

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTÈRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPÉRIEUR ET DE LA RECHERCHE
SCIENTIFIQUE



UNIVERSITE DE BLIDA-1-
INSTITUT D'AÉRONAUTIQUE ET DES
ÉTUDES SPATIALES



Département : Navigation Aérienne

MÉMOIRE DE FIN D'ÉTUDES
Pour L'obtention Du Diplôme De MASTER
En Aéronautique

Option : CNS/ATM

THÈME

Evaluation des performances de la transmission
OFDM avec égalisation LS et MMSE

Présenté Par :

Rahni Lyes
Dris Yamina

Encadré Par :

Mr : Menguellati Smail

Année universitaire

2014 / 2015

Remerciement

Qu'il nous soit permis de présenter ici nos remerciements à tout un petit monde de personnes qui ont rendu possible la présente étude et qui ont contribué à son élaboration sous quelque forme que ce soit.

On tient tout d'abord à exprimer notre reconnaissance envers Monsieur le Professeur MEGUELLATI SMAIL qui, malgré les prérogatives qui sont siennes, a accepté sans réserve, d'encadrer ce projet de fin d'étude. Il s'y est grandement impliqué par ses directives, ses remarques et suggestions, mais aussi par ses encouragements dans les moments clés de son élaboration. On tient à le remercier aussi pour cette liberté qu'il nous a permise, sans laquelle l'étudiant ne saurait affirmer sa manière de penser et de procéder et d'être, bref toute sa personnalité.

Nos remerciements s'étendent également à nos amis et collègues étudiants de l'institut d'aéronautique et des études spatiales et en particulier l'option CNS/ATM.

On ne manquerait pas non plus de dire un grand merci aux membres du jury qui ont accepté, sans réserve aucune, d'évaluer cette thèse à sa juste valeur, et de me faire part de leur remarques sûrement pertinentes qui, avec un peu de recul, contribueront, sans nul doute, au perfectionnement du présent travail.

Notre remerciement et notre respect vont aussi à tous les professeurs qui ont eu à nous enseigner tout le long de notre cursus universitaire.

RESUMES

ملخص

تتناول هذه المذكرة تقنية التضميم بتقسيم الترددات المتعامدة (OFDM) والتي تستعمل في الاتصالات اللاسلكية في الوسط ذات خاصية وجود المسارات المتعددة باستعمال تحويلات فورييه Fourier. الدراسة تهتم بأداء هذه التقنية باستعمال تضمين الطور (MPSK).

المحاكات أظهرت فعالية تقنية OFDM في الغاء تداخل الرموز بفضل ادماج بادئة دوري.

المقارنة بين وسائل تقييم قنوات الاتصال أظهرت ان الطريقة المعتمدة على الخطأ التربيعي المتوسط (MMSE) تعطي أفضل نتائج من التي تعتمد على المربعات الصغرى (LS) ولكنها أكثر تعقيدا للتنفيذ.

Résumé

Ce mémoire s'intéresse à la technique de multiplexage par division en fréquences orthogonales (OFDM) qui est une technique utilisée dans les communications sans fil en présence de multi-trajets basée sur la transformation de Fourier. L'étude porte sur les performances de cette technique en utilisant une modulation numérique de phase (MPSK).

Les simulations ont montré son efficacité pour éliminer les interférences entre symboles grâce à l'introduction du préfixe cyclique.

La comparaison d'estimateurs de canaux a montré que celui qui est basé sur l'erreur quadratique moyenne (MMSE) a de meilleurs résultats que celui basé sur les moindres carrés (LS), mais il est plus complexe à mettre en œuvre.

Abstract

In the present thesis, with the growing demand for wireless communication in today's life, along with the parallel rapid growth of digital communication technology, new innovative ideas are coming into existence which needs to be implemented. The main need of any communication system is basically high speeds of data transmission

with higher accuracy and reliability. (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) OFDM provides optimistic solutions for achieving high data rates in wireless environment, using the MPSK (modulation of phase shift keying) and FFT (fast Fourier transformer)

Our simulations here eliminate ISI (inter symbol interference) by integrate the cyclic prefix.

Comparing the channel estimators shown as that based on the mean square error (MMSE) prove better that the results better than the one based on the least squares (LS), but it is more complex to implement.

TABLE DES MATIERES

RESUMES	1
TABLE DES MATIERES	3
LISTE DES FIGURES	6
LISTE DES TABLEAUX	8
ABREVIATIONS	9
NOTATIONS	10
CHAPITRE 1 : LE CANAL DE TRANSMISSION	13
1.1 Introduction	13
1.2 Schéma typique d'une chaîne de transmission numérique RF	13
1.3 Canal de propagation.....	14
1.3.1 Propagation en espace libre	14
1.3.2 Propagation par trajets multiples	15
1.3.3 Principales dégradations de la propagation.....	16
1.3.4 L'effet Doppler	18
1.4 Effets des multi-trajets et de l'effet Doppler par des exemples	19
1.4.1 Multi-trajets.....	19
1.4.2 Effet Doppler	20
1.5 Types de canaux de propagation	21
1.5.1 Canal avec bruit blanc gaussien additif	21
1.5.2 Canal Rayleigh.....	22
1.5.3 Canal Rice.....	22
1.5.4 Paramètres de caractérisation d'un canal	24
1.5.5 Classification des canaux	25
1.6 Introduction à la modulation multi-porteuses	28
1.7 Conclusion.....	29
CHAPITRE 2 : Modulations numériques.....	30
2.1 Introduction	30
2.2 Principes généraux	30
2.3 Modulations binaires	31
2.3.1 Modulations à déplacement de phase BPSK	31
2.3.2 Modulation à déplacement de fréquence BFSK	32
2.4 Modulations M-aires	32

2.4.1	Modulation QPSK (Quaternary Phase Shift Keying)	33
2.4.2	La modulation MPSK	34
2.4.3	La modulation QAM.....	35
2.5	Comparaison des modulations numériques.....	36
2.6	Conclusion.....	37
CHAPITRE 3 : OFDM		38
3.1	Introduction	38
3.2	Transmissions mono-porteuse et multi-porteuses	38
3.2.1	Interférences entre symboles.....	38
3.2.2	Principe d'une transmission multi-porteuses.....	41
3.3	Modulation OFDM.....	42
3.4	Principes du modulateur et du démodulateur utilisant les transformées de Fourier discrètes	45
3.4.1	Transformée de Fourier discrète	45
3.4.2	Modulateur et démodulateur OFDM	46
3.5	Problème des interférences entre symboles : intervalle de garde.....	47
3.5.1	L'interférence entre symboles (IES)	47
3.5.2	L'intervalle de garde.....	48
3.5.3	Chaîne de transmission OFDM.....	51
3.6	Conclusion.....	52
CHAPITRE 4 : ESTIMATION DES CARACTERISTIQUES DU CANAL.....		53
4.1	Introduction	53
4.2	Arrangements des symboles pilotes	53
4.2.1	Configuration en bloc	54
4.2.2	Configuration en peigne.....	54
4.2.3	Configuration en treillis	55
4.3	Les estimateurs	56
4.3.1	L'estimateur LS	56
4.3.2	L'estimateur LMMSE	58
4.3.3	L'estimateur MMSE modifié (MMSEM)	59
4.4	L'interpolation	60
4.4.1	Interpolation linéaire (LI)	60
4.4.2	Interpolation du second ordre (SOI)	61
4.4.3	Interpolation par splines cubiques (CSI).....	61
4.5	Conclusion.....	62

CHAPITRE 5 : SIMULATION ET RESULTATS	63
5.1 Introduction et objectifs	63
5.2 Paramètres de la simulation.....	63
5.3 Influence du retard du canal sur la BER	64
5.4 Influence des multi-trajets sur la BER.....	65
5.5 Comparaison des différents estimateurs du canal	66
5.6 Influence du nombre de symboles M	69
5.7 Influence du nombre de sous-porteuses	70
5.8 Comparaison des canaux de Rayleigh et de Rice.....	71
5.9 Exemple de transmission d'une image	72
5.10 Conclusion.....	75
BIBLIOGRAPHIE.....	78

LISTE DES FIGURES

1.1	Schéma typique d'une chaîne de transmission numérique.....	14
1.2	Phénomènes de propagation.....	16
1.3	Scénario typique de propagation.....	17
1.4	Dégradation principales de la propagation	18
1.5	Représentation schématique du déplacement d'un mobile.....	18
1.6	Fonction de transfert d'un canal comportant un retard.....	20
1.7	Deux trajets en mouvement.....	20
1.8	Fonction de densité de probabilité gaussienne.....	22
1.9	Canal de Rayleigh.....	22
1.10	Canal de Rice.....	23
1.11	Distributions de de Rayleigh et Rice.....	23
1.12	Représentation de l'étalement des retards T_m	24
1.13	Représentation de l'étalement Doppler.....	25
1.14	Illustration canal à évanouissement plat.....	26
1.15	Illustration canal sélectif en fréquence.....	27
1.16	Classification des canaux.....	28
1.17	Spectre d'une modulation multi-porteuses.....	28
2.1	Principe de réalisation d'une modulation.....	31
2.2	Modulateur BPSK.....	31
2.3	Modulations numériques de base.....	32
2.4	Constellation de la QPSK.....	33
2.5	Modulateur QPSK.....	34
2.6	Constellations des 8 et 16PSK.....	35
2.7	Constellations des 16 et 32QAM.....	36
3.1	Interférence entre symboles (IES).....	39
3.2	Passage d'une transmission monovoie à une transmission multivoies....	40

3.3	Structure de base d'une émission multi porteuse.....	41
3.4	Spectre d'une transmission multi-porteuse.....	41
3.5	Schéma de principe du démodulateur multi-porteuses.....	42
3.6	Spectre d'une sous porteuse.....	43
3.7	Spectre de porteuses orthogonales.....	43
3.8	Spectre d'un signal OFDM.....	44
3.9	Modulateur OFDM numérique à FFT.....	46
3.10	Démodulateur OFDM numérique à FFT.....	47
3.11	Effet des multi trajets sur le signal OFDM.....	48
3.12	Effet de l'intervalle de garde sur le signal OFDM.....	48
3.13	Restauration des porteuses.....	49
3.14	Récupération du symbole OFDM.....	50
3.15	Symbole OFDM après insertion du préfixe.....	50
3.16	Schéma bloc d'un système OFDM en bande de base.....	51
4.1	Configuration des pilotes en blocs	54
4.2	Configuration des pilotes en peigne (Comb).....	55
4.3	Configuration des pilotes en treillis.....	56
4.4	Interpolation linéaire.....	61
5.1	BER en fonction du retard canal et M pour CP=16.....	65
5.2	BER en fonction du nombre de multi-trajets pour M=16 et CP=16.....	66
5.3	BER en fonction de E_b/N_0 pour 4PSK-OFDM.....	67
5.4	BER en fonction de E_b/N_0 pour 8PSK-OFDM.....	68
5.5	BER en fonction de E_b/N_0 pour 16PSK-OFDM.....	68
5.6	Réponse fréquentiel du canal pour les différents estimateurs.....	69
5.7	Effet du nombre de symboles M.....	70
5.8	Effet de N sur la BER.....	71
5.9	Comparaison canal Rayleigh et Rice.....	72
5.10	8PSK avec $E_bN_0 = 20\text{dB}$	73
5.11	8PSK-OFDM avec $E_bN_0 = 0\text{dB}$	73
5.12	8PSK-OFDM avec $E_bN_0 = 6\text{dB}$	74
5.13	8PSK-OFDM avec $E_bN_0 = 20\text{dB}$	74

LISTE DES TABLEAUX

2.1	Bits pairs et impairs 32.....	34
2.2	Comparaisons de modulations pour $BER=10^{-6}$	37
5.1	Taux d'erreur de la transmission d'une image.....	72

ABREVIATIONS

AWGN	Additive White Gaussian Noise
BER	Bit Error Rate
BPSK	Binary Phase Shift Keying
CP	Préfixe cyclique
DFT	Transformée de Fourier discrète
FDM	Multiplexage par division en fréquences
FFT	Fast Fourier Transform
FSK	Frequency Shift Keying
IES	Interférences entre symboles
IFFT	Inverse Fast Fourier Transform
ISI	Inter Symbol Interference
LMMSE	Linéaire à erreur quadratique moyenne minimale
LMMSEM	Linéaire à erreur quadratique moyenne minimale modifié
LS	Moindres carrés
MIMO	Multiple Input Multiple Output
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing
PSK	Phase Shift Keying
QAM	Quadrature Amplitude Modulation
QPSK	Quadrature Phase Shift Keying
4G	4ième génération

NOTATIONS

B	Largeur de la bande utilisée
B_c	Bande de cohérence
$E_b N_0$	Rapport entre énergie par bit et densité spectrale du bruit
F	Matrice de la DFT
f_d	Fréquence Doppler
g	Réponse impulsionnelle du canal
H	Matrice circulante du canal
h	Réponse fréquentielle du canal
K_f	Écart fréquentiel entre les sous-porteuses pilotes
K_t	Écart temporel entre les symboles OFDM pilotes
L	Nombre de trajets du canal
N	Nombre de sous-porteuses
N_g	Nombre d'échantillons dans l'intervalle de garde
T_c	Temps de cohérence
T_s	Durée d'un symbole de la modulation
T_{symb}	Durée totale d'un symbole OFDM
$E\{\cdot\}$	Espérance mathématique
$(\cdot)^*$	Conjugué
$(\cdot)^T$	Transposé
$(\cdot)^H$	Transposé conjugué
\otimes	Produit de convolution

INTRODUCTION GENERALE

L'évolution des systèmes de communications numériques s'articule autour de plusieurs aspects : des besoins croissants de débit, le caractère mobile du terminal, un contexte d'encombrement de la ressource spectrale.

Les modulations à simple porteuse ne permettent pas de répondre d'une manière optimale à ces besoins, en raison de la sélectivité en fréquence des canaux et des multiples trajets que peut emprunter un même signal.

Dans le cadre du projet de fin d'études de Master, nous avons donc choisi d'étudier les performances d'un système de transmission très utilisé à l'heure actuelle dans les systèmes de transmission nouvelles générations 3G et 4G de la téléphonie mobile. Ce système est un système de transmission multi-porteuses orthogonales appelé OFDM utilisant la transformation de Fourier ce qui a permis de simplifier grandement la réalisation du modulateur et du démodulateur ainsi que l'égalisation du canal. L'ajout d'un préfixe cyclique permet de résoudre le problème des canaux à multi-trajets.

Notre travail consistera à étudier et simuler les performances des divers algorithmes d'estimation des caractéristiques du canal tels que les algorithmes LS et LMMSE en prenant comme paramètre d'évaluation le taux d'erreur par bit (BER) en fonction de plusieurs autres paramètres comme le nombre de sous-porteuses, la longueur de l'intervalle de garde, dans un système utilisant les modulations MPSK et un canal à évanouissements par trajets multiples de type Rayleigh.

Ce mémoire se décompose en cinq chapitres :

Le chapitre 1 a pour but d'étudier le canal de transmission en vue de comprendre le phénomène des multi-trajets et de l'évanouissement.

Le chapitre 2 vise à rappeler et à présenter les modulations numériques qui seront utilisées dans le système OFDM en tant que modulation de base.

Le chapitre 3 est consacré à la présentation du système OFDM.

Le chapitre 4 décrira certaines techniques d'estimation de canal.

Le dernier chapitre sera dédié à la présentation de la simulation et les commentaires.

CHAPITRE 1 : LE CANAL DE TRANSMISSION

1.1 Introduction

Dans le domaine des réseaux sans fil, le canal caractérisant la propagation de l'onde électromagnétique dans l'espace présente une importance particulière. Il est donc essentiel d'avoir une connaissance des mécanismes en jeux sur le canal de propagation et de ses interactions avec l'environnement pour pouvoir prédire les chances et les conditions d'établissement d'une liaison radio entre l'émetteur et le récepteur.

Ce chapitre analyse le canal de propagation, en présentant les phénomènes physiques qui interfèrent sur une onde de transmission, les paramètres d'un canal multivoie ainsi que les types de modèles existants.

1.2 Schéma typique d'une chaîne de transmission numérique RF

La transmission d'informations numériques nécessite un certain nombre d'opérations représentées dans le schéma-bloc de la figure 1.1.

Après une conversion du signal issue de la source analogique en numérique et un codage dit de source de l'information où une compression est effectuée afin de limiter le débit, un second codage permet cette fois d'introduire une redondance volontaire. Celle-ci rendra possible la détection et correction éventuelle des erreurs de transmission. On parle alors de codage de canal.

Le signal est ensuite mis en forme par un codage de ligne, opération qui consiste à représenter les différents symboles de l'alphabet (1 et 0 dans le cas d'un alphabet binaire) par des tensions logiques. A ce niveau, on a un signal en bande de base.

Ce signal va ensuite moduler une porteuse haute fréquence pour obtenir un signal passe-bande qui sera filtré et amplifié puis émis par l'antenne.

Le récepteur effectue les opérations inverses pour récupérer le signal transmis. Un organe de synchronisation permet de gérer le déroulement de toutes les opérations.

Le canal de propagation constitue le milieu physique dans lequel se propage le signal de l'émetteur jusqu'au récepteur. Il influe énormément sur la qualité de la transmission parce qu'il perturbe le signal en le déformant et en y ajoutant du bruit. Ces aspects seront étudiés dans les paragraphes suivants.

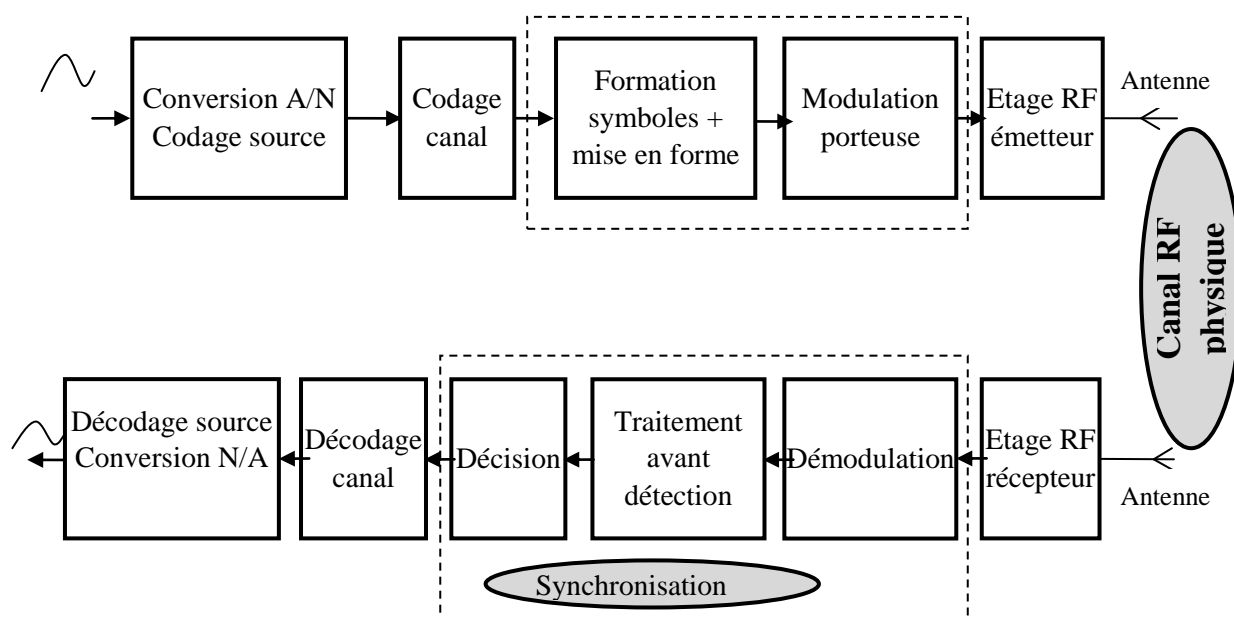


Fig 1.1 : Schéma typique d'une chaîne de transmission numérique

1.3 Canal de propagation

1.3.1 Propagation en espace libre

Généralement, l'environnement de propagation a une influence sur l'onde électromagnétique émise. En espace libre, le système de transmission est caractérisé par l'absence d'obstacles.

La densité de puissance p dans un espace libre s'exprime en fonction de la distance entre l'émetteur et le récepteur d , le gain de l'antenne d'émission G_e et la puissance du signal émis P_e .

$$p = \frac{P_e G_e}{4\pi d^2} \quad (\text{W/m}^2) \quad (1.1)$$

La puissance du signal disponible aux bornes d'une antenne de réception P_r est reliée à la densité de puissance p par la relation suivante :

$$P_r = p \frac{\lambda^2 G_r}{4\pi} \quad (1.2)$$

Où G_r représente le gain de l'antenne de réception et λ représente la longueur d'onde à la fréquence de travail.

On peut calculer l'affaiblissement en espace libre en utilisant les deux formules précédentes comme suit :

$$P_L = \frac{P_r}{P_e} = G_e G_r \left(\frac{c}{4\pi f d} \right)^2 \quad (1.3)$$

Où c 'est la vitesse de la lumière et f la fréquence du signal.

Ce rapport est inversement proportionnel au carré de la distance d .

1.3.2 Propagation par trajets multiples

Dans un système sans fil, l'environnement du système de transmission interfère avec l'onde transmise selon différents mécanismes. Le récepteur peut recevoir le même signal de plusieurs trajets différents puisque les signaux transmis peuvent se réfléchir sur une surface comme le sol, les bâtiments, etc.... Dans la pratique, il est fréquent que deux ou plusieurs phénomènes s'appliquent simultanément au trajet d'un signal. Cet effet est appelé propagation par trajets multiples. En effet, il existe cinq phénomènes principaux la réflexion, la diffraction, la diffusion, la réfraction le guidage d'onde qui ont un impact direct sur la propagation du signal [1].

- **La réflexion** : se produit lorsque le signal transmis rencontre des obstacles de grande dimension comparés à sa longueur d'onde. Ce pourrait être un bâtiment, la terre ou encore bien d'autres obstacles. Dans ce cas, le signal est renvoyé vers la source au lieu de poursuivre sa propagation vers le récepteur.
- **La réfraction** se produit lorsque le signal traverse un mur, ou une surface et se retrouve dans un milieu ayant un indice de réfraction différent du premier milieu

de propagation. Ce phénomène induit une déviation de la direction de propagation.

