif(177,133) avec la représentation en treillis et le décodage basé sur l'algorithme de Viterbi.
- Fonction MATLAB utilisée : **trellis = poly2trellis (7,[171 133])**.
- Canal de Rice :Lorsque il y a visibilité directe entre l'émetteur et le récepteur, en plus de quelques signaux réfléchis.

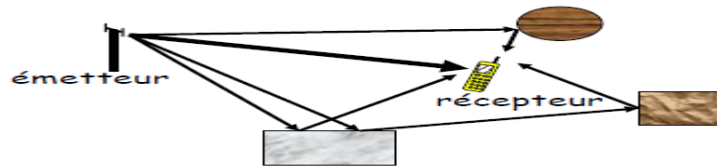


Figure 22: Existence d'une ligne de vue (propagation LOS) : canal de Rice

➤ Fonction MATLAB utilisée :

$$ht=((\sigma * \text{randn}(1,n_tap)+s)+1i*(\text{randn}(1,n_tap)*\sigma+0)).$$

- Canal de Rayleigh : lorsque il n'y a pas de visibilité directe entre l'émetteur et le récepteur. IL y a uniquement des signaux réfléchis.



Figure 23: pas de ligne de vue (propagation NLOS) : canal de Rayleigh[27]

➤ Fonction MATLAB utilisée :

$$ht=(1/\sqrt{2})*(1/\sqrt{n_tap})*(\text{randn}(1,n_tap)+j*\text{randn}(1,n_tap)).$$

Le système proposé dans ce travail présente les modules de la chaîne de transmission COFDM :

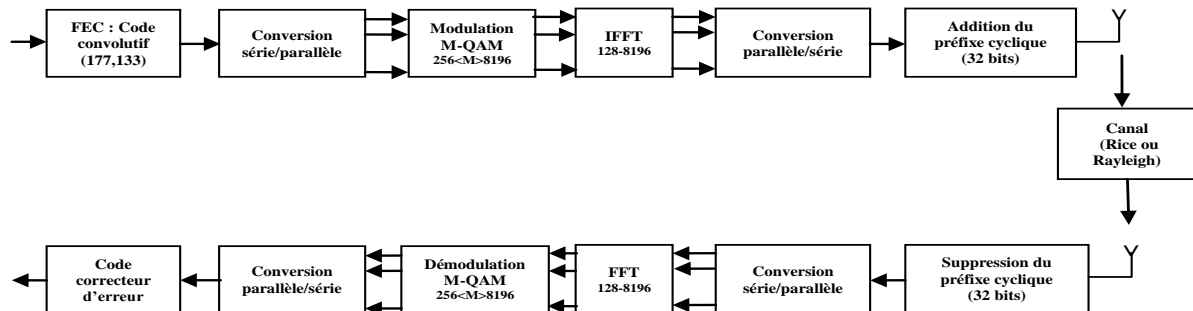


Figure 24 : Chaîne de transmission COFDM avec QAM utilisé dans les simulations

9. Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté la problématique traitée par ce Projet. Ensuite, on va énoncer les spécifications de la solution, en exposant les besoins fonctionnels et non fonctionnels du travail à réaliser.

Chapitre 4 : Simulation et Résultats de la technique COFDM avec QAM et code convolutif

1. Introduction

Dans ce chapitre nous allons présenter les performances du système de transmission COFDM avec QAM associée à un code convolutif, nous avons joint des performances obtenues par la technique de la modulation OFDM avec QAM. En fin nous allons donner résultats obtenus.

2. Résultats :

2.1. Résultats sur le canal de Rice :

2.1.1. Résultats des simulations du système COFDM avec 256-QAM :

S N R	BER													
	IFFT/FFT =128		IFFT/FFT =256		IFFT/FFT =512		IFFT/FFT =1024		IFFT/FFT =2048		IFFT/FFT =4096		IFFT/FFT =8196	
	avant FEC	après FEC	avant FEC	après FEC	avant FEC	après FEC	avant FEC	après FEC	avant FEC	après FEC	avant FEC	après FEC	avant FEC	après FEC
0	0,03691 406	0,02877 93	0,03571 289	0,03649 902	0,03508 789	0,03325 439	0,03036 987	0,03993 652	0,03212 524	0,03766 907	0,02987 061	0,03666 077	0,03374 634	0,03770 081
2	0,02399 414	0,00895 508	0,02562 988	0,00943 848	0,02533 203	0,01398 193	0,02363 892	0,01548 828	0,02209 29	0,01352 112	0,02053 009	0,01469 818	0,02178 223	0,01591 736
4	0,01893 555	0,00184 57	0,01686 035	0,00396 484	0,01586 426	0,00432 617	0,01490 112	0,00522 583	0,01627 502	0,00638 977	0,01564 789	0,00596 161	0,01359 772	0,00511 978
6	0,01180 664	0,00051 758	0,01099 609	0,00107 91	0,01097 9	0,00161 865	0,00920 654	0,00160 034	0,00874 878	0,00257 08	0,00931 793	0,00302 551	0,01057 465	0,00190 994
8	0,00753 906	0,00012 695	0,00713 867	0,00024 414	0,00797 363	0,00045 166	0,00690 918	0,00075 928	0,00594 543	0,00076 904	0,00654 022	0,00082 794	0,00578 949	0,00114 151
10	0,00559 57	1,9531E -05	0,00465 82	4,8828E -05	0,00391 602	8,5449E -05	0,00394 531	0,00014 038	0,00408 508	0,00024 78	0,00364 227	0,00028 107	0,00381 058	0,00036 255
12	0,00361 328	1,9531E -05	0,00341 309	4,8828E -05	0,00264 893	2,9297E -05	0,00244 629	3,6621E -05	0,00267 761	5,9814E -05	0,00247 711	0,00010 59	0,00229 218	0,00019 958
14	0,00198 242	1,9531E -05	0,00187 988	4,8828E -05	0,00163 574	9,7656E -06	0,00147 949	8,5449E -06	0,00172 668	1,5259E -05	0,00161 224	2,9907E -05	0,00162 933	4,2877E -05
16	0,00134 766	1,9531E -05	0,00149 414	4,8828E -05	0,00093 262	9,7656E -06	0,00113 037	8,5449E -06	0,00108 887	3,6621E -06	0,00102 112	2,7466E -05	0,00105 057	1,709E- 05
18	0,00070 313	1,9531E -05	0,00076 66	4,8828E -05	0,00064 941	9,7656E -06	0,00054 077	8,5449E -06	0,00065 308	1,8311E -06	0,00056 976	2,4414E -06	0,00073 196	1,2665E -05
20	0,00050 781	1,9531E -05	0,00058 105	4,8828E -05	0,00043 457	9,7656E -06	0,00028 687	8,5449E -06	0,00045 959	1,8311E -06	0,00042 419	9,1553E -07	0,00038 864	1,8311E -06

Tableau 1 : BER on fonction du SNR de la modulation COFDM avec 256-QAM (Canal Rice).

