



REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

**MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEURE ET DE LA
RECHERCHE SCIENTIFIQUE**

UNIVERSITE KASDI MERBAH OUARGLA

**FACULTE DES NOUVELLES TECHNOLOGIES DE
L'INFORMATION ET DE LA COMMUNICATION
DEPARTEMENT D'ELECTRONIQUE ET DE TELECOMMUNICATIONS**

Mémoire de fin d'études

En vue de l'obtention du diplôme de Master

Filière: **Génie Electrique**

Spécialité : **Signal et Communication**

Présenté par :

BELAHAMMOU Oussama BASSA Allaeddine

THEME

**Performance d'un Système de
Communication OFDM**

Soutenu publiquement

Le : 24/05/2017

Devant le Jury :

Mme. BenKrinah Sabra	MAA	Présidente	UKM OUARGLA
Mr. Med Sayah Moad	MAA	Encadreur	UKM OUARGLA
Mr. Aounallah Nacer	MCB	Examinatrice	UKM OUARGLA

Année universitaire : 2016 /2017

Résumé

Les communications sans fil font l'objet de l'étude d'un grand nombre de chercheurs. Ceci, dans le but d'obtenir une bonne qualité de communications sans fil avec des débits de transmission élevés, et de libérer les usagers des câbles afin de leur permettre de se déplacer dans les zones urbaines.

Dans ce type de systèmes de communications il faut combattre adéquatement l'effet des canaux à trajets multiples. Ceci a mené au développement et à l'utilisation de la technique du multiplexage par division de fréquences orthogonales (OFDM) qui semble être une solution très prometteuse.

La robustesse contre le délai d'étalement généré par un canal à trajets multiples et le débit élevé sont parmi des propriétés les plus intéressantes de ce type de transmission.

Une étude détaillée de la technique OFDM est élaborée ici, suivie par une présentation générale des systèmes utilisés pour le mettre en œuvre. Pour appuyer ces études, plusieurs systèmes ont été simulés modélisé sous Matlab.

Les systèmes réalisés sont versatiles et peuvent être utilisés pour étudier les performances qui résultent de la variation d'un grand nombre de paramètres. Ces variations peuvent être utilisées pour améliorer ou optimiser les performances du système dans un cadre donné. La simulation développée peut donc être un outil précieux pour la recherche, la conception, et le développement des systèmes OFDM.

Mots -clés : Communications sans fil, canaux à trajets multiples, OFDM.

Abstract

Wireless communications Systems are the subject of study of many researches. The purpose is to obtain a good quality of transmission at high bit rates, and to release the users from wires and cables in order to allow them to move freely in urban areas.

In such communication systems, it is necessary to fight adequately the effect of the multipath Channel. This led to the development and use of orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) technique, which seems to be a very promising solution.

The robustness against delay spread created by multipath channel and the high speed Transmission are the most important property of this type of transmission.

A detailed description of OFDM technique is elaborated here; it is followed by a general presentation of systems which are used to implement it. Several simulations of such systems have been performed with the assistance of (Matlab).

The realized systems are versatile and can be used to study the performances which result from the change of any or all of its parameters. These variations can be used to improve or optimize the performances of the system within a given framework. The developed simulator can be useful tool for the research, the design, and the development of OFDM systems.

Keywords: Wireless communications, multipath channels, OFDM.

ملخص

الشبكات اللاسلكية هي الهدف الذي انصبت عليه دراسات الباحثين في الوقت الحالي، من اجل الوصول إلى جودة عالية في نقل المعلومات والاتصال، بأكبر سرعة واكبر تدفق مقارنة بالشبكات السلكية لاسيما في المناطق العمرانية.

في هذا النوع من الشبكات (الشبكات اللاسلكية) ومن التقنيات الحديثة هنا كتقنية

"او اف دي ام " (التفريق باستخدام الترددات المتعامدة) والتي تقدم حلا لمشاكل نقل البيانات عبر القنوات المتعددة وكذلك التأخر في نقل البيانات وسرعتها وتقدم نتائج جيدة لهذه العوائق في نقل البيانات بصورة جيدة

الهدف من هذه المذكرة هو دراسة شاملة لهذه التقنية وكذلك طريقة نقل البيانات من المرسل إلى المستقبل باستخدام هذه التقنية، ومحاكاة ذلك باستخدام برنامج ماتلاب.

الكلمات المفتاحية الشبكات اللاسلكية، القنوات المتعددة، او اف دي ام

REMERCIEMENTS

Tout d'abord, nous remercions Dieu le tout puissant de nous avoir accordé la force et la patience pour accomplir ce modeste travail.

Nos profondes gratitudes s'adressent à MedMoad Sayah » pour avoir accepté de nous encadrer et de diriger ce travail.

Nous adressons nos vifs remerciements à nos professeurs au département de l'électronique à L'université Kasdi Merbah de Ouargla pour leur disponibilité et pour le temps consacré.

Nos vifs remerciements sont également adressés à tous nos collègues et amis.



DEDICACES

Au nom de Dieu, le clément, le très miséricordieux.

Nous espérons qu'il trouvera dans ce travail les valeurs qu'il Nos a transmis, notamment : la rigueur, la méthode, la patience et la persévérance.

Nous dédions ce modeste travail particulièrement à:

« Nos parents »

Nous remercions énormément pour son soutien, et sa contribution pour la réalisation de ce travail.

Nous n'oublions pas à toutes nos grandes familles surtout mes belles familles de Belahammou et Bassa.

A toutes nos Amis chacune son nom pour leurs aides précieuses.

Nous demandons enfin à toutes les personnes sollicitées dans le cadre de ce travail de trouver ici l'expression de nos profondes gratitudes.

قال تعالى :

" و قتل أعمالوا فسيري الله عملكم ورسوله و المؤمنون "

ACI: Adjacent Channel Interference.
ART: Above-Roof-Top.
AWGN: Additive White Gaussian Noise.
BBGA: Bruit Blanc Gaussian Aléatoire.
BER: Bit Error Rate.
BLR: Boucle Locale Radio.
BRT: Below-Roof-Top.
CAN : Conversion Analogique Numérique.
CCI : Co-Canal Interférence.
CNA : Conversion Numérique Analogique.
CP: Cyclic Préfix.
DAC : Digital Analogique Converter.
DCA : Digital Converter Analogique.
DFT: Discrete Fourier Transform
EM : Électromagnétique.
FEC: Forward Error Correction
FIR: Finite Impulse Response
FDM: Frequency Division Multiplexing.
FFT: Fast Fourier Transform.
ICI: Inter Code Interference.
ISI: Inter Symbol Interference.
IFFT: Inverse Fast Fourier Transform.
IG : Intervalle de Garde.
ISI : Inter Symbol Interference.
IEP : Interférence Entre Porteuse.
IES: Interference Entre Symbol.
IEEE: Institute of Electrical and Electronics Engineer.
IDFT: Inverse Discrete Fourier Transform
ICI: Inert Canal Interference
LOS: Line Of Sight. (Visibilité directe).
MAQ : Modulation d' Amplitude en Quadrature.
MIMO-OFDM: Multiple Inputs, Multiple Outputs-OFDM.
NLOS: None Line Of Sight.(non visibilité directe).

OEM: Onde Electromagnétique.

OFDM: Orthogonal Frequency Division Multiplexing.

PAPR: Peak to Average Power Ratio.

PDP: Power Delay Profile.

PSK: Phase Shift Keying.

PSD : densité spectrale de puissance

QAM : Quadrature Amplitude Modulation.

RC: Rised Cosinus.

RF: Radio Frequency.

SC : Suffixe cyclique.

SNR: Signal to Noise Ratio.

STO: Symbol Timing Offset.

TFR : Transformée de Fourier Rapide.

VC: Virtuel Carriers.

UWB : ultra wide bande

VDSL: Very –high-bit-rate Digital Subscriber Line

ZP : Zéro Padding

P_t : Puissance émise.

λ : Longueur d'onde.

G_t, G_r : Gains des antennes de l'émetteur et de récepteur

d : Distance (m).

L : Facteur de perte.

X_σ : Variable aléatoire gaussienne.

σ : Variance.

$A_{Mu}(f, d)$: Facteur d'atténuation du milieu à la fréquence f .

G_{Rx}, G_{Tx} : Gain des antennes qui dépend de la hauteur.

G_{Area} : Gain pour l'environnement de propagation dans une zone spécifique.

$A_{Mu}(f, d)$ et G_{Area} : Sont obtenus empiriquement par des mesures d'Okumura.

h_{Tx} : Hauteur de l'antenne d'émission.

f_c [MHz] : fréquence de la porteuse.

C_{Rx} : Est le coefficient de corrélation de l'antenne de réception qui dépend de la superficie à couvrir.

h_{Rx} : Hauteur de l'antenne de réception.

L : Nombre de trajets

τ_k : Retard du $k^{\text{ème}}$ trajet

a_k : Amplitude du $k^{\text{ème}}$ trajet.

$P(\tau_k)$: Puissance du $k^{\text{ème}}$ trajet.

B_s et T_s : Bande et période du signal émis.

B_c et σ_τ : Bande de cohérence et RMS delay spread (étalement de retard).

T_c : Temps de cohérence du canal.

$W_1 W_2$: Variables aléatoires Gaussiennes complexes.

$I_0(\cdot)$: Est la fonction de Bessel modifiée de premier espèce et d'ordre zéro.

τ_d : Paramètre de la PDP.

$Z(t)$: Est un bruit additif.

$g(t)$: La réponse impulsionnelle.

W : Bande de Nyquist.

$G_T(f)$: Réponse fréquentielle du filtre d'émission.

$G_R(f)$: Réponse fréquentielle du filtre réception.

M : Ordre de modulation.

T_{sym} : Duré du symbole OFDM.

T_{CP} : Longueur du CP.

$h(t)$: Réponse impulsionnelle du canal physique.

T_s : Période d'échantillonnage.

N : Nombre de sous-porteuses du système OFDM.

$g_e(t)$: Filtre d'émission.

$g_r(t)$: Filtre de réception.

$h^{-1}(t)$: L'égaliseur.

$Y(n) n^{émé}$: symbole OFDM reçu.

$Z(m)$: Bruit complexe durant le $n^{émé}$ symbole OFDM.

Résumé.....	II
Abstract	III
Remerciement.....	V
Dédicace.....	VI
Abréviations.....	VII
Notations.....	IX
Table Des Matières.....	XI
Liste Des Figures	XIV
Liste Des Tableaux	XVI

Introduction Générale.....	1
-----------------------------------	----------

Chapitre I : Canal sans-fil

I.1.Introduction	4
I.2. Propagation dans le canal sans fil.....	4
I.2.1. Réflexion.....	4
I.2.2. Diffraction	4
I.2.3. Dispersion	4
I.2.3.1. Evanouissement à large échelle	5
I.2.3.2. Evanouissement à petite échelle	5
I.3. Evanouissement à large échelle	7
I.3.1. Modèle à affaiblissement générale: (General PathLoss Model)	7
I.3.2. Modèle Okumura /Hata	9
I.3.2.1. Milieu urbain.....	9
I.3.2.2. Milieu suburbain	10
I.3.2.3. Milieu ouvert.....	10
I.3.3. Modèle IEEE802.16d	10
I.4. Evanouissement à petit échelle (Small Scal fading).....	12
I.4.1. Paramètres de l'évanouissement à petite échelle	12
I.4.1.1. Power Delay Profile (PDP).....	12
I.4.1.2. Mean Excess Delay (retard moyen).....	12
I.4.1.3. RMS Delay Spread (étalement du retard)	13
I.4.1.4. Bande de cohérence	13
I.4.2. Evanouissement par dispersion temporelle et fréquentiel.....	13
I.4.2.1. Dispersion temporelle (multi trajet).....	13
I.4.2.2. Dispersion fréquentielle (Doppler)	14
I.4.2.2.1. Le canal à évanouissement rapide	14

I.4.2.2.2. Le canal à évanouissement lent	15
I.5. Caractérisation statistique d'un canal sans fil	15
I.5.1. Dans un environnement NLOS	15
I.5.2. Dans un environnement LOS	16
I.5.3. Modèles de canaux Indoor	16
I.5.3.1. Modèles généraux	16
I.5.3.1.1. Modèle à deux raies	17
I.5.3.1.2. Modèle exponentiel	17
I.5.3.2. Modèle IEEE 802,11	18
I.5.3.3. Modèle Saleh - Valenzuela (S-V).....	19
I.6. Conclusion	20

Chapitre II : Introduction à l'OFDM

II.1. Introduction.....	22
II.2. Transmission Mono-porteuse	22
II.2.1. Model d'un système bande de basse.....	22
II.2.2. Critère de Nyquist	23
II.2.3. Limite de la transmission à porteuse unique pour les hauts débits....	25
II.3. Transmission Multi-porteuses.....	26
II.3.1. Structure de base.....	26
II.3.2. Transmission OFDM.....	28
II.3.3. Modulation et démodulation OFDM	30
II.3.3.1. Intervalle de Garde	30
II.3.3.2. Le Préfixe Cyclique (CP).....	30
II.3.3.3. Suffixe Cyclique	36
II.3.3.4. La technique Zéro Padding (ZP)	37
II.3.3.5. Bande de garde	39
II.3.3.6. Le Taux d'Erreur Binaire (TEB).....	39
II.4. Avantages du système OFDM	40
II.4.1. Combattre l'IES et réduction de l'IEP.....	40
II.4.2. Efficacité spectrale	40
II.4.3. La simplicité d'implémentation.....	40
II.4.4. La robustesse	41
II.4.5. Débit.....	41
II.4.6. Intégration	41
II.5. Inconvénients des systèmes OFDM.....	41
II.5.1. La synchronisation	41

II.5.2. Rapport puissance crête à puissance moyenne (PAPR)	41
II.5.3. Interférence Co-canal	42
II.6. Conception du système OFDM	42
II.6.1. Hypothèses de conception	42
II.6.1.1. Largeur de bande disponible	42
II.6.1.2. Le débit requis	42
II.6.1.3. L'étalement du retard tolérable	42
II.6.1.4. Valeur Doppler	42
II.6.2. Paramètres de conception d'un system OFDM.....	42
II.6.2.1. Nombre de sous porteuses	42
II.6.2.2. Intervalle de garde CP et durée du symbole	42
II.6.2.3. Espacement entre sous porteuses.....	43
II.6.2.4. Type de modulation par sous porteuse	43
II.6.2.5. Codage FEC	43
II.6.2.6. Egalisation	43
II.7. Conclusion	43

Chapitre III : Simulation et Résultats

III.1. Introduction.....	45
III.2. Simulation et résultats.....	45
III.2.1. Comparaisons entre un canal AWGN et un canal Rayleigh.....	45
III.2.2. Influence de la longueur du CP.....	47
III.2.3. Influence du nombre de sous porteuse.....	48
III.2.4. Influence de l'ordre de la modulation sur le BER.....	49
III.3. Diagrammes de Constellation.....	50
III.4. Conclusion.....	52
Conclusion Générale.....	53
Bibliographie.....	54

Figure I.1 : Classification des évanouissements du canal.....	5
Figure I.2 : Evanouissement large échelle contre petite échelle.....	6
Figure I.3 : Bilan de liaison pour le canal fading.....	7
Figure I.4 : Modèle à deux raies.....	17
Figure I.5 : Modèle exponentiel.....	17
Figure I.6 : Modèle IEEE 802.11.....	19
Figure I.7 : Modèle Saleh - Valenzuela (S-V).....	19
Figure II.1: Modèle de système de communication en bande de base a une porteuse unique.....	22
Figure II.2 : Interférence entre symbole (IES) et période de symbole.....	23
Figure II.3: Structure et caractéristique de fréquence du système de transmission multicanaux.....	27
Figure II.4: Structure du système de transmission Multi Carrier.....	27
Figure II.5: Structure et caractéristique spectrale du schéma de transmission OFDM.....	29
Figure II.6: Schéma de principe illustratif de la modulation OFDM et de la démodulation $N \frac{1}{4} 6$	32
Figure II.7: Schéma de principe de l'émetteur et du récepteur dans un système OFDM.....	34
Figure II.8: Effet IES / ICI selon le point de départ de la fenêtre FFT.....	36
Figure II.9: Symbole OFDM avec CP et CS.....	36
Figure II.10: Effet d'un canal multi-voies sur les symboles OFDM avec ZP.....	37
Figure II.11: Copier et ajouter l'intervalle de garde du symbole	38
Figure II.12: Spectres de puissance de deux symboles OFDM, un avec Z et un avec CP....	38
Figure III.1. Comparaison entre un canal AWGN et un canal Rayleigh.....	46
Figure.III.2 : Influence de la longueur du CP sur le BER.....	47
Figure.III.3 : Variation du BER en fonction du nombre de sous porteuses.....	48
Figure.III.4 : Variation de BER pour différents ordre de la modulation QAM (16, 64, 256).....	49

Figure.III.5 : Diagramme de constellation pour $N=512$, $NCP=128$ et QAM-16.....50

Figure.III.6 : Diagramme de constellation pour $N=512$, $NCP=128$ et QAM-64.....50

Figure.III.7: Diagramme de constellation pour $N=512$, $NCP=64$ et QAM-16.....51

Figure.III.8: Diagramme de constellation pour $N=64$, $NCP=16$ et QAM-16.....51

Figure.III.9: Diagramme de constellation pour $N=256$, $NCP=64$ et QAM-16.....51

Tableau I.1: Path loss exponent.....8
Tableau I.2 : Distance de référence d_09
Tableau I.3:Les différents types du modèle IEEE802.16d PathLoss.....11
Tableau I.4 : Paramètres modèle IEEE802.16d type A, B et C.....11
Tableau I.5: Power Delay Profile: exemple (ITU-R Pedestrian a Model).....12

Les systèmes de communications ont beaucoup évolué surtout les systèmes sans fil. Ces dernières années, de plus en plus la nécessité d'utilisation d'une grande vitesse de transmission de données s'imposent. La technologie existante doit alors suivre la progression de la vitesse de transmission nécessaire. Plusieurs méthodes et techniques ont vu le jour pour traiter ce problème. Afin d'arriver à des performances élevées dans un environnement à trajets multiples, où les conditions de propagation sont médiocres, les réseaux sans fils s'appuient sur la modulation multi-porteuses OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) qui, en combinaison avec des techniques de modulation, a permis de répondre aux attentes des utilisateurs. La transmission OFDM consiste à répartir l'information sur un grand nombre de sous porteuses, créant ainsi des sous-canaux très étroits. Ainsi, les conditions de propagation sur ces sous canaux seront très favorables à la transmission. La répartition des symboles sur plusieurs sous porteuses est la propriété la plus importante de la transmission OFDM. C'est elle qui engendre la robustesse contre l'étalement des retards dû aux multi trajets et par conséquent diminue le taux d'interférence entre les symboles transmis.

Le but de ce mémoire est d'étudier une transmission à porteuses multiples pour un canal sans fils et de développer un programme sous l'environnement Matlab pour simuler une transmission OFDM. La simulation réalisée dans ce travail a permis de mettre en relief l'intérêt d'une modulation OFDM du point de vue du taux d'erreur binaire BER, d'une part. D'autre part, elle illustre l'influence des paramètres de la chaîne de transmission comme le nombre de porteuses, le choix de différents types de modulations, la longueur des intervalles de garde sur la qualité de la transmission.