- **La diffusion** quant à elle est un phénomène physique qui force le rayonnement d'une onde électromagnétique à dévier du trajet direct par un ou plusieurs obstacles locaux ayant des dimensions réduites comparés à la longueur d'onde du signal transmis. On appelle ces obstacles des diffuseurs. Comme exemples, nous pouvons citer le feuillage, les panneaux de signalisation et les lampadaires.
- **La diffraction** : se produit lorsque le signal est obstrué par une surface irrégulière et pointue ou encore ayant une faible ouverture. Le signal est ainsi diffusé en traversant l'obstacle. Généralement, les ondes issues de cette diffraction sont utilisées pour établir d'autres trajets entre l'émetteur et le récepteur en cas de non-visibilité directe.
- **Le guidage d'ondes** se produit lorsque le signal traverse un tunnel, un couloir. Le signal se propage dans la direction du guide.

Ces différents phénomènes de propagations sont illustrés dans la figure 1.2.

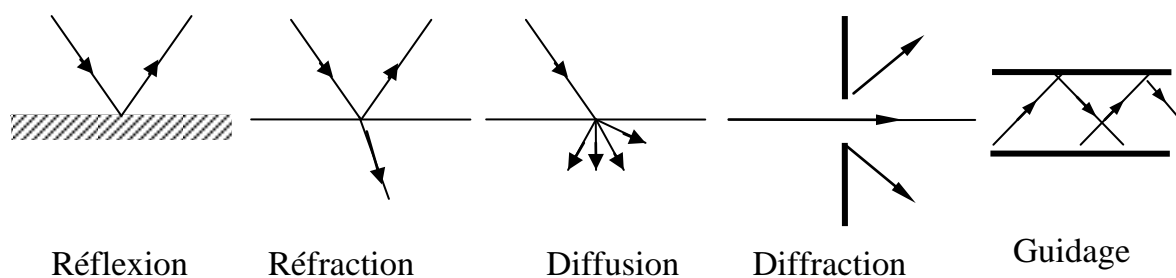


Fig 1.2 : Phénomènes de propagation

1.3.3 Principales dégradations de la propagation

La figure I.3 montre un scénario typique de propagation.

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 :

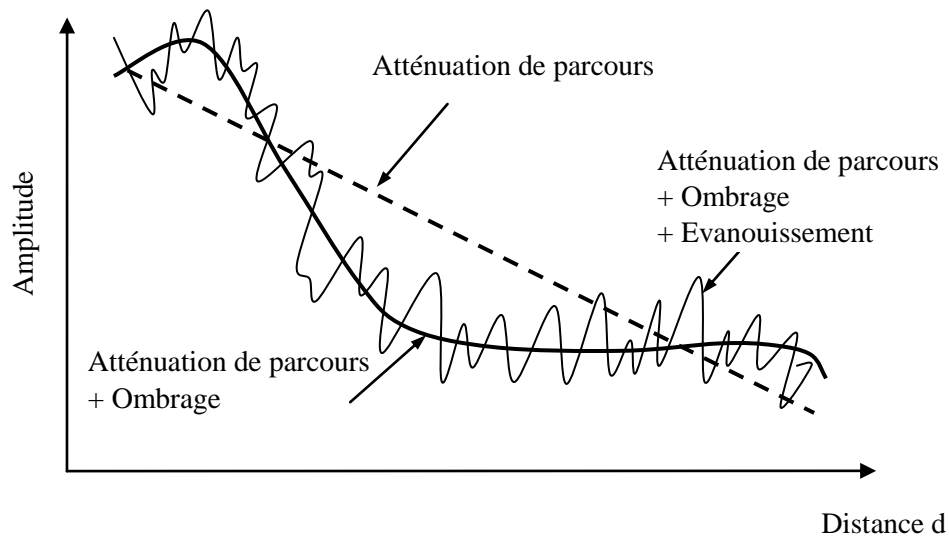


Figure 1-4: Dégradation principales de la propagation

En plus des trois phénomènes cités, il existe un autre phénomène qui peut dégrader le signal, c'est l'effet Doppler.

1.3.4 L'effet Doppler

Dans la majorité des configurations, le point d'émission ou le point de réception sont en mouvement l'un par rapport à l'autre. De même, les éléments à l'intérieur du canal de propagation ne sont pas toujours fixes.

Cette mobilité dans le canal de propagation se traduit par un décalage entre la fréquence du signal émis et la fréquence du signal reçu. Prenons l'exemple le plus simple d'une onde arrivant avec un angle α au niveau d'un récepteur en mouvement ayant une vitesse v constante (Fig.1.5)

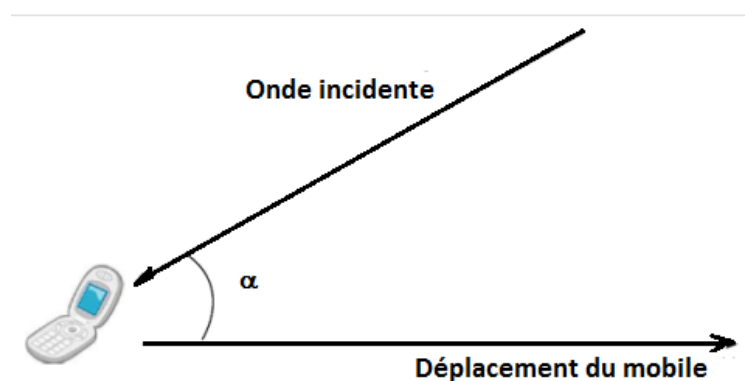


Fig. 1.5 : Représentation schématique du déplacement d'un mobile

Le décalage Doppler observé est égal à $f_d = \frac{v \cos \alpha}{\lambda} = \frac{f_0}{c} v \cos \alpha$. L'onde arrive alors au niveau du récepteur avec une fréquence égale $f_0 + f_d$. Suivant la valeur de l'angle d'arrivée, le décalage Doppler est réparti sur l'intervalle $[-f_{d\max}, +f_{d\max}]$ où $f_{d\max}$ est le décalage Doppler maximum correspondant à $\alpha=0$.

Dans le cas de la propagation multi-trajets, un effet Doppler affecte chaque trajet. Le spectre du signal se retrouve donc étalé dans la bande $[-f_{d\max}, +f_{d\max}]$.

1.4 Effets des multi-trajets et de l'effet Doppler par des exemples

1.4.1 Multi-trajets

Considérons un modèle simple de canal à l'issue duquel le récepteur reçoit la somme du signal émis et d'un multi-trajet ayant subi un retard τ et d'amplitude relative b .

Le signal reçu peut être écrit sous la forme :

$$y(t) = x(t) + bx(t - \tau) \quad (1.4)$$

L'équation 1.4 modélise un canal de caractéristiques invariantes dans le temps. Sa fonction transfert s'écrit :

$$H(f) = 1 + be^{-j2\pi\tau f} \quad (1.5)$$

Son module est donnée par :

$$|H(f)| = \sqrt{1 + b^2 + 2b \cos(2\pi\tau f)} \quad (1.6)$$

L'allure de ce module est montrée en figure 1.6. Suivante

On remarque que la fonction de transfert comporte des zones où le signal sera amplifié ($H(f) > 1$) et des zones où le signal sera très affaibli ($H(f) < 1$) (zone d'évanouissement ou « fading »). Sa période de variation est de l'ordre de $1/\tau$, τ étant l'étalement des retards. Nous avons un évanouissement sélectif en fréquence.[2]

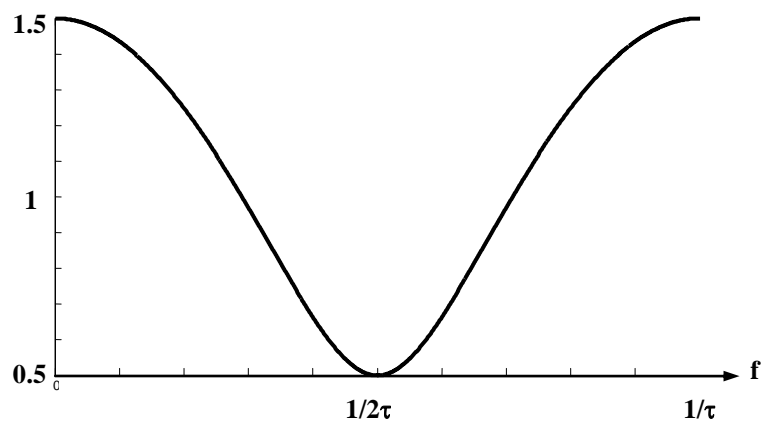


Fig. 1.6 : Fonction de transfert d'un canal comportant un retard

1.4.2 Effet Doppler

Considérons maintenant la situation plus complexe représenté dans la figure 1.7. Un véhicule se déplace à vitesse constante v le long d'une direction que nous prenons comme référence pour les angles. Le signal transmis est de fréquence f_0 . Il se propage le long de deux chemins qui, pour simplifier, nous supposons ayant le même délai (zéro) et la même atténuation. En raison de l'effet Doppler, le signal reçu est de la forme

$$y(t) = Ae^{j2\pi f_0 \left(1 - \frac{v}{c}\right)t} + Ae^{j2\pi f_0 \left(1 - \frac{v}{c} \cos \alpha\right)t} \quad (1.7)$$

qui peut s'écrire :

$$y(t) = \left[Ae^{-j2\pi f_0 \frac{v}{c}t} + Ae^{-j2\pi f_0 \frac{v}{c} \cos \alpha t} \right] e^{j2\pi f_0 t} \quad (1.8)$$

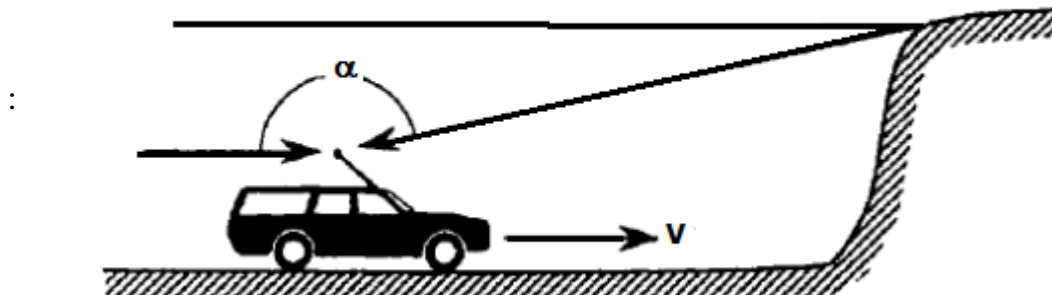


Fig. 1.7 : Deux trajets en mouvement

Le module du terme entre crochets représente l'enveloppe $r(t)$ du signal reçu.

$$r(t) = 2A \left| \cos \left(2\pi \frac{v}{c} f_0 \frac{1 - \cos \alpha}{2} t \right) \right| \quad (1.9)$$

Cette dernière équation montre un effet important : l'amplitude du signal reçu présente une variation sinusoïdale en fonction du temps, se produisant à une fréquence $\frac{v}{c} f_0 \frac{1 - \cos \alpha}{2}$.

Le canal résultant présente une réponse variant dans le temps. Nous avons un évanouissement sélectif en temps.

1.5 Types de canaux de propagation

En fonction de l'absence, ou de la prédominance, des échos, plusieurs types de modèles de canaux de transmission ont été définis. On distingue :

1.5.1 Canal avec bruit blanc gaussien additif

Le modèle du canal avec bruit blanc gaussien additif (BBGA ou AWGN) est le plus simple des modèles. C'est une réception sans échos où le signal reçu $r(t)$ est la résultante du signal $s(t)$ avec l'ajout du bruit $n(t)$ modélisé par une fonction de densité de probabilité gaussienne définie comme suit :

$$f_x(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} e^{-(x-\mu)^2/(2\sigma^2)} \quad (1.10)$$

Avec :

x : variable aléatoire

μ : moyenne

σ^2 : variance.

Cette fonction est représentée en figure 1.8.

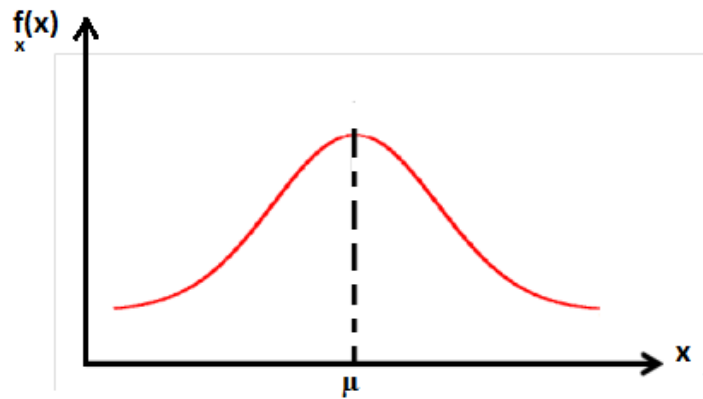


Fig. 1.8 : Fonction de densité de probabilité gaussienne

1.5.2 Canal Rayleigh

Ce canal modélise un canal multi-trajets sans trajet direct. La figure I.9 illustre le comportement de ce type de canal (on parle de canal "Indoor").

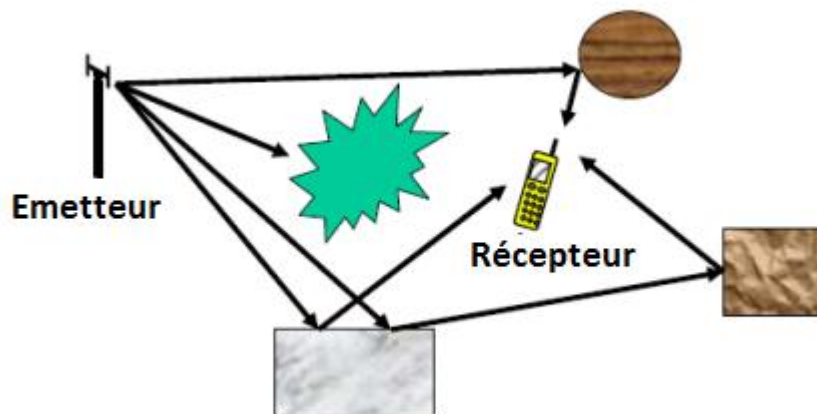


Fig. 1.9: Canal de Rayleigh

L'enveloppe du signal $r(t)$ suit une distribution de Rayleigh :

$$p(r) = \frac{r}{\sigma^2} e^{-\frac{r}{2\sigma^2}} \quad r \geq 0 \quad (1.11)$$

Où r est l'enveloppe du signal et σ^2 sa variance.

1.5.3 Canal Rice

C'est un canal qui modélise un canal multi-trajet avec un trajet direct dominant. La figure I.10 illustre le comportement de ce type de canal (on parle de canal "Outdoor").

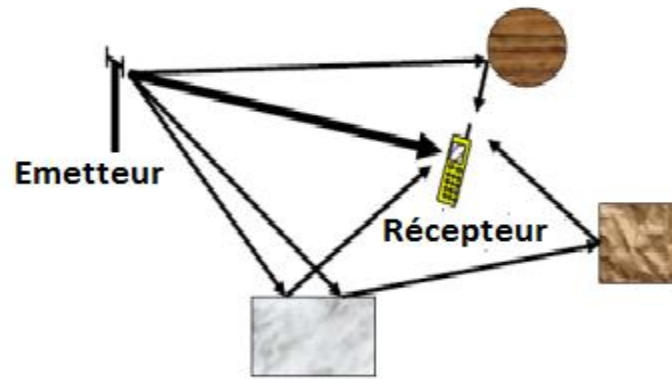


Fig. 1.10: Canal de Rice

L'enveloppe du signal $r(t)$ suit une distribution de Rice :

$$p(r) = \frac{r}{\sigma^2} e^{-\frac{r^2+A^2}{2\sigma^2}} I_0\left(\frac{Ar}{\sigma^2}\right) \quad r \geq 0, A \geq 0 \quad (1.12)$$

Avec $I_0(\cdot)$, la fonction de Bessel modifiée de première espèce et d'ordre,

A l'amplitude du trajet direct et r l'enveloppe du signal.

La distribution de Rayleigh est un cas particulier de celle de Rice en y faisant $A=0$.

Les distributions de Rayleigh et de Rice sont représentées en figure 1.11.

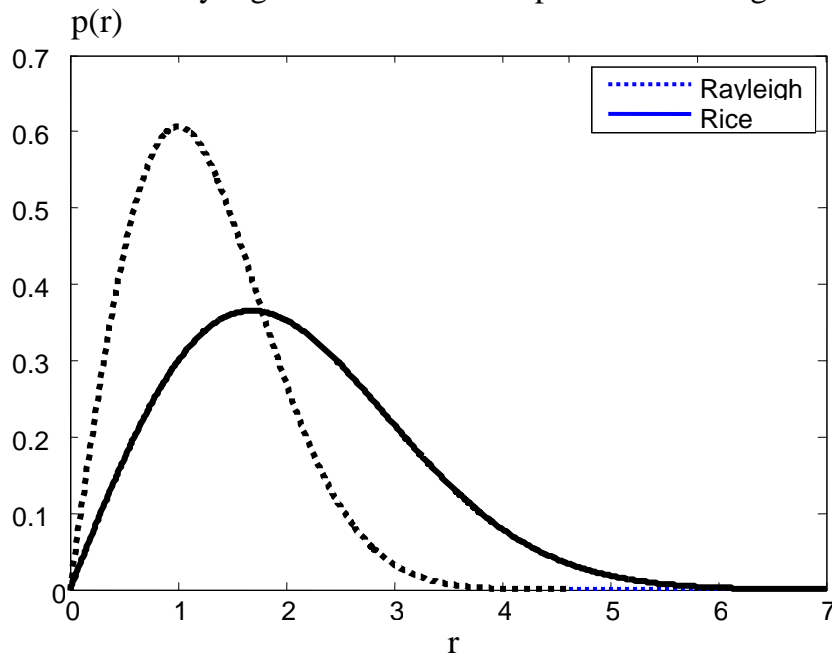


Fig. I.1 Distributions de Rayleigh et Rice pour $\sigma=1$ et $A=1,5$

1.5.4 Paramètres de caractérisation d'un canal

La caractérisation des canaux radio mobiles se fait à partir de certains paramètres permettant de quantifier le canal de propagation multi-trajets. Ces paramètres sont :

- les paramètres de l'étalement des retards (delay spread) et celui de la bande de cohérence (coherence bandwidth) qui décrivent la nature de dispersion dans le temps que subit le canal,
- les paramètres de l'étalement Doppler (doppler spread) et le temps de cohérence (coherence time) qui décrivent la nature variable du canal dans le temps à cause de la mobilité des objets environnants.

- **Etalement des retards T_m**

La dispersion temporelle notée T_m se produit lorsqu'un signal identique est reçu à la destination à des instants différents. Elle est égale à la différence de temps entre les moments d'arrivée de la première composante et de la dernière (Fig. 1.12).

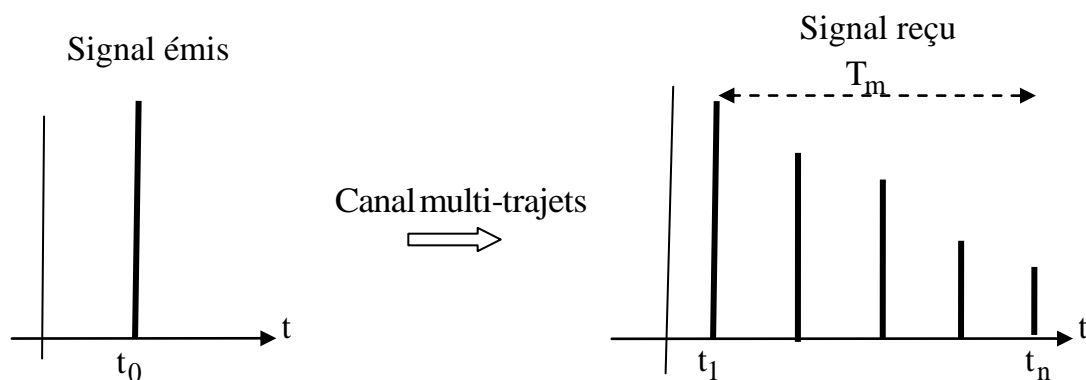


Figure 1-12 : Représentation de l'étalement des retards T_m

- **Bande de cohérence B_c**

B_c Est une mesure statistique de la bande de fréquence dans laquelle le canal peut être considéré comme plat (non sélectif). Elle est liée à l'étalement des retards par la relation :

$$B_c \approx \frac{1}{T_m} \quad (1.13)$$

- **Étalement Doppler B_d**

L'étalement Doppler B_d est causé par la variation temporelle du canal. Il est défini comme la bande de fréquence où le spectre Doppler reçu est non nul. Il est égal à deux fois la fréquence Doppler maximale (Fig. 1.13).

$$B_d \approx 2f_{d\max} \quad (1.14)$$

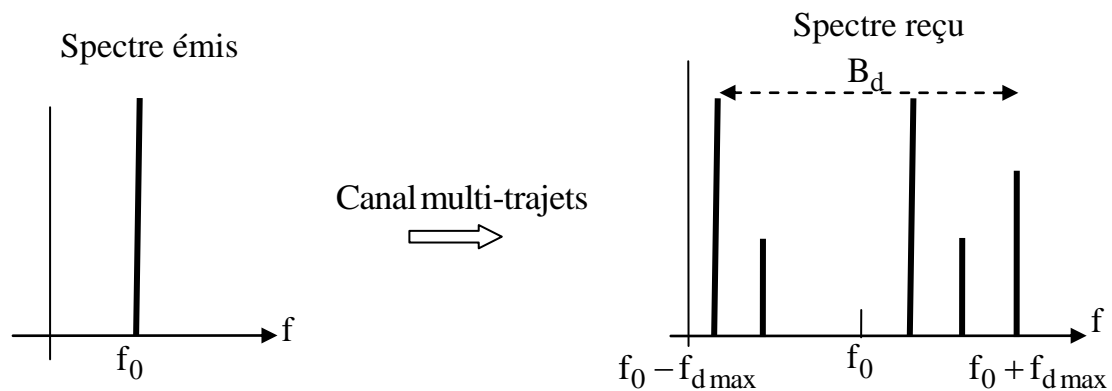


Fig. 1.13 : Représentation de l'étalement Doppler

- **Temps de cohérence T_c**

Le temps T_c est la durée pendant laquelle le canal est considéré comme invariant. Si deux signaux arrivent avec une séparation supérieure à T_c , ils sont donc affectés différemment. Il est relié à l'étalement Doppler par la relation :

$$B_d \approx \frac{1}{T_c} \quad (1.15)$$

1.5.5 Classification des canaux

Les types d'évanouissement rencontrés par un signal qui se propage dans un canal radio-mobile dépendent de la nature du signal transmis et des caractéristiques du canal.