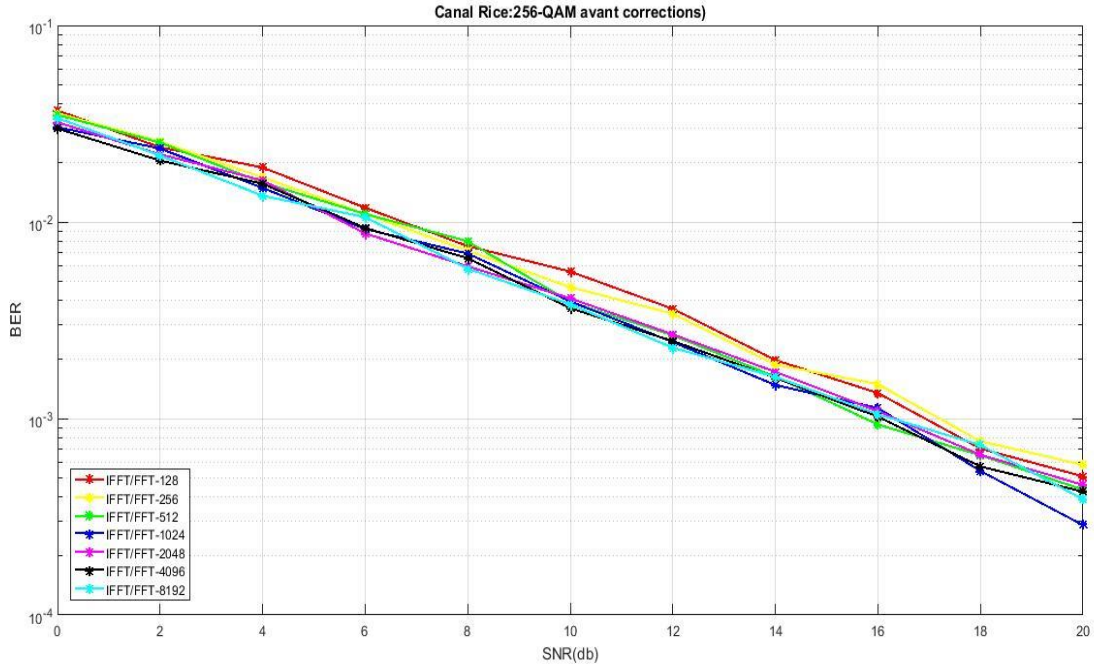


Figure 25 :BER on fonction du SNR de la modulation OFDM avec256-QAMavec une longueur IFFT/FFT entre 128 et 8196 dans un canal Rice.

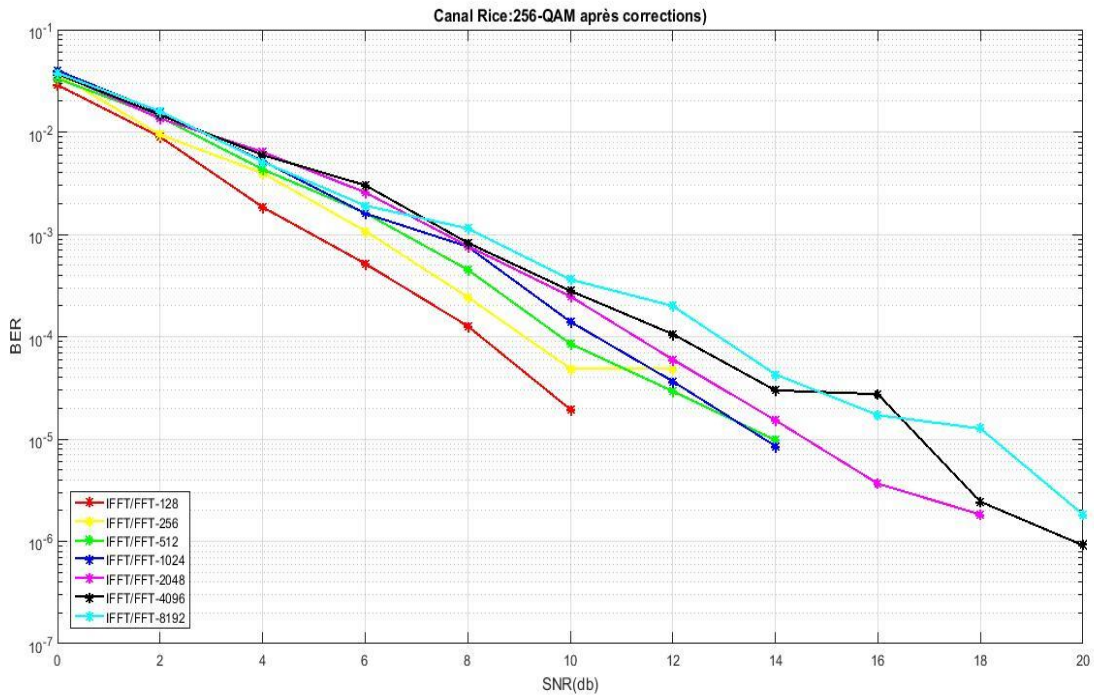


Figure 26 : BER on fonction du SNR de la modulation COFDM avec 256-QAM associée avec un code convolutif (171,133) avec une longueur IFFT/FFT entre 128 et 8196 dans un canal Rice.

2.1.2. Résultats des simulations du système COFDM avec 512-QAM :

S N R	BER													
	IFFT/FFT =128		IFFT/FFT =256		IFFT/FFT =512		IFFT/FFT =1024		IFFT/FFT =2048		IFFT/FFT =4096		IFFT/FFT =8192	
	avant FEC	après FEC	avant FEC	après FEC	avant FEC	après FEC	avant FEC	après FEC	avant FEC	après FEC	avant FEC	après FEC	avant FEC	après FEC
0	0,03075 738	0,03568 251	0,03128 418	0,03488 77	0,02998 752	0,03195 177	0,03073 324	0,03481 255	0,03075 738	0,03568 251	0,03128 418	0,03488 77	0,02998 752	0,03195 177
2	0,02179 036	0,01270 291	0,01918 023	0,01364 204	0,02309 516	0,01333 035	0,02010 173	0,01328 003	0,02179 036	0,01270 291	0,01918 023	0,01364 204	0,02309 516	0,01333 035
4	0,01619 575	0,00527 344	0,01397 732	0,00529 134	0,01451 036	0,00533 04	0,01496 514	0,00483 629	0,01619 575	0,00527 344	0,01397 732	0,00529 134	0,01451 036	0,00533 04
6	0,01011 61	0,00160 048	0,00870 551	0,00224 23	0,00877 306	0,00245 253	0,00869 113	0,00220 323	0,01011 61	0,00160 048	0,00870 551	0,00224 23	0,00877 306	0,00245 253
8	0,00614 692	0,00052 517	0,00595 595	0,00066 189	0,00570 204	0,00083 822	0,00602 254	0,00089 206	0,00614 692	0,00052 517	0,00595 595	0,00066 189	0,00570 204	0,00083 822
10	0,00408 312	0,00020 942	0,00378 906	0,00019 64	0,00400 472	0,00026 503	0,00390 286	0,00031 793	0,00408 312	0,00020 942	0,00378 906	0,00019 64	0,00400 472	0,00026 503
12	0,00224 175	2,8212E -05	0,00250 705	3,9063E -05	0,00214 464	0,00018 202	0,00215 78	0,00011 23	0,00224 175	2,8212E -05	0,00250 705	3,9063E -05	0,00214 464	0,00018 202
14	0,00140 516	1,4106E -05	0,00153 646	2,1159E -05	0,00155 463	2,6042E -05	0,00123 481	4,5302E -05	0,00140 516	1,4106E -05	0,00153 646	2,1159E -05	0,00155 463	2,6042E -05
16	0,00119 466	1,4106E -05	0,00078 613	2,1159E -05	0,00097 765	7,8668E -06	0,00111 884	2,2786E -05	0,00119 466	1,4106E -05	0,00078 613	2,1159E -05	0,00097 765	7,8668E -06
18	0,00050 456	1,4106E -05	0,00055 013	2,1159E -05	0,00062 581	1,6276E -06	0,00059 299	1,3563E -06	0,00050 456	1,4106E -05	0,00055 013	2,1159E -05	0,00062 581	1,6276E -06
20	0,00029 405	1,4106E -05	0,00045 953	2,1159E -05	0,00032 959	1,6276E -06	0,00046 36	1,3563E -06	0,00029 405	1,4106E -05	0,00045 953	2,1159E -05	0,00032 959	1,6276E -06

Tableau 2 : BER on fonction du SNR de la modulation COFDM avec 512-QAM (Canal Rice).

