

M/3813

République Algérienne Démocratique et Populaire  
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique  
Université 8 Mai 1945 – Guelma  
Faculté des Sciences et de la Technologie  
Département d'Electronique et Télécommunications



**Mémoire de Fin d'Etude**  
***Pour l'Obtention du Diplôme de Master Académique***

Domaine : **Sciences et Techniques**  
Filière : **Télécommunications**  
Spécialité : **Systèmes de Télécommunications**

---

**Etude et simulation des performances de la modulation  
OFDM dans les liaisons optiques**

---

Présenté par :

**BOUAOUINA Amir**

Sous la direction de :  
**Dr. BOUKHEROUBA Abdelhak**

Juin 2018

# Remerciements

*En premier lieu, je remercie Allah soubhanouhou wa taala de m'avoir donné la volonté, pour terminer ce travaille dans les meilleures conditions.*

*Je tiens à remercier très sincèrement avec ma profonde gratitude à mon encadreur Dr. BOUKHEROUBA Abdelhak, qui m'a encadré tout au long de ce travail, et pour d'avoir dirigé ce travail, sa disponibilité et sa grande compréhension.*

*Je remercie les membres du jury qui m'ont fait l'honneur d'examiner mon travail.*

*Je tiens à remercier tous les enseignants de notre département TLC & ELN qui ont contribué à notre formation.*

*Un grand Merci à tous mes amis et mes collègues de TLC Guelma*

*Merci à toute personne ayant contribué de près ou de loin à la concrétisation de ce projet.*

*Merci à tous*



# Dédicace

*Je dédie ce modeste travail*

*À mes chers parents*

*Ma Mère Pour sa patience et Son Amour*

*Mon Père Au symbole de force et générosité et Douaa*

*À mes chères Frères Anis et Yousra*

*À mes chères tantes Lohra, Aicha et Lineb*

*À toute ma Famille*

*À tous mes amis et toute ma promo Master 2018*

*À tous puissant qui m'a donné la force et le courage d'étudier,*

*À tout ce qui de près ou de loin m'on soutenu sur le chemin du succès*

*Amir Bouaouina*

TABLE DES MATIERES :