Selon la relation entre les paramètres du signal (largeur de bande B_s , période du symbole T_s , etc....) et les paramètres du canal (étalement des retards T_m et étalement de Doppler B_d), les différents signaux transmis subiront différents types d'évanouissement. On distingue les quatre cas suivants :

- **Évanouissements plats**

Si la bande occupée par le signal B_s est inférieure à la bande de cohérence B_c du canal, ou de la même façon la durée T_s du symbole émis est largement supérieure à la dispersion des retards T_m , alors, les fréquences du spectre sont corrélées. Ainsi, les fréquences du spectre du signal subissent les mêmes amplifications ou atténuations. Dès lors, le canal est considéré comme non sélectif en fréquence et à « évanouissements plats » (fig. 1.14).

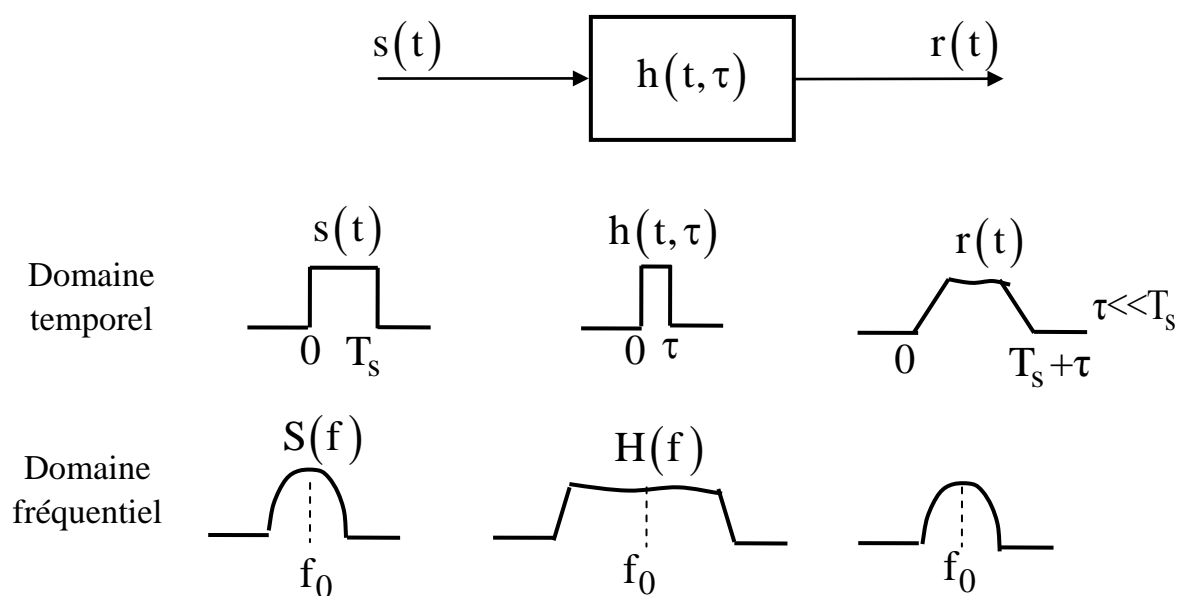


Fig. 1.14 : Illustration canal à évanouissement plat

- **Évanouissements sélectifs en fréquence**

Si la bande occupée par le signal est supérieure à la bande de cohérence du canal, ou la durée du symbole émis est inférieure à la dispersion des retards, alors, les fréquences du spectre sont décorrélées et les composantes spectrales du signal sont affectées de manière différente les unes des autres en amplitude et en phase. Le canal est dit sélectif en fréquence. En outre, la durée du symbole étant inférieure à la dispersion des retards, des interférences entre symboles apparaissent ce qu'on appelle IES ou ISI en Anglais.

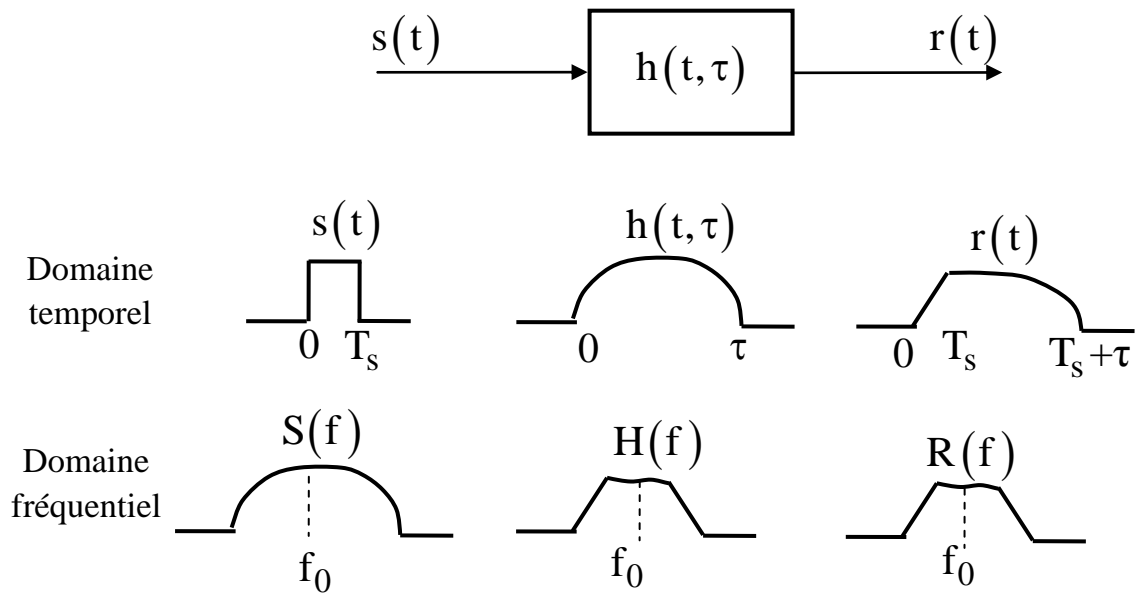


Fig. 1.15 : Illustration canal sélectif en fréquence

- **Évanouissements lents**

Si la durée du symbole émis est inférieure au temps de cohérence du signal, ou la bande occupée par le signal est supérieure à la bande Doppler, alors, le canal est dit à «évanouissements lents ». Le canal est alors non-sélectif en temps. La réponse impulsionnelle du canal reste constante sur plusieurs symboles consécutifs.

- **Évanouissements rapides**

Si la durée du symbole émis est largement supérieure au temps de cohérence du signal, ou la bande occupée par le signal est largement inférieure à la bande Doppler, alors, le canal est dit à «évanouissements plats ». Dans ces conditions, la réponse impulsionnelle du canal varie de façon significative pendant la durée d'un symbole. Le canal est alors sélectif en temps.

La figure 1.16 résume ces quatre cas d'évanouissements.

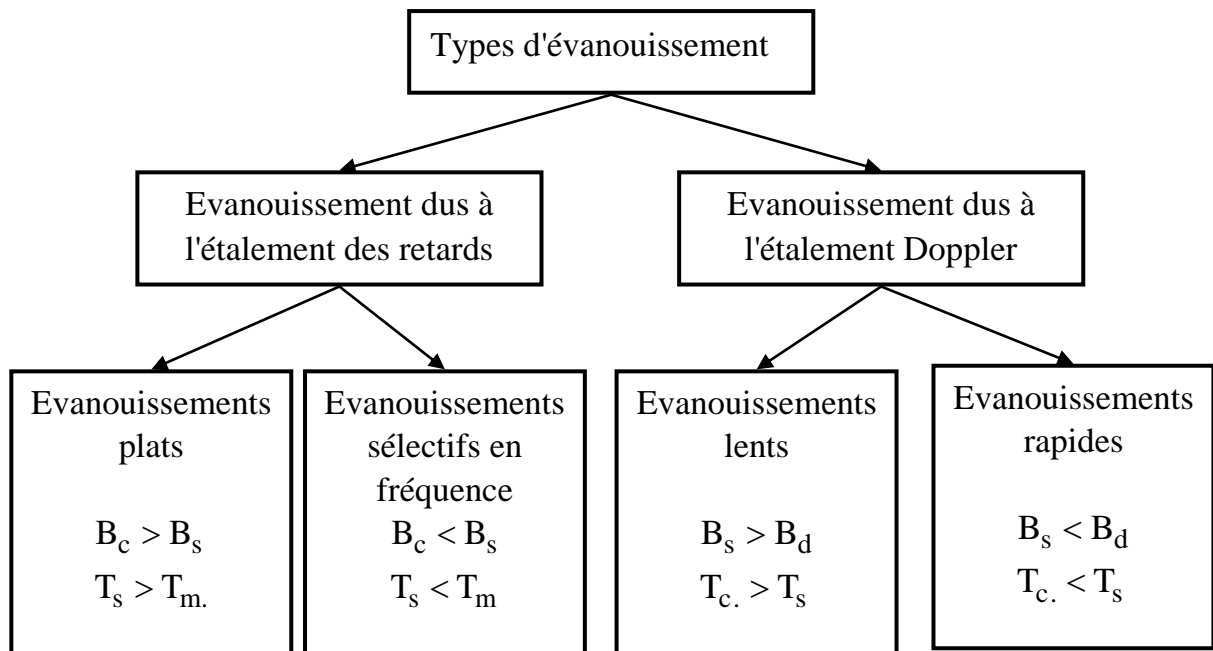


Fig 1.16 : Classification des canaux

1.6 Introduction à la modulation multi-porteuses

Plutôt que d'émettre une seule porteuse modulée avec un débit D et une bande passante B_s supérieure à la bande de cohérence B_c ce qui provoque de l'ISI ($T_s < T_m$) on va émettre N porteuses en parallèle ayant les caractéristiques :

$$B_N = B/N \text{ et } D_N = D/N$$

N est suffisamment grand pour que $B_N \ll B_c$ ($T_s \gg T_m$).

Chaque sous-porteuse ne subit donc que peu d'IES.

La réponse $H(f)$ en fréquence du canal peut être décomposée alors en une succession de canaux élémentaires autour de chaque porteuse (Fig.1 .17).

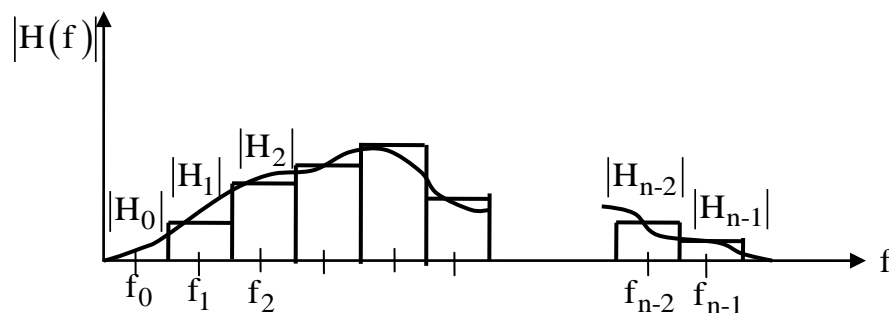


Fig 1.17 : Spectre d'une modulation multi-porteuses

Si les canaux élémentaires sont suffisamment étroits, ils sont non-sélectifs en fréquence et on peut écrire : $|H(f)| = \sum_i |H_i(f_i)|$ où les $H_i(f_i)$ sont de simples coefficients d'atténuation complexes dans la $i^{\text{ème}}$ sous-bande. Ce principe est utilisé en OFDM.

1.7 Conclusion

Dans ce chapitre, on a présenté les généralités d'un canal de propagation. Les phénomènes physiques affectant la propagation de l'onde radio ont également été définis, ainsi que les caractéristiques de propagation. En outre, nous avons donné une description brève des distributions statistiques d'amplitude de signal.

CHAPITRE 2 : MODULATIONS NUMERIQUES

2.1 Introduction

Dans ce chapitre on va rappeler d'une manière brève les différentes modulations numériques mono-porteuse utilisées en radio numérique et leurs principales caractéristiques. Ces modulations seront utilisées dans notre projet.

2.2 Principes généraux

Afin de réaliser le transport d'une information d'un point à un autre, on utilise une onde porteuse sinusoïdale haute fréquence, dite aussi « radiofréquence » (RF). Cette onde est caractérisée par son amplitude A , sa fréquence f_0 et sa phase instantanée $2\pi f_0 t + \varphi_0$.

Elle s'écrit

$$v_0(t) = A \cos(2\pi f_0 t + \varphi_0) \quad (2.1)$$

En faisant varier l'un de ses trois paramètres en fonction des variations d'amplitude du signal à transmettre, encore appelé « signal modulant », on réalise une modulation d'amplitude, de fréquence ou de phase.

En numérique, il est possible de réaliser 3 types de modulation :

- à déplacement d'amplitude ASK (Amplitude Shift Keying).
- à déplacement de fréquence FSK (Frequency Shift keying).
- à déplacement de phase PSK (Phase Shift Keying).

La figure 2.1 donne le schéma de principe d'un modulateur.

En numérique on distingue les modulations binaires et les modulations M-aires.

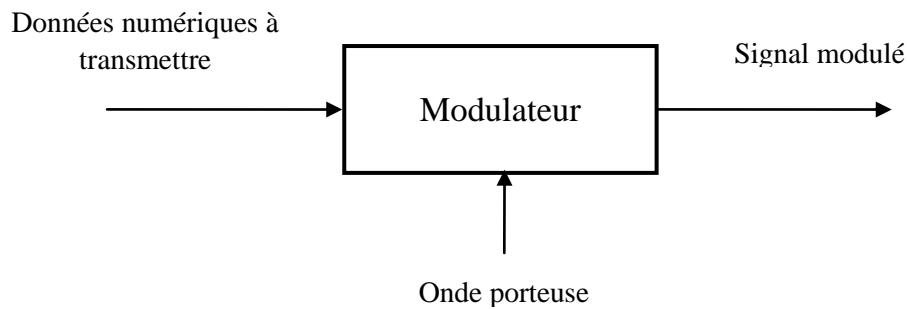


Fig. 2.1 : Principe de réalisation d'une modulation

2.3 Modulations binaires

Ce sont des modulations à deux états correspondant aux bits 1 et 0.

2.3.1 Modulations à déplacement de phase BPSK

La modulation BPSK (Binary Phase Shift Keying) très utilisée code les bits 1 et 0 comme suit :

$$s(t) = \begin{cases} A \cos(2\pi f_0 t) & \text{si bit} = 1 \\ A \cos(2\pi f_0 t + \pi) & \text{si bit} = 0 \end{cases} \quad (2.1)$$

On voit que le bit 1 est codé sans inversion de la phase de la porteuse alors que pour le bit 0, il y a une inversion de 180°. Les signaux ont une durée de T_b .

Le modulateur de la BPSK est très facile à réaliser : il consiste à convertir les bits 1 et 0 en des signaux d'amplitude A et $-A$ et à les multiplier avec la porteuse (Fig .2.2).

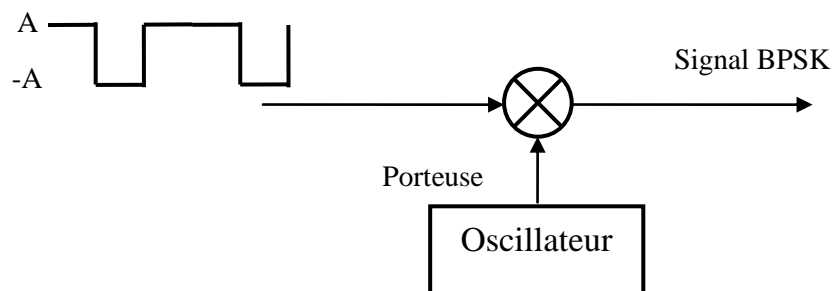


Fig. 2.2 : Modulateur BPSK

2.3.2 Modulation à déplacement de fréquence BFSK

La modulation BFSK ((Binary Frequency Shift Keying) code les bits 1 et 0 comme suit :

$$s(t) = \begin{cases} A \cos(2\pi f_1 t) & \text{si bit} = 1 \\ A \cos(2\pi f_0 t) & \text{si bit} = 0 \end{cases} \quad (2.2)$$

On voit que le bit 1 est codé avec un signal de fréquence f_1 et le bit 0 avec un signal de fréquence f_0 . Les signaux ont une durée de T_b .

Les signaux BPSK et BFSK sont représentés en figure 2.3.

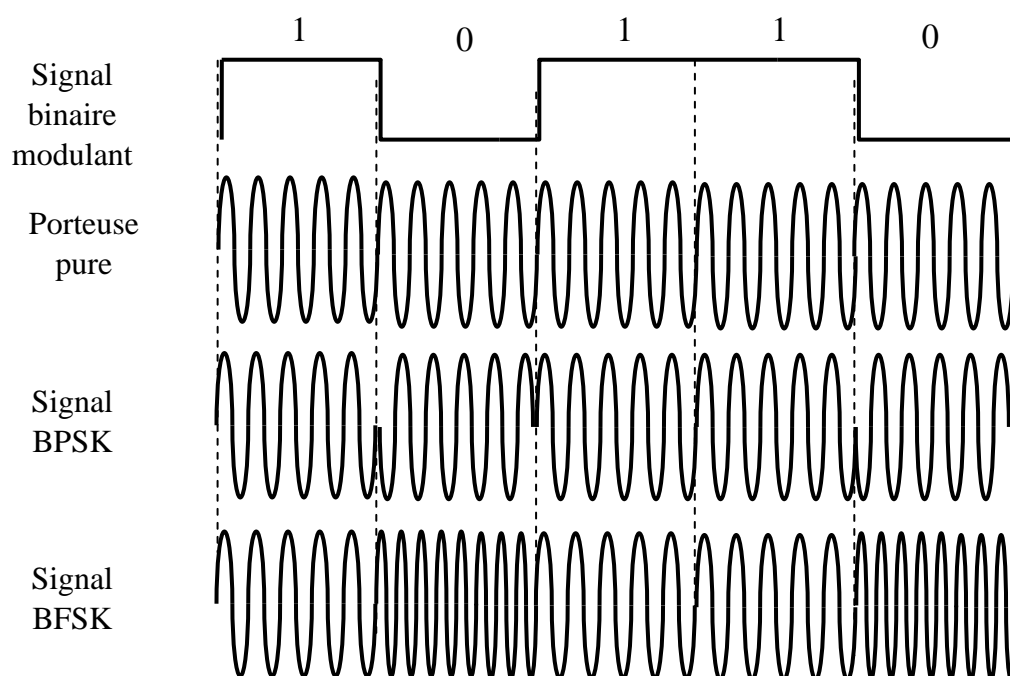


Fig. 2.3 : Modulations numériques de base

Le spectre de la BPSK est de largeur $2/T_b$ alors que celui de la BFSK est de $2/T_b + (f_1 - f_0)$ donc plus grand. De même, le taux d'erreur binaire (BER) de la BPSK est plus faible que celui de la BFSK. Pour ces raisons la modulation BPSK est très utilisée dans les systèmes à faibles débits

2.4 Modulations M-aires

Pour augmenter le débit des systèmes de transmission on regroupe les bits par blocs de n bits. On aura donc $M = 2^n$ combinaisons possibles. Dans les modulations M-

aires à chacune des M combinaisons sera associé un symbole qui peut être une amplitude, une phase ou une fréquence.

2.4.1 Modulation QPSK (Quaternary Phase Shift Keying)

C'est une modulation de phase où les bits sont regroupés par paquets de 2 bits donc on aura $M = 4$ états possibles représentés comme suit :

$$s(t) = \begin{cases} A \cos\left(2\pi f_0 t + \frac{\pi}{4}\right) & \text{si bit} = 00 \\ A \cos\left(2\pi f_0 t + \frac{3\pi}{4}\right) & \text{si bit} = 10 \\ A \cos\left(2\pi f_0 t + \frac{5\pi}{4}\right) & \text{si bit} = 11 \\ A \cos\left(2\pi f_0 t + \frac{7\pi}{4}\right) & \text{si bit} = 01 \end{cases} \quad (2.3)$$

Les modulations M-aires sont représentées à l'aide de constellations qui permettent de visualiser la position des symboles dans un repère.

La constellation de la QPSK est donnée en figure 2.3.

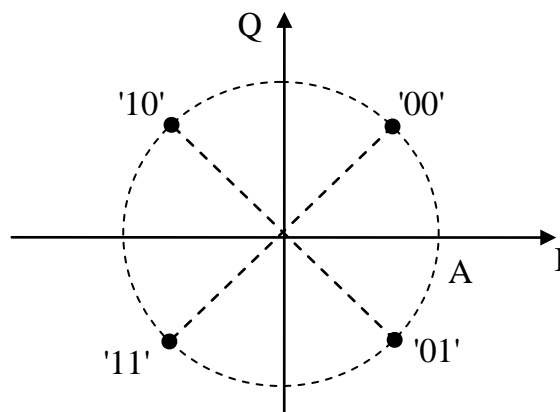


Fig. 2.4 : Constellation de la QPSK

Le signal QPSK peut s'écrire :

$$v_{\text{QPSK}}(t) = A_k \cos(2\pi f_0 t) - B_k \sin(2\pi f_0 t) \quad (2.4)$$

Avec $A_k = A \cos(\varphi_k)$ et $B_k = A \sin(\varphi_k)$

Un signal QPSK peut être donc vu comme la somme de deux porteuses RF (radiofréquence) sinusoïdales en quadrature, modulées en amplitude par les signaux A_k et B_k . Le premier terme correspond à une modulation d'une porteuse en phase (voie I). Le second terme correspond à une modulation d'une porteuse en quadrature (voie Q).[3]

Pour la réalisation du modulateur, on divise le train de bits en bits pairs et bits impairs comme le montre le tableau 2.1 suivant.