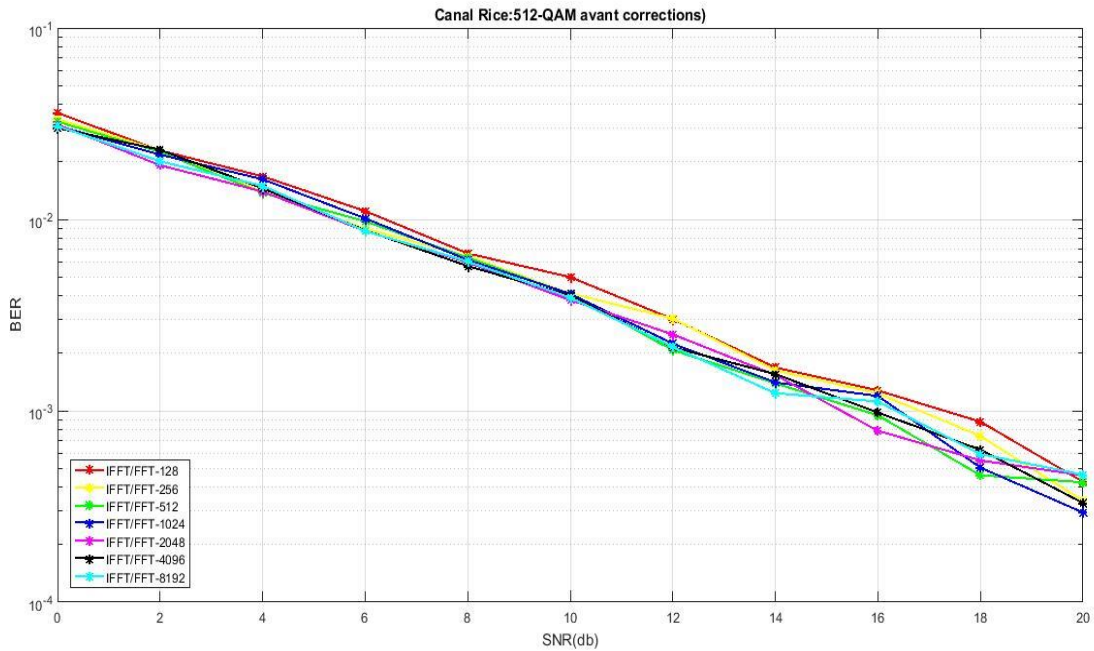


Figure 27 : BER on fonction du SNR de la modulation OFDM avec 512-QAM avec une longueur IFFT/FFT entre 128 et 8196 dans un canal Rice.

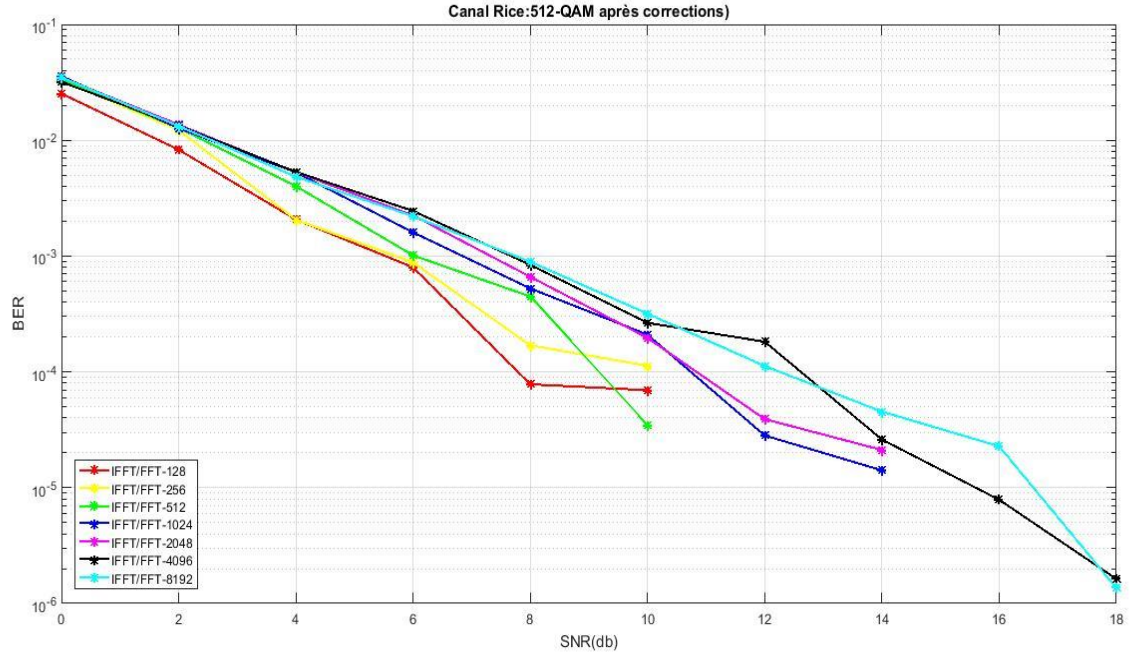


Figure 28 : BER on fonction du SNR de la modulation COFDM avec 512-QAM associée avec un code convolutif (171,133) avec une longueur IFFT/FFT entre 128 et 8196 dans un canal Rice.

2.1.3. Résultats des simulations du système COFDM avec 1024-QAM :

S N R	BER													
	IFFT/FFT =128		IFFT/FFT =256		IFFT/FFT =512		IFFT/FFT =1024		IFFT/FFT =2048		IFFT/FFT =4096		IFFT/FFT =8192	
	avant FEC	après FEC	avant FEC	après FEC	avant FEC	après FEC	avant FEC	après FEC	avant FEC	après FEC	avant FEC	après FEC	avant FEC	après FEC
0	0,03147 656	0,02150 781	0,03030 469	0,02351 172	0,02961 328	0,02589 258	0,02742 676	0,02615 43	0,02775 732	0,02778 613	0,02684 937	0,02923 364	0,02759 29	0,02772 412
2	0,02153 906	0,00814 844	0,01962 109	0,00799 219	0,01950 781	0,01024 414	0,01834 18	0,01155 176	0,01742 139	0,01159 082	0,01834 424	0,01219 141	0,01856 458	0,01009 033
4	0,01647 656	0,00141 406	0,01303 125	0,00280 078	0,01350 977	0,00269 531	0,01241 113	0,00443 75	0,01274 219	0,00372 852	0,01213 696	0,00453 931	0,01272 046	0,00481 909
6	0,01033 594	0,00078 906	0,00925 5	0,00037 469	0,00880 648	0,00089 477	0,00713 34	0,00148 83	0,00725 83	0,00152 344	0,00862 842	0,00199 609	0,00704 468	0,00164 294
8	0,00591 406	3,9063E -05	0,00553 516	0,00010 547	0,00600 586	0,00037 109	0,00511 035	0,00052 637	0,00489 99	0,00058 74	0,00459 326	0,00075 635	0,00515 32	0,00069 482
10	0,00453 906	3,9063E -05	0,00359 766	9,7656E -05	0,00336 328	0,00010 352	0,00332 422	0,00013 672	0,00342 969	0,00031 104	0,00381 836	0,00027 93	0,00302 148	0,00027 893
12	0,00245 313	3,9063E -05	0,00216 016	3,9063E -06	0,00207 813	3,9063E -06	0,00260 059	1,9531E -05	0,00212 305	3,2715E -05	0,00202 124	5,7861E -05	0,00183 02	0,00010 498
14	0,00179 688	3,9063E -05	0,00151 172	3,9063E -06	0,00145 703	3,9063E -06	0,00159 766	6,8359E -06	0,00153 76	4,3945E -06	0,00137 354	4,2969E -05	0,00124 353	4,9438E -05
16	0,00080 469	3,9063E -05	0,00098 828	3,9063E -06	0,00092 773	3,9063E -06	0,00088 086	6,8359E -06	0,00079 004	4,3945E -06	0,00096 851	5,3711E -06	0,00103 186	1,2939E -05
18	0,00059 375	3,9063E -05	0,00074 219	3,9063E -06	0,00060 156	3,9063E -06	0,00048 633	6,8359E -06	0,00057 08	4,3945E -06	0,00057 324	5,3711E -06	0,00042 615	4,8828E -07
20	0,00050 781	3,9063E -05	0,00039 844	3,9063E -06	0,00037 305	3,9063E -06	0,00024 805	6,8359E -06	0,00029 248	4,3945E -06	0,00034 668	5,3711E -06	0,00032 617	4,8828E -07