Manuscrit est structuré en trois chapitres :

Le premier chapitre présente les modes de propagation dans les canaux sans fil, à savoir, l'évanouissement à large échelle et à petite échelle, ainsi que les caractéristiques statistiques et les modèles des canaux à trajets multiples en "Indoor" et "Outdoor".

Le deuxième chapitre, présente les techniques de transmission mono-porteuse et multi-porteuses (système OFDM), leurs avantages et leurs inconvénients.

Le troisième chapitre décrit la simulation d'un système OFDM modélisé sous Matlab. Nous présentons un modèle de système OFDM avec un canal de transmission multi trajets. Nous comparons les résultats des simulations obtenus en variant les différents paramètres de la chaîne de transmission OFDM, à savoir, le type de modulation QAM, le nombre de sous porteuses, la longueur du préfixe cyclique CP.



Chapitre I :
Canal Sans Fil

I.1. Introduction

L'accroissement rapide des systèmes de communication mobile, impose l'optimisation des technologies de transmission sans fil. Les performances des systèmes de transmission sans fil dépendent principalement de l'environnement du canal sans fil utilisé. Le canal sans fil est généralement dynamique et imprévisible. La compréhension des canaux sans fil dessine les fondements pour le développement de technologie de transmission sans fil plus performantes en débit et plus efficaces en largeur de bande utilisée.

I.2. Propagation dans le canal sans fil

La propagation des ondes radio de l'émetteur vers le récepteur est affectée par trois phénomènes physiques: réflexion, diffraction et dispersion.

I.2.1. Réflexion : C'est la réflexion de l'onde EM(Électromagnétique) sur des objets dont les dimensions sont plus grands que la longueur d'onde (terre, bâtiment,...). La puissance du signal est renvoyée à l'émetteur et ne parvient pas au récepteur.

I.2.2. Diffraction : Apparaît lorsque l'onde EM rencontre des obstacles avec des formes irrégulières ou lorsque l'OEM passe à travers des petites ouvertures. Il en résulte une courbure de l'OEM autour de l'obstacle ou dispersion de l'OEM à travers les petites ouvertures. L'OEM ainsi obtenue est très utile. Elle permet de générer un trajet entre l'émetteur et le récepteur quand ils ne sont pas en visibilité directe.

I.2.3. Dispersion (Scattering) : C'est le phénomène de la déviation du trajet direct par des petits obstacles dont les dimensions sont petites par rapport à la longueur d'onde (feuillages, panneaux de signalisation,).

Ces phénomènes génèrent l'évanouissement du signal (fading) et l'apparition de zones d'ombre (Shadowing).

Le phénomène d'évanouissement, qui est la variation de l'amplitude du signal en fonction du temps et de la fréquence, peut être classé en deux types. L'évanouissement à large échelle et l'évanouissement à petite échelle :

I.2.3.1. L'évanouissement à large échelle

L'évanouissement à large échelle est caractérisé par l'atténuation du signal en fonction de la distance et par le shadowing (zone d'ombre causée par les grands obstacles comme les bâtiments, les arbres...).

I.2.3.2. L'évanouissement à petite échelle

L'évanouissement à petite échelle est la variation rapide du niveau du signal, due aux interférences constructives ou destructives des trajets multiples du signal, quand la station mobile se déplace sur de petites distances. Il en résulte une atténuation sélective ou non sélective en fréquence. Dépendant de la variation temporelle du canal, due au déplacement du mobile (phénomène Doppler), l'évanouissement à petite échelle peut être classé en évanouissement rapide ou évanouissement lent. La (Figure I.1) classifie les types des canaux à évanouissement.

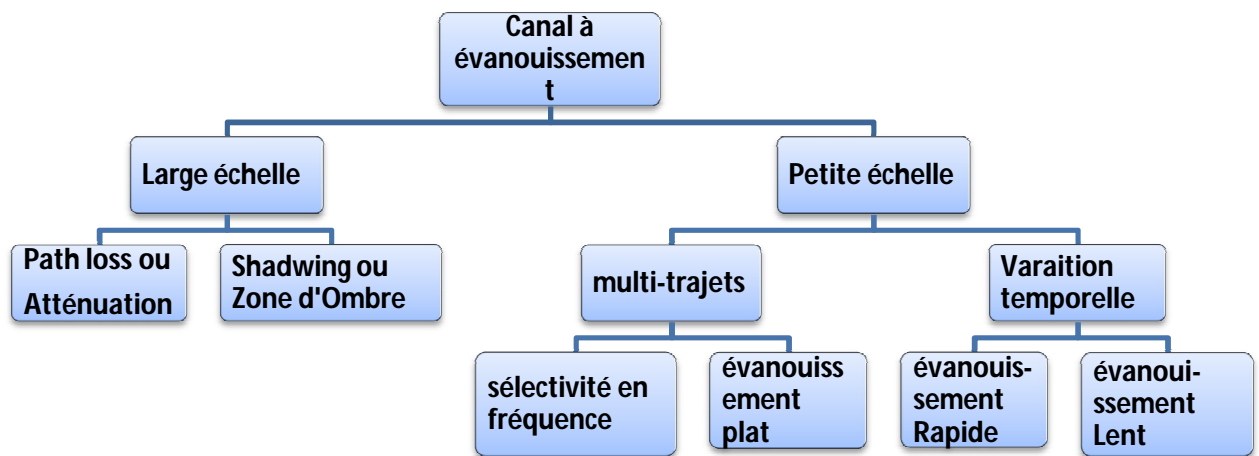


Figure I.1 : Classification des évanouissements du canal.

La relation entre l'évanouissement à large échelle et celui à petite échelle est illustrée par la (Figure I.2). L'évanouissement à large échelle est représenté par l'atténuation moyenne qui décroît en fonction de la distance, et aussi par le Shadowing qui varie autour de cette moyenne. La puissance du signal reçu peut être différente à une distance égale de l'émetteur à cause du Shadowing. De plus, l'évanouissement à petite échelle induit de courtes variations de la puissance du signal déjà affecté par le Shadowing.

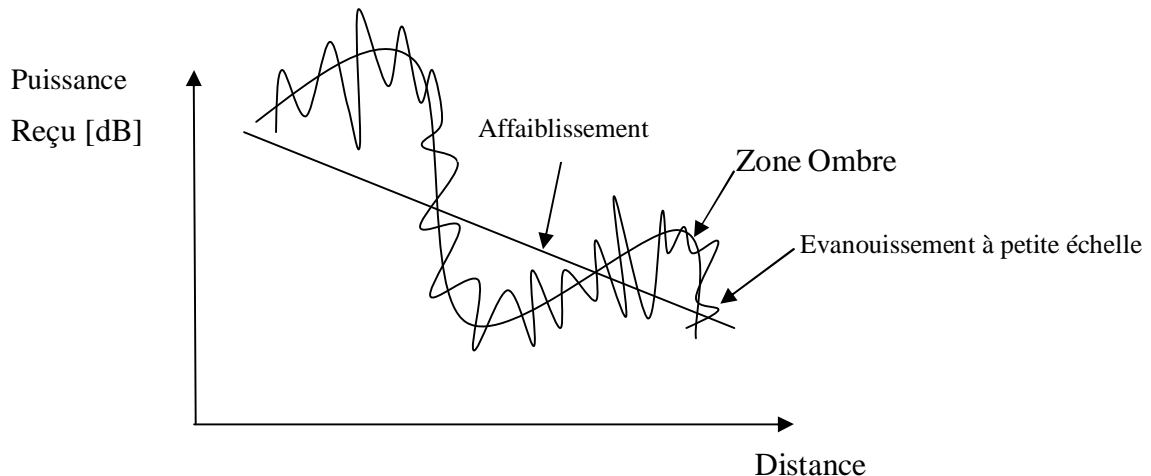


Figure I.2 : Evanouissement large échelle contre petite échelle.

Le bilan de liaison est un outil important dans la conception de systèmes de communication radio. Tenant en compte tous les gains et les pertes à travers le canal sans fil jusqu'au récepteur, il permet de prédire l'intensité du signal reçu ainsi que la marge de puissance requise. L'affaiblissement et l'évanouissement sont les deux plus importants facteurs à prendre en compte dans le bilan de liaison.

L'affaiblissement moyen est un facteur déterministe qui peut être prédit avec la distance entre l'émetteur et le récepteur. Par contre, le Shadowing et l'évanouissement à petite échelle sont des phénomènes aléatoires, ce qui signifie que leurs effets ne peuvent être prédits que par leurs distributions probabilistes. Par exemple, le Shadowing est généralement modélisé par une distribution log-normale.

En raison de la nature aléatoire de l'évanouissement, une marge de puissance doit être ajoutée pour assurer le niveau désiré de l'intensité du signal reçu. En d'autres termes, nous devons déterminer la marge qui garantit que la puissance du signal reçu soit au-dessus (par exemple, à 98 ou 99 % des cas) du seuil conceptuel désiré. Tel qu'illustré à la (Figure I.3), les marges pour l'évanouissement à grande échelle et à petite échelle doivent être définies afin que la puissance du signal reçu soit inférieure au seuil conceptuel ciblé avec une probabilité de 0,02 ou moins[1]. Par conséquent, il est essentiel de déterminer la nature probabiliste du Shadowing et de l'affaiblissement.

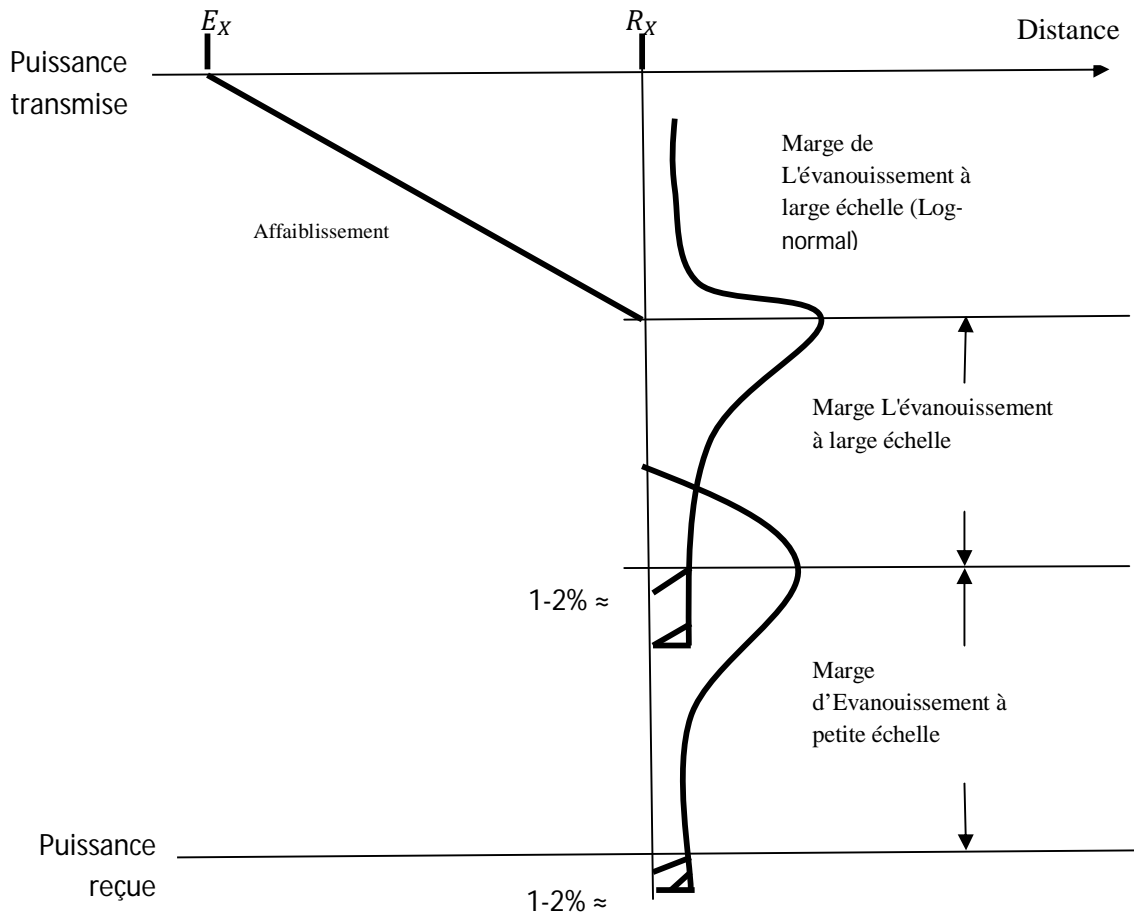


Figure I.3 : Bilan de liaison pour le canal évanouissement [1]

Dans ce qui suit, nous présentons les modèles spécifiques de canaux sans fil pour les évanouissements à grande échelle et à petite échelle qui sont requis pour l'analyse du bilan de liaison.

I.3.  vanouissement à large échelle

I.2.1. Modèle à affaiblissement générale: (General PathLoss Model)

La puissance reçue dans une transmission en visibilité directe (Line-Of-Sight LOS), est ( quation de Friis)[2]

$$P_r(t) = \frac{P_t G_t G_r \lambda^2}{(4\pi)^2 d^2 L} \tag{I.1}$$

P_t : Puissance émise (w);

λ : Longueur d'onde (m)

G_t, G_r : Gains des antennes.

d : Distance (m); L : Facteur de perte dû au système ($L > 1$)

L'atténuation dans l'espace libre (pour $L=1$):

$$PL_F(d)(dB) = 10 \log\left(\frac{P_t}{P_r}\right) = -10 \log\left(\frac{G_t G_r \lambda^2}{(4\pi)^2 d^2}\right) \tag{I.2}$$

Pour $G_t = G_r = 1$

$$PL_F(d)(dB) = 20 \log\left(\frac{4\pi d}{\lambda}\right) \tag{I.3}$$

Une variante de ce modèle est le log-distance PathLoss Model.

$$PL_{LD}(d)(dB) = PL_F(d_0) + 10 n \log\left(\frac{d}{d_0}\right) \tag{I.4}$$

d_0 : Distance de référence qui correspond à la distance pour la quelle l'atténuation est égal à l'atténuation en espace libre. En général n et d_0 varient selon l'environnement

Tableau I.1: Path loss exponent

Environnement	Facteur d'affaiblissement (n)
Espace libre	2
Cellule urbaine	2,7 – 3,5
Cellule urbaine avec Shadowing	3 – 5
Dans les bâtiments LOS	1,6 – 1,8
Dans les bâtiments avec obstacles	4 – 6
Dans les usines avec obstacle	2 – 3

Tableau I.2 : Distance de référence d_0 .

d_0	Cellule
1Km	Système cellulaire a rayon de 10Km
100m	Macro cellule de 1Km de rayon
10 m	Micro cellule

En tenant compte du Shadowing, qui est généralement représenté par un modèle log-normal, l'atténuation devient alors :

$$P_L(d)(db) = \overline{P_L}(d) + X_0 = PL_F(d_0) + 10 \log\left(\frac{d}{d_0}\right) + X_\sigma \tag{I.5}$$

X_σ : Variable aléatoire gaussienne à moyenne nulle et variance σ .

I.3.2. Modèle Okumura /Hata

C'est un modèle empirique adopté pour la prédiction du PathLoss dans des zones urbaines. Il est typiquement utilisé pour la bande 500-1500 MHz, rayon de cellule de 1 à 100 Km, hauteurs des antennes de 30 à 1000 m. L'atténuation est donnée par[3] :

$$PL_{Ok}(d)(db) = PL_F + A_{Mu}(f, d) - G_{Rx} - G_{Tx} + G_{Area} \tag{I.6}$$

$A_{Mu}(f, d)$: Facteur d'atténuation du milieu à la fréquence f .

G_{Rx}, G_{Tx} : Gain des antennes qui dépend de la hauteur.

G_{Area} : Gain pour l'environnement de propagation dans une zone spécifique.

$A_{Mu}(f, d)$ et G_{Area} : sont obtenus empiriquement par des mesures de Okumura.

Le modèle de Hata qui est une extension de celui de Okumura couvre plusieurs environnements (urbain, suburbain et zone ouverte).

I.3.2.1. Milieu urbain :

$$PL_{hata,U}(d)[dB] = 69.55 + 26,16 \log f_c - 13,82 \log h_{Tx} - C_{Rx}(44,3 - 6,55 \log h_{Tx}) \log(d) \tag{I.7}$$

h_{Tx} : Hauteur de l'antenne d'émission.

f_c : [MHz] fréquence de la porteuse.

C_{Rx} : est le coefficient de corrélation de l'antenne de réception qui dépend de la superficie à couvrir.

Pour de petites à moyenne superficies

$$C_{Rx} = 0.8 + (1,1 \log f_c - 0,7)h_{Rx} - 1,56 \log f_c \quad (\text{I.8})$$

h_{Rx} : Hauteur de l'antenne de réception.

Pour une couverture plus large C_{Rx} dépend de la fréquence de la porteuse.

$$\begin{cases} C_{Rx} = 8.29(\log(1.54h_{Rx}))^2 - 1.1 & \text{Si } 150\text{MHz} \leq f_e \leq 200\text{MHz} \\ C_{Rx} = 3.2(\log 11.75h_{Rx})^2 - 4.97 & \text{Si } 200\text{MHz} \leq f_e \leq 150\text{MHz} \end{cases} \quad (\text{I.9})$$

I.3.2.2. Milieu suburbain :

$$PL_{Hata,SU5}(d)[\text{dB}] = PL_{Hata,U}(d) - 2 \left(\log \frac{f_c}{28} \right)^2 - 5,4 \quad (\text{I.10})$$

I.3.2.3. Milieu ouvert :

$$PL_{Hata,O}(d)[\text{dB}] = PL_{Hata,U}(d) - 4,78(\log f_c)^2 + 18,33 \log f_c - 40,97 \quad (\text{I.11})$$

I.3.3. Modèle IEEE 802.16d

Le modèle IEEE 802.16d est basé sur un modèle log-normal (atténuation et shadowing). Dans une zone macro-cellule suburbain. Il ya trois différents types des modèles (Type A, B et C), en fonction de la densité d'obstacle entre l'émetteur et le récepteur (en termes de densité d'arbres). (Tableau I.3) décrit ces trois type des modèles dans les quels ART et BRT représente Above-Roof-Top et Below-Roof-Top en dessus et dessous du niveau du toit).

En se référant à [8-11], le modèle IEEE 802.16d PathLoss est donné par:

$$Pl_{802.16d}(d)[\text{dB}] = Pl_F(d_0) + 10 \log_{10} \gamma \left(\frac{d}{d_0} \right) + C_f + C_{Rx} \quad \text{pour } d > d_0 \quad (\text{I.12})$$

Tableau I.3: Les différents types du modèle IEEE802.16d PathLoss.

Type	Description
A	macro-cellule suburbaine, ART to BRT pour un terrain élevé avec une densité d'arbre modérée à forte.
B	macro-cellule suburbaine, ART to BRT pour des conditions d'atténuation intermédiaire.
C	macro-cellule suburbaine, ART to BRT pour un terrain plat avec une légère densité d'arbre.

Dans l'équation (I.12) $d_0 = 100\text{ m}$ et $\gamma = a - bh_{TX} + c/h_{TX}$ où a, b et c sont des constantes qui varient selon les types de modèle de canaux indiqués dans (Tableau I.4). h_{TX} Est la hauteur de l'antenne de transmission (généralement variant entre 10 à 80 m). C_f Coefficient de corrélation pour la fréquence porteuse f_c [MHz], qui est donnée :

$$C_f = 6\log_{10}(f_c/200) \tag{I.13}$$

Tableau I.4 : Paramètres modèle IEEE802.16d type A, B et C.