1	0	1	1	0	1
1	-1	1	1	-1	1
B_1	A_1	B_2	A_2	B_3	A_3

Tableau 2.1 : Bits pairs et impairs

. Les bits pairs constituent la séquence A_k et les bits impairs, la séquence B_k . Le débit des séquences A_k et B_k est la moitié du train bit initial. La figure 2.5 montre le schéma de principe du modulateur QPSK.

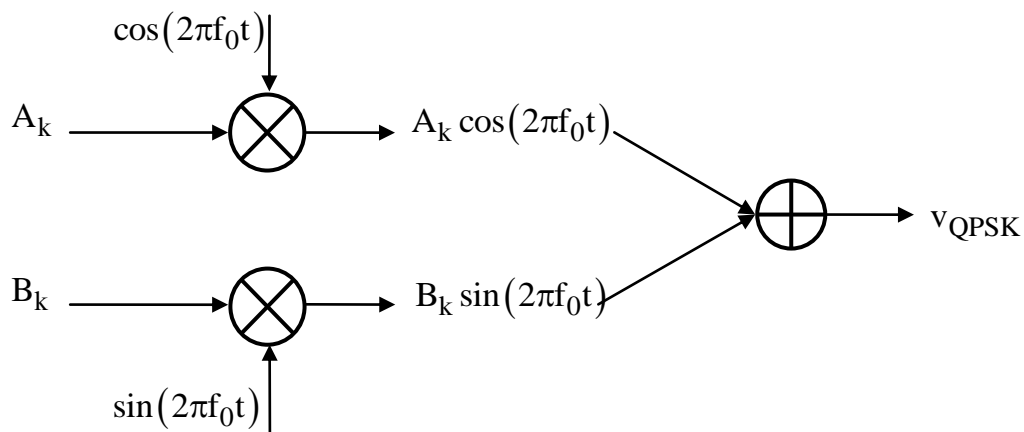


Fig. 2.5 : Modulateur QPSK

2.4.2 La modulation MPSK

C'est une généralisation de la QPSK avec un signal ayant pour expression:

$$v_{\text{MPSK}}(t) = A \cos(2\pi f_0 t + \varphi_k) \quad 0 \leq t \leq T_s = nT_b \quad (2.5)$$

Où $\varphi_k = k \frac{2\pi}{M}$ ($k = 0; \dots, M-1$) est la phase affectée à un symbole de n bits du signal binaire avec $M = 2^n$.

Les symboles de la constellation sont situés sur un cercle comme représentés sur la figure 2.6 pour $M=8$ et $M=16$.

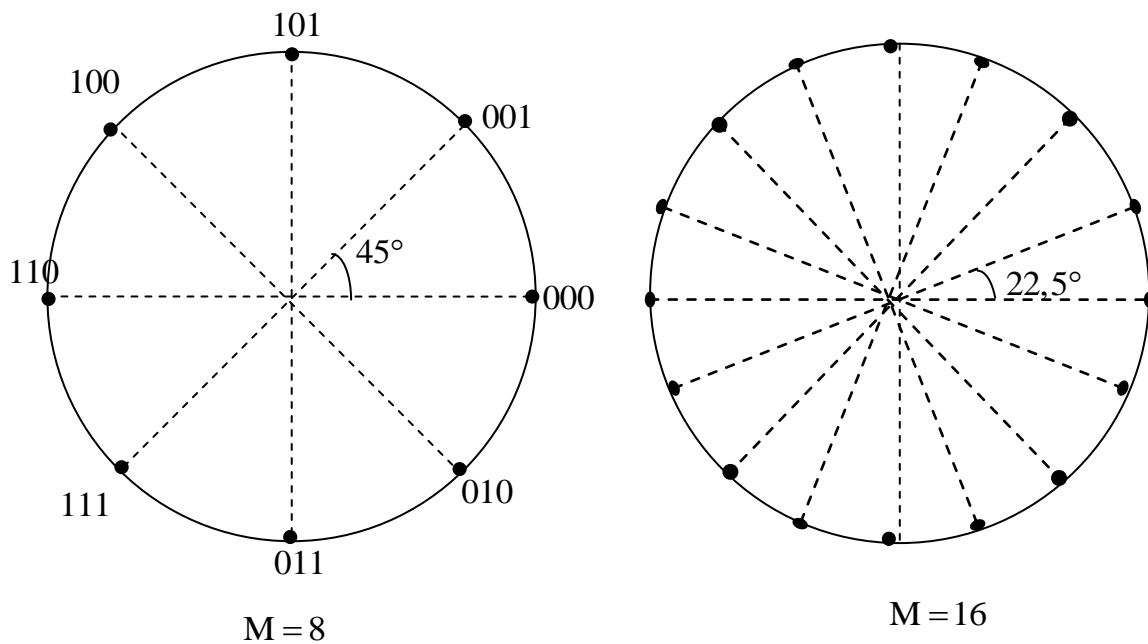


Fig. 2.6 : Constellations des 8 et 16PSK

2.4.3 La modulation QAM

La QAM (Quadrature Amplitude Modulation) est une modulation mixte : à chaque groupe de n bits du signal binaire modulant, on associe un état de phase et d'amplitude (A_k, φ_k) de la porteuse. Son signal est de la forme :

$$v_{\text{MPSK}}(t) = A_k \cos(2\pi f_0 t + \varphi_k) \quad 0 \leq t \leq T_s = nT_b \quad (2.5)$$

Sa constellation peut être de forme carrée ou en étoile (figure 2.7).

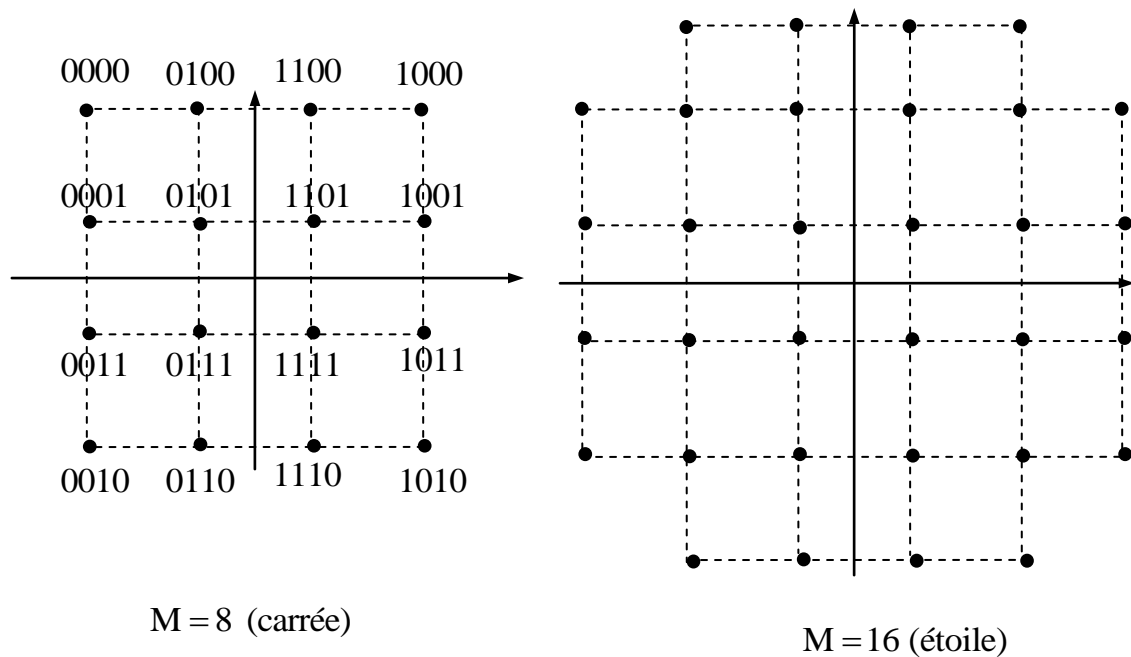


Fig. 2.7 : Constellations des 16 et 32QAM

2.5 Comparaison des modulations numériques

Pour comparer les modulations numériques, on utilise trois paramètres :

- L'efficacité spectrale définie par le rapport entre le débit binaire D et la largeur de bande du signal :

$$\eta = \frac{D}{B} \quad (\text{bit/s/Hz}) \quad (2.6)$$

- La probabilité d'erreur par bit ou BER (Bit Error Rate) définie par :

$$\text{BER} = \frac{\text{Nombre de bits faux}}{\text{Nombre de bits total reçus}} \quad (2.7)$$

- Complexité des équipements

Une modulation numérique performante doit avoir une efficacité spectrale élevée et une BER petite.

Des formules existent qui permettent de calculer la BER de toutes les modulations. La BER est donnée en général en fonction du rapport E_b/N_0 , où E_b désigne l'énergie

moyenne par bit de la constellation et N_0 , la densité spectrale de puissance du bruit supposé blanc gaussien.

Le tableau 2.2 résume les modulations numériques utilisées en radio numérique et leurs principales caractéristiques. Ce tableau donne le rapport E_b/N_0 nécessaire pour atteindre une $BER=10^{-6}$ et l'efficacité spectrale.

On peut remarquer que la BPSK et la QPSK ont le même rapport E_b/N_0 , mais la QPSK à une efficacité double de celle de la BPSK. Pour cette raison la QPSK est très utilisée surtout dans les transmissions de télévision numérique.

Pour des débits élevés, les modulations QAM et MPSK ont la même efficacité spectrale, mais la modulation QAM est plus performante que la MPSK car elle exige un rapport E_b/N_0 plus petit pour une même BER. Ceci s'explique par le fait qu'en QAM, les distances entre symboles sont plus grandes.[4]

Type de modulation	BPSK	QPSK	8QAM	8PSK	16PSK	16QAM	32QAM	64QAM
Rapport E_b/N_0 (dB)	10,6	10,6	10,6	14	18,3	14,5	17,4	18,8
Efficacité η	1	2	3	3	4	4	5	6

Tableau 2.2 : Comparaisons de modulations pour $BER=10^{-6}$

2.6 Conclusion

Nous avons présenté dans ce chapitre le principe des modulations numériques les plus utilisées et les paramètres qui les caractérisent. On a vu que la modulation QAM a les meilleures performances.

3.1 Introduction

Les techniques qu'on appelle multi-porteuses consistent à transmettre des données numériques en les modulant sur un grand nombre de porteuses en même temps. Ce sont des techniques de multiplexage en fréquence qui existent 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'implanter la modulation et la démodulation à l'aide de circuits performants de transformée de Fourier rapide.

Dans ce chapitre on va présenter les principes de base de l'OFDM, son implantation à l'aide de la transformation de Fourier ainsi que sa capacité à lutter contre les canaux à multi-trajets.

3.2 Transmissions mono-porteuse et multi-porteuses

3.2.1 Interférences entre symboles

Nous abordons ici le problème de la transmission en bande de base d'un message numérique constitué par une suite de symboles complexes X_k issus d'une modulation numérique de type MPSK ou QAM émis à raison de $1/T_s$ symboles par seconde. Dans le cas d'une transmission mono-porteuse, le signal en sortie de l'émetteur a pour expression :

$$s(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} X_k h(t - kT_s) \quad (3.1)$$

où T_s est la durée du symbole et $h(\tau)$ est la forme d'onde à l'émission.

Le signal émis est alors transmis dans un canal de propagation. Notons B la bande disponible en fréquence pour la transmission.[5]

Lorsque l'étalement de la réponse impulsionnelle du canal T_m est de l'ordre de grandeur de T_s , les symboles se chevauchent en sortie du canal, créant ainsi ce qui est appelée l'Interférence Entre Symbole (IES). Ce phénomène est illustré par la figure 3.1 où la transmission de deux symboles +1 et -1 est considérée.

Deux scénarios sont montrés. Le premier scénario considère que le temps symbole est très supérieur à T_m . Dans ce cas, les symboles ne se chevauchent pratiquement pas en sortie du canal, et il n'y a pas d'IES. Le deuxième scénario au contraire considère un temps symbole inférieur à T_m . On voit alors clairement que les symboles se chevauchent, entraînant l'IES

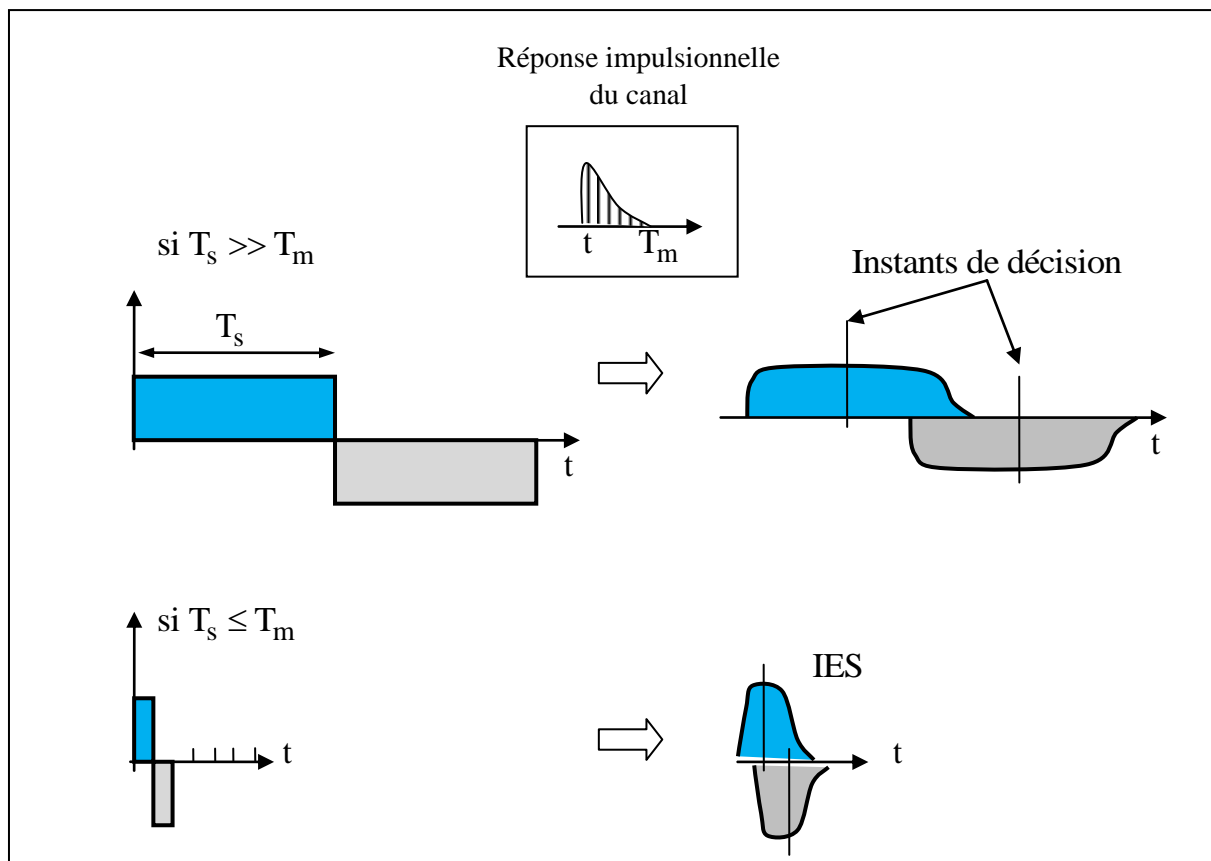


Fig. 3.1 : Interférence entre symboles (IES)

En résumé, l'IES est due aux symboles qui ont été émis avant et après le symbole à décoder. Il peut conduire à une décision erronée (en présence ou non de bruit) et d'une dégradation des performances de probabilité d'erreur en présence de bruit. Pour annuler l'IES, on peut choisir un temps symbole T_s tel que $T_s \gg T_m$. Dans ce cas, le canal n'a quasiment plus d'effet sur la transmission, et les symboles ne se chevauchent plus. Mais cette solution est rarement retenue car plus T_s est élevé, plus le débit est faible.

Afin de répondre aux besoins toujours plus grands en terme de débit, l'idée consiste à transmettre un symbole long (donc un spectre étroit), mais en juxtaposant un grand nombre de communications bande étroite pour remplir la bande B. C'est le principe de la modulation multi-porteuse.

La figure 3.2 illustre ce principe, où au lieu de transmettre N symboles sur un temps symbole court, N symboles sont transmis en parallèle sur un temps symbole long. Dans le prochain paragraphe, nous verrons comment construire cette communication.

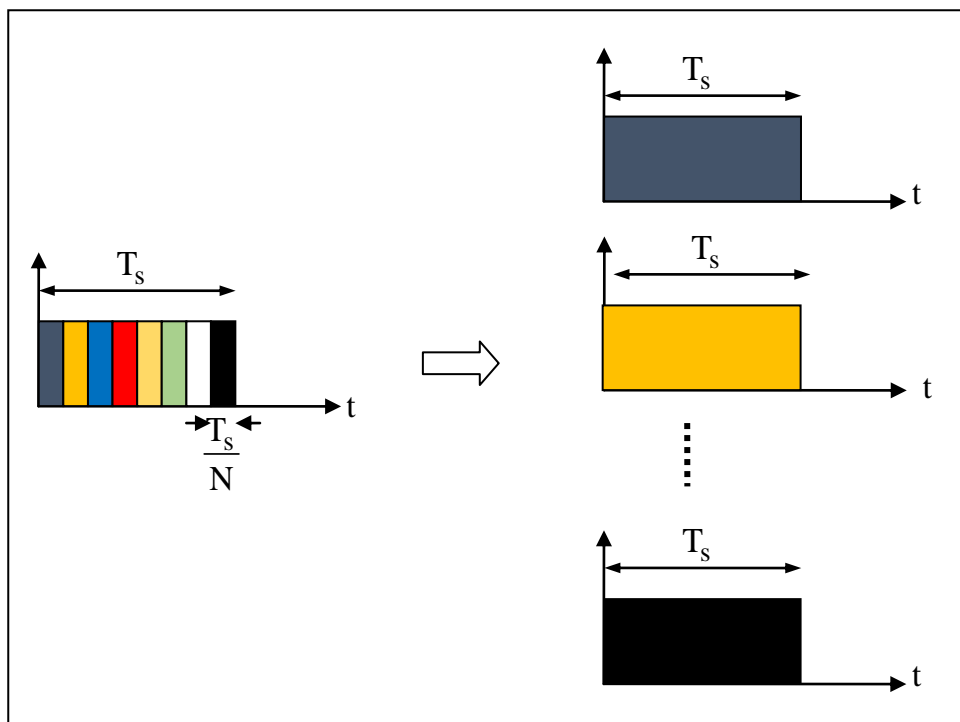


Fig. 3.2 : Passage d'une transmission monovoie à une transmission multivoies

3.2.2 Principe d'une transmission multi-porteuses

Pour répartir les données à transmettre sur les N porteuses, on groupe les symboles par paquets de N . Les X_k sont des nombres complexes définis à partir des éléments binaires par une constellation souvent de modulation de type QAM ou MPSK à $M = 2^q = 4, 16$ ou 64 états.

La séquence des N symboles X_0, X_1, \dots, X_{N-1} constitue un symbole ou trame multi-porteuses qu'il ne faut pas confondre avec le symbole X_k . Le $k^{\text{ième}}$ symbole module un signal de fréquence f_k . Le signal modulé s'écrit sous la forme complexe : $X_k e^{2j\pi f_k t}$

Le signal total $s(t)$ correspondant à l'ensemble des N symboles est la somme :

$$s(t) = \sum_{k=0}^{N-1} X_k e^{2j\pi f_k t} \quad (3.2)$$

Le modulateur est représenté en figure 3.3 et le spectre du signal $s(t)$ en figure 3.4.

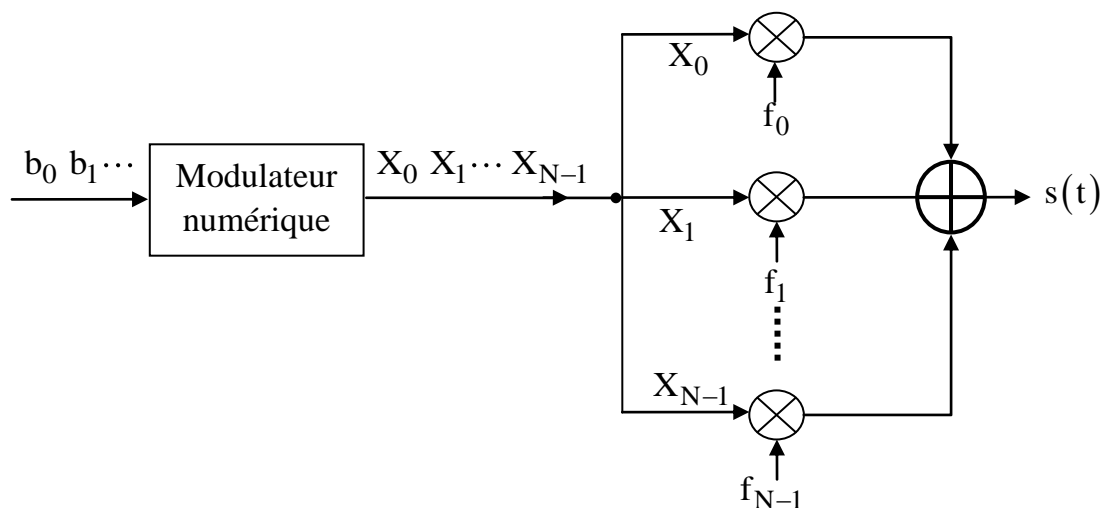


Fig 3.3 Structure de base d'une émission multi-porteuses

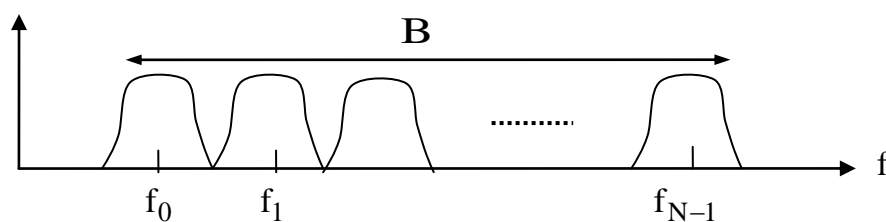


Fig. 3.4 : Spectre d'une transmission multi-porteuse

La démodulation classique consiste à démoduler le signal suivant les N sous-porteuses selon le schéma classique qui utilise N démodulateurs (Fig. 3.5).