Tableau 3 : BER on fonction du SNR de la modulation COFDM avec 1024-QAM (Canal Rice).

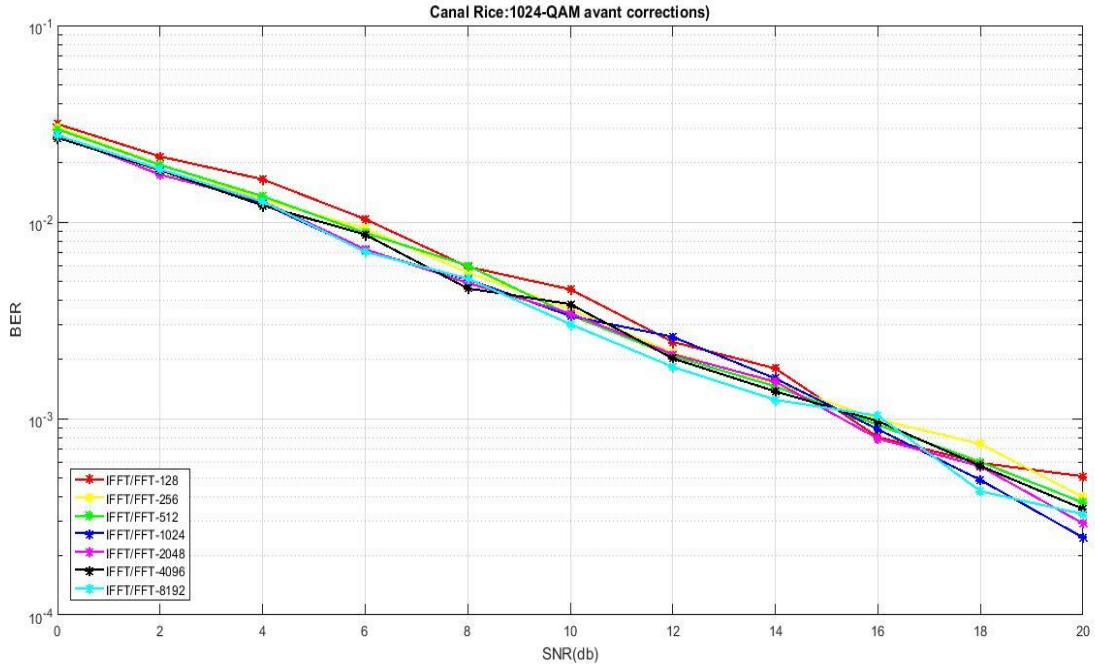


Figure 29 : BER on fonction du SNR de la modulation OFDM avec 1024-QAM avec une longueur IFFT/FFT entre 128 et 8196 dans un canal Rice.

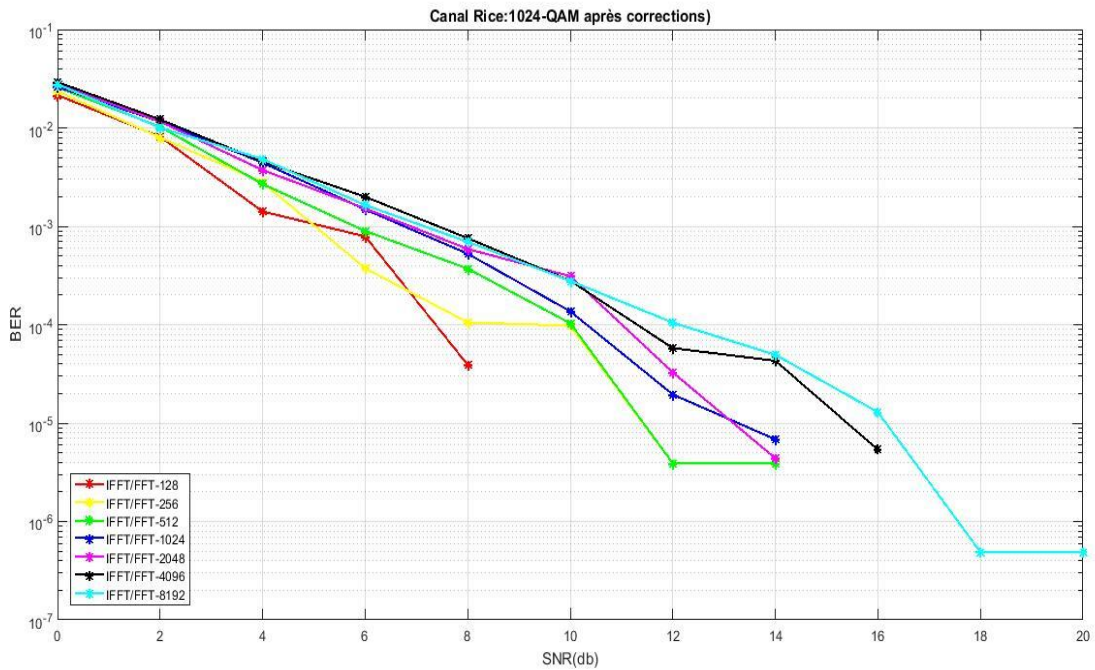


Figure 30 : BER on fonction du SNR de la modulation COFDM avec 1024-QAM associée avec un code convolutif (171,133) avec une longueur IFFT/FFT entre 128 et 8196 dans un canal Rice.

2.1.4. Discussion :

Les Figures29 à 40 et les tableaux de 1 à 6 représentent les performances du système COFDM avec QAM (système OFDM avec QAM associée avec un code convolutif (171,133) pour un système OFDM avec QAM dans le canal Rice. En comparant ces résultats, on peut remarquer que :

- ✓ le système COFDM permet d'obtenir des performances supérieures. En effet, pour des valeurs plus élevées de SNR, le BER est faible. D'où des erreurs minimales se produisent dans les données reçues.
- ✓ Pour les valeurs SNR 10 à 20, le BER du système COFDM tend vers zéro tandis que le du système OFDM a une valeur BER non nulle. D'où, on peut dire que la performance du système COFDM est meilleur par rapport à ce du système OFDM.
- ✓ On peut distinguer, lorsque l'on augmente la longueur IFFT/FFT dans les deux types de modulation, que la qualité de liaison se dégrade. Donc c'est l'architecture avec IFFT/FFT le plus petit semble la plus robuste face aux imperfections du canal.