Paramètres	Type A	Type B	Type C
a	4.6	4	3.6
b	0.0075	0.0065	0.005
c	12.6	17.1	20

C_{Rx} : est le coefficient de corrélation pour l'antenne de réception qui est donnée :

$$C_{Rx} = \begin{cases} -10.8\log_{10}\left(\frac{h_{Rx}}{2}\right) & \text{pour type A et B} \\ -20\log_{10}\left(\frac{h_{Rx}}{2}\right) & \text{pour type C} \end{cases} \tag{I.14}$$

$$\text{Ou } C_{Rx} = \begin{cases} -10\log_{10}\left(\frac{h_{Rx}}{3}\right) & \text{pour } h_{Rx} \leq 3\text{ m} \\ -20\log_{10}\left(\frac{h_{Rx}}{2}\right) & \text{pour } h_{Rx} \geq 3\text{ m} \end{cases} \tag{I.15}$$

I.4. Evanouissement à petit échelle (Small Scale Fading)

L'évanouissement à petit échelle est la variation rapide du signal reçu quand le Mobile se déplace dans de petites distances. Il dépend essentiellement des multi-trajets, la vitesse du mobile, la vitesse des objets de l'environnement et la bande du signal à transmettre.

I.4.1. Paramètres de l'évanouissement à petite échelle

I.4.1.1. Power delay profile (PDP)

Les caractéristiques d'un canal multi-trajet sont toujours spécifiées par la PDP. La PDP spécifie la puissance moyenne et le retard de chaque trajet considéré.

Exemple: la PDP du "pedestrian channel model" de L'ITU-R est constituée par quatre différents trajets, le retard relatif est comptabilisé par rapport au premier trajet et la puissance moyenne est normalisée par celle du premier trajet :

Tableau I.5: Power Delay Profile: exemple (ITU-R Pedestrian a Model).

Tab	Retard relative (ns)	Puissance moyenne(dB)
1	0	0
2	110	-9.7
3	190	-19.2
4	410	-22.8

I.4.1.2. Mean Excess Delay (retard moyen)

Représente la moyenne des retards, il est donné par le 1^{er} moment de la PDP :

$$\bar{\tau} = \frac{\sum_k a_k^2 \tau_k}{\sum_k a_k^2} = \frac{\sum_k \tau_k P(\tau_k)}{\sum_k p(\tau_k)} \quad (\text{I.16})$$

τ_k : Retard du k^{ème} trajet

a_k : Amplitude du k^{ème} trajet.

$P(\tau_k)$: Puissance du k^{ème} trajet.

I.4.1.3. RMS delay spread (étalement du retard)

Représente l'écart par rapport à la moyenne des retards, il est donné par la racine du second moment de la PDP :

$$\sigma_\tau = \sqrt{\overline{\tau^2} - (\bar{\tau})^2} \quad \text{Avec} \quad \bar{\tau} = \frac{\sum_k a_k^2 \tau_k}{\sum_k a_k^2} = \frac{\sum_k \tau_k^2 P(\tau_k)}{\sum_k P(\tau_k)} \quad \text{(I.17)}$$

I.4.1.4. Bande de cohérence

Représente la bande pour laquelle le canal présente la même atténuation, elle est donnée par :

$$B_c \approx \frac{1}{\sigma_\tau} \quad \text{(I.18)}$$

$$\left\{ \begin{array}{l} B_c \approx \frac{1}{50\sigma_\tau} \text{ si } B_c \text{ est définie comme la bande avec une corrélation } \geq 0.9 \\ B_c \approx \frac{1}{5\sigma_\tau} \quad \text{ si } B_c \text{ est défini comme la bande avec une corrélation } \geq 0.5 \end{array} \right. \quad \text{(I.19)}$$

I.4.2. Evanouissement par dispersion temporelle et fréquentielle

Le canal sans fil peut être caractérisé par deux paramètres. L'étalement du retard des trajets et l'étalement doppler qui causent, respectivement, la dispersion temporelle et la dispersion fréquentielle.

La dispersion temporelle induit un évanouissement sélectif en fréquence alors que la dispersion fréquentielle induit un évanouissement sélectif en temps.

I.4.2.1. Dispersion temporelle (multi-trajet)

La dispersion temporelle induit un évanouissement dans le domaine fréquentiel. Cet évanouissement est soit sélectif en fréquence ou non sélectif en fréquence.

Le signal reçu subit un évanouissement non sélectif en fréquence si la bande passante du canal est plus large que la bande du signal, tout en ayant une amplitude constante et une phase linéaire. C'est l'évanouissement plat (flat fading).

Une bande étroite, implique une période de symbole T_s plus grande que l'étalement τ du canal $h(t,\tau)$. Par conséquent, le symbole en cours n'affecte pas les autres symboles, alors l'IES est peu significatif. Ce canal est dit canal étroite (Narrow band channel) même si l'amplitude varie lentement en fonction du temps.

En résumé: un signal transmit subit un évanouissement non sélectif en fréquence si : $B_s \ll B_c$ et $T_s \gg \sigma_\tau$

B_s et T_s : Bande et période du signal émis.

B_c et σ_τ : Bande de cohérence et RMS delay spread (étalement de retard).

Un signal transmit subit un évanouissement sélectif en fréquence quand la bande passante du canal est constante en amplitude et linéaire en phase sur une bande inférieure à celle du signal. Dans ce cas, la réponse impulsionnelle du canal à un étalement de retard (delay spread) est plus large que la durée symbole du signal émis. Par conséquent, le symbole en cours se recouvre avec les autres symboles, d'où l'apparition d'IES. Un canal sélectif en fréquence possède une réponse fréquentielle dont l'amplitude varie en fonction de la fréquence.

Tant que la bande de signal est plus large que la bande passante du canal, c.à.d. sélectivité en fréquence, le canal est dit large bande (wide band channel).

En résumé: un signal émis subit un évanouissement sélectif en fréquence si: $B_s > B_c$ et $T_s < \sigma_\tau$

I.4.2.2. Dispersion fréquentielle (Doppler)

Le mouvement de l'émetteur ou de récepteur introduit un étalement dans le domaine fréquentielle appelé déplacement doppler ou doppler shift. Si f_m est le déplacement doppler maximum, la bande du spectre doppler est : $B_d = 2f_m$

Dans le domaine temporel, la réponse impulsionnelle varie alors en fonction de temps.

On définit le temps de cohérence T_c (cohérence time) comme la durée pendant laquelle la réponse impulsionnelle ne change pas. Il est donné par :

$$T_c \approx \frac{1}{f_m} \tag{I.20}$$

On distingue alors 2 types de canaux à évanouissement sélectif en temps.

I.4.2.2.1. Le canal à évanouissement rapide

Dans ce cas, le temps de cohérence est très petit par rapport à la période du symbole, alors la réponse impulsionnelle varie rapidement durant une période symbole. Un signal émis subit alors un évanouissement rapide si : $T_s > T_c$ et $B_s < B_d$

I.4.2.2.2. Le canal à évanouissement lent

Dans ce cas, la réponse impulsionnelle du canal varie lentement durant une ou plusieurs périodes du symbole (canal statique). Ceci implique que l'étalement doppler est très petit par rapport à la bande du signal émis. Par conséquent un signal émis subit un évanouissement lent si : $T_s \ll T_c$ et $B_s \gg B_d$

Dans le cas où T_c est défini comme ayant une bande avec une cohérence égal à 0.5 ou plus, et pour les deux canaux à évanouissement lent et rapide, le temps de cohérence est défini communément par:

$$T_c = \sqrt{\frac{9}{16\pi f_m^2}} = \frac{0.423}{f_m} \quad (\text{I.21})$$

NB : il est important de noter que l'évanouissement rapide ou lent (causé par le mouvement du Mobile) n'a rien à voir avec la dispersion temporelle (causé par les multi trajets).

I.5. Caractérisation statistique d'un canal sans fil

L'environnement de propagation pour un canal sans fil, que ce soit en "Indoor" ou en "Outdoor", peut être LOS (visibilité directe) ou NLOS (Non Line-Of-Sight)

I.5.1. Dans un environnement NLOS

L'amplitude de signal reçu à travers un canal multi trajets suit une distribution de rayleigh. Le canal sans fil à évanouissement peut alors être représenté par une variable aléatoire gaussienne complexe: $W_1 + jW_2$ où W_1 et W_2 sont des variables aléatoires gaussiennes **iid** (independent and identically distributed), à moyenne nulle et variance σ^2 . Si X est l'amplitude de la variable complexe.

$$X = \sqrt{W_1^2 + W_2^2} \quad (\text{I.22})$$

Alors X est une variable aléatoire Rayleigh dont la fonction densité de probabilité (PDF) est :

$$f_X(x) = \frac{x}{\sigma^2} e^{-\frac{x^2}{2\sigma^2}} \quad (\text{I.23})$$

Avec l'espérance: $\mathbb{E}\{X^2\} = 2\sigma^2$.

I.5.2. Dans un environnement LOS

Il existe alors un trajet direct ne subissant aucun affaiblissement, l'amplitude du signal reçu et donnée par:

$$X = C + W_1 + jW_2 \quad (\text{I.24})$$

Avec C : représente le composant direct

W_1, W_2 : Variables aléatoires gaussiennes complexes de moyenne nulle et de variance σ^2 .

La variable X suit alors une distribution de Rice dont la PDF est :

$$f_X(x) = \frac{x}{\sigma^2} e^{-\frac{x^2+c^2}{2\sigma^2}} I_0\left(\frac{xc}{\sigma^2}\right) \quad (\text{I.25})$$

$I_0(\cdot)$: est la fonction de Bessel modifiée de premier espèce et d'ordre zéro.

On définit le facteur de Rice K :

$$K = \frac{c^2}{2\sigma^2} \quad (\text{I.26})$$

Remarque:

* Si $K=0$ ($\sim -40\text{dB}$ en pratique) $f_x(x)$ tend vers une PDF de Rayleigh, comme dans un environnement LOS.

* Si K augmente (15dB en pratique) $f_x(x)$ tend vers une PDF gaussienne.

I.5.3. Modèles de canaux Indoor

I.5.3.1. Modèles généraux

Les deux Modèles les plus populaires sont: le modèle à deux raies (2-ray model) et le modèle exponentiel (exponential model).

I.5.3.1.1 Modèle à deux raies

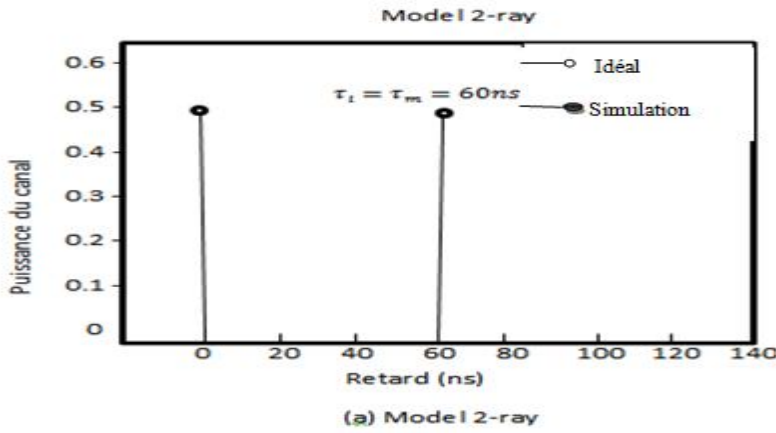


Figure I.4 : Modèle à deux raies.

- Max excess delay: $\tau_m = \tau_1 = 60ns$
- Mean excess delay: $\bar{\tau} = \tau_{1/2} = 30ns$
- RMS delay spread: $\sigma = \bar{\tau} = \tau_{1/2} = 30ns$

Ce modèle est caractérisé donc par le retard du second trajet τ_1 .

I.5.3.1.2. Modèle exponentiel

La puissance moyenne du canal décroît exponentiellement en fonction du retard:

$$P(\tau) = \frac{1}{\tau_d} e^{-\frac{\tau}{\tau_d}} \tag{I.27}$$

τ_d : Paramètre de la PDP

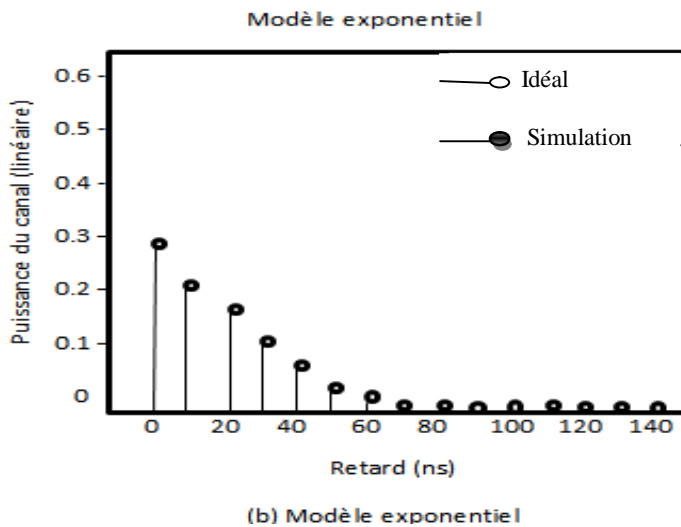


Figure I.5 : Modèle exponentiel.

Le mean excess delay et le RMS delay spread sont égaux:

$$\bar{\tau} = \sigma_{\tau} = \tau_d \quad (\text{I.28})$$

Le retard maximal (Maximum Excess Delay): $\bar{\tau}_m = \tau_d/n_A$ correspond aux trajets dont la puissance n'est pas négligeable.

Avec :
$$A = P(\tau_m)/P(0) = e^{\frac{-\tau_m}{\tau_d}} \quad (\text{I.29})$$

Si on pose $\tau = PT_s$ (T_s : période d'échantillonnage), on obtient la puissance:

$$P(p) = \frac{1}{\sigma_{\tau}} e^{\frac{-PT_s}{\sigma_{\tau}}} \quad P = 0, 1, \dots, P_{max}; (P_{max} = \tau_m/T_s) \quad (\text{I.30})$$

La puissance totale de la PDP est alors:

$$P_{total} = \sum_{P=0}^{P_{max}} P(p) = \frac{1}{\sigma_{\tau}} \cdot \frac{1 - e^{-(P_{max}+1)T_s/\sigma_{\tau}}}{1 - e^{-T_s/\sigma_{\tau}}} \quad (\text{I.31})$$

Si on normalise la puissance totale à 1; la puissance moyenne du canal devient:

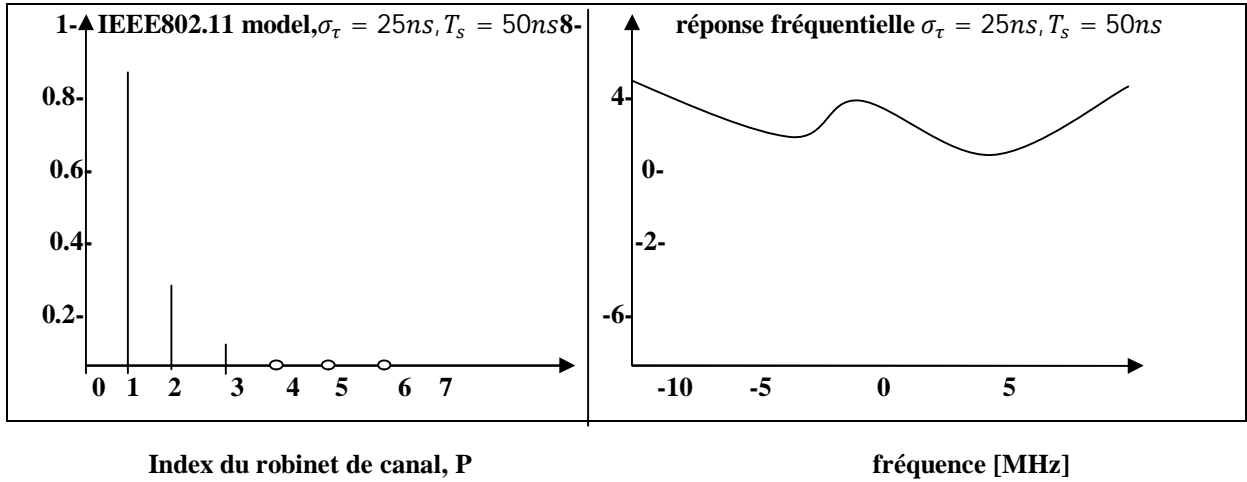
$$P(p) = P(0) e^{\frac{-PT_s}{\sigma_{\tau}}} \quad P = 0, 1, \dots, P_{max} \quad (\text{I.32})$$

$P(0) = (1/\sigma_{\tau} \cdot P_{total})$ Étant la puissance du premier trajet.

I.5.3.2. Modèle IEEE 802.11

L'IEEE 802.11b Task Group à adopter le modèle exponentiel pour représenter le canal Indoor à 2.4 GHz. Dans ce modèle le nombre maximal de trajet est déterminé par le RMS delay spread σ_{τ} et la période d'échantillonnage T_s :

$$P_{max} = 10 \cdot \left(\sigma_{\tau} / T_s \right) \quad (\text{I.33})$$



(a) Puissance de canal moyenne.

(b) canal réponse fréquentielle.

Figure I.6 : Modèle IEEE 802.11.

I.5.3.3. Modèle Saleh - Valenzuela (S-V)

La PDP du modèle S-V est formée de plusieurs clusters (bouquets), chaque cluster est formé de plusieurs raies retardées. Les temps d'arrivé de chaque cluster ainsi que les temps d'arrivé des raies dans chaque cluster suivent un processus de Poisson. (Figure I.7)

La grandeur chemin

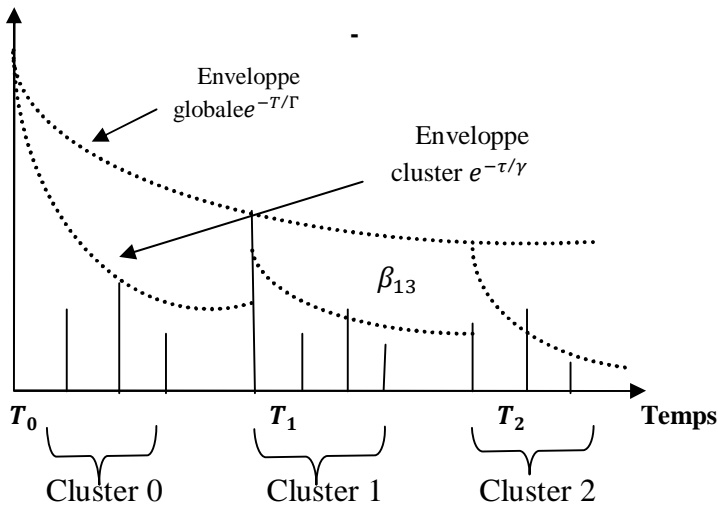


Figure I.7 : Modèle Saleh - Valenzuela (S-V).

I.6. Conclusion

Dans ce chapitre, il était question d'une description du canal sans fil. Nous avons examiné les caractéristiques générales de l'évanouissement à grande échelle des canaux sans fil, y compris l'atténuation et le shadowing.