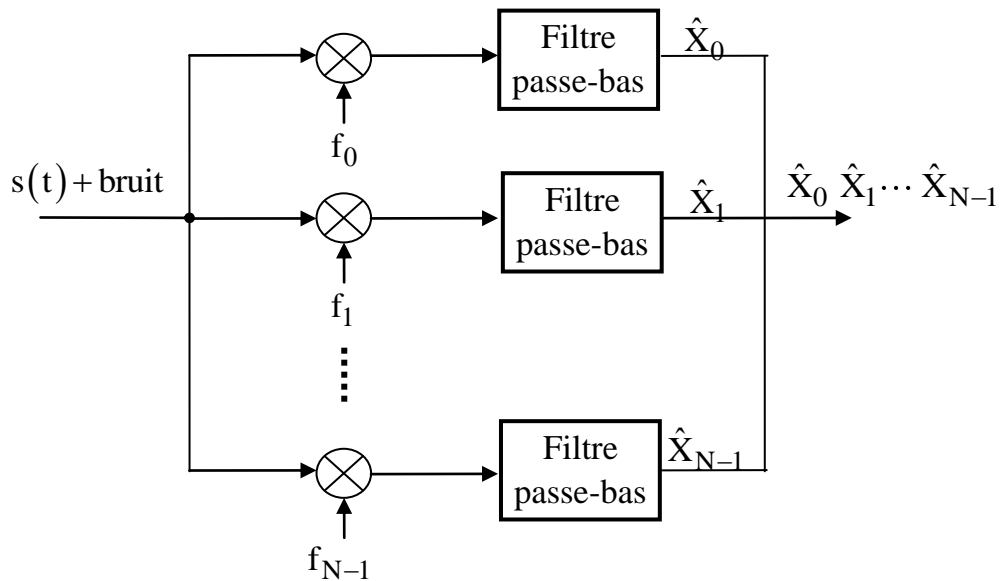


Fig 3.5 Schéma de principe du démodulateur multi-porteuses

3.3 Modulation OFDM

Pour que le signal modulé ait une grande efficacité spectrale, il faut que les fréquences des porteuses soient les plus proches possibles, tout en garantissant que le récepteur soit capable de les séparer et de retrouver le symbole numérique émis sur chacune d'entre elles, d'où la nécessité d'utiliser des porteuses orthogonales.

Soit deux porteuses $f_1(t)$ et $f_2(t)$. On dit que les deux sous-porteuses sont orthogonales sur un intervalle $[0, T]$ si :

$$\int_0^T f_i(t) f_j^*(t) dt = \begin{cases} 0 & \text{si } i \neq j \\ 1 & \text{si } i = j \end{cases} \quad (3.3)$$

Dans ces conditions, le spectre d'une sous-porteuse est nul aux fréquences centrales des autres sous-porteuses.

La modulation qui utilise cette notion d'orthogonalité est appelée OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing).

Cette condition d'orthogonalité entre les porteuses implique que l'espacement entre deux porteuses adjacentes soit égal à un multiple entier de la période T_{symb} d'une trame OFDM.

La figure 3.6 montre le spectre d'une sous-porteuse qui a la forme d'un sinus cardinal qui s'annule à des fréquences multiples de $1/T_{\text{symb}}$.

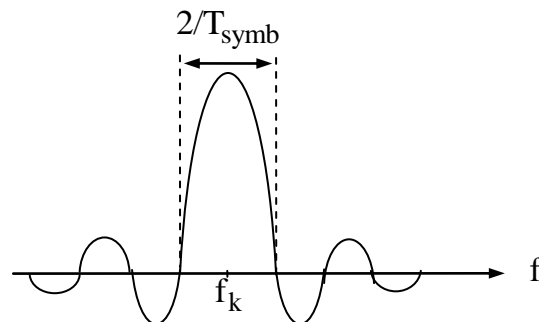


Fig. 3.6 : Spectre d'une sous-porteuse

La figure 3.7 montre les spectres d'un signal OFDM avec des sous porteuses orthogonales avec des espacements de $2/T_{\text{symb}}$ et $1/T_{\text{symb}}$. Le spectre d'une OFDM avec espacement $1/T_{\text{symb}}$ est représenté en figure 3.8.

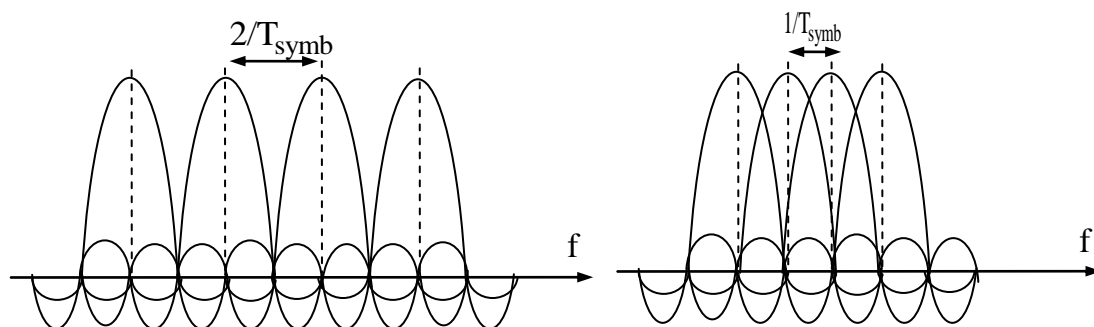


Fig 3.7 : Spectre de porteuses orthogonales

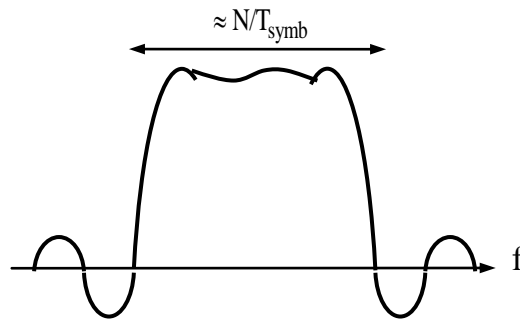


Fig 3.8 : Spectre d'un signal OFDM

De façon à minimiser la largeur du spectre OFDM, on a opté pour un espacement de $1/T_{\text{symb}}$. Donc :

$$f_k = f_0 + \frac{k}{T_s} \quad (3.4)$$

$$\text{D'où : } s(t) = e^{2j\pi f_0 t} \sum_{k=0}^{N-1} X_k e^{2j\pi \frac{kt}{T_{\text{symb}}}} \quad (3.5)$$

On peut faire les remarques suivantes :

- La bande occupée est à peu près $B = N / T_{\text{symb}}$ (en excluant les lobes secondaires de part et d'autre de la bande).
- Si le symbole X_k transporte q bits, le débit total est (nombre de bits par seconde) $qN / T_{\text{symb}} = qB$. Pour une largeur de bande utilisée, le débit ne dépend donc pas de la durée des symboles ni du nombre de sous-porteuses.
- Lorsque l'échantillonnage est effectué précisément à la fréquence f_k d'une sous-porteuse, il n'y a aucune interférence avec les autres sous-porteuses, c'est ce qui permet de recouvrir les spectres des différentes porteuses et d'obtenir ainsi une occupation optimale du spectre. Le nombre de sous-porteuses N est choisi de manière à remplir les deux conditions primordiales : $T_{\text{symb}} \gg T_m$ afin de pouvoir considérer le canal plat et $T_{\text{symb}} \ll 1/B_d$, comme on l'a vu au premier chapitre.

3.4 Principes du modulateur et du démodulateur utilisant les transformées de Fourier discrètes

La réalisation de N modulateurs et démodulateurs indépendants est très difficile à obtenir. Une solution à ce problème est l'utilisation de la transformation de Fourier qui permet de réaliser facilement les modulateur et démodulateurs OFDM comme on va le voir.

3.4.1 Transformée de Fourier discrète

La transformée de Fourier d'une fonction $f(x)$ est définie par :

$$F(w) = \int_{-\infty}^{\infty} f(x) e^{-jwx} dx \quad (3.6)$$

Et son inverse est donnée par :

$$f(x) = \int_{-\infty}^{\infty} F(w) e^{jwx} dx \quad (3.7)$$

Cependant, l'ère du numérique a exigé un changement dans la forme traditionnelle de la transformée de Fourier pour ajuster les valeurs discrètes qui existent dans tous les systèmes numériques. Cette série modifiée a été appelée Transformée de Fourier Discrète (DFT). La DFT d'un système de temps discret est défini par:

$$X(k) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n) e^{-\frac{j2\pi kn}{N}} \quad 0 \leq k \leq N-1 \quad (3.8)$$

Et son inverse est donnée par :

$$x(k) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} X(n) e^{\frac{j2\pi kn}{N}} \quad 0 \leq k \leq N-1 \quad (3.9)$$

Cependant, dans les systèmes OFDM, on utilise une autre forme de la DFT appelée transformée de Fourier rapide (FFT), qui est un algorithme DFT qui réduit le nombre d'opérations de calcul.[6]

3.4.2 Modulateur et démodulateur OFDM

Soit X_k^ℓ le symbole émis sur la $k^{\text{ième}}$ sous-porteuse de la $\ell^{\text{ième}}$ trame OFDM ($\ell = 0, \dots, \infty$ et $k = 0, \dots, N-1$).

Le signal OFDM de la $\ell^{\text{ième}}$ trame en bande de base s'écrit :

$$x^\ell(t) = \sum_{k=0}^{N-1} X_k^\ell e^{j2\pi f_k(t - \ell T_{\text{symb}})} \quad (3.10)$$

Discretisons ce signal en posant $t = \ell T_{\text{symb}} + nT_s$, où T_s représente la durée du symbole de la modulation numérique et T_{symb} la durée de la trame OFDM avec :

$$T_s = T_{\text{symb}} / N \quad \text{et} \quad f_k = k / T_{\text{symb}}$$

On aura alors :

$$x^\ell(n) = \sum_{k=0}^{N-1} X_k^\ell e^{j2\pi \frac{kn}{N}} \quad (n = 0, \dots, N-1) \quad (3.11)$$

Par comparaison avec l'équation 3.9, on observe que le signal OFDM est simplement la transformée de Fourier discrète inverse des symboles $X(k)$ d'où l'implantation du modulateur OFDM par transformée de Fourier inverse (Figure 3.9).

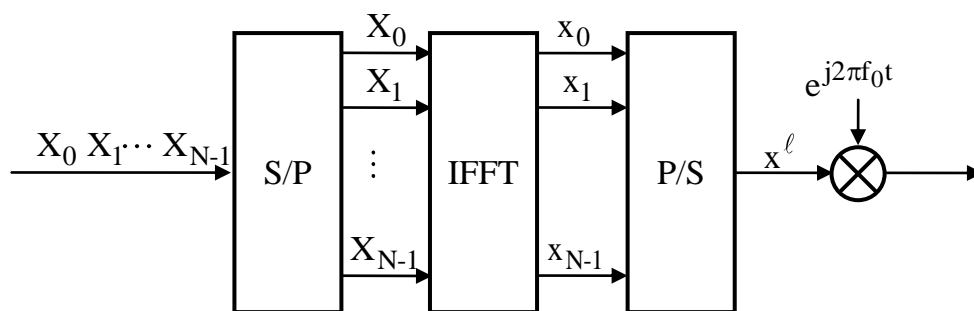


Fig 3.9 : Modulateur OFDM numérique à FFT

De la même façon, considérons le signal OFDM en bande de base reçu noté $y^\ell(t)$ où on a omis le bruit :

$$y_\ell(n) = \sum_{k=0}^{N-1} H_k X_k^\ell e^{j2\pi \frac{kn}{N}}$$

avec H_k est la fonction de transfert du canal autour de la fréquence f_k . Cette fonction varie lentement et on peut la supposer constante.

On remarque que $y^\ell(n)$ est la transformée de Fourier discrète directe de $H_k X_k^\ell$

La démodulation consiste donc à effectuer une transformée de Fourier directe discrète comme le montre la figure 3.10 du démodulateur OFDM et à égaliser le canal en divisant chaque sortie de la FFT par le coefficient H_k correspondant.[7]

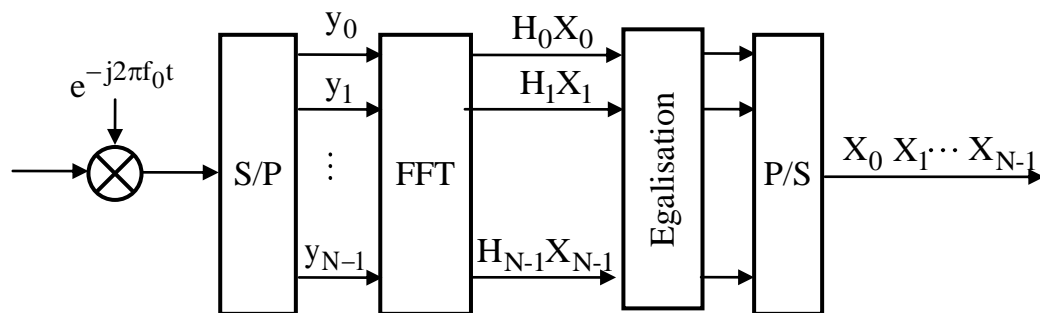


Fig 3.10 : Démodulateur OFDM numérique à FFT

3.5 Problème des interférences entre symboles : intervalle de garde

3.5.1 L'interférence entre symboles (IES)

Dans un environnement à trajets multiples, un symbole transmis prend différents retards pour arriver au récepteur par différents chemins de propagation. Du point de vue du récepteur, le canal présente une dispersion temporelle dans laquelle la durée du symbole reçu est étalée. Prolonger la durée de symbole, fait chevaucher le symbole reçu courant avec les symboles reçus précédemment, ce qui donne naissance à l'interférence entre symboles noté en abrégé IES ou ISI (Inter Symbol Interference) en Anglais.

3.5.2 L'intervalle de garde

Dans la figure 3.11, on observe qu'en présence d'un canal multi-trajet, des versions décalées du symbole n s'additionnent entre eux et avec les symboles $n-1$, créant de l'IES. La récupération du symbole est alors impossible.

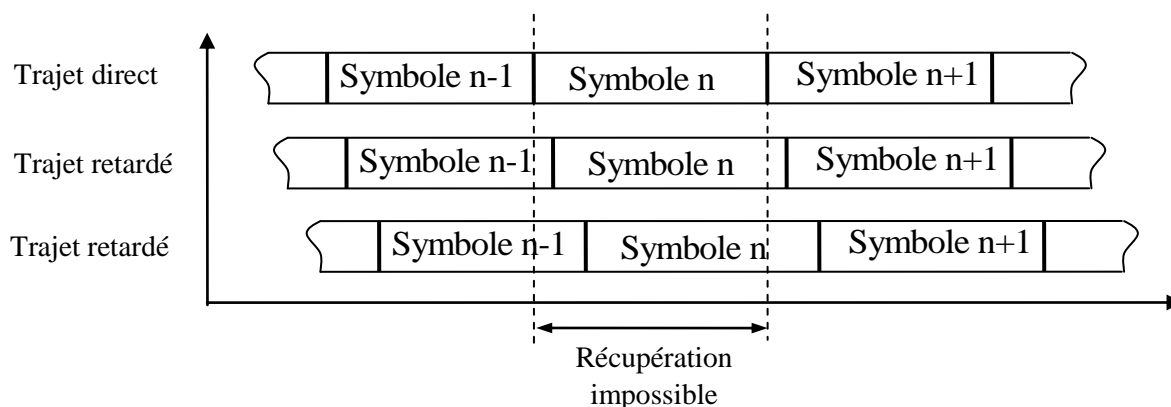


Fig 3.11 : Effet des multi trajets sur le signal OFDM

Pour absorber ce retard, une astuce consiste à allonger le symbole OFDM avec un intervalle de garde (GI). La figure 3.12 montre que grâce à l'intervalle de garde, il n'y a plus d'interférence entre symboles et la récupération des symboles est alors possible.

La durée de l'intervalle est généralement comprise entre $1/4$ et $1/32$ de la durée du symbole. Le débit utile est réduit dans les mêmes proportions.

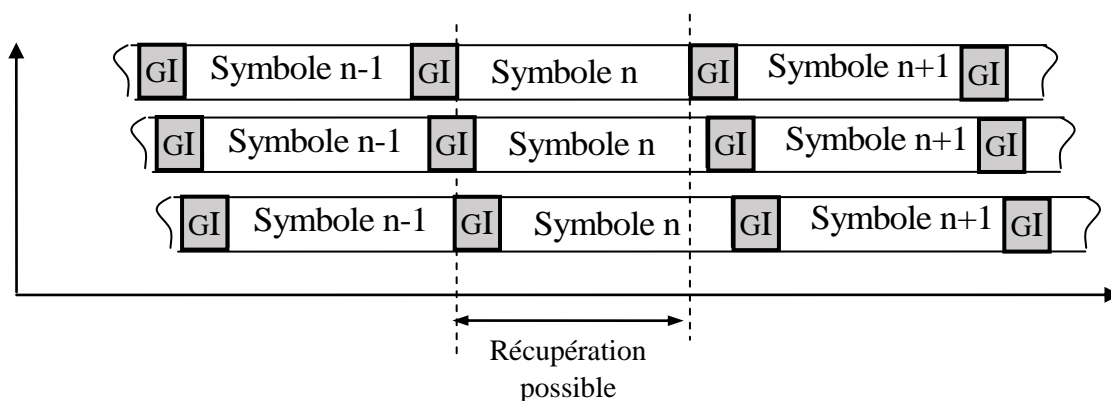
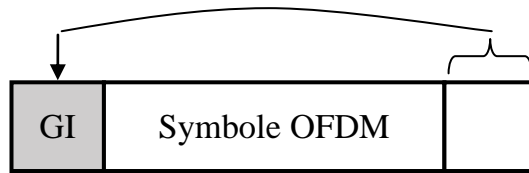


Fig 3.12 : Effet de l'intervalle de garde sur le signal OFDM

La question qui se pose est que doit-on mettre dans l'intervalle de garde pour pouvoir décoder correctement le symbole n ?

La réponse est qu'il faut restaurer l'orthogonalité des sous-porteuses qui a été perdue. Pour cela, on va copier la fin du symbole au début comme le montre le schéma suivant.



Raisonnons sur des porteuses réelles. Chaque porteuse OFDM correspond à un nombre entier de périodes sur le symbole OFDM (de 0 à $N-1$). En copiant la fin du symbole dans l'intervalle de garde, on prolonge le signal sans créer de discontinuité. On appelle cette donnée le préfixe cyclique (Figure 3.13).

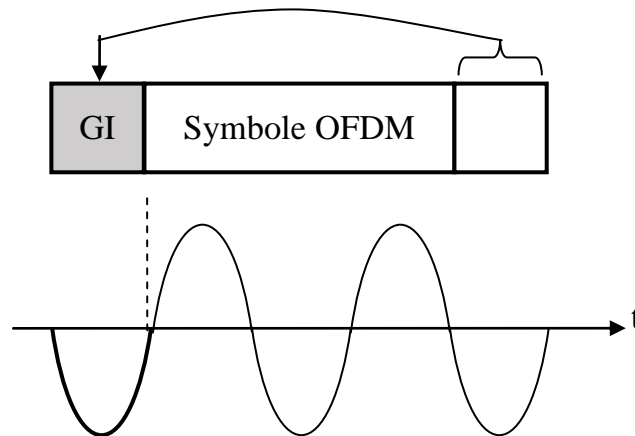


Fig 3.13 : Restauration des porteuses

Que se passe-t-il en présence d'ISI

Continuons le raisonnement avec une porteuse réelle. On additionne des versions décalées du symbole. Si l'intervalle de garde est plus long que le retard max du canal T_m , alors on obtient la somme de signaux sinusoïdaux de même fréquence, mais d'amplitude et de phase différents (Figure 3.14).

Cette somme est un signal sinusoïdal de même fréquence mais dont la phase et l'amplitude ont changé. Ce changement correspond au la réponse H_k du canal. Ce raisonnement est valable pour toutes les sous-porteuses.

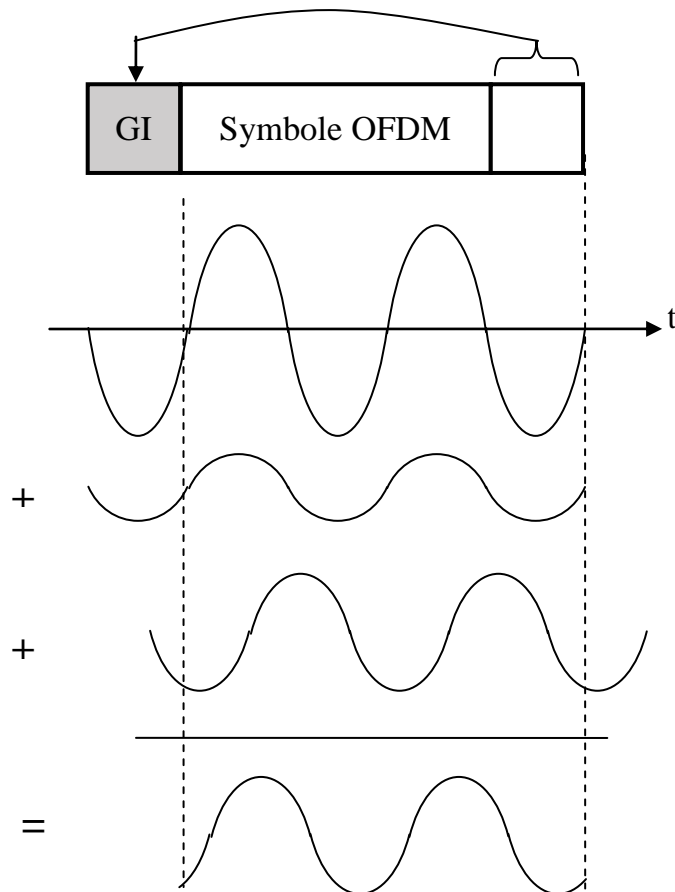


Fig 3.14 : Récupération du symbole OFDM

La figure 3.15 montre la structure d'un symbole OFDM après insertion du préfixe cyclique où N_{cp} désigne la longueur du préfixe.