2.2. Résultats sur le canal de Rayleigh :

2.2.1. Résultats des simulations du système COFDM avec 256-QAM :

S N R	BER													
	IFFT/FFT =128		IFFT/FFT =256		IFFT/FFT =512		IFFT/FFT =1024		IFFT/FFT =2048		IFFT/FFT =4096		IFFT/FFT =8192	
	avant FEC	après FEC	avant FEC	après FEC	avant FEC	après FEC	avant FEC	après FEC	avant FEC	après FEC	avant FEC	après FEC	avant FEC	après FEC
0	0,22312 5	0,41965 82	0,21434 57	0,39958 984	0,21528 809	0,40262 939	0,20282 471	0,39401 855	0,20379 211	0,39173 279	0,20920 959	0,39404 968	0,20913 757	0,38766 846
2	0,19254 883	0,27198 242	0,18751 953	0,24787 109	0,18095 703	0,24478 027	0,17799 927	0,24541 748	0,17478 943	0,24836 06	0,17572 662	0,22825 104	0,17711 075	0,23876 526
4	0,15690 43	0,12461 914	0,15366 211	0,13165 039	0,14656 738	0,12703 613	0,14793 945	0,12387 451	0,14223 145	0,12235 901	0,14570 679	0,12448 334	0,13805 222	0,11484 894
6	0,12397 461	0,04354 492	0,12214 355	0,05584 961	0,11627 197	0,04950 195	0,11065 918	0,05386 597	0,10698 303	0,05437 622	0,11084 106	0,05275 635	0,11129 166	0,04886 642
8	0,09971 68	0,01378 906	0,09069 824	0,01829 102	0,09068 848	0,01905 273	0,09327 026	0,02103 271	0,08498 413	0,01877 502	0,09059 052	0,02249 481	0,08256 943	0,01991 745
10	0,06706 055	0,00353 516	0,06903 32	0,00592 285	0,06377 441	0,00869 141	0,06356 567	0,00774 902	0,06648 071	0,00838 074	0,06388 824	0,00799 835	0,06277 039	0,00834 076
12	0,05280 273	0,00080 078	0,04585 938	0,00154 785	0,04299 316	0,00213 379	0,04713 745	0,00401 611	0,04483 948	0,00318 298	0,04393 494	0,00385 376	0,04426 117	0,00355 148
14	0,03634 766	0,00030 273	0,03256 836	0,00068 359	0,03260 01	0,00092 529	0,02916 992	0,00108 521	0,03107 361	0,00144 836	0,03000 946	0,00128 693	0,03044 968	0,00158 661
16	0,02558 594	5,8594E -05	0,02187 988	0,00018 066	0,02010 498	0,00019 287	0,01914 185	0,00028 442	0,02116 821	0,00054 443	0,02089 539	0,00040 527	0,01950 684	0,00053 741
18	0,01458 984	5,8594E -05	0,01449 707	9,7656E -06	0,01365 234	0,00013 916	0,01320 557	0,00016 235	0,01306 763	0,00022 339	0,01155 212	0,00019 714	0,01433 517	0,00021 255
20	0,01275 391	5,8594E -05	0,00972 168	9,7656E -06	0,00918 213	1,709E- 05	0,00888 794	0,00016 235	0,00887 329	4,8828E -05	0,00792 084	5,188E- 05	0,00843 903	5,1727E -05

Tableau 4 : BER on fonction du SNR de la modulation COFDM avec 256-QAM (Canal Rayleigh).

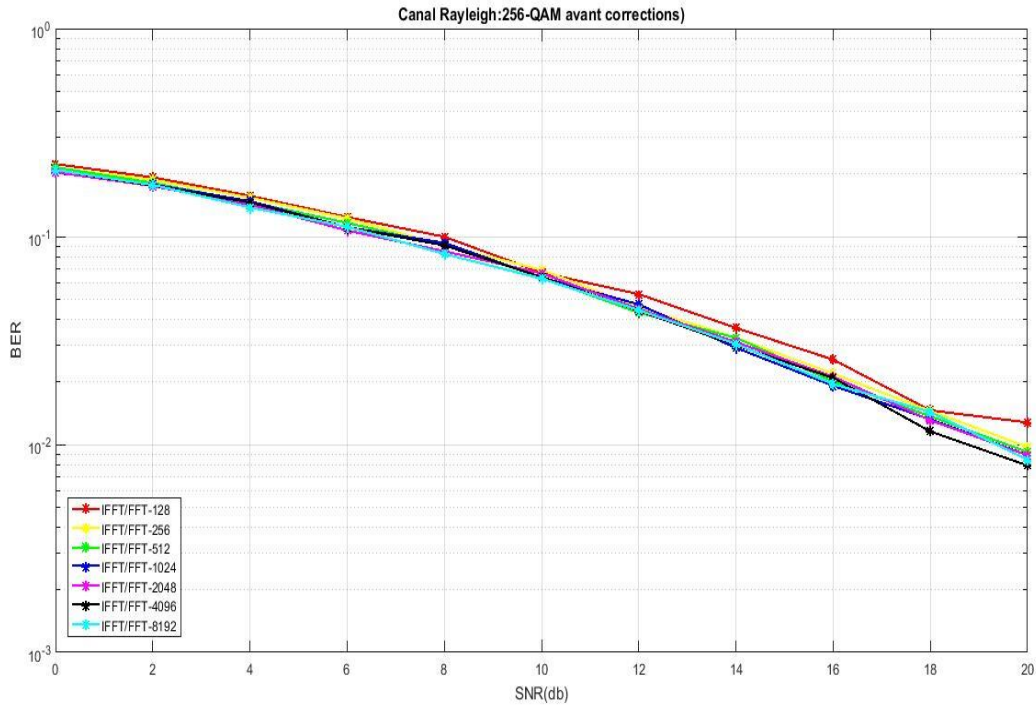


Figure 31 : BER on fonction du SNR de la modulation OFDM avec 256-QAM avec une longueur IFFT/FFT entre 128 et 8196 dans un canal Rayleigh.

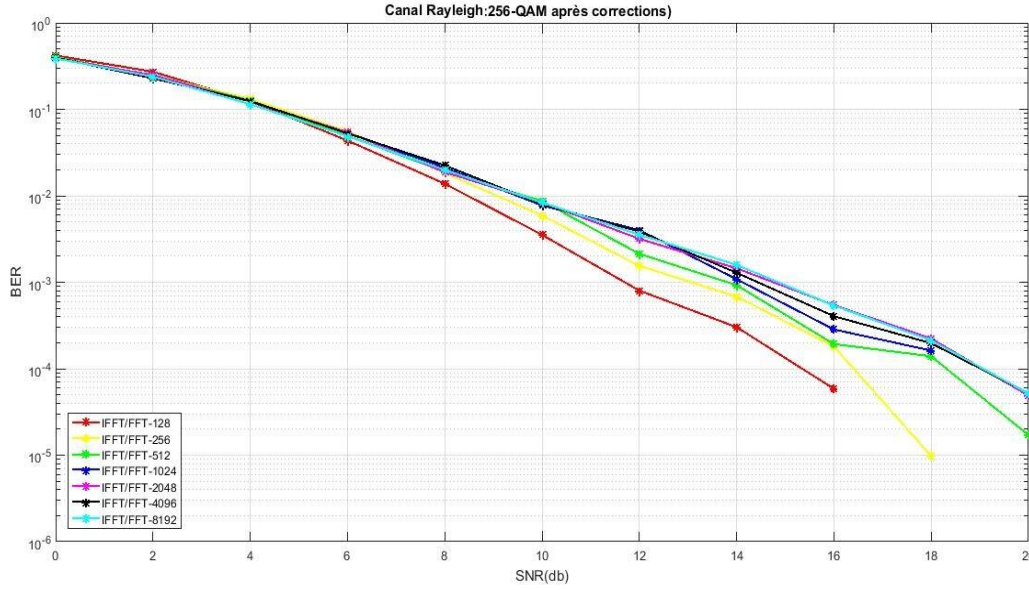


Figure 32 : BER on fonction du SNR de la modulation COFDM avec 256-QAM associée avec un code convolutif (171,133) avec une longueur IFFT/FFT entre 128 et 8196 dans un canal Rayleigh.