En outre, nous avons introduit les caractéristiques essentielles des canaux sans fil, tels que l'étalement du retard de propagation, la bande de cohérence et le temps de cohérence, qui sont très utiles pour caractériser les propriétés de l'évanouissement à petite échelle.

D'autre part, la caractérisation précise du canal sans fil n'est pas possible en réalité, à cause de la nature aléatoire de la puissance du signal, nous avons recouru à des modèles spécifiques qui peuvent représenter un canal typique dans un environnement donné.



Chapitre II :
Introduction à l'OFDM

II.1. Introduction

Les techniques qu'on appelle multi porteuses OFDM consistent à transmettre des données numériques simultanément en les modulant sur un grand nombre de porteuses. Ce sont des techniques de multiplexage en fréquence qui existe depuis longtemps. Le regain d'intérêt actuel réside dans l'amélioration apportée pour augmenter l'efficacité spectrale en «Orthogonalisant» les porteuses, ce qui permet d'obtenir un meilleur recouvrement spectral. L'implémentation de la modulation et de la démodulation s'effectue à l'aide de circuits performants basée sur la transformée de fourrier rapide (FFT).

II.2. Transmission Mono-porteuse

II.2.1. Model d'un système bande de basse

Soit un canal à bande limitée $h(t)$ avec une bande passante W . Les symboles $\{a_n\}$ transmits périodiquement à chaque T seconde, a un taux de $R=1/T$, sont formatés par un filtre d'émission $g_T(t)$ au niveau de l'émetteur. Après passage à travers le canal, ils seront traités, au niveau du récepteur, par le filtre de réception $g_R(t)$, l'égaliseur $h^{-1}(t)$, et le détecteur à seuils (Figure. II.1). La sortie de l'égaliseur, supposé parfait, est donnée par:

$$Y(t) = \sum_{m=-\infty}^{+\infty} a_m g(t - mT) + Z(t) \tag{II-1}$$

Où $Z(t)$ est un bruit additif et $g(t)$ la réponse impulsionnelle, de bout en bout, du système donnée par :

$$g(t) = g_T(t) * h(t) * g_R(t) * h^{-1}(t) \tag{II-2}$$

Si on ignore le bruit, la sortie de l'égaliseur, échantillonnée aux instants $t_n = nT$, est donnée par :

$$y(nT) = \sum_{m=-\infty}^{+\infty} a_m g((n - m) T) \tag{II-3}$$

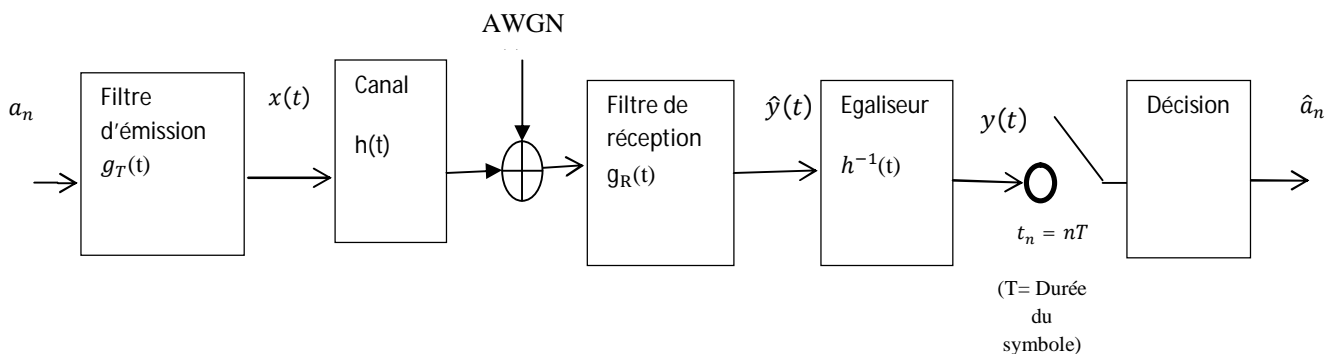


Figure II.1: Modèle de système de communication en bande de base a une porteuse unique.

En isolant le n^{eme} symbole, on obtient :

$$y(nT) = a_n g(0) + \sum_{\substack{m=-\infty \\ m \neq n}}^{+\infty} a_m g((n - m)t) \tag{II-4}$$

Le deuxième terme de l'équation (II-4) représente alors les symboles interférant sur a_n (IES : interférence entre symboles, ISI : Inter-Symbol-Interference), cette interférence due à l'étalement de la réponse impulsionnelle globale causant ainsi une dégradation des performances du système, doit être minimisée, ou éliminée par la conception judicieuse des filtres d'émission et de réception (Figure II.2).

Comme illustré dans la (Figure II.2), l'extension de l'IES dépend de la durée du symbole T . Une période plus petite cause un IES plus important. Par conséquent, à moins que $g((n-m)T) = 0$ pour tout $m \neq n$, dans un système à porteuse unique, l'IES devient significatif quand le taux d'émission de donnée augmente.

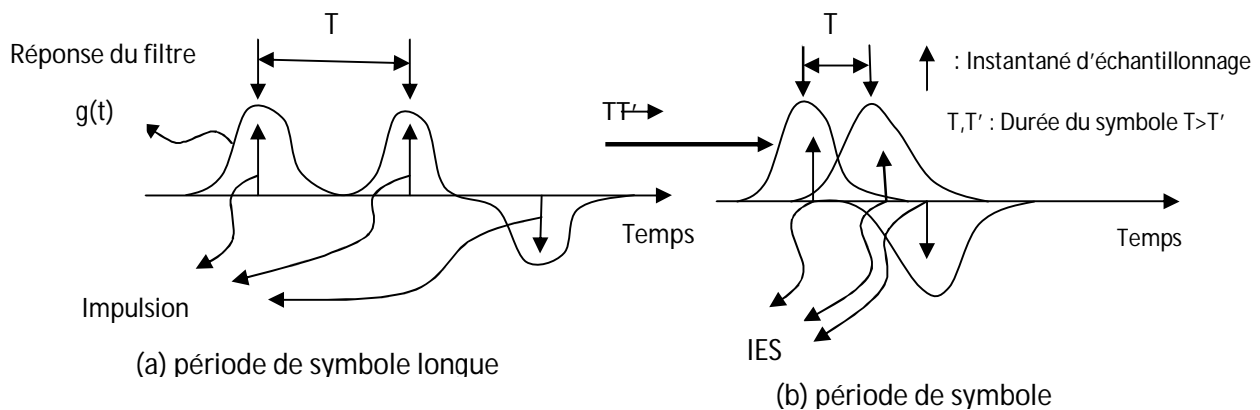


Figure II.2 : Interférence entre symbole (IES) et période de symbole.

II.2.2. Critère de Nyquist:

Dans l'équation (II-4), l'IES peut être complètement éliminé si la condition suivante sur la réponse impulsionnelle, dans le domaine temporelle, est vérifiée :

$$g(nT) = \delta(n) = \begin{cases} 1 & ; \quad n = 0 \\ 0 & ; \quad n \neq 0 \end{cases} \tag{II-5}$$

Dans le domaine fréquentielle, cette condition devient :

$$\sum_{i=-\infty}^{+\infty} G\left(f - \frac{i}{T}\right) = T \tag{II-6}$$

Où $G(f)$ est la transformée de Fourier de $g(t)$ qui représente la réponse fréquentielle globale.

Pour un système à porteuse unique, les conditions dans l'équation (II-5 et II-6), qui représentent le critère de Nyquist [4, 5], garantissent une communication sans IES même avec une transmission à petite période du symbole T (taux de transmission élevé). Un filtre de Nyquist, satisfaisant les conditions (II-5 et II-6) peut être représenté par un filtre passe bas dont la réponse impulsionnelle est une fonction sinus cardinal ou, de façon équivalente, une réponse fréquentielle sous forme d'un rectangle défini comme suit :

$$G_I(f) = \frac{1}{2W} \text{rect}\left(\frac{f}{2W}\right) = f(x) = \begin{cases} T, & |f| \leq 1/2T \\ 0, & |f| \geq 1/2T \end{cases} \quad \text{(II-7)}$$

$$\text{Où : } W = \frac{R}{2} = \frac{1}{2T}$$

R et W correspondent respectivement au taux et à la bande de Nyquist. La bande de Nyquist W est donc la bande minimale possible requise pour réaliser un taux de donnée R sans IES.

Cependant le filtre idéal de l'équation (II-7) n'est pas physiquement réalisable, car sa réponse impulsionnelle n'est pas causale ($g(t) \neq 0$ pour $t < 0$). Un autre filtre de Nyquist, physiquement réalisable, est le filtre à cosinus surélevé dont la réponse fréquentielle est donnée par :

$$G_{RC}(f) = \begin{cases} T ; & |f| \leq \frac{1-\alpha}{2T} \\ \left\{1 + \cos\frac{\pi T}{\alpha}\left(|f| - \frac{1-\alpha}{2T}\right)\right\}; & \frac{1-\alpha}{2T} \leq |f| \leq \frac{1+\alpha}{2T} \\ 0 ; & |f| > \frac{1+\alpha}{2T} \end{cases} \quad \text{(II-8)}$$

Où $\alpha, 0 \leq \alpha \leq 1$ facteur ou coefficient de retombée.

La réponse fréquentielle du filtre en cosinus surélevé de l'équation (II-8) occupe une bande supérieure à celle de Nyquist dépendant du facteur de retombée α . Si $\alpha=0$, la réponse fréquentielle du filtre en cosinus surélevé devient celle de Nyquist (filtre passe bas idéal), et si $\alpha=1$, le filtre en cosinus surélevé aura une bande double de la bande de Nyquist.

Dans le cas où le canal est idéal (bande passante du canal supérieure à la bande du signal à transmettre), un récepteur optimal doit utiliser un filtre de réception adapté au filtre d'émission (Matched filter)[6], cela nécessite la condition :

$$G_R(f) = G_T^*(f)$$

$G_T(f)$ Et $G_R(f)$ étant les réponses fréquentielle du filtre d'émission et de réception, par conséquence, le filtrage globale étant a cosinus surélevé, on obtient alors :

$$G_{RC}(f) = |G_T(f)|^2 = |G_R(f)|^2$$

où le filtre d'émission aura une réponse fréquentielle en racine carre du filtre à cosinus surélevé

$$G_T(f) = \sqrt{G_{RC}(f)}$$

Avec :

$$G_{SRR C} = \begin{cases} \sqrt{T} ; & |f| \leq \frac{1-\alpha}{2T} \\ \sqrt{\frac{T}{2} \left\{ 1 + \cos \frac{\pi T}{\alpha} \left(|f| - \frac{1-\alpha}{2T} \right) \right\}^{\frac{1-\alpha}{2T}}} & \frac{1-\alpha}{2T} < |f| \leq \frac{1+\alpha}{2T} \\ 0 ; & |f| > \frac{1+\alpha}{2T} \end{cases} \quad \text{(II-9)}$$

On peut conclure, que si deux filtres identiques ayant une réponse fréquentielle on racine carré de cosinus surélevé sont utilisés comme filtre d'émission et de réception respectivement, le dernier jouant le rôle d'un filtre adapté au premier, alors le filtrage globale satisfait le critère de Nyquist, bien qu'ils ne le satisfassent pas individuellement[6].

II.2.3. Limite de la transmission a porteuse unique pour les hauts débits

La transmission a des taux de donnée élevés, nécessite une bande plus importante car la bonde minimale requise, la bande de Nyquist, est égal à $R_s/2$ [Hz]. Si la bande nécessaire devient supérieure à la bande de cohérence, il y aura apparition de l'interférence entre symbole (IES). En générale ce phénomène peut être éliminé par l'utilisation d'égalisation adaptifs. La complexité des égalisateurs adaptifs, étant implémentés par des FIR à coefficients adaptifs, devient plus importante si le taux de transmission augmente. De même, le détecteur optimal, détecteur de séquences.

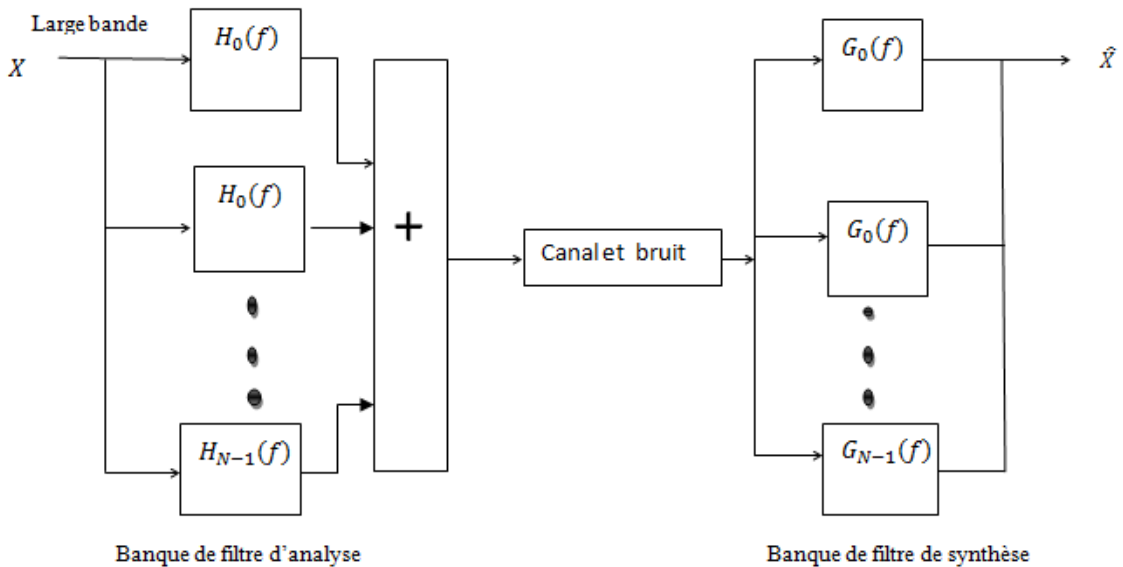
Au maximum de vraisemblance, nécessite l'évaluation de M^L séquences pour en choisir la meilleure. En effet, pour un ordre de modulation M et un grand nombre de multi-trajets L , l'utilisation de l'égaliseur optimal et même des égaliseurs sous optimaux, comme les égaliseurs MMSE et LS, dévient prohibitive.

En conclusion, une transmission a porteuse unique pour des hauts débits, ne peut être pratique a cause de la complexité des égaliseurs au niveau de récepteur.

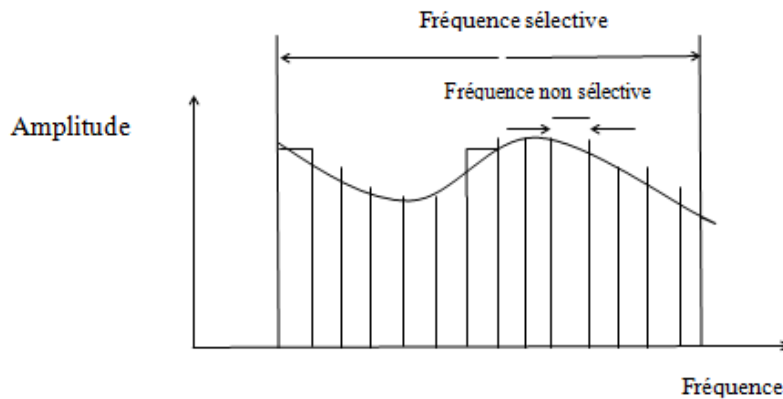
II.3. Transmission Multi porteuses

II.3.1. Structure de base

L'objectif d'un système multi porteuses est de permettre des transmissions a des taux élevé sur un canal large bande de nature sélectif en fréquence. Le principe de base est de découpe le signal a bande large (à travers des filtres $H_k(f)$ à bande étroites) en signaux a bande étroite au niveau de l'émetteur, et de les synthétiser (à travers des filtres $G_k(f)$ à bande étroite adaptés aux filtres $H_k(f)$) au niveau du récepteur. Ainsi, un canal à bande large sélectif en fréquence peut être approximé par plusieurs canaux à bande étroite non sélectif en fréquence [7, 8](Figure II.3).



(a) La structure du système transmission multi canal



(b) La réponse fréquentielle de la transmission

Figure II.3: Structure et caractéristique de fréquence du système de transmission multicanaux.

Il faut noter que la non sélectivité des canaux a bande étroite réduit la complexité des égaliseurs de chaque sous canal, de plus, tend que l'orthogonalité entre les sous canaux est maintenue, l'interférence entre les canaux peut être annulée, [7, 9, 10]

Un système multi canal, dont la bande est divisée en N sous-canal a bande étroite égales avec une fréquence de sous porteuse f_k , $k = 0, 1, 2, \dots, N-1$ (Figure II.4) et dont les symboles $X_i[k]$ sont modulés par les sous porteuses f_k transmis à chaque période L symbole, peut être considéré comme un système de transmission multi porteuse. L'implémentation d'un tel système devient complexe puisqu'elle nécessite plus de codeurs/décodeurs, oscillateurs et des filtres de haute qualité surtout quand le nombre de sous-porteuse devient important.