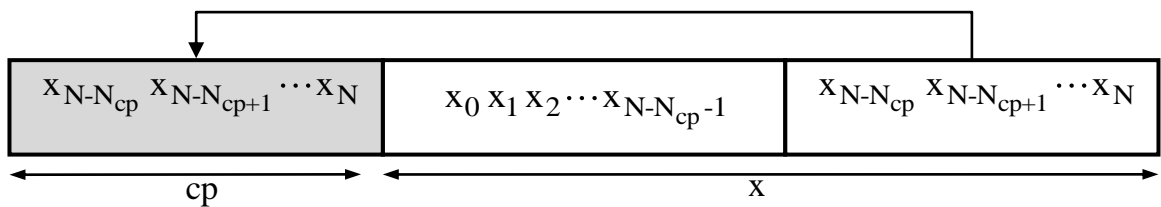


Fig.3.15 Symbole OFDM après insertion du préfixe

3.5.3 Chaîne de transmission OFDM

Le synoptique de la figure 3.16 illustre les différents modules qui composent la chaîne de transmission OFDM. Le modulateur transforme les données binaires b_i de durée T_b) en symboles complexes X_k de durée $T_s = (\text{Log}_2 M)T_b$, où M est la taille de la constellation de la modulation numérique utilisée.

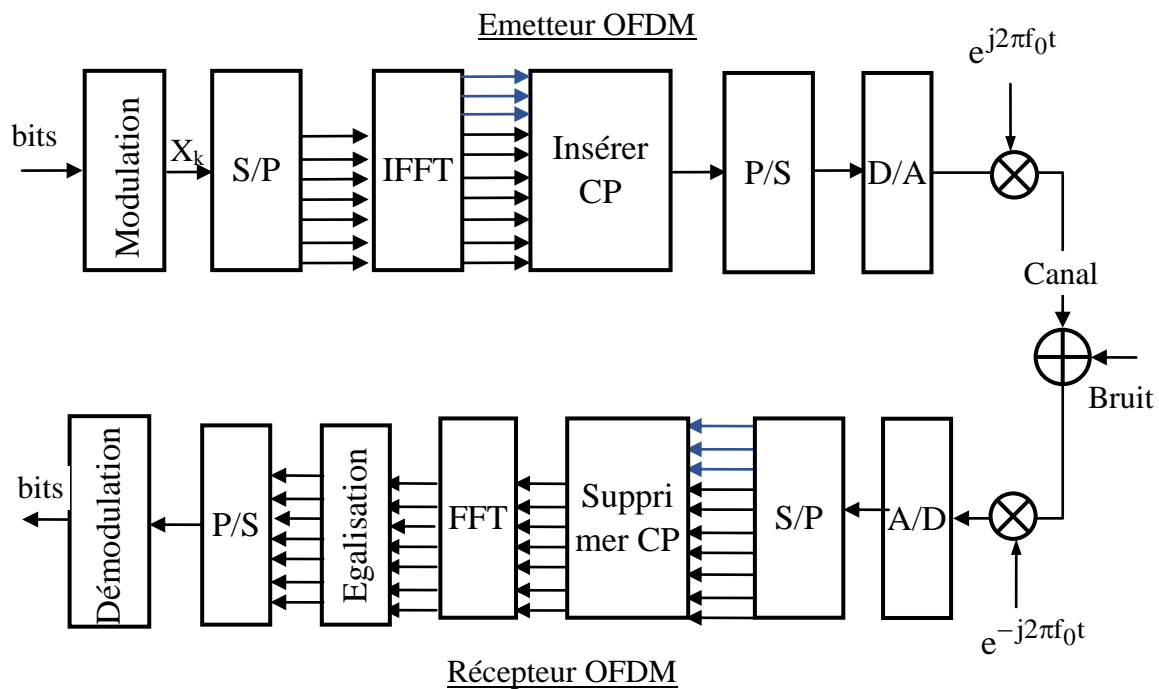


Fig.3.16 : Schéma bloc d'un système OFDM en bande de base

Le convertisseur série parallèle dispose les symboles X_k en groupes (trames) de N symboles, la durée d'une trame T_{symb} et N fois plus grande que la durée d'un symbole en série T_s . En appliquant ensuite une transformée de Fourier inverse, on obtient la trame (symbole) OFDM. L'IFFT est utilisée afin de transformer le spectre du signal OFDM au domaine temporel pour la transmission à travers le canal. On copie ensuite les N_{cp} derniers symboles de la trame OFDM, ce qui constitue le préfixe cyclique de durée T_g , et on les ajoute au début de la trame. Après conversion parallèle-série, on obtient enfin le symbole OFDM qui contient $N_T = N + N_{\text{cp}}$ symboles de durée totale $T_t = T_{\text{symb}} + T_g$. Ce signal numérique est converti en un

signal analogique par le convertisseur D/A pour obtenir le signal OFDM en bande de base. Ce signal est multiplié avec la porteuse de fréquence f_0 pour obtenir le signal passe-bande qui est finalement émis dans le canal de transmission.

A la réception, les opérations inverses sont réalisées, commençant par la suppression du préfixe cyclique, la décomposition spectrale des échantillons reçus calculée en utilisant l'algorithme FFT et enfin la démodulation pour retrouver les données binaires transmises. [8]

3.6 Conclusion

Nous avons présenté dans ce chapitre la technique de transmission OFDM qui permet de diminuer l'effet des distorsions dues aux interférences entre symboles en émettant en parallèle sur un ensemble de sous-porteuses orthogonales tout en conservant un débit élevé. Nous avons montré aussi l'importance de l'insertion du préfixe cyclique qui permet de résoudre le problème des multi-trajets tout en simplifiant l'égalisation.

CHAPITRE 4 : ESTIMATION DES CARACTERISTIQUES DU CANAL

4.1 Introduction

Dans ce chapitre, on s'intéresse aux techniques d'estimation des caractéristiques du canal de transmission à l'aide de symboles pilotes. Pour cela, il y a deux problèmes principaux à prendre en considération pour mieux comprendre le but de ce travail.

- Le premier problème est le positionnement des pilotes dans la grille temps-fréquence.
- Le second est la conception d'un estimateur de moindre complexité et une grande capacité à suivre les variations du canal.

On retrouve dans la littérature spécialisée, d'une part les estimateurs utilisant des blocs de pilotes qui peuvent être basées sur l'algorithme à moindres carrés (LS) et l'algorithme linéaire à erreur quadratique moyenne minimale (LMMSE), et d'autre part les estimateurs utilisant des pilotes en forme de peigne qui incluent les algorithmes précédents avec interpolation et aussi l'algorithme à vraisemblance maximale (ML). On peut aussi retrouver un troisième type d'arrangement des pilotes qui est une combinaison entre les deux méthodes d'arrangements cités précédemment, et qui utilise les trois algorithmes d'estimation LS, LMMSE et ML combinés avec différentes techniques d'interpolation.

On va dans ce chapitre donner un aperçu général des méthodes qui seront utilisées dans nos simulations.

4.2 Arrangements des symboles pilotes

Les méthodes d'estimation sont basées sur l'insertion de symboles pilotes connus par le récepteur, afin d'estimer et d'interpoler les composantes de la réponse du canal. Ces méthodes se divisent en trois grandes classes suivant le type d'insertion effectué.[8]

4.2.1 Configuration en bloc

Dans cette configuration, on insère périodiquement des trames entières appelées blocs de pilotes. Cette configuration est développée sous la supposition d'un canal à évanouissement lent. Les caractéristiques du canal seront connues pour toutes les fréquences mais à des intervalles de temps K_t (Figure 4.1).

Le paramètre K_t doit être inférieur au temps de cohérence du canal ou ce qui revient au même à l'inverse de la fréquence Doppler ($K_t \leq T_c$).

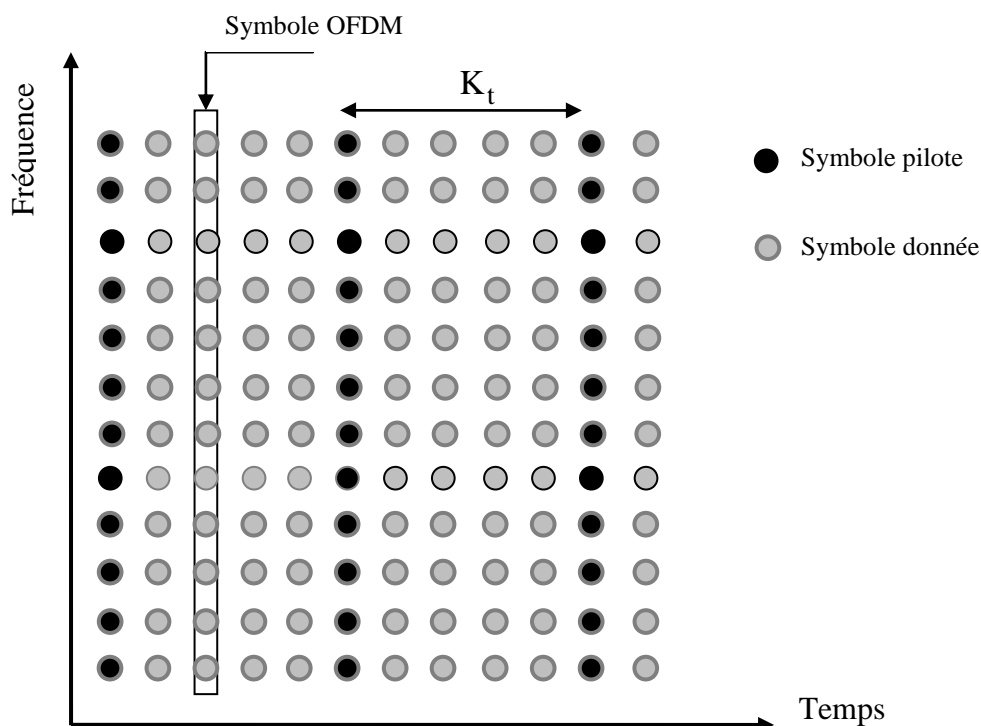


Fig. 4.1 : Configuration des pilotes en blocs

4.2.2 Configuration en peigne

Tandis que, dans la deuxième configuration, des symboles pilotes sont envoyés de façon continue sur certaines sous-porteuses, appelées porteuses pilotes. Dans ce cas, l'état du canal est toujours connu, mais uniquement pour quelques fréquences porteuses, avec un intervalle de fréquence K_f , ce qui impose donc une interpolation fréquentielle (Figure 4.2).

Ce modèle est appliqué sur des symboles OFDM consécutifs pour pouvoir suivre l'évolution dans le temps de la fonction de transfert du canal. Il faut que l'écart fréquentiel entre les porteuses pilotes K_f soit inférieur à la bande de cohérence du canal B_c ($K_f \leq B_c$).

Ce type d'arrangement est souhaitable pour les canaux à évanouissement rapides.

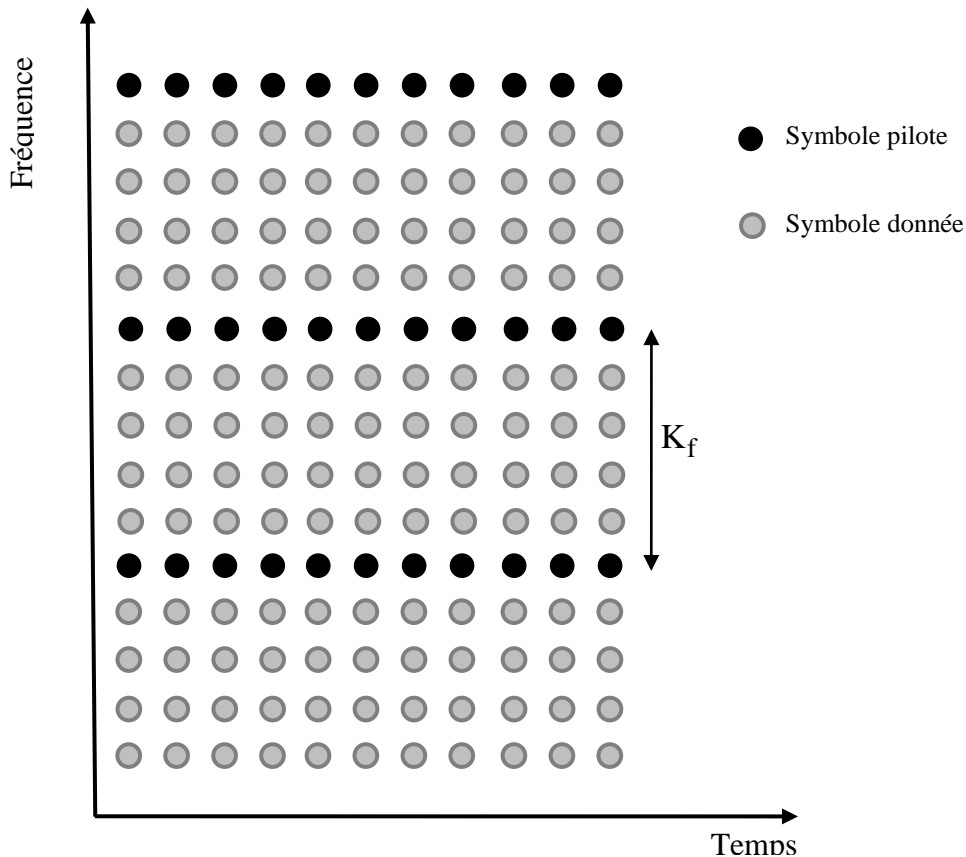


Fig. 4.2 : Configuration des pilotes en peigne (Comb)

4.2.3 Configuration en treillis

La troisième configuration est une combinaison entre les deux configurations précédentes, où les symboles pilotes sont placés à des intervalles de temps K_t et des intervalles de fréquence K_f (Figure 4.3). On doit avoir $K_f \leq B_c$ et $K_t \leq T_c$

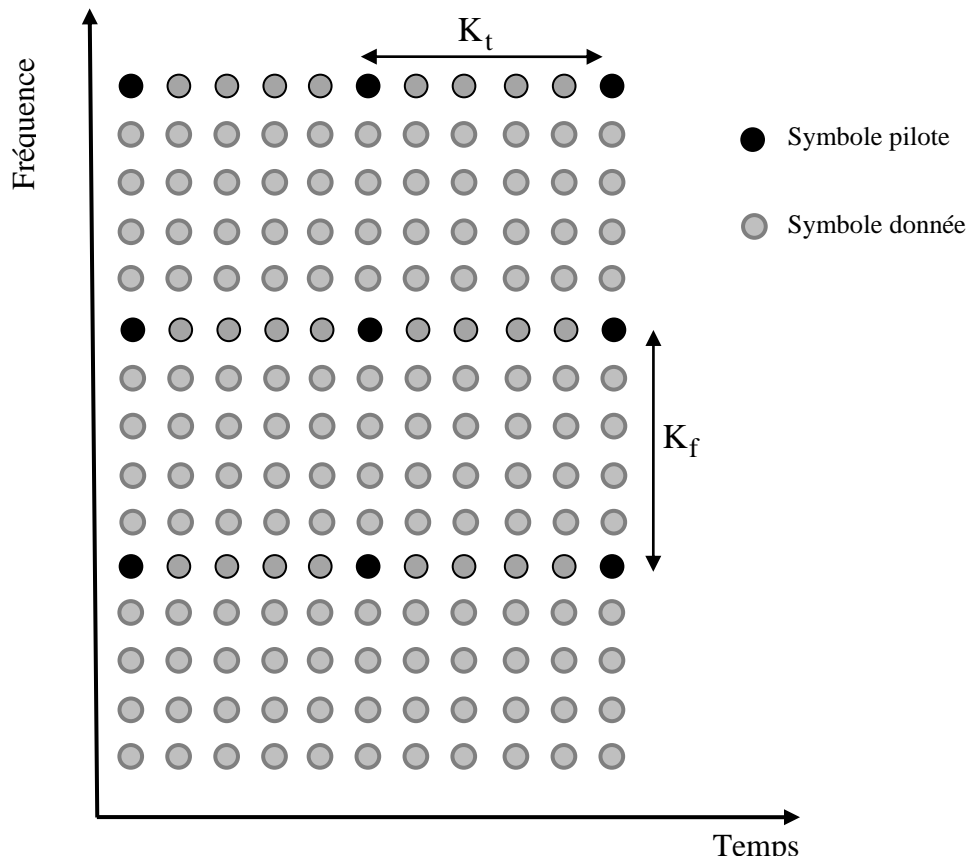


Fig 4.3 : Configuration des pilotes en treillis

4.3 Les estimateurs

Différents types d'estimateurs sont utilisés pour estimer la réponse du canal multi-trajets afin d'effectuer l'égalisation du canal dans les systèmes de transmission OFDM. Nous avons choisi de présenter ceux qui seront utilisés dans nos simulations.

4.3.1 L'estimateur LS

Soit X et Y les vecteurs d'entrée du bloc IFFT du modulateur OFDM et de sortie du bloc FFT du démodulateur OFDM respectivement, H le vecteur réponse du canal et Z vecteur de bruit. On note $\text{var}[X_k] = \sigma_x^2$ et $\text{var}[Z_k] = \sigma_z^2$ ($k=0 \dots N-1$) avec $E\{[Z_k]\} = 0$

On a alors la relation :

$$\begin{aligned}
 \mathbf{Y} = \begin{bmatrix} Y_0 \\ Y_1 \\ \vdots \\ Y_{N-1} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} X_0 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & X_1 & \cdots & 0 \\ \vdots & 0 & \ddots & 0 \\ 0 & 0 & \cdots & X_{N-1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} H_0 \\ H_1 \\ \vdots \\ H_{N-1} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} Z_0 \\ Z_1 \\ \vdots \\ Z_{N-1} \end{bmatrix} \\
 (4.1)
 \end{aligned}$$

Et sous forme matricielle :

$$\mathbf{Y} = \mathbf{X}\mathbf{H} + \mathbf{Z} \tag{4.2}$$

L'estimateur de canal à moindres carrés LS consiste à minimiser le critère :

$$\begin{aligned}
 J(\hat{\mathbf{H}}) &= \|\mathbf{Y} - \mathbf{X}\hat{\mathbf{H}}\|^2 \\
 &= (\mathbf{Y} - \mathbf{X}\hat{\mathbf{H}})^H (\mathbf{Y} - \mathbf{X}\hat{\mathbf{H}}) \\
 &= \mathbf{Y}^H \mathbf{Y} - \mathbf{Y}^H \mathbf{X}\hat{\mathbf{H}} - \hat{\mathbf{H}}^H \mathbf{X}^H \mathbf{Y} + \hat{\mathbf{H}}^H \mathbf{X}^H \mathbf{X}\hat{\mathbf{H}} \\
 (4.3)
 \end{aligned}$$

Où l'indice H désigne la matrice transposée conjuguée (hermitienne) et le chapeau l'estimation.

Pour déterminer le minimum, on annule la dérivée du critère par rapport à $\hat{\mathbf{H}}$:

$$\frac{\partial J(\hat{\mathbf{H}})}{\partial \hat{\mathbf{H}}} = -2(\mathbf{X}^H \mathbf{Y})^* + 2(\mathbf{X}^H \mathbf{X}\hat{\mathbf{H}})^* = 0 \tag{4.4}$$

Soit $\hat{\mathbf{H}}_{LS} = \mathbf{Y} / \mathbf{X}$

$$\hat{\mathbf{H}}_{LS} = \left[\frac{X_0}{Y_0}, \frac{X_1}{Y_1}, \dots, \frac{X_{N-1}}{Y_{N-1}} \right]^T \tag{4.5}$$

L'erreur quadratique moyenne (MSE) de cet estimateur est donnée par :

$$\text{MSE}_{LS} = \frac{\sigma_z^2}{\sigma_x^2} \tag{4.6}$$

Cette erreur est proportionnelle à l'inverse du rapport signal sur bruit, ce qui signifie qu'elle augmente avec le bruit dans le canal. L'avantage principal de cet estimateur est sa simplicité.

4.3.2 L'estimateur LMMSE

L'estimateur linéaire à erreur quadratique moyenne minimale (MMSE) minimise l'erreur quadratique moyenne entre le canal réel et estimé :

$$J(\hat{H}) = E\left\{\left|H - \hat{H}\right|^2\right\} \quad (4.7)$$

Soit $g = [g_k]^T$ ($k = 0, \dots, N-1$), la réponse impulsionnelle discrète du canal avec $H = Fg$ où F est une matrice qui contient les éléments de la transformation de Fourier discrète.