2.2.2. Résultats des simulations du système COFDM avec 512-QAM :

S N R	BER													
	IFFT/FFT =128		IFFT/FFT =256		IFFT/FFT =512		IFFT/FFT =1024		IFFT/FFT =2048		IFFT/FFT =4096		IFFT/FFT =8192	
	avant FEC	après FEC	avant FEC	après FEC	avant FEC	après FEC	avant FEC	après FEC	avant FEC	après FEC	avant FEC	après FEC	avant FEC	après FEC
0	0,20910 59	0,40324 653	0,20324 219	0,39199 653	0,19628 906	0,37300 998	0,20107 856	0,36452 474	0,19595 974	0,36525 553	0,19686 605	0,36472 819	0,19727 851	0,36130 561
2	0,18203 125	0,25326 389	0,17194 01	0,23009 983	0,16712 023	0,23034 505	0,16667 969	0,22266 276	0,17160 482	0,22425 13	0,16605 089	0,22554 85	0,16216 498	0,21749 851
4	0,15237 847	0,11576 389	0,14342 014	0,10800 347	0,13638 889	0,10948 351	0,13618 707	0,10539 822	0,13992 405	0,11168 511	0,12851 345	0,10571 343	0,12792 223	0,11423 882
6	0,11790 799	0,04664 931	0,11254 774	0,04504 774	0,11300 13	0,05046 658	0,10503 364	0,04369 792	0,10607 856	0,04494 249	0,10784 098	0,04706 543	0,10796 929	0,04650 241
8	0,09076 389	0,01414 063	0,08655 382	0,01876 302	0,08575 087	0,01646 701	0,08212 023	0,02119 792	0,07915 69	0,01832 357	0,08062 31	0,02164 252	0,07789 469	0,02017 632
10	0,06737 847	0,00480 903	0,06288 194	0,00629 34	0,06287 543	0,00578 559	0,06047 852	0,00739 258	0,05932 075	0,00768 446	0,06243 978	0,00675 184	0,05810 262	0,00663 791
12	0,04646 701	0,00131 944	0,04789 497	0,00210 069	0,04194 01	0,00168 62	0,04226 128	0,00242 513	0,04427 789	0,00291 721	0,04232 91	0,00288 276	0,04166 775	0,00334 717
14	0,03315 972	0,00031 25	0,03195 313	0,00033 854	0,02884 115	0,00052 951	0,02902 778	0,00087 348	0,02959 364	0,00141 439	0,02794 596	0,00131 727	0,02700 236	0,00136 081
16	0,02256 944	4,3403E -05	0,02007 813	0,00025 174	0,02175 564	0,00019 531	0,01833 442	0,00026 693	0,01670 519	0,00046 495	0,01935 655	0,00045 383	0,01924 913	0,00037 435
18	0,01458 333	4,3403E -05	0,01435 33	5,6424E -05	0,01135 634	4,1233E -05	0,01329 319	0,00011 61	0,01462 348	0,00013 997	0,01247 694	0,00017 198	0,01246 148	0,00012 885
20	0,01118 056	4,3403E -05	0,00987 413	5,6424E -05	0,00850 477	4,1233E -05	0,00743 164	4,8828E -05	0,00827 094	6,0221E -05	0,00741 292	5,8594E -05	0,00812 446	6,4155E -05

Tableau 5 : BER on fonction du SNR de la modulation COFDM avec 512-QAM(Canal Rayleigh).

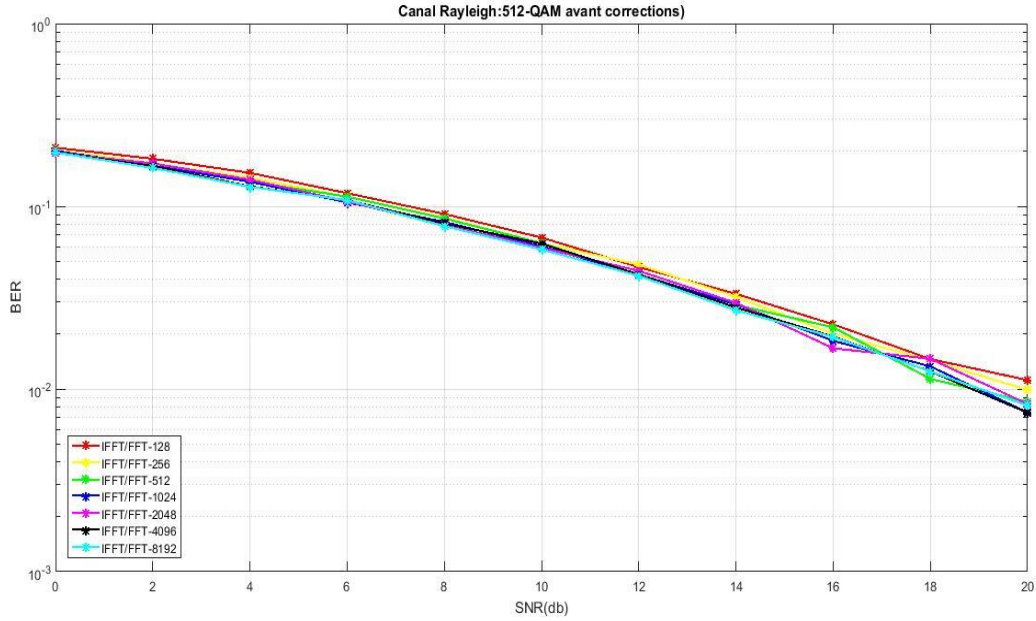


Figure 33 : BER on fonction du SNR de la modulation OFDM avec512-QAM avec une longueur IFFT/FFT entre 128 et 8196 dans un canal Rayleigh.