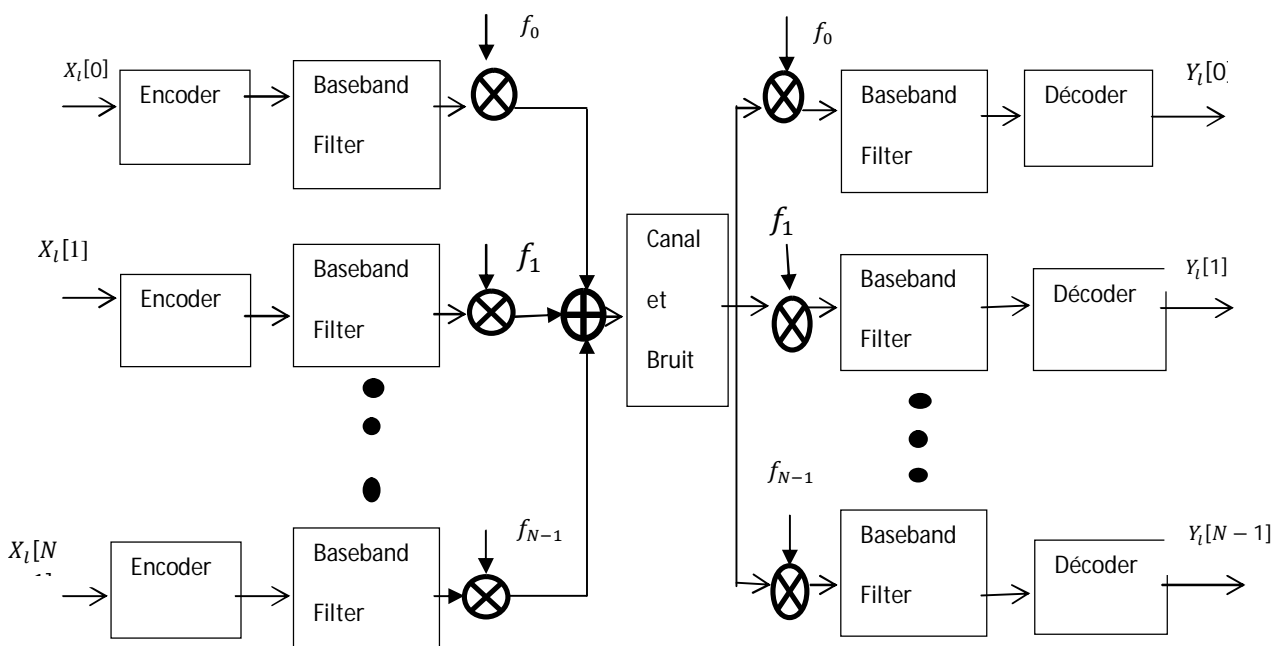
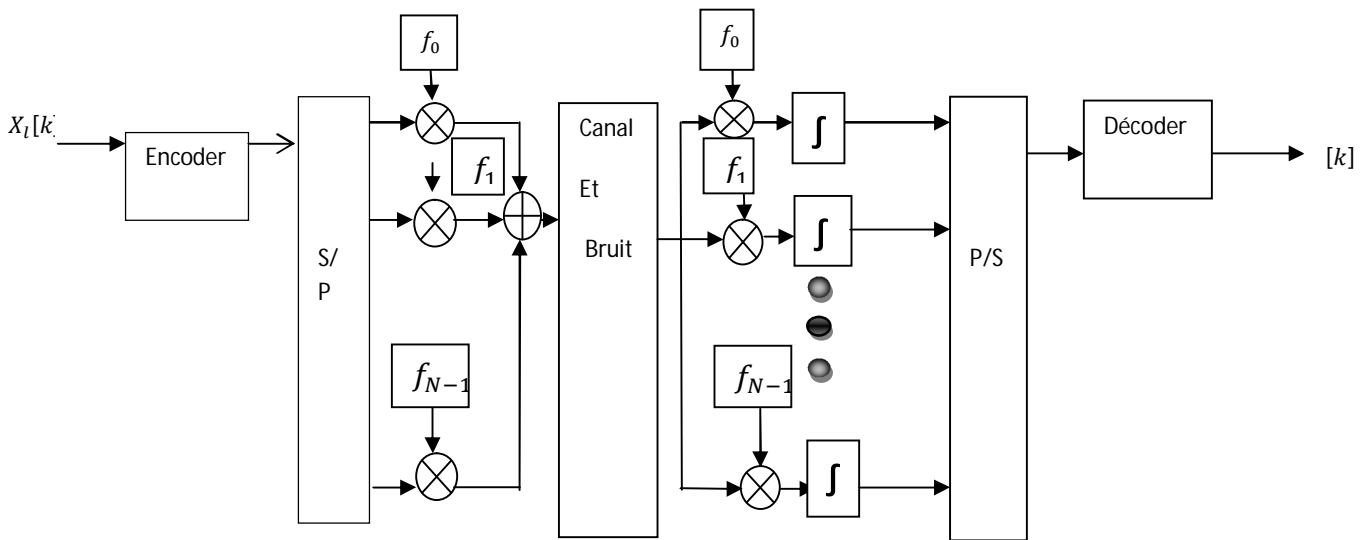


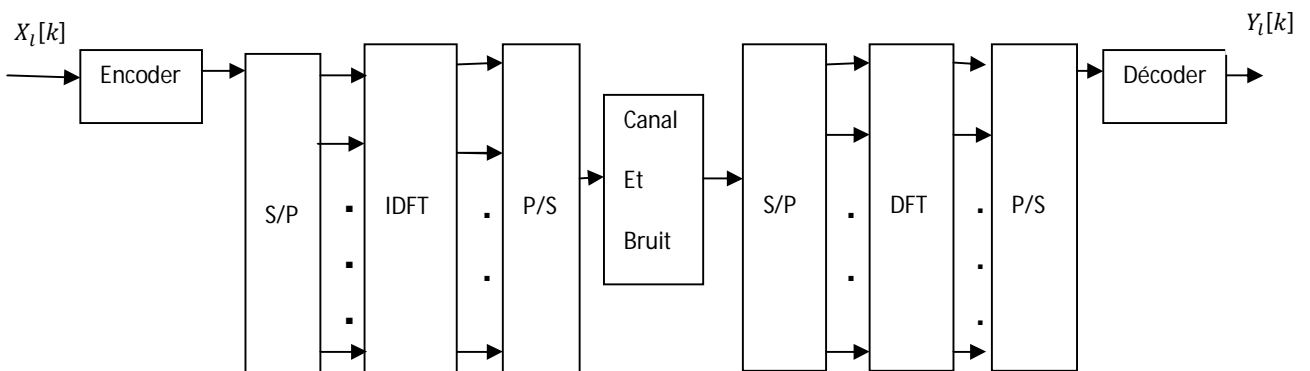
Figure II.4: Structure du système de transmissions multi-porteuses.

II.3.2. Transmission OFDM:

La transmission OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) est un type de système multi-canal (Figure II.5(a)). Les symboles $\{X_l[k]\}_{k=0}^{N-1}$ modulent N sous porteuses aux fréquences f_k , $k=0, 1, 2, \dots, N-1$. Le spectre du symbole OFDM est formé par N fonctions Sinus cardinal centrées aux fréquences f_k qui se chevauchent entre elles, ce qui permet d'augmenter l'efficacité spectrale.



(a) Description du schéma de transmission OFDM



(b) Schéma de transmission OFDM mis en œuvre en utilisant IDFT /DFT

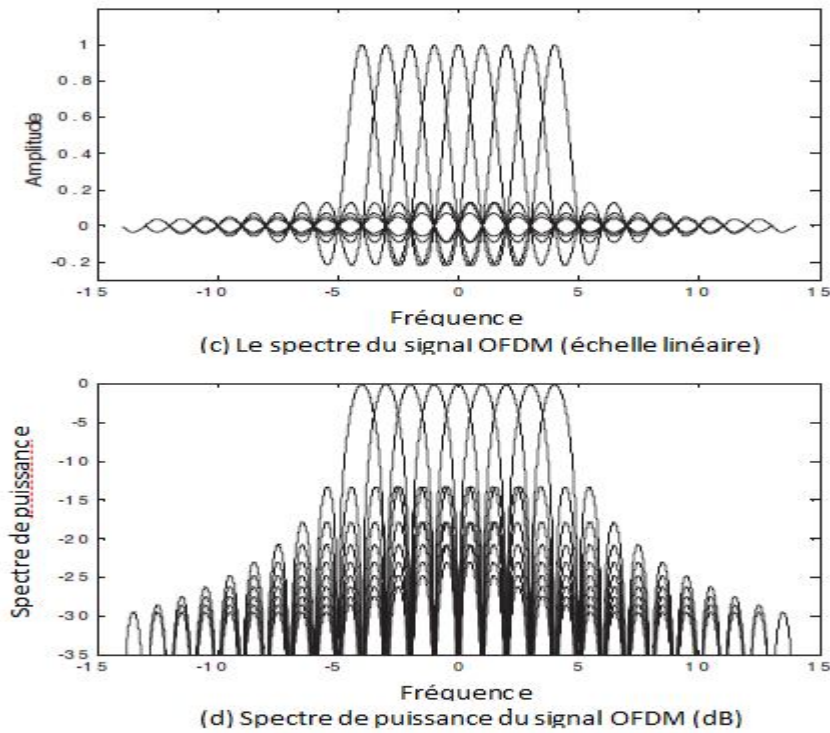


Figure II.5: Structure et caractéristique spectrale du schéma de transmission OFDM.

Si les différents sous porteuses sont représentées par les signaux complexes $\{e^{j2\pi f_k t}\}_{k=0}^{N-1}$ pour $0 < t < T_{sym}, T_{sym} = NT_s$, les signaux sont orthogonaux si les fréquences porteuses sont de la forme $f_k = k/T_{sym}$. Car :

$$\frac{1}{T_{sym}} \int_0^{T_{sym}} e^{j2\pi f_k t} \cdot e^{-j2\pi f_i t} dt = \frac{1}{T_{sym}} \int_0^{T_{sym}} e^{j2\pi \frac{k-i}{T_{sym}} t} dt = \begin{cases} 1; & \text{si } k = i \\ 0; & \text{si non} \end{cases} \quad (\text{II-10})$$

De même, si on prend les échantillons discret au instant $(t) = nT_s = nT_{sym}/N, n=0, 1, 2, \dots, N-1$, l'équation précédente devient dans le domaine discret :

$$\frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} e^{j2\pi \frac{k}{T_{sym}} nT_s} \cdot e^{-j2\pi \frac{i}{T_{sym}} nT_s} = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} e^{j2\pi \frac{k-i}{N} n} = \begin{cases} 1; & \text{si } k = i \\ 0; & \text{si non} \end{cases} \quad (\text{II-11})$$

Cette condition d'orthogonalité des signaux OFDM est essentielle pour éviter l'interférence entre canal (IEC), bien que les spectres de ces signaux se recouvrent entre eux.

II.3.3. Modulation et démodulation OFDM :

L'émetteur OFDM module les éléments binaires du message à transmettre en des symboles (PSK ou QAM). Ces symboles vont en suite être repartis en N flux parallèles. Chaque flux de symbole va moduler une sous porteuse différente.

Soit $X_l[k], l = 0, 1, 2, \dots, \infty$, le l^{eme} symbole transmet sur la k^{eme} sous porteuse. A cause de la répartition série / parallèle des symboles, la transmission de N symbole (PSK ou QAM) va durer NT_s , ce qui forme un seul symbole OFDM de duré $T_{sym} = NT_s$ avec (T_s : période PSK ou QAM)

Si $\Psi_{l,k}(t)$ est le l^{eme} signal OFDM en la k^{eme} sous porteuse, donnée sous la forme :

$$\Psi_{l,k}(t) = \begin{cases} e^{j2\pi f_k(t-lT_{sym})} & 0 < t \leq T_{sym} \\ 0; & \text{ailleurs} \end{cases} \quad \text{(II-12)}$$

Alors, l'expression continue en bande de base des signaux OFDM est de la forme :

$$(t) = \sum_{l=0}^{\infty} \sum_{k=0}^{N-1} X_l[k] \Psi_{l,k}(t) \quad \text{(II-13)}$$

$$= \sum_{l=0}^{+\infty} \sum_{k=0}^{N-1} X_l[k] e^{j2\pi f_k(t-lT_{sym})}$$

Si on échantillonne aux instant $t = lT_{sym} + nT_s$, avec $T_s = \frac{T_{sym}}{N}$ et $f_k = \frac{k}{T_{sym}}$, on obtient le symbole OFDM en temps discret :

$$x_l[n] = \sum_{k=0}^{N-1} X_l[k] e^{\frac{j2\pi kn}{N}} \quad \text{pour } n=0, 1, 2, \dots, N-1 \quad \text{(II-14)}$$

Cette expression n'est autre que la IDFT des symboles (PSK ou QAM) $\{X_l[k]\}_{k=0}^{N-1}$ qui peut être efficacement calculée avec l'algorithme IFFT (transformé de fourrier rapide Inverse).

Au niveau du récepteur, l'on omettant l'effet du canal et du bruit, les symboles (PSK ou QAM) émit peuvent être reconstruits à partir du symbole bande de base OFDM reçu

$$y_l(t) = \sum_{k=0}^{N-1} X_l[k] e^{j2\pi f_k(t-lT_{sym})} \quad \text{(II-15)}$$

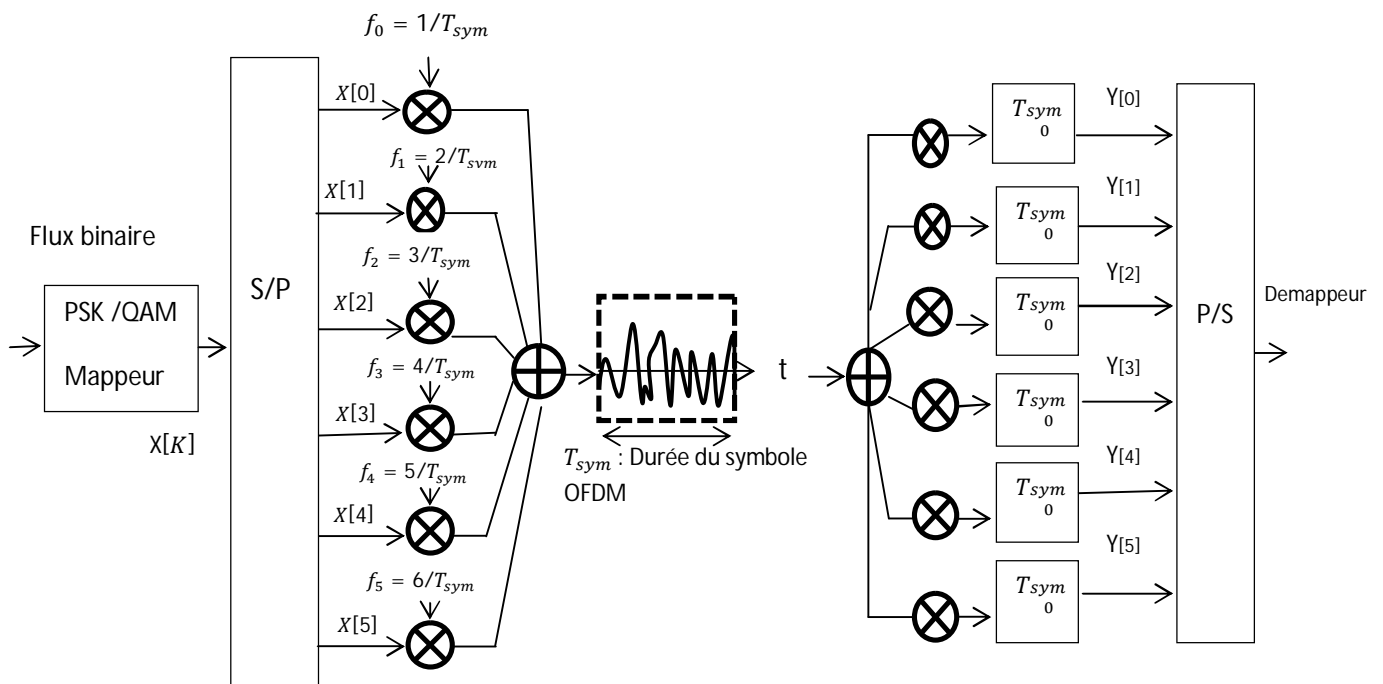
Grâce à l'orthogonalité entre les sous porteuses

$$\begin{aligned}
 Y_l[k] &= \frac{1}{T_{sym}} \int_{-\infty}^{+\infty} y_l(t) e^{-j2\pi k f_k (t-lT_{sym})} dt \\
 &= \frac{1}{T_{sym}} \int_{-\infty}^{\infty} \left\{ \sum_{i=0}^{N-1} X_l[i] e^{j2\pi f_i (t-lT_{sym})} \right\} e^{-j2\pi f_k (t-lT_{sym})} dt \quad \text{(II-16)} \\
 &= \sum_{i=0}^{N-1} X_l[i] \left\{ \frac{1}{T_{sym}} \int_0^{T_{sym}} e^{j2\pi (f_i - f_k) (t-lT_{sym})} dt \right\} = X_l[k]
 \end{aligned}$$

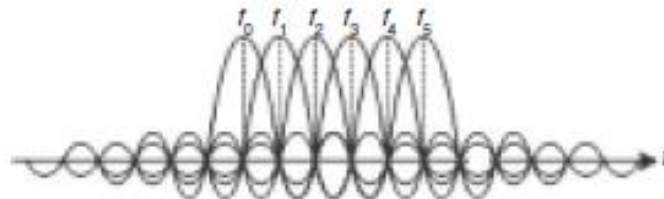
De même, en temps discret, si $\{y_l[n]\}_{n=0}^{N-1}$ sont les valeurs du symbole OFDM reçu échantillonné à l' instant $t = lT_{sym} + nT_s$, alors la démodulation en temps discret est donnée par ;

$$\begin{aligned}
 Y_l[k] &= \sum_{n=0}^{N-1} y_l[n] e^{-\frac{j2\pi kn}{N}} \\
 &= \sum_{i=0}^{N-1} \left\{ \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} X_l[i] e^{\frac{j2\pi in}{N}} \right\} e^{-\frac{j2\pi kn}{N}} \quad \text{(II-17)} \\
 &= \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} \sum_{i=0}^{N-1} X_l[i] e^{\frac{j2\pi (i-k)n}{N}} = X_l[k]
 \end{aligned}$$

Cette expression est celle de la DFT à N point de $\{y_l[n]\}_{n=0}^{N-1}$ qui peut calculer efficacement par l'algorithme FFT.



(a) modulation/démodulation OFDM



(b) Réalisation de l'orthogonalité de la sous-porteuse

Figure II.6: Schéma de principe illustratif de la modulation OFDM et de la démodulation:

N ¼ 6.

La (Figure II.6) illustre la modulation et la démodulation OFDM, les symboles $X[k]$ du domaine fréquentielle, module les sous porteuses de fréquence $f_k = \frac{k}{T_{sym}}$, $k = 0, 1, \dots, N - 1$, tandis que , la démodulation utilise l'orthogonalité des sous porteuses au niveau du récepteur. Le symbole d'origine $X[k]$ de duré T_s voie sa période étendue à $T_{sym} = NT_s$ a cause de la transmission de N symboles en parallèle. Les N signaux ainsi formés correspondent à un symbole OFDM de duré T_{sym} .

La modulation et la démodulation OFDM peut être alors implémenté en utilisant l'algorithme IFFT/FFT (IDFT/DFT) (Figure II.5).

Au niveau de l'émetteur, une IFFT d'ordre N des $\{X_l[k]\}_{k=0}^{N-1}$ est utilisée pour génère les $\{x[k]\}_{k=0}^{N-1}$ qui correspondent aux échantillons de la somme des N signaux des sous porteuse orthogonales.