Liste Des Figures ..... I

Liste Des Acronymes ..... IV

Introduction Générale ..... 2

**CHAPITRE I : MODULATION MULTIPORTEUSE OFDM**

I.1 Introduction .....5

I.2 Canal à Trajets Multiples .....6

    I.2.1 Caractéristique du Canal Multi-Trajet .....7

I.3 Principe de la Modulation Multi Porteuse .....8

I.4 Orthogonalité des Sous Porteuse.....9

    I.4.1 Notion d’Orthogonalité..... 10

    I.4.2 Orthogonalité Temporelle..... 10

    I.4.3 Orthogonalité Fréquentielle..... 11

I.5 Principe de Fonctionnement de l’OFDM..... 12

    I.5.1 Principe de la Modulation OFDM..... 12

    I.5.2 Principe de la Démodulation..... 14

    I.5.3 Implantation Numérique du Modulateur/Démodulateur ..... 15

    I.5.4 Caractéristique d’un Signal OFDM..... 17

        I.5.4.1 Intervalle de Garde..... 17

        I.5.4.2 Interférence Entre Symboles (ISI)..... 18

        I.5.4.3 Interférence Entre Sous Porteuses (ICI)..... 19

    I.5.5 Synchronisation En OFDM ..... 21

I.6 Avantages Et Inconvénients de l’OFDM..... 22

I.7 Application de l’OFDM..... 23

I.8 Conclusion..... 23

**CHAPITRE II : FORMAT DE MODULATION OPTIQUE**

II.1 Introduction ..... 26

II.2 Systèmes de Génération de Formats de Modulation ..... 26

    II.2.1 Modulation Directe ..... 27

    II.2.2 Modulation Externe ..... 27

        II.2.2.1 Modulateur à Electro-absorption (EAM) ..... 28

        II.2.2.2 Modulateur Mach Zehnder (MZM) ..... 28

II.3 Format de Modulation Optique ..... 30

    II.3.1 Principe de Modulation Optique ..... 30

    II.3.2 Intérêt du Choix du Format de Modulation ..... 31

    II.3.3 Codages en Intensité (OOK) ..... 32

        II.3.3.1 Le Format NRZ (Non Return-to-Zero) ..... 32

        II.3.3.2 Le Format RZ (Return-to-Zero) ..... 33

    II.3.4 Modulation Binaire par Déplacement de Phase (BPSK) ..... 34

II.4 Principe d'une Liaison CO-OFDM ..... 36

    II.4.1 Émetteur OFDM ..... 37

    II.4.2 Modulateur Optique IQ ..... 38

    II.4.3 Démodulateur Optique IQ Cohérent ..... 38

    II.4.4 Récepteur OFDM ..... 44

II.5 Conclusion ..... 44

**CHAPITRE III : SIMULATION ET RESULTAT**

III.1 Introduction ..... 46

III.2 La Chaîne de Transmission CO-OFDM ..... 46

    III.2.1 Développements D'un Signal OFDM ..... 48

III.2.2 Paramètres de Systèmes .....	48
III.3 Résultats Et Discussions .....	49
III.3.1 Emetteur OFDM.....	50
III.3.2 Modulateur Optique (RF-to-optical up-converter).....	52
III.3.3 Démodulateur Optique (Optical-to-RF down-converter).....	54
III.3.4 Démodulateur OFDM .....	55
III.3.5 Constellation.....	56
III.4 Evaluation de BER.....	61
III.5 Conclusion.....	62
Conclusion Générale .....	64
Bibliographie .....	66

**LISTE DES FIGURES :*****CHAPITRE I : MODULATION MULTIPORTEUSE OFDM***

Figure I.1 : Signaux multi-trajets .....	6
Figure I.2 : Fonction de transfère d'un canal comportant un retard .....	7
Figure I.3 : Multiplexage fréquentielle conventionnel .....	9
Figure I.4 : Multiplexage fréquentiel optimal.....	9
Figure I.5 : Sinusoïdes orthogonales entre elle .....	11
Figure I.6: (a) Specteur de la fonction rectangulaire et (b) Specteur d'un signal OFDM.	11
Figure I.7 : Schéma de principe d'un modulateur .....	13
Figure I.8 : Spectres des différentes porteuses .....	13
Figure I.9 : Spectre du signal OFDM.....	14
Figure I.10 : Schéma de principe d'un démodulateur .....	15
Figure I.11: Modulateur OFDM numérique .....	16
Figure I.12 : Démodulateur OFDM numérique.....	17
Figure I .13 : Effets du canal à trajets multiples sur des symboles reçus dans le canal ....	18
Figure I.14 : Effets Illustration de l'effet de l'intervalle de garde précédant chaque symbole OFDM.....	18
Figure I.15 : Insertion de préfixe cyclique .....	19
Figure I.16 : Interférence inter-porteuse (ICI).....	20
Figure I.17 : Sources d'erreurs de synchronisation.....	22

***CHAPITRE II : FORMAT DE MODULATION OPTIQUE***

Figure II.1 : Classification des modulations optiques .....	27
Figure II.2 : schéma de principe d'un modulateur Mach-Zehnder .....	29
Figure II.3 : trace temporelle, diagramme de l'œil et spectre du format NRZ. ....	33
Figure II.4 : trace temporelle, diagramme de l'œil et spectre du format RZ.....	34

Figure II.5: (a) un interféromètre de Mach-Zehnder (MZI) est utilisé pour générer une BPSK (b) constellation. (c)fonction de transfert de puissance d'un MZI norme: une séquence de données binaires avec une oscillation de tension de  $2V_{\Pi}$ , polarisée au point de transmission nul génère une forme d'onde de sortie avec variation de phase optique. .... 35

Figure II.6 : (a) un modulateur IQ est utilisé pour générer une constellation QPSK. L'insertion d'un modulateur de phase dans le trajet optique, décalage de la phase entre 0 et  $\pi/4$ . Il est possible d'obtenir 8PSK. (B) montre les diagrammes de constellation résultant de QPSK sur la gauche et 8PSK sur la droite. .... 36

Figure II.7 : Un système CO-OFDM..... 37

Figure II.8 : Modulateur optique IQ..... 38

Figure II.9 : la tête de réception optique cohérente ..... 40

Figure II.10 : Le récepteur optique cohérent à diversité de polarisation..... 42

Figure II.11 : Schéma de principe du récepteur cohérent appliqué à chaque composante en polarisation ..... 44

**CHAPITRE III : SIMULATION ET RESULTAT**

Figure III.1 : la chaine de transmission CO-OFDM ..... 47

Figure III.2 : organigrammes du modulateur OFDM..... 48

Figure III.3 constellation de la modulation 4QAM..... 49

Figure III.4 Parties réelle et imaginaire du signal OFDM à la sortie de l'IFFT ..... 50