Notons par R_{gg} , R_{HH} et R_{YY} les matrices d'auto covariance de g , H et Y respectivement et par R_{gY} la matrice de covariance croisée entre g et Y . On a alors :

$$R_{HH} = E\{HH^H\} = E\{(Fg)(Fg)^H\} = FE\{gg^H\}F^H = FR_{gg}F^H$$

$$R_{gY} = E\{gY^H\} = E\{g(XFg + Z)^H\} = R_{gg}F^HX^H$$

$$R_{YY} = E\{YY^H\} = XFR_{gg}F^HX^H + \sigma_z^2 I_N$$

On suppose que R_{gg} et σ_z^2 sont connus du récepteur. De la théorie des filtres adaptatifs, la solution optimale en termes d'erreur quadratique moyenne qui donne l'estimateur MMSE de la réponse impulsionnelle du canal est :

$$\hat{g}_{MMSE} = R_{gg}R_{YY}^{-1}Y \quad (4.8)$$

Enfin on a :

$$\begin{aligned} \hat{H}_{MMSE} &= F\hat{g}_{LMMSE} \\ &= FR_{gg}R_{YY}^{-1}Y \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 &= \text{FR}_{gg} \mathbf{F}^H \mathbf{X}^H \left(\mathbf{X} \text{FR}_{gg} \mathbf{F}^H \mathbf{X}^H + \sigma_z^2 \mathbf{I}_N \right)^{-1} \mathbf{Y} \\
 &= \text{FR}_{gg} \mathbf{F}^H \left(\mathbf{X} \text{FR}_{gg} \mathbf{F}^H + \sigma_z^2 \left(\mathbf{X}^H \right)^{-1} \right)^{-1} \mathbf{Y} \\
 &= \text{FR}_{gg} \mathbf{F}^H \left(\text{FR}_{gg} \mathbf{F}^H + \sigma_z^2 \left(\mathbf{X}^H \right)^{-1} \mathbf{X}^{-1} \right)^{-1} \mathbf{Y}
 \end{aligned} \tag{4.9}$$

D'où finalement l'estimateur MMSE :

$$\hat{\mathbf{H}}_{\text{MMSE}} = \mathbf{R}_{\text{HH}} \left(\mathbf{R}_{\text{HH}} + \sigma_z^2 \left(\mathbf{X} \mathbf{X}^H \right)^{-1} \right)^{-1} \hat{\mathbf{H}}_{\text{LS}} \tag{4.10}$$

L'estimateur LMMSE donne des meilleures performances par rapport à l'estimateur LS, particulièrement dans le cas de faibles rapports signal sur bruit. L'inconvénient principal de cet estimateur est qu'il exige un volume de calcul très important du fait de l'inversion de matrice chaque fois que la matrice \mathbf{X} change.

4.3.3 L'estimateur MMSE modifié (MMSEM)

Pour diminuer la complexité de l'estimateur MMSE précédent on va effectuer quelques simplifications :

1. La première simplification consiste à remplacer le terme $\left(\mathbf{X} \mathbf{X}^H \right)^{-1}$ par son espérance $\mathbf{E} \left\{ \left(\mathbf{X} \mathbf{X}^H \right)^{-1} \right\}$. Cette espérance sera calculée comme suit :

$$\mathbf{E} \left\{ \left(\mathbf{X} \mathbf{X}^H \right)^{-1} \right\} = \mathbf{E} \left\{ \left| \frac{1}{\mathbf{X}_k} \right|^2 \right\} \mathbf{I}_N \tag{4.11}$$

L'estimateur MMSE modifié s'écrit :

$$\begin{aligned}
 \hat{\mathbf{H}}_{\text{MMSEM}} &= \mathbf{R}_{\text{HH}} \left(\mathbf{R}_{\text{HH}} + \sigma_z^2 \mathbf{E} \left\{ \left(\mathbf{X} \mathbf{X}^H \right)^{-1} \right\} \right)^{-1} \hat{\mathbf{H}}_{\text{LS}} \\
 &= \mathbf{R}_{\text{HH}} \left(\mathbf{R}_{\text{HH}} + \sigma_z^2 \mathbf{E} \left\{ \left| \frac{1}{\mathbf{X}_k} \right|^2 \right\} \mathbf{I}_N \right)^{-1} \hat{\mathbf{H}}_{\text{LS}}
 \end{aligned} \tag{4.12}$$

Faisons apparaitre le rapport signal sur bruit $\gamma = \frac{\sigma_z^2}{E\{|X_k|^2\}}$ dans cette expression :

$$\hat{H}_{\text{MMSEM}} = R_{\text{HH}} \left(R_{\text{HH}} + \frac{\sigma_z^2}{E\{|X_k|^2\}} E\{|X_k|^2\} E\left\{\left|\frac{1}{X_k}\right|^2\right\} I_N \right)^{-1} \hat{H}_{\text{LS}}$$

Et posons :

$$\beta = E\{|X_k|^2\} E\left\{\left|\frac{1}{X_k}\right|^2\right\} \quad (4.13)$$

On a alors :

$$\hat{H}_{\text{MMSEM}} = R_{\text{HH}} \left(R_{\text{HH}} + \frac{\beta}{\gamma} I_N \right)^{-1} \hat{H}_{\text{LS}} \quad (4.14)$$

β Est une constante qui dépend de la constellation du signal. Elle est égale à 1 pour la MPSK et 9/7 pour la QAM.

4.4 L'interpolation

Dans l'estimation de canal basée sur le deuxième et troisième cas d'arrangement des pilotes, une technique efficace d'interpolation est nécessaire afin d'estimer le canal aux sous-porteuses de données en utilisant l'information sur le canal aux sous-porteuses pilotes.

L'interpolation est utilisée pour estimer le canal aux sous-porteuses de données, ou le vecteur $\hat{H}^{(p)}$ de longueur N_p est interpolé pour donner un vecteur \hat{H} de longueur N , ($N_p = N / K_f$). Les méthodes de l'interpolation sont récapitulées dans ce qui suit.

4.4.1 Interpolation linéaire (LI)

La méthode LI utilisée pour estimer le canal aux sous-porteuses de données entre deux sous-porteuses pilotes \hat{H}_m^p et \hat{H}_{m+1}^p est donnée par :

$$\hat{H}_k = \hat{H}_{mK_f+\ell} = \hat{H}_m^p + \ell \frac{\hat{H}_m^p - \hat{H}_{m+1}^p}{K_f} \quad (4.15)$$

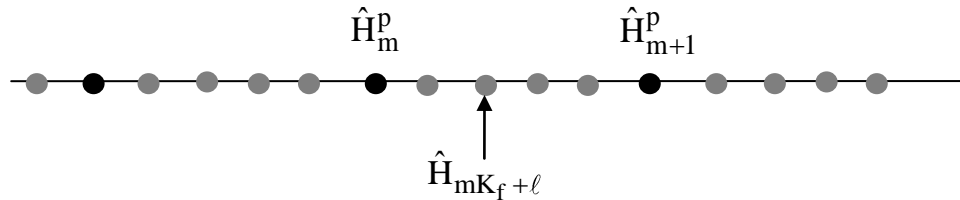


Fig. 4.4 : Interpolation linéaire

4.4.2 Interpolation du second ordre (SOI)

La méthode SOI s'exécute mieux que la méthode linéaire. L'estimation du canal aux sous-porteuses de données est obtenue par la combinaison linéaire des trois estimations des sous-porteuses pilotes adjacentes. L'estimation par l'interpolation de second ordre est donnée par:

$$\hat{H}_{mK_f+1} = c_1 \hat{H}_{m-1}^p + c_0 \hat{H}_m^p + c_{-1} \hat{H}_{m+1}^p \quad (4.16)$$

Avec

$$\begin{cases} c_1 = \alpha(\alpha - 1) / 2 \\ c_0 = -(\alpha - 1)(\alpha + 1) \\ c_{-1} = \alpha(\alpha + 1) / 2 \\ \alpha = \ell / N \end{cases}$$

4.4.3 Interpolation par splines cubiques (CSI)

Dans l'algorithme CSI, la fonction de transfert de chaque sous-porteuse est approchée par un polynôme de troisième ordre par rapport. L'estimation est faite par l'obtention de coefficients de polynômes en utilisant quatre sous-porteuse pilotes adjacentes et leurs dérivés du second ordre.

Dans nos simulations nous utilisons la fonction 'interp1' de Matlab avec la méthode cubique.

4.5 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons passé en revue les différents types d'arrangements des symboles pilotes dans la grille temps-fréquence permettant d'estimer le canal de transmission afin de faire l'égalisation. Nous avons ensuite présenté les techniques de base d'estimation de canal à partir de ces arrangements, à savoir les algorithmes LS et MMSE qui seront utilisées dans notre travail.

CHAPITRE 5 : SIMULATION ET RESULTATS

5.1 Introduction et objectifs

Nous proposons dans le cadre de cette étude en utilisant l'environnement MATLAB, des simulations liées aux configurations d'une transmission OFDM. Nous avons réalisé une simulation d'une chaîne de transmission OFDM dans un canal multi-trajet à bruit additif et nous proposons une étude comparative des différentes méthodes d'estimation ainsi que leurs performances en termes de taux d'erreur en fonction du rapport signal sur bruit.

5.2 Paramètres de la simulation

- **Nombre de sous-porteuse**

Le nombre de sous-porteuses N peut être déterminé en se basant sur la largeur de bande du canal, le débit et la durée utile du symbole. Le nombre de sous-porteuses correspond au nombre de points complexes qui sont traités dans la FFT. On a choisi $N=64$ ou 1024 selon les besoins.

- **Modulation numérique de base**

Dans ce travail, nous avons fait le choix d'utiliser un codage de Gray avec des constellations MPSK avec $M=4, 8$ et 16 . Le codage de Gray consiste à assigner aux symboles complexes des mots binaires de telle façon que les mots entre symboles voisins ne soient distants que de 1 bit. Avec un codage de Gray, une erreur sur un symbole ne produit alors qu'une erreur d'un bit.

- **La transformée de Fourier**

On utilise la transformée de Fourier discrète rapide et son inverse (Fonctions `fft` et `ifft` de Matlab) pour moduler et démoduler les données parallèles de l'OFDM.

- **Intervalle de garde**

L'intervalle de garde est choisi pour être plus grand que l'étalement du retard de canal. Nous l'avons fixé en général à $N/4$, ce qui correspond à 25% de la durée utile d'un symbole OFDM.

- **Canal de transmission**

Nous utilisons un modèle de canal à évanouissement par trajets multiples de type Rayleigh qui correspond au cas le plus défavorable de propagation, puisqu'il ne contient pas de trajet direct et l'effet Doppler n'est pas pris en compte dans la modélisation du canal, c'est-à-dire qu'on suppose un utilisateur qui n'est pas en mouvement. Le nombre de multi-trajets a été fixé en général à deux. Nous avons utilisé la fonction de Matlab `Rayleighchan(Ts,tau)` où T_s représente la période d'échantillonnage.

Le bruit aditif est considéré comme un bruit blanc gaussien.

Nous allons étudier dans ce qui suit l'influence de certains paramètres sur les performances de la MSK-OFDM.

5.3 Influence du retard du canal sur la BER

Pour observer l'influence du retard du canal sur les performances de l'OFDM, nous avons utilisé un seul trajet indirect dont le retard varie de 0 jusqu'à $250T_s$ pour les modulations 4, 8 et 16PSK et nous avons fixé la durée du préfixe cyclique à $16T_s$ et on a supposé un canal connu.

Le résultat de simulations est montré en figure 5.1. On observe effectivement que le taux d'erreur par bit (BER) est presque nul lorsque le retard du canal est inférieur au préfixe. Par contre la BER augmente rapidement lorsque le retard dépasse la durée du préfixe ce qui correspond bien à la théorie. On peut dire que le système de multiplexage OFDM permet de lutter efficacement contre les multi-trajets lorsque la longueur du préfixe est bien choisie.

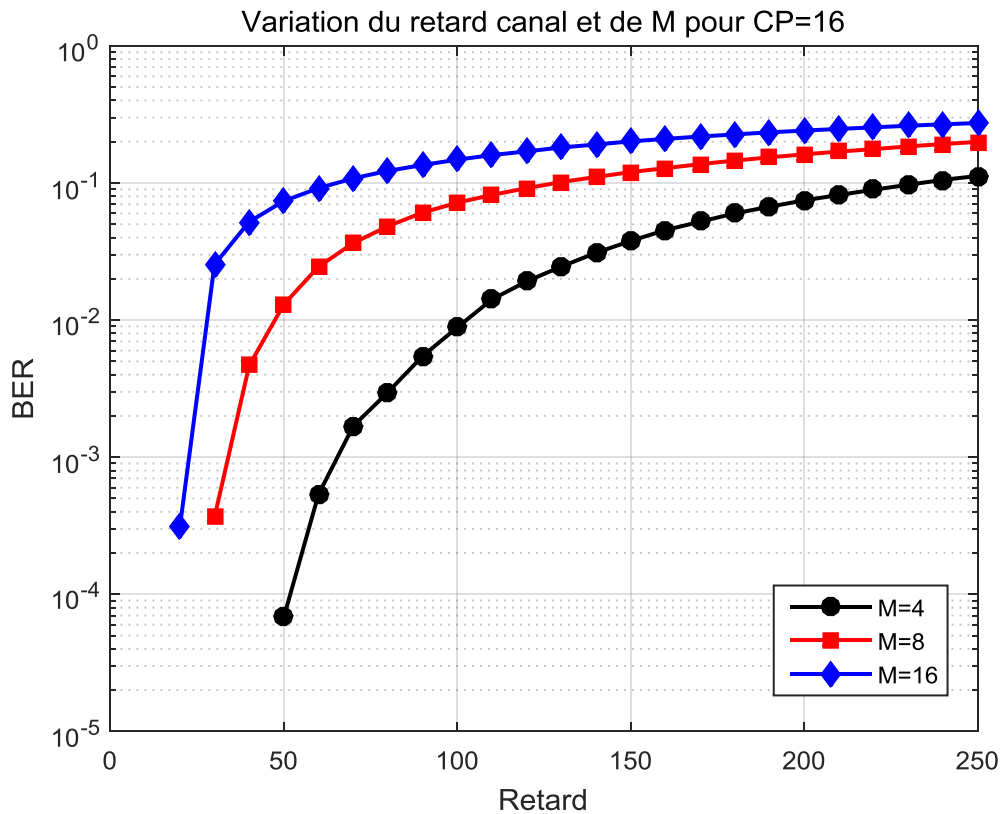


Fig 5.1 BER en fonction du retard canal et M pour CP=16

5.4 Influence des multi-trajets sur la BER

Dans cette partie, nous avons regardé la variation du nombre de multi-trajets sur les performances de l'OFDM. La figure 5.2 montre les résultats de cette simulation où on remarque que pour les trois premières courbes qui correspondent à 1, 2 et 3 trajets dont le retard maximum est inférieur au préfixe fixé à 16, les BER sont à peu près similaires. Par contre pour la dernière courbe en pointillé qui contient quatre trajets dont un de retard dépassant 16, la BER se dégrade.

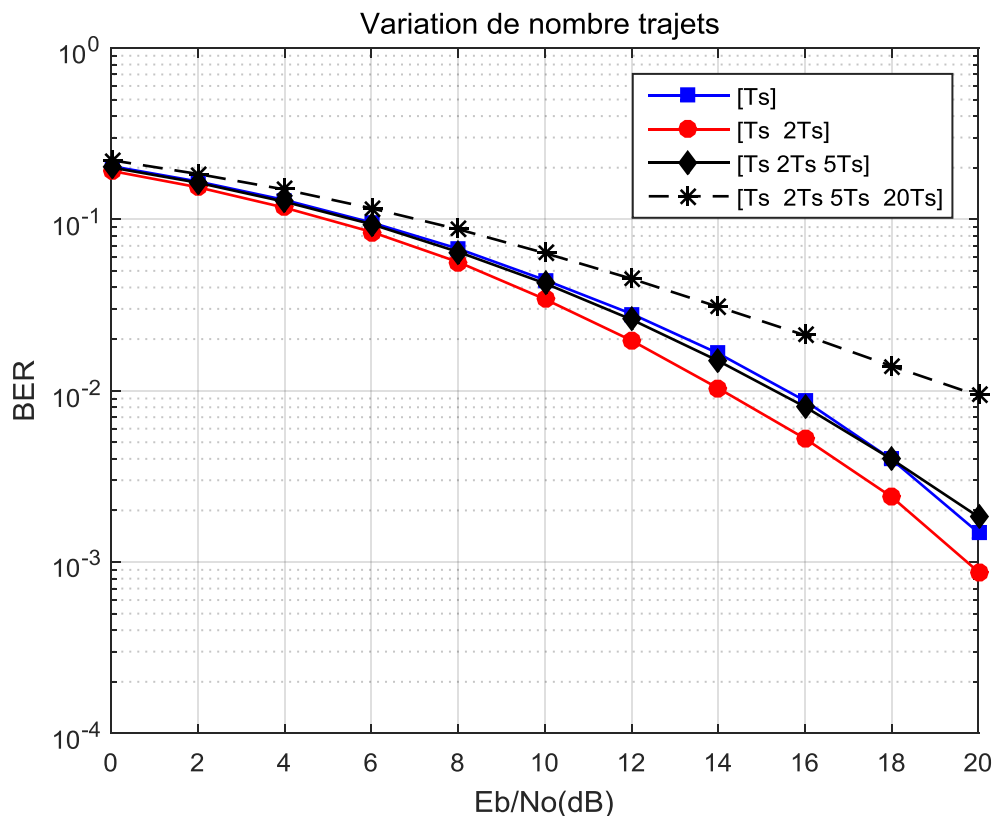


Fig 5.2 BER en fonction du nombre de multi-trajets pour $M=16$ et $CP=16$

5.5 Comparaison des différents estimateurs du canal

Dans cette partie on s'intéresse à l'étude de l'impact des différents techniques d'égalisation avec des estimateurs de canal présentés dans les chapitre antérieur ainsi qu'aux différentes modulations (4PSK, 8PSK, 16PSK), sur les courbes des taux d'erreur par bit (BER) afin d'avoir des signaux optimaux à la réception.

Nous avons ainsi trois figures 5.3, 5.4 et 5.5 correspondant respectivement aux modulations 4, 8 et 16PSK où nous comparons les estimateurs suivants :

- La courbe théorique simule une courbe d'erreur d'une transmission MPSK dans un canal à bruit gaussien sans multi-trajets.
- La courbe 'canal connu' représente une courbe d'erreur d'une transmission MPSK-OFDM avec une estimation d'un canal de Rayleigh de caractéristiques supposé connu.

- Les deux courbes LS-Block et LS-Comb représentent des courbes d’erreur pour l’estimateur de type LS pour les dispositions de pilotes en blocs et en peigne respectivement.
- La courbe LMMSE-Block représente la courbe d’erreur pour un estimateur de type LMMSE avec une disposition des pilotes en blocs.