Au niveau du récepteur, la FFT d'ordre N , des échantillons $y[n] = x[n] + w[n]$ ($w[n]$ échantillon du bruit additif), est utilisée pour générer les $\{Y_l[k]\}_{k=0}^{N-1}$ version bruitée des symboles transmis. Puisque les sous porteuse ont une durée limité T_s , le spectre du signal OFDM correspondent à la somme N fonctions sinus cardinal qui se recouvrent et qui sont espacées par $\frac{1}{T_s}$. (Figure II.5). c.à.d :

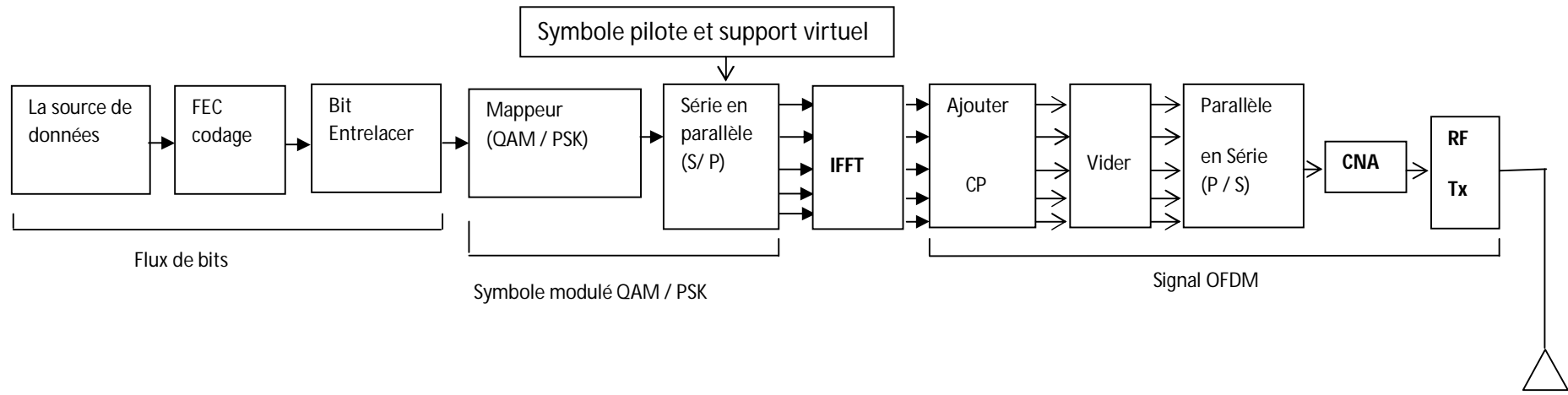
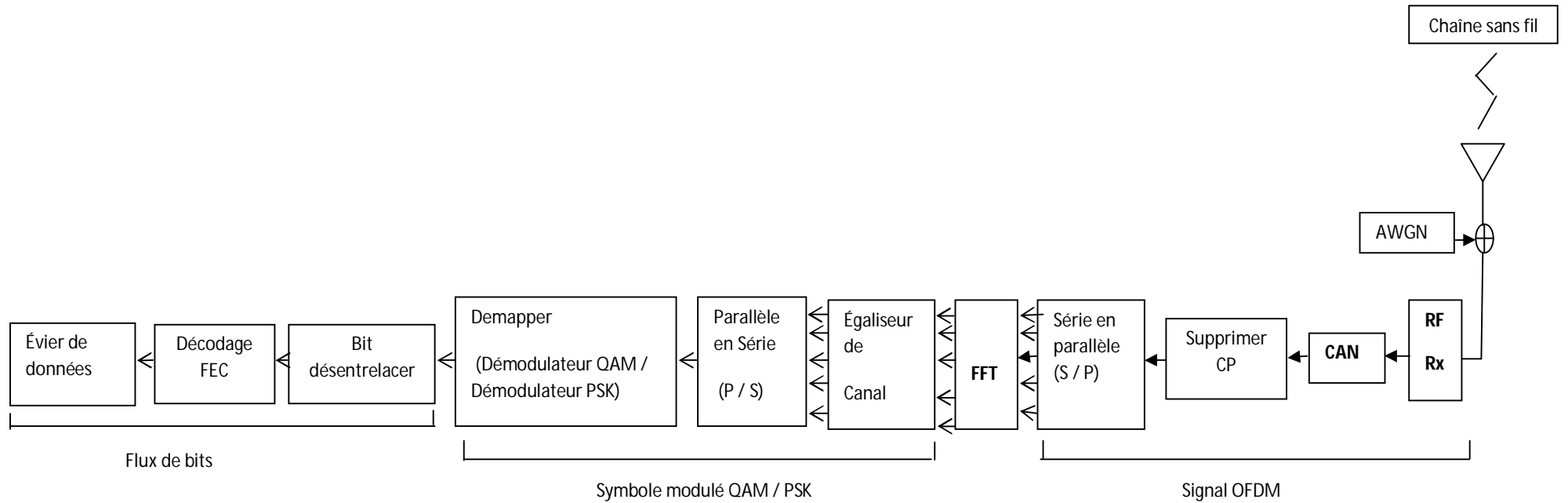


Figure II.7: Schéma détaillé de principe de l'émetteur et du récepteur dans un système OFDM.



La (Figure II.7) montre un schéma synoptique complet d'un émetteur / récepteur OFDM typique.

II.3.3.1: Intervalle de Garde

L'extension de la durée d'un symbole, par N fois ($T_s = NT_s$) induit une importante réduction de l'IES entre les symboles OFDM. Cependant, les symboles OFDM, transmis dans un canal multi-trajet peuvent souffrir du phénomène d'IES.

Ceci peut nuire à l'orthogonalité entre les sous porteuse par conséquence l'insertion d'un intervalle de garde entre deux symboles OFDM devient essentielle. On distingue deux types d'intervalle de garde, le "Zéro Padding, ZP" et l'extension cyclique.

II.3.3.2: Préfixe Cyclique (CP)

Le préfixe cyclique consiste à étendre la durée du symbole OFDM en copiant les derniers échantillons du symbole OFDM en amont du symbole (Figure II.10) (a) Si T_G est la longueur du CP en termes d'échantillons, alors la durée d'un symbole OFDM devient $T_{sym} = T_{sub} + T_G$.

De ce fait, si la longueur de l'intervalle de garde CP est plus longue (ou égale) que le retard maximal dû au canal a multi-trajet, l'effet de l'IES sur un symbole OFDM sera confiné dans l'intervalle du symbole OFDM suivant. Par conséquence la FFT sur le deuxième symbole OFDM, prise pour une durée T_{sub} , ne sera pas affectée.

En pratique, le décodage entre l'instant d'échantillonnages du début du symbole OFDM reçu et celui considère par, l'horloge d'échantillonnage du récepteur, (STO, Symbole Timing Offset), va empêcher le début du symbole OFDM de coïncider avec le début de la fenêtre FFT au niveau du récepteur. Dans ce contexte, bien que la longueur du CP soit supérieure au retard maximal du au canal multi-trajet, il y a apparition d'une part, de l'IES, et d'autre part, de l'IEP (Interférence Entre Porteuse) selon le point du début de la fenêtre FFT, (Figure II.8)

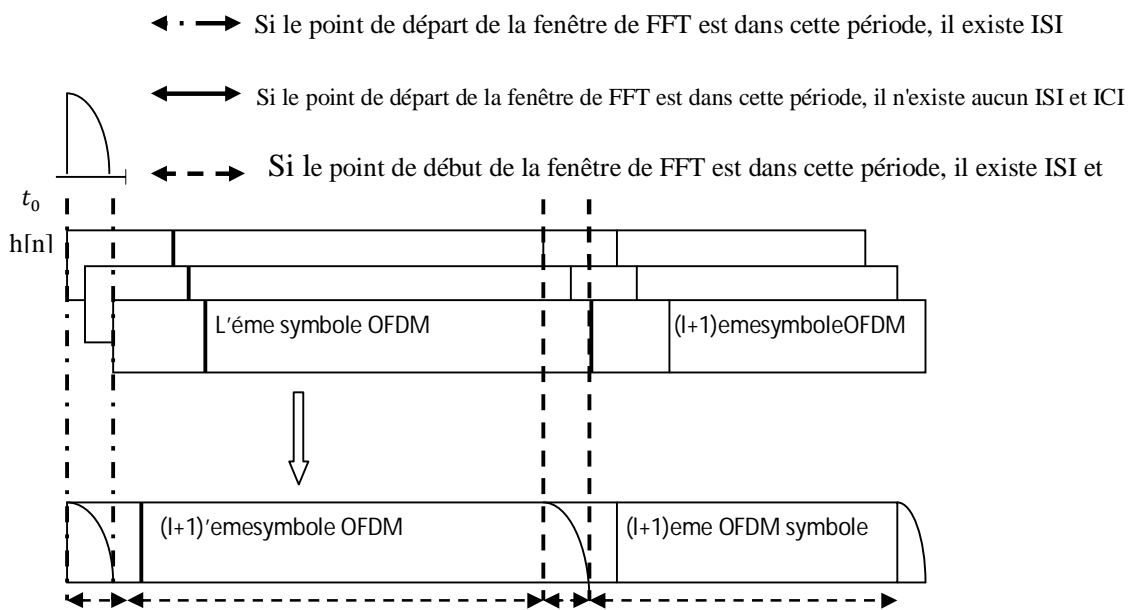


Figure II.8: Effet IES / ICI selon le point de départ de la fenêtre FFT.

II.3.3.3: Suffixe Cyclique

Le suffixe cyclique (CS) consiste à étendre le symbole OFDM en copiant le début du symbole et en l'insérant à la fin du symbole OFDM. Le CS est généralement utilisé pour prévenir l'interférence entre la voie montante (Upstream) et la voie descendante (Downstream).

Le CP et le CS peuvent être utilisés ensemble, comme dans le système VDSL, le premier pour prévenir l'IES et le second pour garantir l'orthogonalité entre les signaux Upstream et Downstream (Figure II.9).

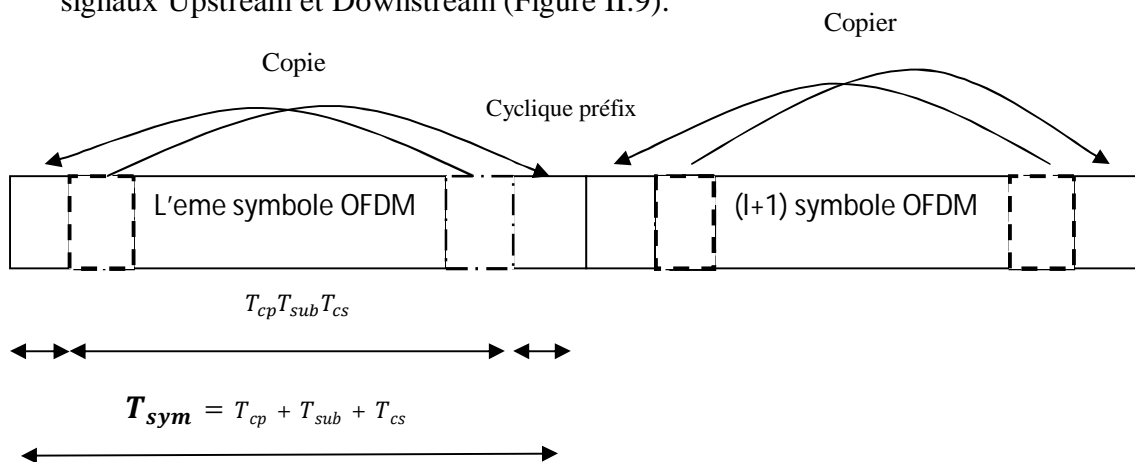


Figure II.9: Symbole OFDM avec CP et CS.

II.3.3.4: Technique Zéro Padding (ZP)

Dans cette technique, on insère des zéros dans l'intervalle de garde, (Figure. II.10). Cette approche particulière est adoptée pour la technique multi-bande OFDM (MB-OFDM) dans les systèmes ultra large bande (UWB)[11]. Cependant, même si la longueur du ZP est supérieure au retard maximal du canal, un petit décalage (STO: Shift Time Offset) du symbole OFDM cause une discontinuité dans la fenêtre FFT. C'est pourquoi l'intervalle de garde du symbole OFDM suivant est copié et ajouté au début du symbole OFDM courant pour prévenir l'IES (Figure. II.11).

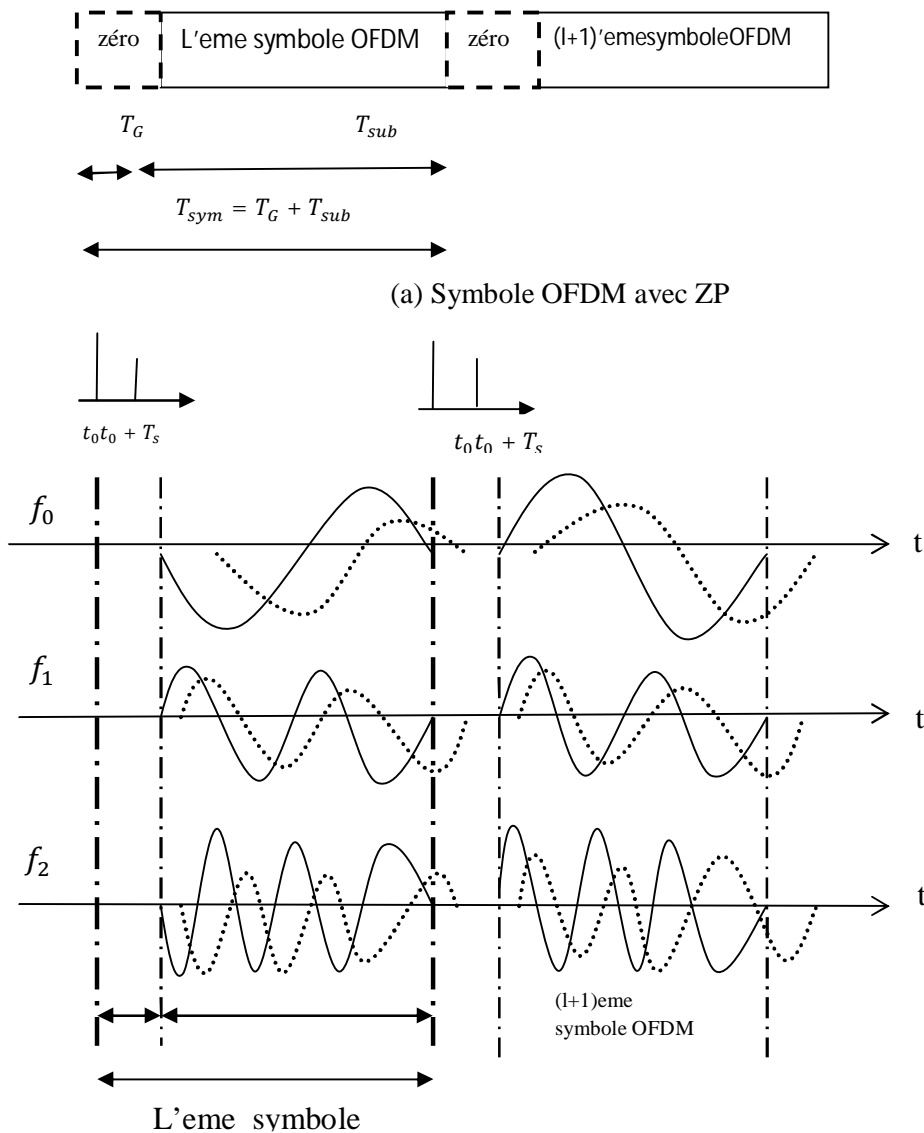


Figure II.10: Effet d'un canal multi-voies sur les symboles OFDM avec ZP.

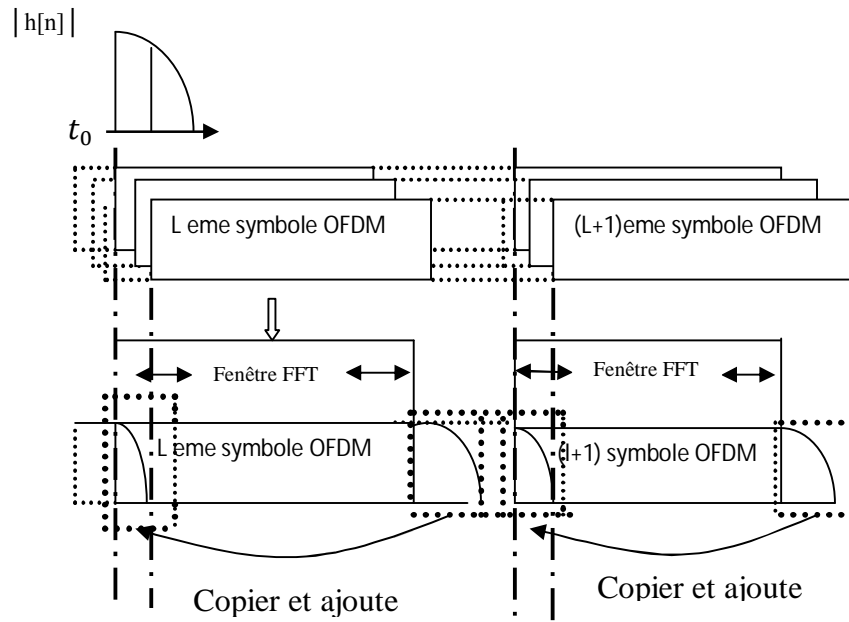


Figure II.11: Copier et ajouter l'intervalle de garde du symbole suivant dans la partie tête du courant Symbole pour empêcher ICI.

Le symbole OFDM avec ZP étant plus court que le symbole OFDM avec CP on CS, alors son spectre (en sinus cardinal) est plus large. Par conséquent un symbole OFDM avec ZP présente une densité spectrale de puissance PSD avec une plus petite ondulation à l'intérieur de la bande et une plus grande puissance à l'extérieure de la bande, que pour un symbole OFDM avec CP ou CS.

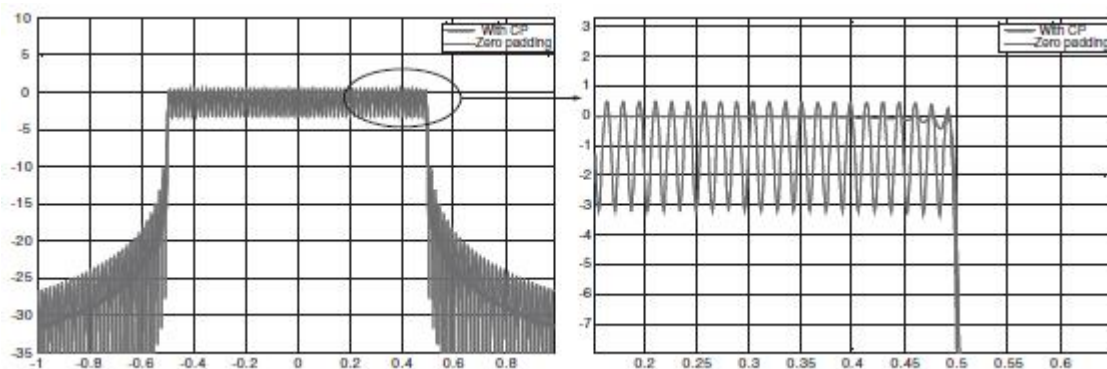


Figure II.12: Spectres de puissance de deux symboles OFDM, un avec ZP et un avec CP.

II.3.3.5: Bande de garde

Le spectre du signal sur chaque sous porteuse est une fonction sinus cardinal avec une bande de $2/T_{sub}$. La densité spectrale puissance d'un signal OFDM est alors la somme de plusieurs fonctions sinus cardinal décalées. Par conséquent, la puissance hors bande devient significative. Cette puissance provoque l'apparition de l'interférence entre canal adjacents (ACI: Adjacent Channel Interference). Par conséquent, une bande de garde est nécessaire pour réduire l'effet de l'ACI dans un système OFDM. Deux techniques peuvent être utilisées pour réduire la puissance hors bande.

Un fenêtrage dans le domaine temporel du symbole OFDM par une fonction de type cosinus surélevé (RC: Rised Cosinus) (Figure II.4).

Une autre mesure, est l'utilisation des porteuses virtuelles (VC: Virtuel Carriers) qui sont des sous porteuses non utilisées placées aux deux bouts de la bande de transmission. Cependant, l'efficacité spectrale sera réduite de $\frac{N_{used}}{N}$ fois à cause des sous porteuses non utilisées, (N_{used} est le nombre de sous porteuses utilisées pour la transmission).

Les deux techniques RC et VC peuvent être combinées pour combattre l'interférence entre canal (ACI).