Figure III.5 la densité spectral de puissance ..... 51

Figure III.6 le signal OFDM après un bloqueur d'ordre 0..... 51

Figure III.7 signal OFDM a la sortie du convertisseur N/A ..... 52

Figure III.8 : Fonction de transfert d'un modulateur MZ..... 53

Figure III.9 signal OFDM à la sortie du modulateur mach-zehnder ..... 54

Figure III.10 principe de fonctionnement d'un démodulateur optique cohérent (IQ).. 54

Figure III.11 signal OFDM après le démodulateur (IQ)..... 55



Figure III.12 le signal après le convertiseur A/N .....	56
Figure III.13 la densité spectral de puissance du signal reçu (DSP).....	56
Figure III.14 diagramme constellation du signal 4QAM reçu sans bruit .....	57
Figure III.15 le diagramme de constellation du signal reçu avec un bruit d'écart type=20.....	57
Figure III.16 La constellation du signal reçu avec un bruit d'écart type=30.....	58
Figure III.17 La constellation du signal reçu avec un bruit d'écart type=40.....	58
Figure III.18 La constellation du signal reçu avec SNR=17 .....	59
Figure III.19 La constellation du signal reçu avec SNR=19 .....	59
Figure III.20 La constellation du signal reçu avec SNR=21 .....	60
Figure III.21 La constellation du signal reçu avec SNR=25 .....	60
Figure III.22 BER pour une Modulation 4QAM.....	62
Figure III.23 BER pour une Modulation 16QAM.....	62

**❧ LISTE DES ACRONYMES ❧**

<b>ADSL</b>	<b>Asymmetric Digital Subscriber Line</b>
<b>ASK</b>	<b>Amplitude Shift Keying</b>
<b>CAN</b>	<b>Convertisseur Analogique Numérique</b>
<b>CNA</b>	<b>Convertisseur Numérique Analogique</b>
<b>CO-OFDM</b>	<b>Coherent Optical- Orthogonal Frequency-Division Multiplexing</b>
<b>CP</b>	<b>Cyclic Prefix</b>
<b>DAB</b>	<b>Digital Audio Broadcasting</b>
<b>DFT</b>	<b>Discrete Fourier Transform</b>
<b>DPSK</b>	<b>Differential Phase-Shift Keying</b>
<b>DQPSK</b>	<b>Differential Quadrature Phase -Shift Keying</b>
<b>DSP</b>	<b>Digital Signal Processing</b>
<b>DVB-T</b>	<b>Digital Video Broadcasting - Terrestrial</b>
<b>EAM</b>	<b>Electro-Absorption Modulator</b>
<b>FDM</b>	<b>Frequency Division Multiplexing</b>
<b>FFT</b>	<b>Fast Fourier Transform</b>
<b>FSK</b>	<b>Frequency-Shift Keying</b>
<b>ICI</b>	<b>Inter-Carrier Interference</b>
<b>IDFT</b>	<b>Inverse Discrete Fourier Transform</b>
<b>IFFT</b>	<b>Inverse Fast Fourier Transform</b>
<b>IG</b>	<b>Interval de Garde</b>
<b>IMDD</b>	<b>Intensity-Modulated Direct Detection</b>
<b>ISI</b>	<b>InterSymbol Interference</b>
<b>LTE</b>	<b>Long Term Evolution</b>
<b>MAQ</b>	<b>Quadrature Amplitude Modulation</b>
<b>MZI</b>	<b>Mach Zehnder Interferometer</b>
<b>MZM</b>	<b>Mach-Zehnder Modulator</b>
<b>NRZ</b>	<b>Non Return-To-Zero</b>
<b>OFDM</b>	<b>Orthogonal Frequency-Division Multiplexing</b>

## LISTE DES ACRONYMES

<b>OL</b>	<b>Oscillator Local</b>
<b>OOK</b>	<b>On-off keying</b>
<b>PBS</b>	<b>Polarization Beam Splitter</b>
<b>PSK</b>	<b>Phase-Shift Keying</b>
<b>QPSK</b>	<b>Quadrature Phase-Shift Keying</b>
<b>RZ</b>	<b>Return-to-Zero</b>
<b>TEM</b>	<b>Transverses ElectroMagnétiques</b>
<b>TFD</b>	<b>Transformée de Fourier Discrète</b>
<b>Wi-Fi</b>	<b>Wireless Fidelity</b>
<b>WiMAX</b>	<b>Worldwide Interoperability for Microwave Access</b>
<b>WLAN</b>	<b>Wireless Local Area Network</b>
<b>ZP</b>	<b>Zero Padding</b>