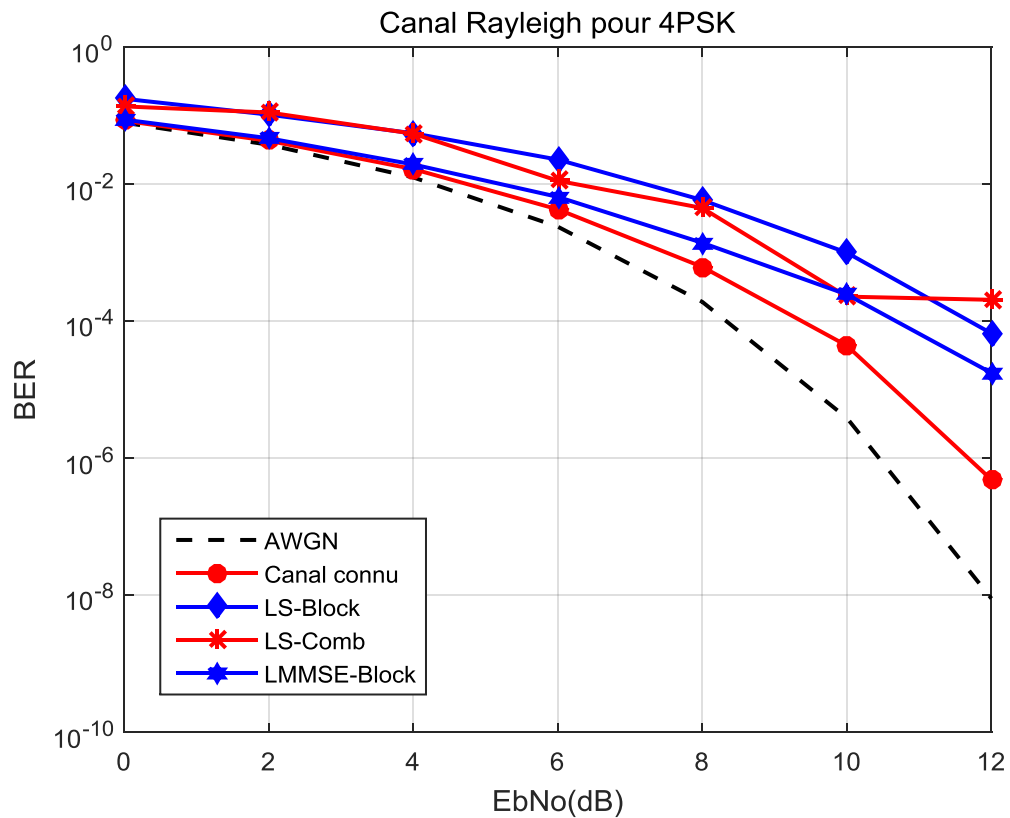


Fig 5.3 : BER en fonction d' E_b/N_0 pour 4PSK-OFDM

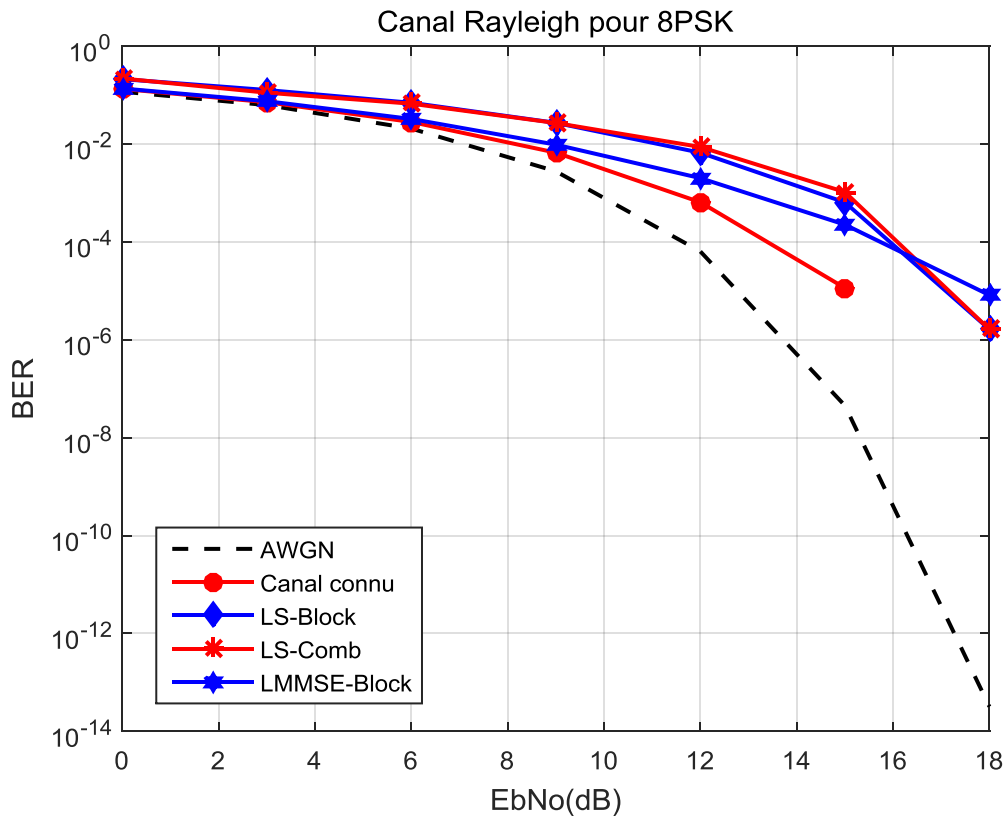


Fig 5.4: BER en fonction d' E_b/N_0 pour 8PSK-OFDM

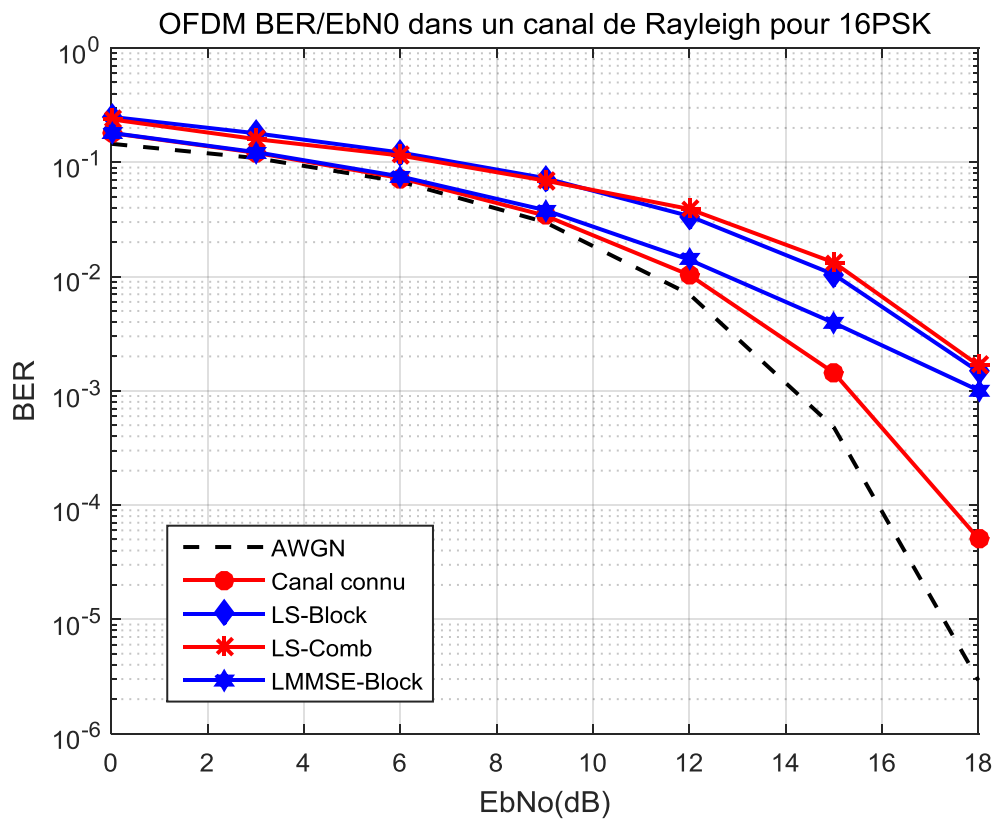


Fig 5.5 : BER en fonction d' E_b/N_0 pour 16PSK-OFDM

On remarque dans les trois figures que les performances de l'estimateur LMMSE est la meilleure puisqu'il se rapproche de la courbe de l'estimation 'canal connu'. Par contre l'estimateur LS pour les deux dispositions Block et Comb a des performances moindres. Ces résultats rejoignent les études théoriques sur ces estimateurs.

Ce résultat, on peut l'observer sur la figure 5.6 où nous avons représenté le module de la réponse fréquentielle du canal pour ces différents estimateurs. On constate les mêmes résultats que précédemment. Il faut ajouter en plus que l'estimateur LS-Comb permet de lisser mieux la courbe de réponse du fait de l'interpolation et qu'en outre on a constaté que le paramètre de séparation K_f entre les pilotes doit être bien ajusté.

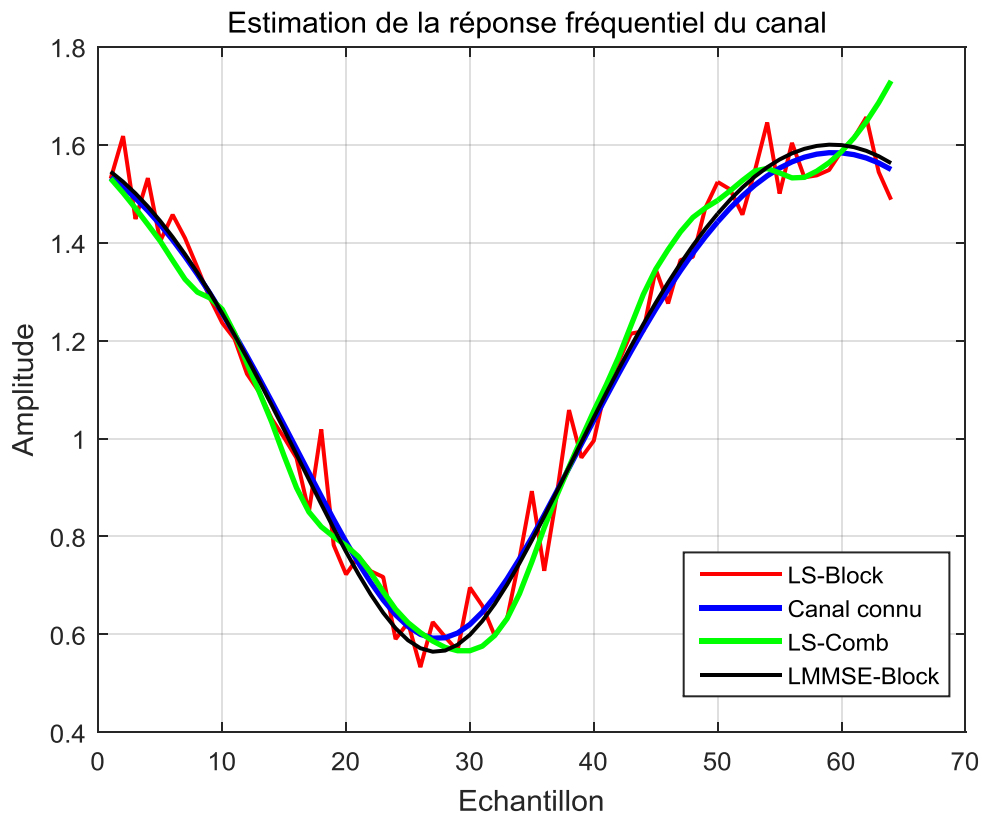


Fig 5.6 : Réponse fréquentiel du canal pour les différents estimateurs

5.6 Influence du nombre de symboles M

Dans ce paragraphe, nous comparons l'effet de la variation du nombre de symboles M de la PSK sur l'OFDM. Les résultats sont présentés en figure 5.7. Comme en MPSK seule, on voit que la BER se dégrade lorsque M augmente.

Les meilleures performances correspondent à $M=4$ c'est-à-dire à la QPSK bien connue.

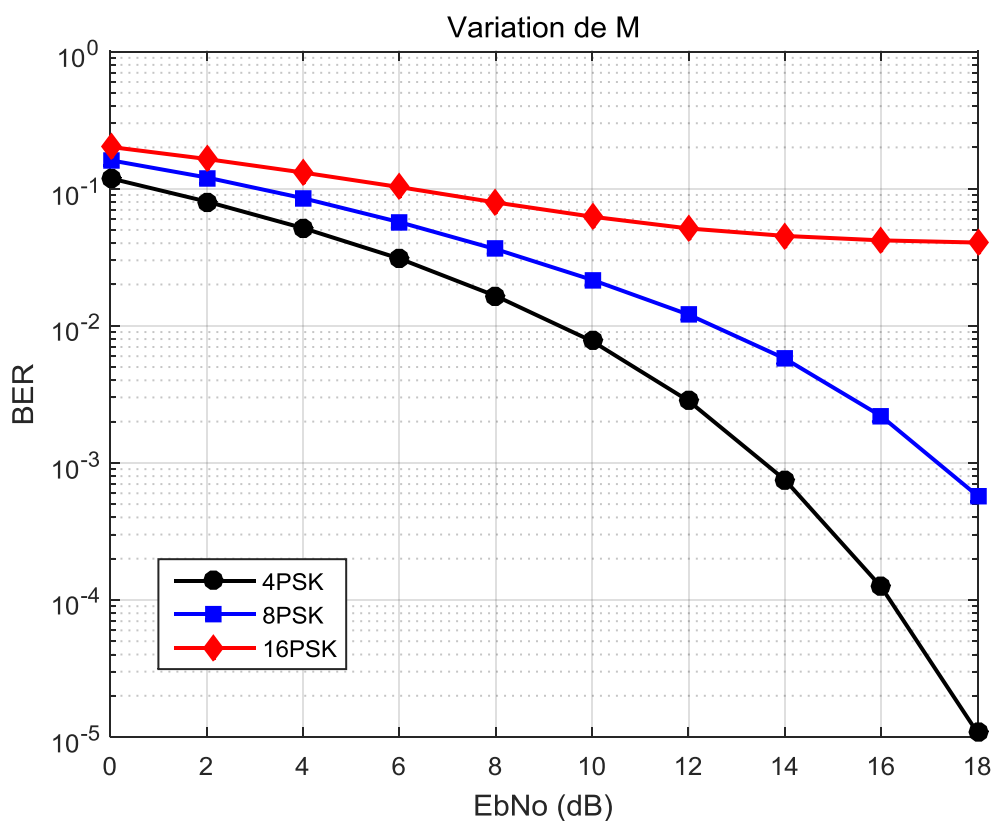


Fig 5.7 : Effet du nombre de symboles M

5.7 Influence du nombre de sous-porteuses

La figure 4.7 représente l'évolution de la BER en fonction d' E_b/N_0 pour les différents valeurs du nombre N de sous-porteuse qui est également la longueur de la transformée de Fourier qui doit être choisi comme une puissance de 2. On remarque que la BER n'est pas modifié beaucoup lorsqu'on augmente le nombre des sous-porteuses.

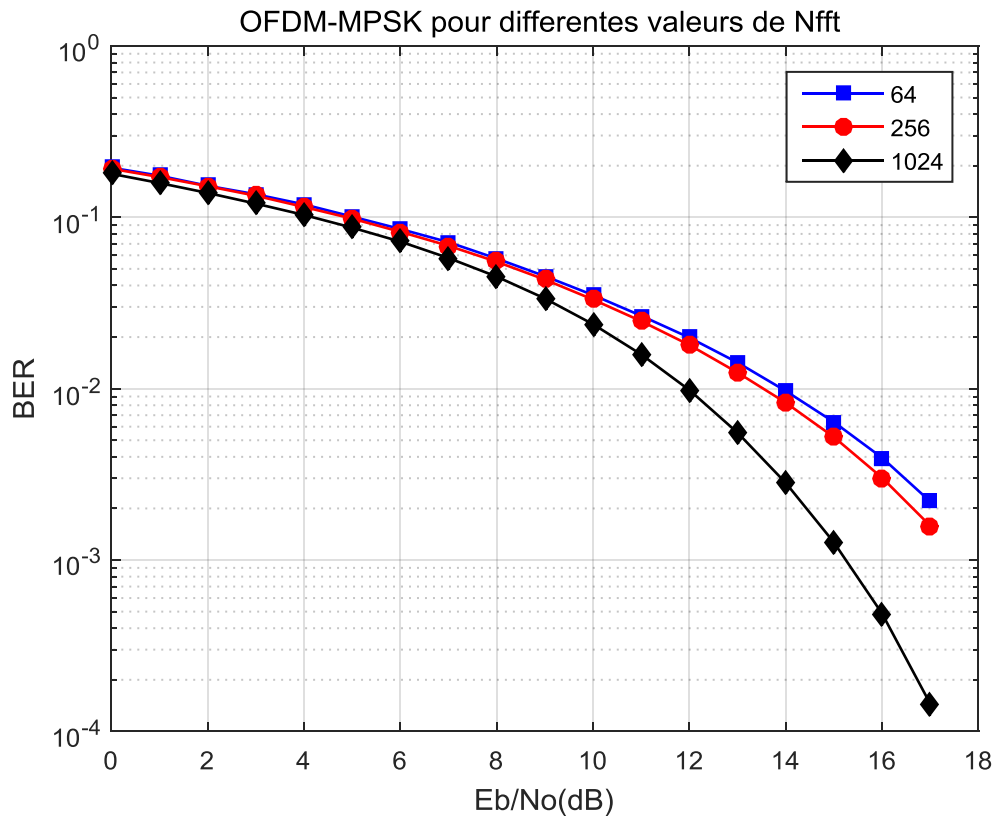


Fig 5.8 : Effet de N sur la BER

5.8 Comparaison des canaux de Rayleigh et de Rice

Nous avons comparé ici les performances de l'OFDM dans un contexte d'un canal de Rayleigh qui correspond à 'indoor' c'est-à-dire sans trajet direct et un canal de Rice qui correspond à 'outdoor' c'est-à-dire qui contient un trajet direct.

On remarque sur la figure 5.8 que les performances dans un canal de Rice sont bien meilleures que dans un canal de Rayleigh.

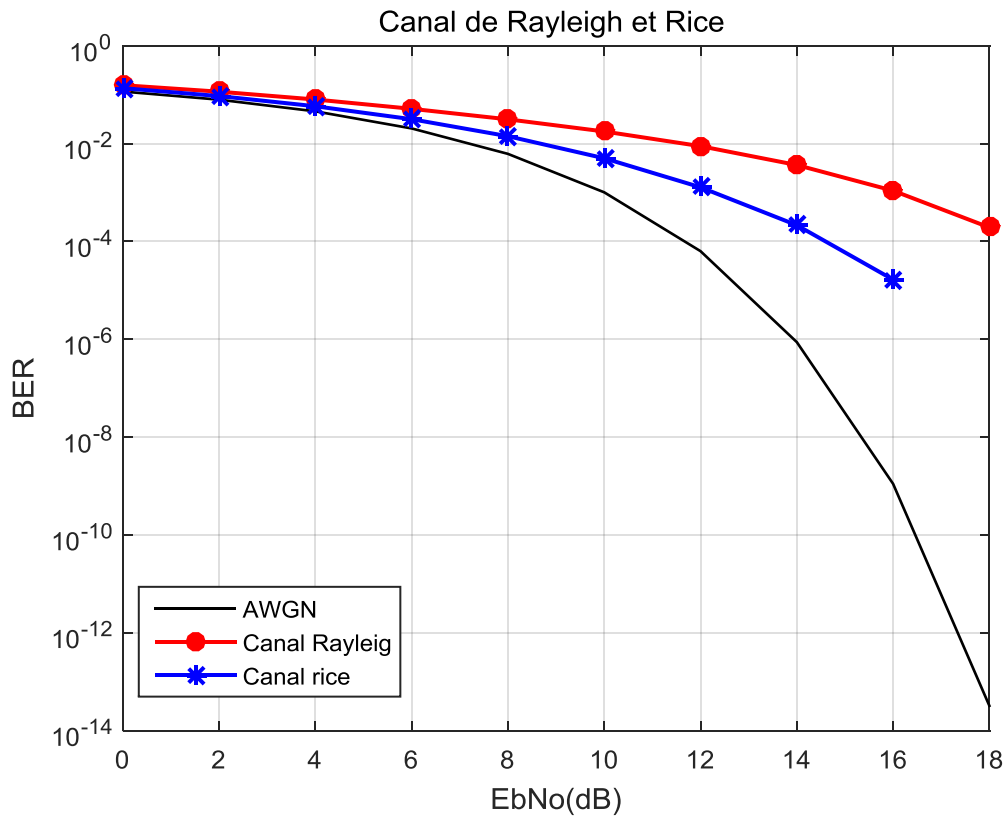


Fig 5.9 : Comparaison canal Rayleigh et Rice

5.9 Exemple de transmission d'une image

Nous avons testé l'OFDM en transmettant une image de dimension 480x640x3 en couleur dans un canal Rayleigh avec deux multi-trajets en utilisant une 8PSK et l'estimateur LS pour trois valeurs différentes du rapport signal sur bruit E_b/N_0 . Les résultats sont représentés en figure 5.9, 5.10 et 5.11. Les BER sont donnés dans le tableau 5.1.

	E_b/N_0 (dB)	BER
8PSK	20	0.66662
8PSK-OFDM	0	0.19191
8PSK-OFDM	6	0.0067471
8PSK-OFDM	20	0.00027751

Tableau 5.1 : Taux d'erreur de la transmission d'une image



Fig 5.10 : 8PSK avec $E_b/N_0 = 20\text{dB}$



Fig 5.11 : 8PSK-OFDM avec $E_b/N_0 = 0\text{dB}$



Fig 5.12 : 8PSK-OFDM avec $E_bN_0 = 6\text{dB}$



Fig 5.13 : 8PSK-OFDM avec $E_bN_0 = 20\text{dB}$

5.10 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons simulé à l'aide du logiciel de Matlab, l'influence d'un certain nombre de paramètres et d'estimateurs de canal sur le taux d'erreurs pour une transmission MPSK-OFDM.

Les résultats correspondent bien aux résultats théoriques et montrent que l'OFDM est un système de transmission bien adapté pour lutter contre les multi-trajets grâce à l'insertion du préfixe cyclique.

CONCLUSION GENERALE

Dans ce mémoire, nous avons simulé une chaîne de transmission de type OFDM à base d'une modulation MPSK dans un canal multi-trajets de type Rayleigh ne présentant pas de trajet direct. Nous avons utilisé différents types d'estimateurs de caractéristiques de canal en vue de l'égalisation avec différentes configurations de pilotes judicieusement insérés dans la trame OFDM et nous avons fait varier un certain nombre de paramètres.

Les résultats de simulation ont montré l'importance du préfixe cyclique qui permet de résoudre le problème des multi-trajets. La longueur de ce préfixe doit être supérieure à l'étalement maximum du canal pour éliminer les interférences entre symboles.

Dans un deuxième temps, on a étudié les performances de la chaîne MPSK-OFDM avec deux techniques d'estimation, en l'occurrence celui qui est basé sur les moindres carrés (LS) et celui basé sur la moyenne des moindres carrés (MMSE). L'algorithme MMSE possède des performances meilleures par rapport au LS, mais exige cependant un volume de calcul beaucoup plus élevé à cause de l'inversion de matrice. Dans un canal peu bruité, le LS paraît suffisant, mais dans un canal bruité, il vaut mieux utiliser le MMSE.

En conclusion on peut dire que l'OFDM présente une grande simplicité dans sa réalisation et que c'est une technique efficace dans les canaux sélectifs en fréquence lorsque les différents éléments fondamentaux sont correctement sélectionnés : nombreuses porteuses orthogonales, intervalle de garde et des bonnes informations sur l'état du canal.

Pour continuer ce travail, on peut suggérer d'effectuer la combinaison de la technique de multi-antennes appelée MIMO et l'OFDM pour exploiter les avantages des deux méthodes : la robustesse de la liaison sur des canaux sélectifs en fréquence pour l'OFDM et la robustesse sur des canaux non corrélés en espace pour les MIMO.

BIBLIOGRAPHIE

- [1] R.W .Chang,"Orthogonal Frequency Multiplex Data Transmission System", Bell Telephone Laboratories,No.459042 ,novembre1966
- [2]R.W .Changet R.A .Gibby," A Theoretical Study of Performance of an Orthogonal Multiplexing Data Transmission Scheme' .IEEE Transactions on Communication Technology, Vol.16, No.4, pp .529-540, août1968.
- [3]B.Hirosaki,"An Orthogonally Multiplexed QAM System Using the Discreet Fourier Transform IEEE Transactions on Communications, Vol.29.No. 7,pp .982-989 .Juliet 1981
- [4] S.K.Wilson, R.EllenKhayataetJ.M.Cioffi,"16-QAM Modulation with OFDM in a Rayleigh Fading Environment", IEEE Vehicular Technology Conference,Vol.3,pp .1660-1664,juin1994.
- [5]S.B.Weinsteinet P.M. Ebert, "Data Transmission by Frequency-Division Multiplexing Using the Discrete Fourier Transform", IEEE Transactions on Communications, Vol.19, No.5, pp .628-634, October 1971.
- [6]LE ROUX (J.). La transformée de Fourier et ses applications (partie 1). Techniques de l'ingénieur [AF 1 440], avr. 2007.
- [7]LE ROUX (J.). – La transformée de Fourier et ses applications (partie 2). Techniques de l'ingénieur [AF 1 441], avr. 2007
- [8] BERROU (C.), LE FLOCH (B.) et ALARD (M.) Coded orthogonal frequency division multiplex. Proceedings of the IEEE, vol. 83, no6,p. 982-996