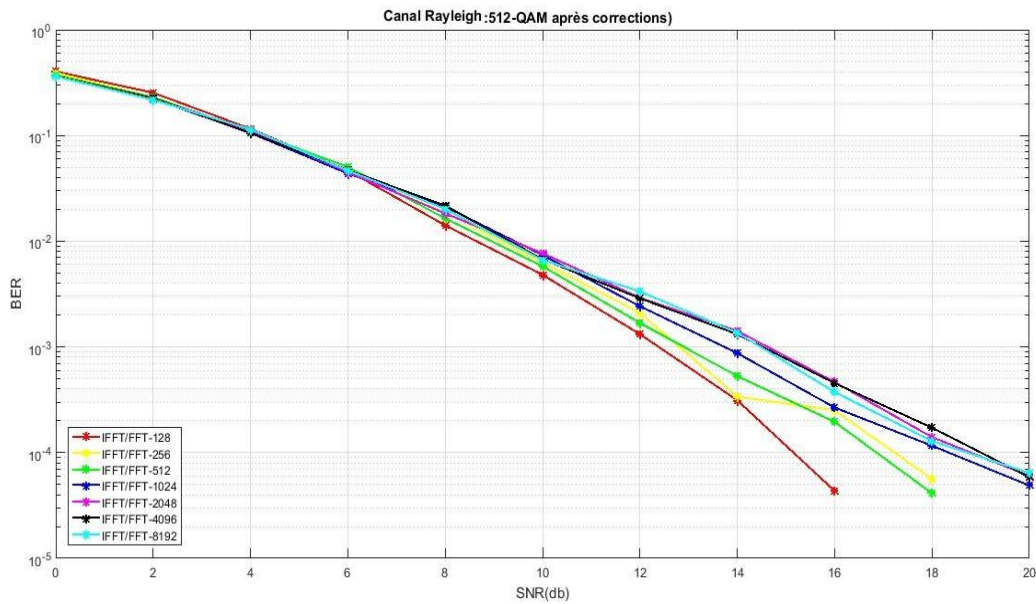


Figure 34 : BER on fonction du SNR de la modulation COFDM avec 512-QAM associée avec un code convolutif (171,133) avec une longueur IFFT/FFT entre 128 et 8196 dans un canal Rayleigh.

2.2.3. Résultats des simulations du système COFDM avec 1024-QAM :

S N R	BER													
	IFFT/FFT =128		IFFT/FFT =256		IFFT/FFT =512		IFFT/FFT =1024		IFFT/FFT =2048		IFFT/FFT =4096		IFFT/FFT =8192	
	avant FEC	après FEC	avant FEC	après FEC	avant FEC	après FEC	avant FEC	après FEC	avant FEC	après FEC	avant FEC	après FEC	avant FEC	après FEC
0	0,18807 031	0,37026 563	0,18220 313	0,36271 875	0,17563 867	0,34707 227	0,18022 852	0,33633 887	0,18121 729	0,34313 135	0,17779 321	0,33679 37	0,17577 783	0,32686 548
2	0,16440 625	0,22542 188	0,15341 797	0,19723 438	0,15081 641	0,19803 906	0,15010 84	0,19613 086	0,14931 543	0,20706 885	0,14831 201	0,20340 625	0,14548 45	0,19281 653
4	0,13517 188	0,0935	0,12758 203	0,09030 469	0,12158 984	0,09177 93	0,12137 012	0,09187 598	0,11867 773	0,09256 689	0,11841 797	0,09146 338	0,11923 022	0,08906 226
6	0,10260 156	0,03803 125	0,10219 922	0,03996 875	0,09820 508	0,03987 109	0,09264 453	0,04140 527	0,09346 191	0,03872 998	0,09229 004	0,04050 732	0,09459 143	0,03643 799
8	0,08129 688	0,00992 188	0,07707 813	0,01275	0,07418 359	0,01616 602	0,07281 055	0,01622 07	0,07069 189	0,01606 445	0,07370 776	0,01467 725	0,07088 232	0,01638 77
10	0,06217 969	0,00278 906	0,05759 766	0,00479 297	0,05563 672	0,00501 172	0,05443 652	0,00600 879	0,05028 809	0,006	0,05315 332	0,00596 753	0,05083 984	0,00739 429
12	0,04219 531	0,00131 25	0,04180 859	0,00151 172	0,04239 648	0,00204 297	0,03946 68	0,00208 594	0,03656 104	0,00311 914	0,03818 579	0,00224 731	0,03476 563	0,00255 09
14	0,03132 813	0,00020 313	0,02794 531	0,00029 297	0,02559 57	0,00041 016	0,02726 66	0,00071 68	0,02574 414	0,00127 197	0,02564 282	0,00091 113	0,02715 137	0,00099 243
16	0,02128 906	2,3438E -05	0,01923 047	5,8594E -05	0,01851 953	0,00018 359	0,01848 535	0,00032 813	0,01606 055	0,00037 695	0,01830 029	0,00032 52	0,01667 871	0,00044 055
18	0,01426 563	2,3438E -05	0,01213 672	1,1719E -05	0,01137 305	0,00006 25	0,01140 332	2,7344E -05	0,01169 922	7,959E- 05	0,01143 091	0,00016 113	0,01067 651	0,00026 636
20	0,00788 281	2,3438E -05	0,00758 203	1,1719E -05	0,00767 383	7,8125E -06	0,00727 148	2,2461E -05	0,00734 424	1,1719E -05	0,00576 147	3,833E- 05	0,00770 361	5,1392E -05

Tableau 6 : BER on fonction du SNR de la modulation COFDM avec 1024-QAM(Canal Rayleigh).

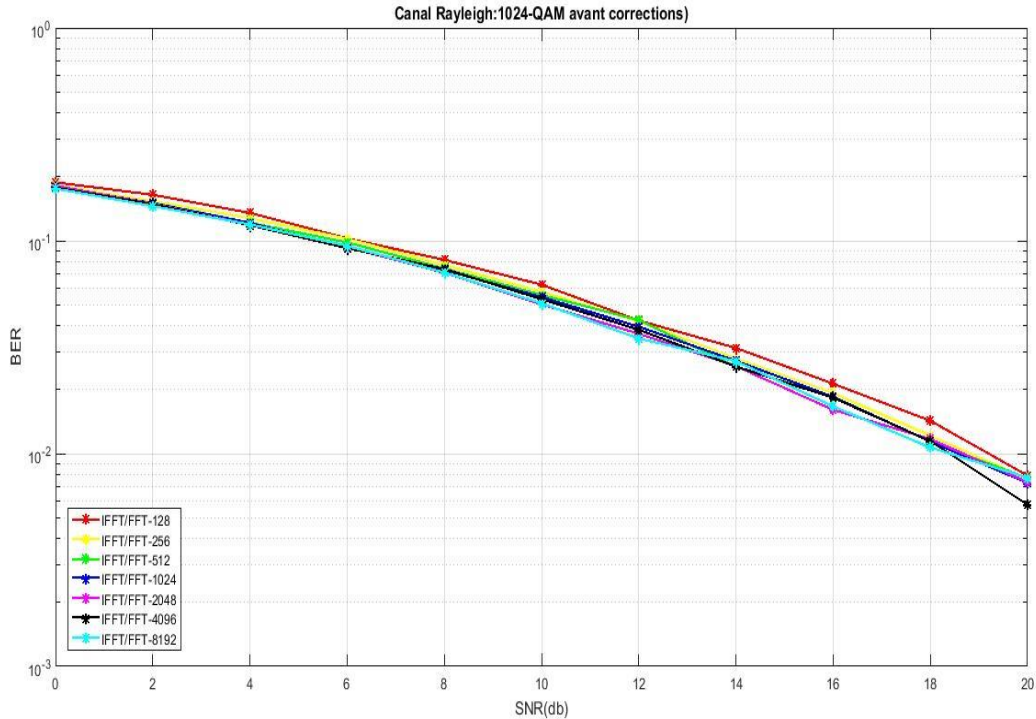


Figure 35 : BER on fonction du SNR de la modulation OFDM avec 1024-QAM avec une longueur IFFT/FFT entre 128 et 8196 dans un canal Rayleigh.