*INTRODUCTION*  
*GENERALE*



## ∞ INTRODUCTION GENERAL ∞

La croissance du trafic Internet a entraîné l'augmentation de la demande de bande passante et des débits de données élevés. Le multiplexage optique à division de fréquence orthogonale est considéré comme une technologie prometteuse pour satisfaire la demande accrue de bande passante dans les services à large bande. L'OFDM optique a reçu une grande attention après l'avoir proposé comme technique de modulation pour la transmission à longue distance dans la détection directe et cohérente. Cependant, l'OFDM optique cohérent (CO-OFDM) est la technologie de prochaine génération pour les communications optiques, car il intègre les avantages des systèmes cohérents et des systèmes OFDM. Il a la capacité de surmonter de nombreuses restrictions de fibre optique telles que la dispersion chromatique (CD) et la dispersion de mode de polarisation (PMD).

De plus, l'intégration de l'OFDM optique cohérent aux systèmes de multiplexage en longueur d'onde (WDM) fournira au système de transmission une bande passante élevée, des débits de données significatifs et une efficacité spectrale élevée sans augmenter le coût ou la complexité du système. Les systèmes WDM aident à améliorer la capacité et le débit de données du système en envoyant plusieurs longueurs d'onde sur une seule fibre.

Dans les communications optiques, l'efficacité spectrale, qui est la capacité d'information par bande passante unitaire, est le facteur de mérite le plus important. Actuellement, les réseaux optiques utilisent une modulation d'intensité et une détection directe pour la transmission, et utilisent également une modulation binaire pour réduire la complexité de l'émetteur-récepteur. Cependant, avec une modulation binaire, l'efficacité spectrale ne dépassera pas  $1 \text{ bit} / \text{s} / \text{Hz}$ .

Récemment, des formats de modulation très avancés dans l'amplitude, la phase et la polarisation du signal ont été étudiés pour augmenter la capacité du système. La détection cohérente, lorsqu'elle est combinée à la technique de modulation avancée, peut facilement atteindre l'efficacité spectrale de plusieurs  $\text{bits} / \text{s} / \text{Hz}$ . L'une de ces

techniques avancées est l'OFDM optique. Les recherches sur ce sujet remontent à 20 ans . L'OFDM optique a reçu beaucoup d'attention après avoir été proposé comme une technique de modulation pour la transmission à longue distance dans la détection cohérente. L'intégration entre OFDM et la communication optique cohérente apporte deux avantages principaux aux systèmes de communication. Le système cohérent apporte la linéarité OFDM en RF à la conversion de conversion optique et optique en RF . L'OFDM fournit un système cohérent avec une efficacité spectrale élevée et une estimation simple des canaux et des phases.

L'OFDM optique cohérent (CO-OFDM) est la technologie de prochaine génération pour les communications optiques, car elle intègre les avantages des systèmes cohérents et des systèmes OFDM. Le CO OFDM peut utiliser une bande passante élevée et une efficacité spectrale élevée. Le système CO-OFDM a la capacité de surmonter de nombreuses restrictions de fibre optique telles que la dispersion chromatique (CD) et la dispersion de mode de polarisation (PMD). De plus, le système est résistant aux interférences inter-symboles (ISI) en raison du code cyclique.

Cette étude se concentre sur la mise en œuvre et l'analyse de performance de l'OFDM optique cohérent à haut débit de données pour la transmission à longue distance.

Le système utilise pour transporter la gamme de débits de données de 10 Gbps à 1 Tbps, 4-QAM (2 bits par symbole) est utilisé un type de modulation pour le signal OFDM, une modulation optique I / Q est utilisée au niveau de l'émetteur et une détection cohérente est utilisée au niveau du récepteur. La performance du système est étudiée et analysée en termes de taux d'erreur sur les bits (BER), l'effet de la distance de transmission sur le rapport signal sur bruit optique (OSNR), et la relation entre BER et OSNR avec en ce qui concerne la distance de transmission.