II.3.3.6: Taux d'Erreur Binaire (TEB)

L'expression du TEB pour une QAM-Maire avec un BBAG et un canal Rayleigh :

$$p_e = \frac{2(M-1)}{M \log_2 M} Q \left(\sqrt{\frac{6E_b}{N_0} \cdot \frac{\log_2 M}{M^2-1}} \right) \text{ Pour BBAG} \tag{II-18}$$

$$P_e = \frac{M-1}{M \log_2 M} \left(1 - \sqrt{\frac{3\gamma \log_2 M / (M^2-1)}{3\gamma \log_2 M / (M^2-1) + 1}} \right) \text{ Pour canal Rayleigh} \tag{II-19}$$

Ou $\gamma = E_0/N_0$

M = ordre de modulation

et
$$Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^\infty e^{-\frac{t^2}{2}} dt \tag{II-20}$$

Notons que si on utilise N_{used} sous porteuses parmi N (taille de la FFT) pour transmettre les données, alors le SNR dans le domaine temporel, SNR_t , diffère du SNR dans le domaine fréquentiel, SNR_f , comme suit :

$$SNR_t = SNR_f + \frac{10 \log N_{used}}{N} [dB] \quad (\text{II-21})$$

II.4. Avantages du système OFDM

II.4.1. Combattre l'IES et réduction de l'IEP

L'utilisation du préfixe cyclique permet un double avantage. Le premier est l'élimination de l'IES, due à l'occupation de l'intervalle de garde entre deux symboles OFDM. Le deuxième est de supprimer l'IEP, à cause du maintien de l'orthogonalité entre les sous porteuses. En revanche, l'introduction du CP coûte la perte d'une partie de l'énergie du signal puisqu'il ne transporte aucune information.

La perte est mesurée par [12]

$$SNR_{perte} = -10 \log_{10} \left(1 - \frac{T_{CP}}{T_{sym}} \right) \quad (\text{II-22})$$

T_{CP} : Longueur du CP

T_{sym} : durée du symbole OFDM.

II.4.2. Efficacité spectrale

L'orthogonalité entre les sous porteuses (sous porteuses espacées de $1/T_{sym}$) permet d'arranger les sous porteuses de manière à ce que les lobes latéraux des sous porteuses adjacentes se recouvrent sans pour autant créer de l'interférence entre porteuses IEP au niveau du récepteurs. L'occupation spectrale est alors réduite par rapport à une FDM (Frequency Division Multiplexing) classique.

II.4.3. simplicité d'implémentation:

L'utilisation des algorithmes IFFT/FFT dans l'implémentation, permet de réduire la complexité et les coûts des émetteurs /récepteurs OFDM [13, 14]

II.4.4. robustesse: Les systèmes OFDM sont plus robustes que les systèmes mono-porteuses dans les environnements sélectifs en fréquence.

II.4.5. Débit:

Dans les canaux variant lentement dans le temps, il est possible d'augmenter la capacité d'un système OFDM en adaptant le débit par sous porteuse selon le SNR de cette sous porteuse particulière.[15, 16]

II.4.6. Intégration:

Les systèmes OFDM peuvent intégrer les bénéfices des systèmes MIMO, des antennes intelligentes et des modulations adaptatives.

II.5. Inconvénients des systèmes OFDM

II.5.1. synchronisation

L'OFDM est très sensible aux erreurs de synchronisation fréquentielle et temporelle. La source d'erreur de synchronisation fréquentielle est, d'une part, la différence entre les fréquences des oscillateurs locaux dans l'émetteur et le récepteur. D'autre part, l'étalement Doppler a cause de la mobilité de l'émetteur et du récepteur.

Pour optimiser les performances d'une liaison OFDM, une synchronisation minutieuse doit être maintenue au niveau symbole, fréquences porteuses et fréquence d'échantillonnage [13, 17].

II.5.2. Rapport puissance crête à puissance moyenne (PAPR)

Le PAPR (Peak to Average Power Ratio), est proportionnel au nombre des sous porteuses utilisées dans un système OFDM. Un PAPR important rend complexe l'implémentation des convertisseurs Analogique/Numérique (DAC et DCA). De même, la conception des amplificateurs RF devient difficile si le PAPR augmente. Pour réduire le PAPR, les techniques de fenêtrage et les techniques d'annulation de crête peuvent être utilisées[15, 16].

II.5.3. Interférence Co-canal : L'utilisation de l'OFDM dans les systèmes de communication cellulaire induit l'apparition d'Interférence entre Co-Canal (CCI). Ces interférences peuvent être combattues par les techniques d'antennes adaptives.

II.6. Conception du système OFDM

L'idée de base de l'OFDM est de diminuer le débit des données sur chacune des sous porteuse, alors la durée du symbole augmente, et par conséquent le multi-trajet est éliminé. D'autre part, une valeur élevée du CP permet un bon résultat, mais cause une perte d'énergie due à l'insertion du CP. Un compromis doit être trouvé pour une conception raisonnable.

II.6.1. Hypothèses de Conception

La conception d'un système OFDM, dépend des hypothèses suivantes :

II.6.1.1. Largeur de bande disponible : La bande disponible est la ressource rare qui permet de déterminer le nombre des sous porteuses à utiliser.

II.6.1.2. Débit requis : Le système OFDM doit supporter le débit requis par les utilisateurs.

II.6.1.3. Étalement du retard tolérable : L'étalement du retard dépend de l'environnement de l'utilisateur (Indoor, Outdoor), La longueur du CP est déterminé selon l'étalement tolérable.

II.6.1.4. Valeur Doppler : Dépendant de la vitesse de déplacement de l'utilisateur. Le déplacement Doppler doit être pris en compte.

II.6.2. Paramètres de conception d'un system OFDM

Les paramètres de conception d'un système OFDM sont :

II.6.2.1. Nombre de sous porteuses: L'augmentation du nombre des sous porteuses diminue l'effet du multi-trajet mais augmente la complexité de la synchronisation.

II.6.2.2. Intervalle de garde CP et durée du symbole : Un bon rapport entre l'intervalle de garde CP et la durée du symbole est nécessaire pour éviter les multi-trajets et en même temps réduire la perte d'énergie due au CP. En pratique,

L'intervalle de garde CP doit être deux à quatre fois plus grand que la variance des retards (RMS delay spread). La durée du symbole OFDM doit être plus grande que Le CP afin de minimiser la perte du SNR, et aussi pour contenir plus de sous porteuse.

En revanche, plus de sous porteuses nécessité une charge de calcule plus importante au niveau de l'émetteur et du récepteur et par conséquent, augmente le coût et la complexité des équipements[16, 18].

II.6.2.3. Espacement entre sous porteuses : Ce paramètre dépend essentiellement de la largeur de la bande allouée et du nombre de sous canaux requit, à condition que la synchronisation soit réalisable.

II.6.2.4. Type de modulation par sous porteuse : Les performances des systèmes OFDM dépend du type de la modulation utilisée. Il est à noter que les modulations différentielles présentent des performances intéressantes surtout pour la complexité de la démodulation(16)(13).

II.6.2.5. Codage FEC : Le choix du codage FEC doit assurer que le canal soit robuste vis avis des erreurs aléatoires[12].

II.6.2.6. Egalisation: L'égalisation du canal radio peut se faire dans le domaine temporel ou dans le domaine fréquentiel. En effet, la complexité des égaliseurs (c.à.d. le nombre de coefficients N_{taps}) est proportionnelle a $\log_2(N_{taps})$

dans le domaine fréquentiel, alors qu'il augmente linéairement avec N_{taps}) dans le domaine temporel [17, 19]. Comme l'OFDM est recommandée pour les canaux à large étalement de retard, le nombre de coefficients des égaliseurs est alors important; par conséquent l'égalisation fréquentielle est la mieux indiquée.

II.7. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté les techniques de transmission mono porteuse et multi porteuses. Les systèmes mono-porteuses ont été utilisés pour compenser l'IES due au multi trajets à l'aide d'égaliseurs adaptatifs. Cependant, pour des débits élevés, la complexité de ces égaliseurs devient exorbitante. Pour des canaux a sévère sélectivité, les systèmes multi porteuses, notamment l'OFDM, permet de meilleures performances en complexité et en efficacité spectrale.



Chapitre III :
Simulation et Résultats

II.1. Introduction:

Dans ce chapitre, nous allons étudier les performances de la technique de transmission d'un système communication OFDM. Nous allons utiliser le taux d'erreur binaire, (BER : Bit Erreur Rate) comme mesure de performance. Sera illustré de deux façons. La première, par le tracé de la variation du BER en fonction du rapport signal sur bruit (SNR) ou de façon équivalente du rapport énergie binaire sur densité spectrale du bruit E_b/N_0 .

La deuxième, est le tracé du diagramme de constellation des différents types de modulation à l'émission et à la réception.

Pour étudier ces performances, nous avons développé un programme sous l'environnement Matlab, ce qui représente l'essentiel de notre contribution dans ce mémoire, qui permet de simuler la transmission sur un système de communication OFDM.

Pour réaliser la simulation de la transmission OFDM, nous avons considéré l'approche Suivante :

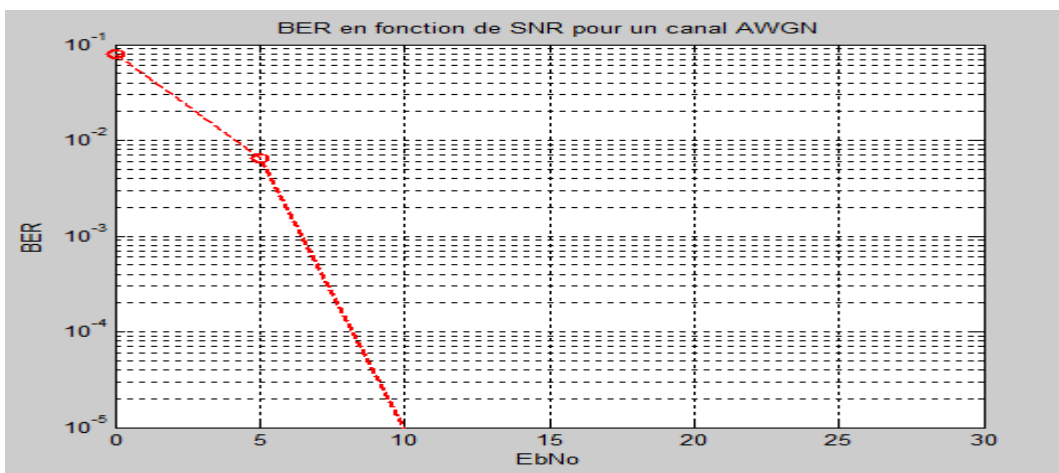
- Simuler les performances pour un canal Rayleigh sélectif à quatre coefficients $[0 \ 1e^{-5} \ 3,5e^{-5} \ 12e^{-5}]$ et un canal à bruit blanc gaussien (AWGN)
- Simuler les performances pour différentes valeurs de l'intervalle de garde ou préfix cyclique (NCP= 64, 128 ,256) :
- Simuler les performances en variant le nombre de sous porteuse (N=512, 1024 et 2048) :
- Simuler les performances pour différents ordres de modulation (M=16, 64, 256 pour QAM-16, QAM-64 et QAM-256) :
- Simuler les performances pour différentes durées du symbole T_s émis c.à.d. pour différents débits ($T_s = 10^{-3}$ et $T_s = 10^{-6}$).

III.2. Simulations et résultats**III.2.1. Comparaisons entre un canal AWGN et un canal Rayleigh**

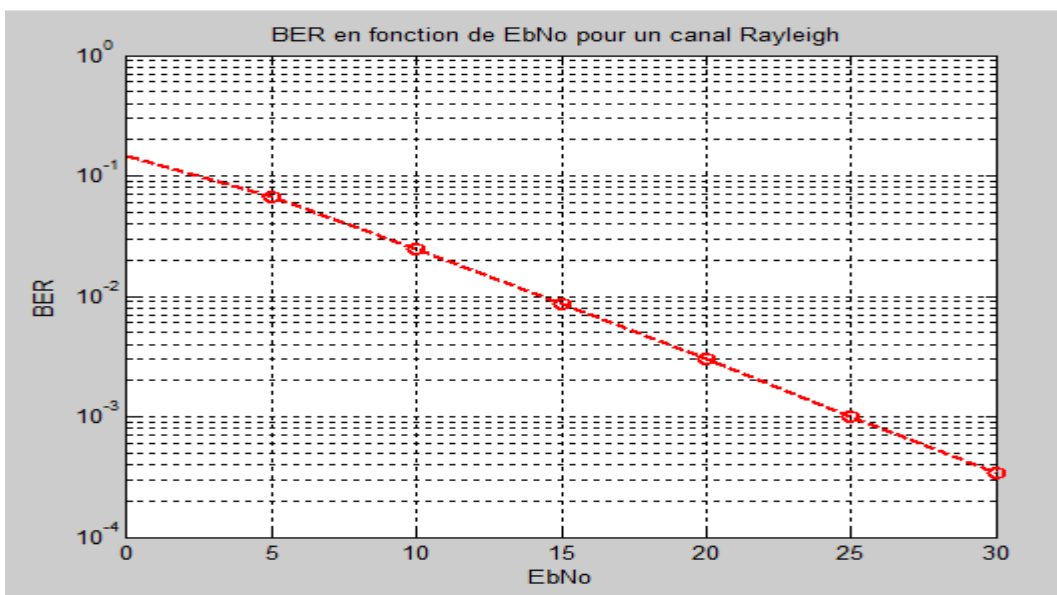
La (Figure.III.1) montre les résultats de simulation du BER pour un canal AWGN et un canal Rayleigh sélectif $[0 \ 1e^{-5} \ 3,5e^{-5} \ 12e^{-5}]$.

Nous avons considéré une OFDM à $N=1024$ sous porteuses (4 sous porteuses pilotes). C.-à-d. un couple IFFT/FFT avec $N= 1024$ valeurs. La modulation utilisée est une QAM-16, la valeur de préfixe cyclique examinée est $CP= 256$ et la durée du symbole $T_s = 10^{-6}$

D'après la (figure.III.1), on remarque que le BER est relativement faible pour un canal AWGN (Figure.III.1.a) indépendamment de la valeur du CP. Ceci s'explique par l'absence de retard dû aux multi-trajets. Cependant, l'effet de l'IES sur la performance BER devient significatif dans le canal Rayleigh (Figure.III.1.b) à multi-trajets spécialement quand la longueur du CP diminue.



(a) BER en fonction de SNR pour un Canal AWGN.



(b) BER en fonction de SNR pour un Canal Rayleigh.

Figure III.1. Comparaison entre un canal AWGN et un canal Rayleigh.

III.2.2. Influence de la longueur du CP

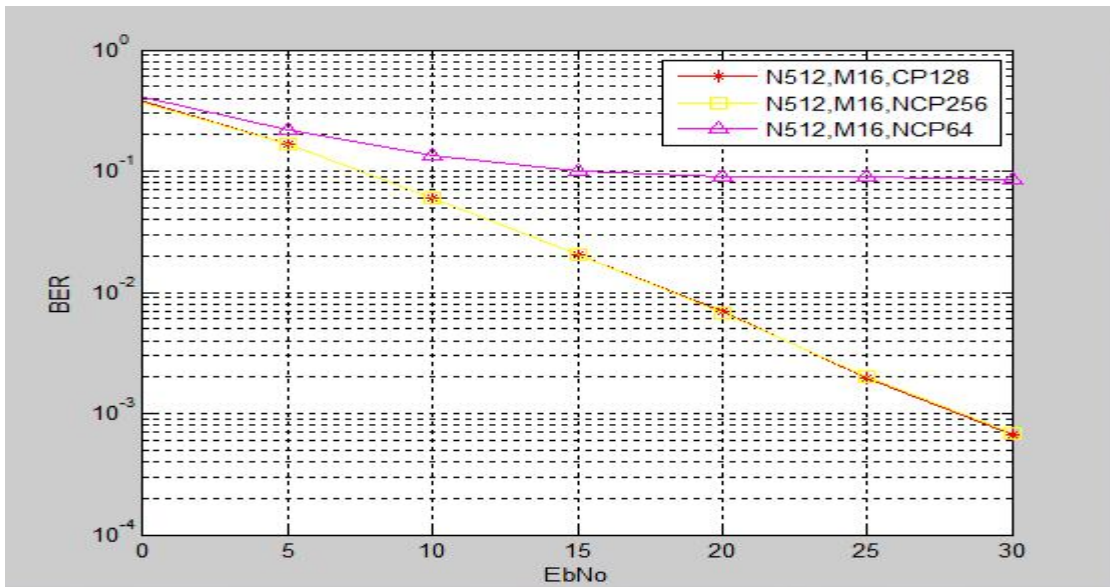


Figure.III.2 : Influence de la longueur du CP sur le BER.

La (Figure.III.2) montre la variation du BER en fonction du E_b/N_0 pour différentes valeurs du préfixe cyclique. Le Canal choisi est un canal Sélectif (Rayleigh) à quatre coefficients $[0.1e^{-5} \ 3.5e^{-5} \ 12e^{-5}]$.

Nous avons considéré une transmission OFDM à $N=512$ sous porteuses c.à.d un couple IFFT/FFT avec $N=512$ valeurs. La modulation utilisée est une modulation Quadrature (QAM-16). Les valeurs du préfixe cycliques examinées sont $NCP=64$, $NCP=128$ et $NCP=256$. La durée du symbole $T_s = 10^{-6}$ et nous avons considéré 4 sous porteuses pilotes.

D'après la (Figure.III.2), On remarque que le BER diminue en fonction du E_b/N_0 de la même façon pour $NCP=128$ et $NCP=256$ jusqu' une valeur inférieure à 10^{-3} pour un $SNR=30$ db. Cependant pour le cas de $NCP=64$, la valeur du BER est de 10^{-1} pour un SNR de 30db.

Ces résultats montrent la dégradation du BER pour une longueur de préfixe cyclique $NCP < N/4$ ($N/4=128$ dans notre cas) alors que pour des valeurs de $NCP \geq N/4$, le BER varie de la même façon.

Le choix du NCP (généralement égale $N/4$) est un compromis entre la dégradation du BER et le taux des symboles utiles dans un symbole OFDM transmis.

III.2.3. Influence du nombre de sous porteuse

La (figure.III.3) montre la variation du BER en fonction du E_b/N_0 pour différentes valeurs du sous porteuse. Le canal choisi est un canal Rayleigh sélectif à quatre coefficients $[0 \ 1e^{-5} \ 3.5e^{-5} \ 12e^{-5}]$.

Nous avons considéré une OFDM à $N=512$ pour $NCP=128$, $N=1024$ pour $NCP=256$ et $N=2048$ pour $NCP=512$. La modulation utilisée est une modulation QAM d'ordre 16 (QAM-16). La durée du symbole $T_s = e^{-6}$ et nous avons considéré 4 sous porteuses pilotes.

D'après la (figure.III.3), on remarque que le BER diminue de la même façon pour les trois cas mentionnés. Ces résultats montrent que la dégradation du BER est insensible au nombre de sous porteuses utilisées (pour des longueurs de CP adéquates). Cependant, un nombre de sous porteuses important conduit à un débit certes supérieur, mais nécessite une puissance et occupation spectrale plus importantes.