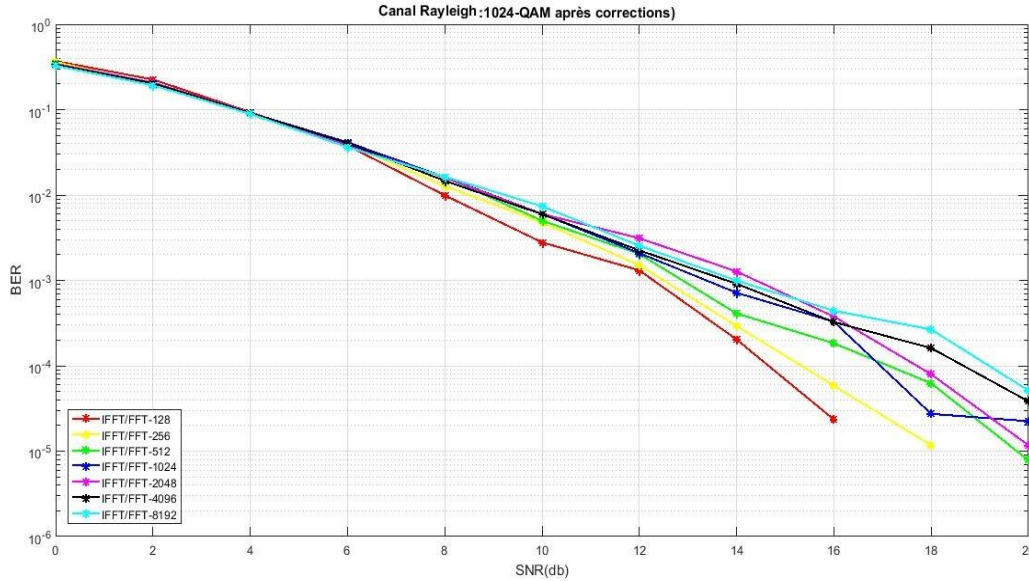


Figure 36 :BER on fonction du SNR de la modulation COFDM avec 1024-QAM associée avec un code convolutif (171,133) avec une longueur IFFT/FFT entre 128 et 8196 dans un canal Rayleigh.

2.2.4. Discussion :

Les Figures 31 à 36 et les tableaux de 7 à 12 représentent les performances du système COFDM avec QAM (système OFDM avec QAM associée avec un code convolutif (171,133)) par rapport du système OFDM avec QAM dans le canal Rayleigh. En comparant ces résultats, on peut remarquer que :

- ✓ Si la valeur du SNR est inférieure à 2, le système OFDM permet d'obtenir des performances supérieures à celle de la COFDM.
- ✓ Si la valeur du SNR est supérieure à 2, le système COFDM permet d'obtenir des performances supérieures. En effet, pour des valeurs plus élevées de SNR, le BER est faible d'où des erreurs minimales se produisent dans les données reçues.
- ✓ Les valeurs BER vont diminuer pour le système COFDM. Cela signifie que l'erreur maximale se corrige au récepteur. Pour la valeur SNR 16 à 20, BER au système COFDM tend vers zéro, tandis que celui du système OFDM a une valeur BER élevée. D'où on peut dire que les performances du système COFDM sont meilleures par rapport à ce du système OFDM.
- ✓ On peut distinguer lorsqu'on augmente la longueur IFFT/FFT dans les deux types de modulation que la qualité de liaison se dégrade. Donc c'est l'architecture avec IFFT/FFT le plus petit nombre qui semble la plus robuste face aux imperfections du canal.

3. Conclusion :

L'idée de base du chapitre qui s'achève était de présenter les performances du système de transmission COFDM avec QAM associée à un code convolutif, tout en variant le nombre de porteuses et le nombre de bits de la QAM dans les canaux de Rice et Rayleigh. Nous avons commencé par l'étude des performances d'un système de transmission OFDM avec QAM sans code convolutif. À cela, nous avons joint des performances obtenues par la technique de la modulation OFDM avec QAM. Les résultats obtenus sont satisfaisants pour les canaux de Rice et Rayleigh.

Conclusion générale

Ce projet a été consacré à l'étude des performances d'une chaîne de transmission COFDM avec QAM associée avec un code convolutif sur les canaux de Rice et de Rayleigh, tout en variant le nombre de porteuses et le nombre de bits de la QAM sous Matlab.

Dans le contexte de ce projet, nous avons constaté que le code convolutif améliore les performances du système sur les deux types de canaux utilisés (les canaux de Rice et de Rayleigh).

Les simulations de Matlab réalisées dans ce travail ont permis de mettre en relief l'intérêt d'une modulation COFDM avec QAM associée avec un code convolutif du point de vue du taux d'erreur binaire, ainsi que les paramètres de la chaîne de transmission comme la longueur IFFT/FFT et le nombre de bits de la QAM.

En comparant, à l'aide des simulations, les performances en termes de taux d'erreurs binaires de notre système utilisant différentes longueurs IFFT/FFT, nous avons constaté que lorsque la longueur IFFT/FFT augmente, les dégradations des performances du système deviennent importantes.

Enfin, nous suggérons que d'autres travaux à venir puissent approfondir davantage l'analyse de la concaténation en série des différents types de codages, permettant d'obtenir une robustesse accrue et une amélioration des performances du système.

Bibliographie

- [1]. Helmi BEN HNIA, Abdennaceur KACHOURI, Ossama BEN BELGHITH, Lotfi KAMOUN, Etude des performances de la modulation OFDM pour l'utilisation dans les systèmes de communication sans fils de la 4G, International Conference : Sciences of Electronic, Technologies of Information and Telecommunications, March 15-20, 2004 – TUNISIA.
- [2]. BENANI MOHAMED NADJIB, BENYAHIA YASSER, Principe et simulation d'une transmission de type OFDM, mémoire, Année Universitaire : 2017/2018.
- [3]. Annick Le Glaunec, Modulations Multiporteuses
- [4]. Elhadji Mansour Fall, "Conception D'un amplificateur RF Agile En CMOS Pour Les Futures Générations De La Téléphonie Mobile ", Université Québec, Mars 2012.
- [5]. T. S. Rappaport, Wireless communications: principles and practice: Prentice Hall PTR, 2002

Résumé

On observe de nos jours un intérêt considérable pour de nouvelles technologies sans fils, capables de réaliser de hauts débits, comme l'OFDM, qui offre une forte protection pour les canaux de Rice et de Rayleigh. Les perturbations qui interviennent sur ce type des canaux induisent des erreurs de transmission que la correction s'efforce de combattre pour assurer un taux d'erreur minimal.

Dans ce travail, on propose un système COFDM avec QAM (système OFDM avec QAM associée avec un code convolutif (171,133)) qui est capable d'offrir une protection améliorée aux propagations dans les canaux de Rice et de Rayleigh, grâce à l'insertion de codage de correction d'erreurs. Nous présentons les résultats obtenus en utilisant le code convolutif (171,133) tout en variant le nombre de porteuses et le nombre de bits de la QAM.

Le système a été implanté sous Matlab de Mathworks. On a évalué l'effet du choix du code convolutif sur la performance du système COFDM. L'analyse des performances du système avec le code convolutif montre une amélioration dans l'environnement des canaux de Rice et de Rayleigh.

ABSTRACT

There is considerable interest in new wireless technologies capable of achieving high bit rates, to provide strong channel protection for Rice and Rayleigh channels. The disturbances that occur on these types of channels induce transmission errors, which the system strives to combat to ensure a small error rate.

In this work, we propose a COFDM system, with QAM (OFDM system with QAM associated with a convolutional code (177,133)), which is capable of offering improved protection to Rice and Rayleigh channels by inserting a correction code. We present the results obtained using the convolutional code (177, 133) while varying the number of carriers and the number of bits of the QAM.

The system was implemented under Matlab of Mathworks. The effect of the selection of the convolutional code on the performance of COFDM system was evaluated. The system performance analysis with the convolutional code shows an improvement in the environment of the Rice and Rayleigh channels.