*CHAPITRE I*  
*MODULATION*  
*MULTIE PORTEUSE*  
*OFDM*



## I.1 Introduction

Le concept d'utiliser une transmission de données parallèle au moyen de multiplexage de division de fréquences n'a été publié qu'à partir de la moitié des années 60. Certaines traces de cette technique étaient déjà présentes dès la fin des années 50 avec notamment la société Collins Radio Co. Kineplex System. En effet aux Etats-Unis dès les années 50, on cherchait un système à modulation multi-porteuses robuste aux multi-trajets ; et un premier modem HF utilisant des modulations 2-FSK sur 20 ou 40 voies en parallèle fut proposé en 1957.

L'idée était d'utiliser des chaînes de données en parallèle et le multiplexage de divisions de fréquence avec le chevauchement de sous-canaux pour éviter l'utilisation d'égaliseur haut débit et combattre le bruit impulsif et la distorsion due aux multitrajets tout en utilisant toute la largeur de bande disponible.

Cette modulation a, peu de temps après, été considérée comme inutilisable pour cause de mauvaises performances et de temps de calcul trop longs.

Il fallut attendre 1966 avec la découverte des conditions d'orthogonalités des spectres des sous-porteuses et le dépôt d'un brevet américain pour pouvoir utiliser la modulation OFDM. En effet grâce à S. B. Weinstein et P. M. Ebert[10] qui ont proposé la TFD (Transformée de Fourier Discrète), les temps de calcul ont été nettement réduits.

Malheureusement cette découverte ne pouvait se contenir qu'au domaine militaire à cause de la complexité en termes de réalisation et de mise en œuvre. En 1979, avec l'apparition des "DSP" (Digital Signal Processing), la TFD pouvait être implémentée sur les circuits numériques rendant alors les systèmes OFDM beaucoup plus souples à réaliser et donc accessibles au monde civil.

Dans les années 80, l'OFDM a été étudiée pour les modems à haut débit, les communications mobiles numériques, avec notamment en 1985 la radiophonie mobile proposée par L. J. Cimini et en 1987 la diffusion numérique proposée par M. Alard et R. Lassale[1].



Dans les années 90, l'OFDM fut exploitée pour les communications large bande. Les premières applications furent militaires. Le nom d'OFDM n'apparut qu'en 1989.

Aujourd'hui la modulation OFDM est très utilisée dans beaucoup de standards de communications comme l'ADSL et le LTE.

Parmi Les principaux avantages de la modulation l'OFDM la robustesse contre l'effet multi trajets.

## I.2 Canal à Trajets Multiples [2]

Avant d'exposer le principe des modulations multi-porteuses, nous allons donner quelques caractéristiques du canal pour lequel ce type de modulations est intéressant. Les premières applications ont concerné la diffusion du son numérique dans le canal radio mobile : c'est l'exemple de ce canal que nous prenons, en n'omettant pas le fait que le modèle de ce canal peut aussi s'appliquer à d'autres canaux très perturbés.

Le signal émis sous forme d'onde subit de nombreuses réflexions, en particulier en milieu urbain et le récepteur reçoit une série d'échos de provenances diverses et imprévisibles. Ces échos d'amplitudes variables introduisent de retards variables.

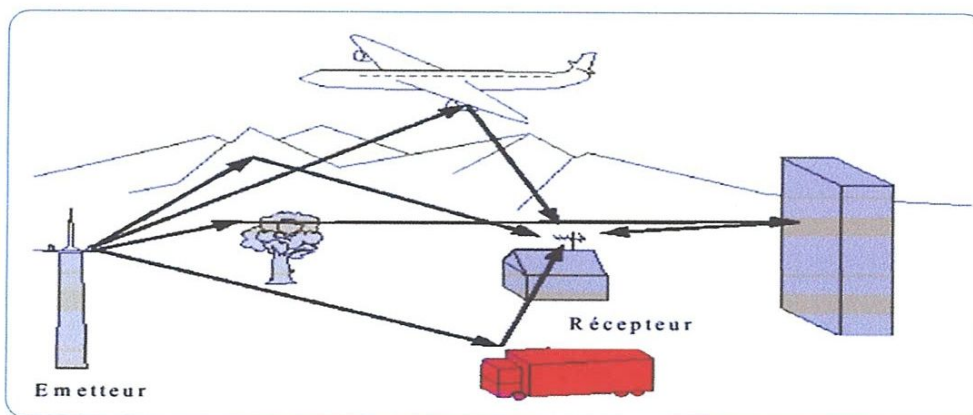


Figure I.1 : Signaux multi-trajets

### I.2.1 Caractéristique du Canal Multi-Trajet

Considérons un modèle simple de canal à l'issue duquel le récepteur reçoit la somme du signal émis et de signaux ayant subi des échos donc retardés de  $\tau_1$  d'amplitude  $h_i$ . La réponse impulsionnelle s'écrit:

$$h(t) = \sum_i h_i \delta(t - \tau_i) \quad (I.1)$$

Sa fonction de transfère est donc :

$$H(f) = \sum_i h_i e^{-2j\pi f \tau_i} \quad (I.2)$$

Prenons l'exemple encore plus simple de 2 trajet, le directe et un retardé de  $\tau$ .