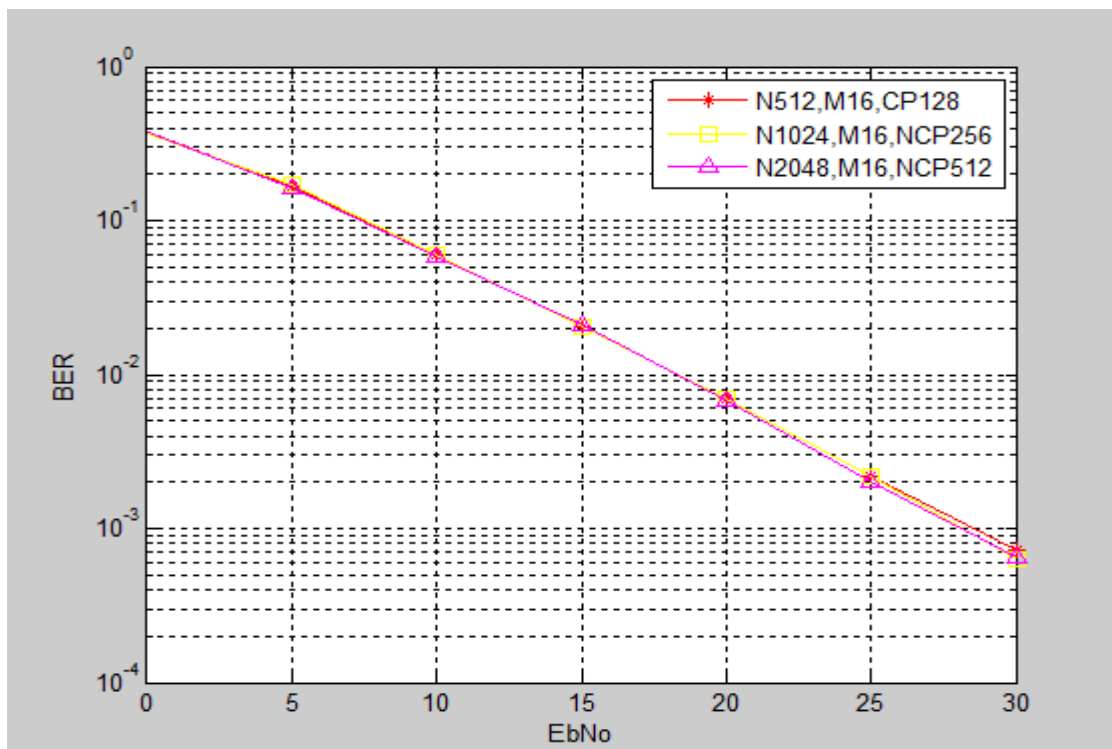


Figure.III.3 : Variation du BER en fonction du nombre de sous porteuses.

III.2.4. Influence de l'ordre de la modulation sur le BER

La (Figure.III.4) montre la variation de BER en fonction de l' E_b/N_0 pour différents ordre de la modulation QAM-16, QAM-64, QAM-256 respectivement. Le Canal choisi est un canal Sélectif (Rayleigh) à quatre coefficients [$0 \ 1e^{-5} \ 3,5e^{-5} \ 12e^{-5}$].

Nous avons considéré une transmission OFDM à $N=512$ sous porteuses c.à.d un couple IFFT/FFT avec $N=512$ entrées/sorties. Nous avons considéré la valeur du préfixe cyclique dans ce cas $NCP=128$. La durée du symbole $T_s=10^{-6}$ et nous avons considéré 4 sous porteuses pilotes.

D'après la (Figure.III.4), nous pouvons déduire que la différence entre les modulations QAM-16, QAM-64, QAM-256 est très mince quand le SNR augmente. Cependant, le débit augmente avec l'ordre de la modulation.

Le critère de choix d'une modulation mair QAM est alors:

- La constellation qui suivant les applications mettra en évidence une faible énergie nécessaire à la transmission des symboles.
- L'occupation spectrale du signal modulé.
- La simplicité de réalisation (avec éventuellement une symétrie entre les points de la constellation).

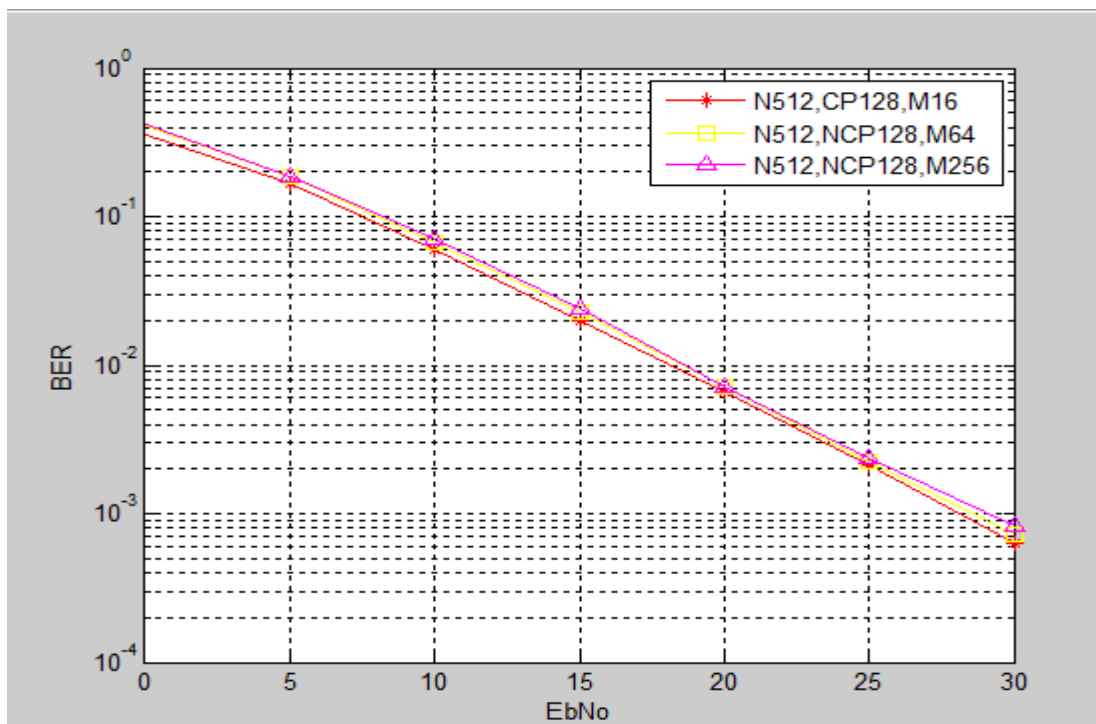


Figure.III.4 : Variation de BER pour différents ordre de la modulation QAM (16, 64, 256).

III.3. Diagrammes de Constellation

Les (Figures III.5-6-7-8-9) montrent le diagramme de constellation pour différentes valeurs de sous porteuses et différent ordre de modulation.

On remarque que pour la transmission OFDM avec un préfixe cyclique égale au quart du nombre de sous porteuse, (Figure.III.6), les points possibles de la constellation se regroupent Autour du point idéal. La même remarque est aussi valable pour des ordres de constellation supérieurs(Figure.III.7).

Cependant, quand la valeur du CP est petite, on peut facilement remarquer que les points de constellation deviennent divergents par rapport aux points idéaux(Figure.III.8).

On remarque aussi que la convergence des points de la constellation est meilleure quand le nombre de sous porteuse augmente (Figure.III.9).

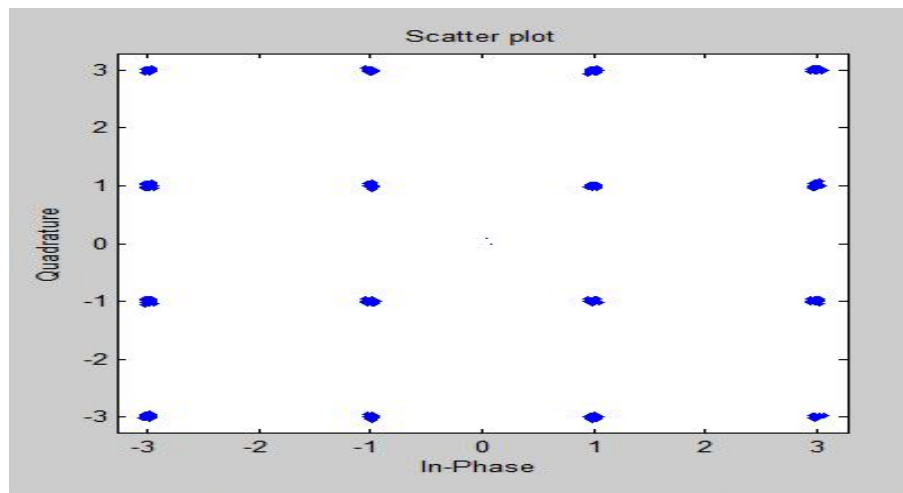


Figure.III.5: Diagramme de constellation pour N=512, NCP=128 et QAM-16.

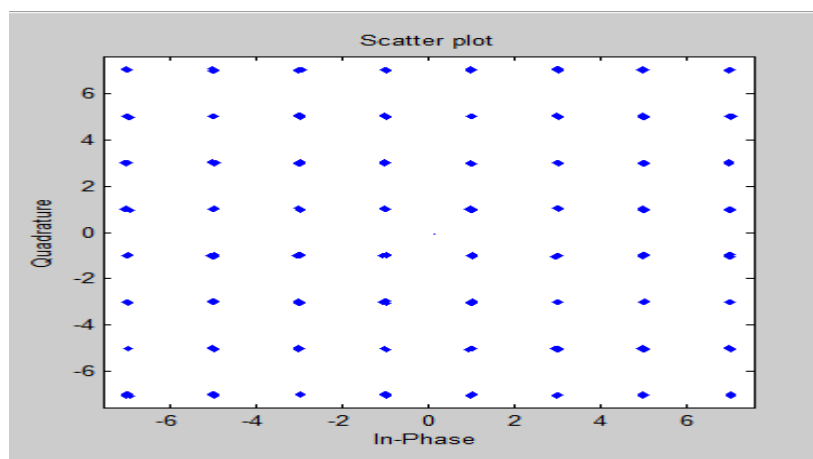


Figure.III.6 : Diagramme de constellation pour N=512, NCP=128 et QAM-64.

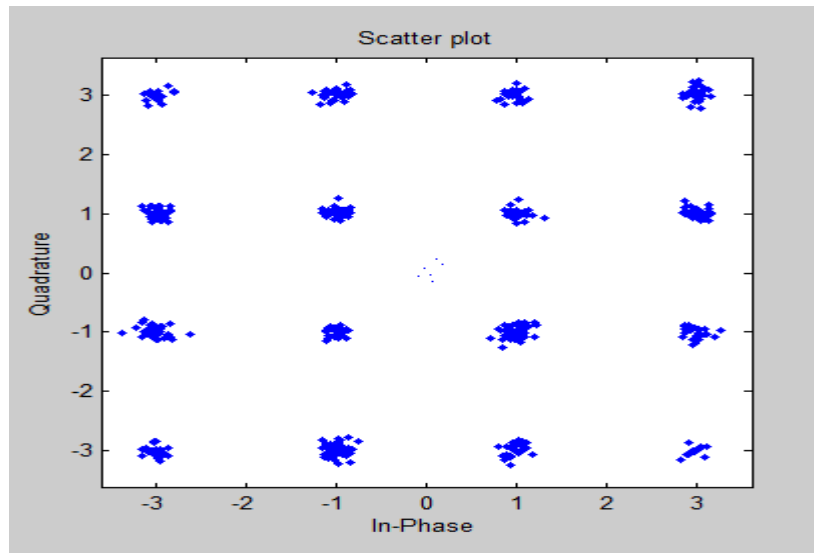


Figure.III.7: Diagramme de constellation pour $N=512$, $NCP=64$ et QAM-16.

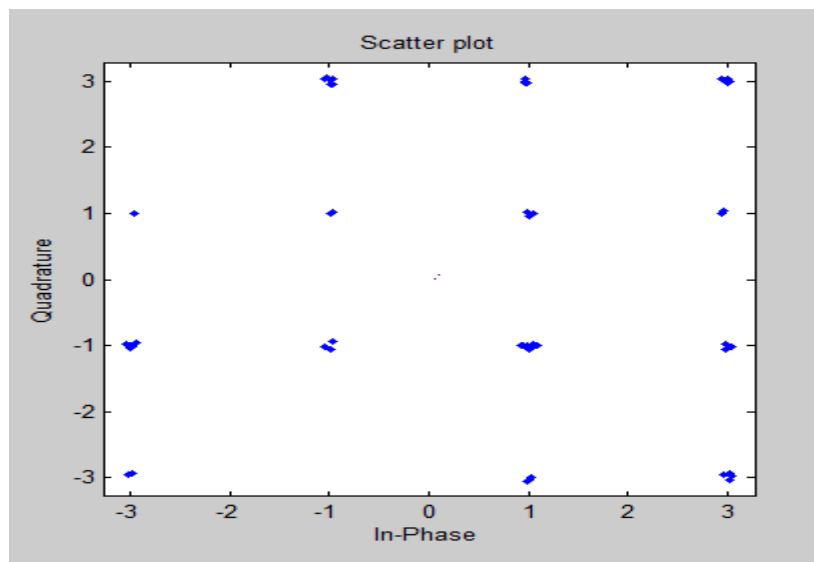


Figure.III.8: Diagramme de constellation pour $N=64$, $NCP=16$ et QAM-16.

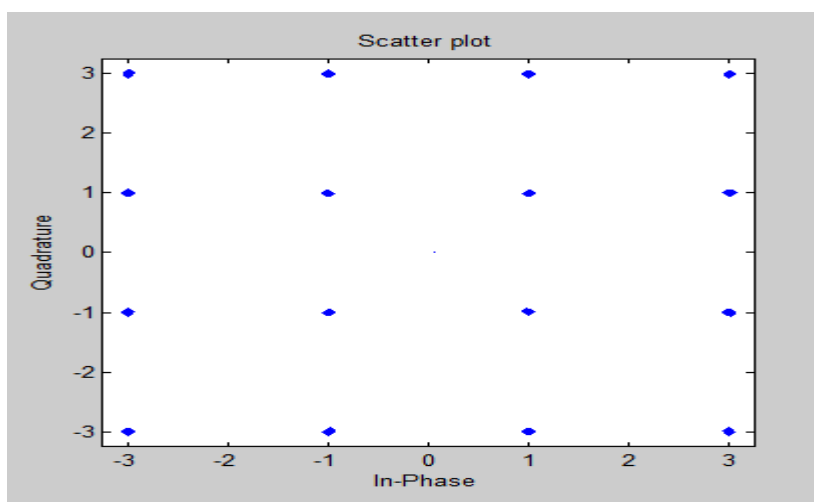


Figure.III.9: Diagramme de constellation pour $N=256$, $NCP=64$ et QAM-16.

3. Conclusion

La simulation que nous avons réalisée a permis de mettre en relief l'intérêt d'une modulation OFDM du point de vue du taux d'erreur binaire. Ainsi, les paramètres de la chaîne de transmission (nombre de sous porteuses, choix du type de modulation QAM, la longueur de CP) doivent être ajustés en fonction du canal, spécialement pour des canaux à multi-trajets.

Conclusion générale :

Le travail que nous avons réalisé dans le cadre de ce mémoire nous a permis d'approfondir nos connaissances dans le domaine de la modulation multi-porteuses, étape importante pour la compréhension de la sélectivité en fréquence des canaux et des multiples trajets que peut emprunter un même signal. Il nous a permis également d'aborder un thème d'actualité dans le domaine de technologie de transmission sans fil dans les communications mobiles à base de la technique OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing).

Tout au long de ce mémoire, nous avons introduit les caractéristiques essentielles des canaux sans fil, qui nous permettent de mieux comprendre les canaux à multi trajets.

Nous avons aussi présenté les techniques de transmission mono porteuse et multi porteuses et spécialement la technique OFDM.

Dans le troisième chapitre, nous avons présenté les résultats de la simulation d'une chaîne de transmission OFDM dans un canal Rayleigh sélectif en fréquence.

Nous pouvons conclure que la technique OFDM est très efficace dans les canaux sélectifs et permet de transmettre à des débits élevés sans interférence entre symboles.

Comme perspective à notre travail, on peut étudier l'efficacité de l'occupation spectrale de la technique OFDM notamment dans un système à plusieurs utilisateurs.

- [1] D. Greenwood and L. Hanzo, "Characterization of mobile radio channels. Chapter 2, Mobile Radio Communications," ed: Pentech Press-IEEE Press, London, 1994.
- [2] H. T. Friis, "A note on a simple transmission formula," *Proceedings of the IRE*, vol. 34, pp. 254-256, 1946.
- [3] Y. Okumura, E. Ohmori, T. Kawano, and K. Fukuda, "Field strength and its variability in VHF and UHF land-mobile radio service," *Rev. Elec. Commun. Lab*, vol. 16, pp. 825-73, 1968.
- [4] A. Hyvärinen, J. Karhunen, and E. Oja, *Independent component analysis* vol. 46: John Wiley & Sons, 2004.
- [5] H. Nyquist, "Certain topics in telegraph transmission theory," *Transactions of the American Institute of Electrical Engineers*, vol. 47, pp. 617-644, 1928.
- [6] G. Turin, "An introduction to matched filters," *IRE transactions on Information theory*, vol. 6, pp. 311-329, 1960.
- [7] J. A. Bingham, "Multicarrier modulation for data transmission: An idea whose time has come," *IEEE Communications magazine*, vol. 28, pp. 5-14, 1990.
- [8] P. Vaidyanathan, "Multirate Systems and Filter Banks. Prentice Hall. Englewood Cliffs," 1993.
- [9] R. Lassalle and M. Alard, "Principles of modulation and channel coding for digital broadcasting for mobile receivers," *EBU Tech. Rev*, vol. 224, pp. 168-190, 1987.
- [10] H. Sari, G. Karam, and I. Jeanclaude, "Transmission techniques for digital terrestrial TV broadcasting," *IEEE communications magazine*, vol. 33, pp. 100-109, 1995.
- [11] W. Alliance, "Multiband ofdm physical layer specification," *WiMedia Release Spec*, vol. 1, pp. 128-134, 2009.
- [12] V. Tarokh, *New directions in wireless communications research*: Springer, 2009.
- [13] E. U. T. R. Access, "and Evolved Universal Terrestrial Radio Access Network (E-UTRAN)," *Overall description*, vol. 126, 2008.
- [14] E. U. T. R. Access, "Packet Data Convergence Protocol (PDCP) Specification (Release 8)", 3GPP TS 36.323," *V8. 0.0 (Dec. 2007)*, 2008.
- [15] L. T. Evolution, "physical layer; general description," , ed: TS, 2008.
- [16] K. Dimou, M. Wang, Y. Yang, M. Kazmi, A. Larmo, J. Pettersson, *et al.*, "Handover within 3GPP LTE: design principles and performance," in *Vehicular Technology Conference Fall (VTC 2009-Fall)*, 2009 *IEEE 70th*, 2009, pp. 1-5.
- [17] C. Gessner, A. Roessler, and M. Kottkamp, "Umts long term evolution (lte) technology introduction," *Rohde and Schwarz Tech. Report. Disponivel em: http://karriere.rohdeschwarz.de/fileadmin/customer/downloads/PDF/UMTS_Eng.pdf*, pp. 1-32, 2008.
- [18] T. RAN, "Requirements for further advancements for E-UTRA (LTE-Advanced)," *June 2008*, 2008.
- [19] C. Loo, "A statistical model for a land mobile satellite link," *IEEE transactions on vehicular technology*, vol. 34, pp. 122-127, 1985.