$$h(t) = 1 + \alpha \delta(t - \tau) \text{ et } |H(f)|^2 = 1 + \alpha^2 + 2\alpha \cos 2\pi f \tau \quad (I.3)$$

La fonction de transfère a l'allure suivante

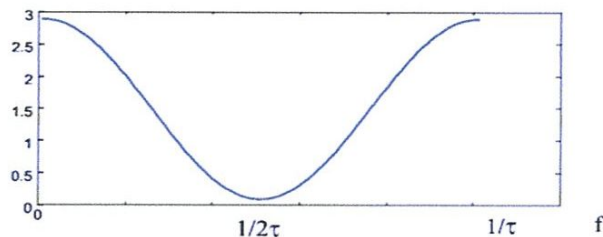


Figure I.2 : Fonction de transfère d'un canal comportant un retard

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  $1/\tau$ ,  $\tau$  étant l'étalement des retards.

Suivant la valeur de la bande occupée  $B$  par le signal, deux cas peuvent se présenter:

-  $B \ll 1/\tau$ :  $H(f)$  peut être considéré constant sur la bande  $B$ : le signal ne subit pas de distorsion, mais il peut être très affaibli si la fréquence de modulation se situe près

de  $1/2T$  (les signaux issus du trajet direct et du trajet retardé sont en opposition de phase). Mais il peut aussi être amplifié (signaux en phase).

-  $B \gg 1/T$ :  $H(f)$  n'est pas constant sur la bande de fréquence et le signal subit des distorsions qu'il faut corriger à l'aide d'un égaliseur [3].

### I.3 Principe de la Modulation Multi Porteuse

Dans un canal multi trajet, de nombreuses réplique ou échos de l'onde émise sont reçues avec différents amplitudes et divers retards. Ce qui a pour conséquence l'apparition d'interférence entre les symboles reçus. Ils sont appelé interférence entre symboles (ISI). les technique de modulation qui transmettant sur des canaux multi trajet sont particulièrement sensibles à ce genre d'interférence. Si la durée d'un symbole est petite par rapport à l'étalement des retards du canal, ces interférences sont d'autant plus important .ce qui veut dire que, la fiabilité de la transmission est meilleure si la durée des symboles utiles transmis est grande par rapport à l'étalement maximum des retards du canal. Un compromis doit être trouvé entre le débit lié à la durée du symbole et la fiabilité da la liaison liée à l'interférence entre-symboles [7].

L'idée maîtresse dans la formation du signal OFDM est l'usage d'un multiplexage fréquentiel de sous porteuses sous certaines conditions d'orthogonalité. La contrainte d'orthogonalité constitue le fondement de la modulation OFDM[5].

Le multiplexage de fréquence consiste à répartir l'information à transmettre à fort débit sur un grand nombre de sous bandes élémentaires modulées à bas débit. Il existe deux façons de répartir l'information. La première consiste à ce que chaque sous bande ait sa propre bande de fréquence et n'interfère pas avec les autres. Cette méthode est illustrée par la Figure I.3. Cette répartition n'est cependant pas optimale du point de vue de l'occupation spectrale, d'où l'idée de la deuxième solution qui est de recouvrir les spectres des sous porteuses, de sorte qu'à la fréquence centrale de chacune des sous bandes toutes les autres sont à zéro. C'est ce qu'on appellera la condition d'orthogonalité. Cette méthode est illustrée par la figure I.4.

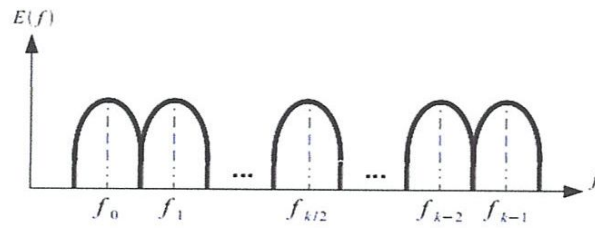


Figure I.3 : Multiplexage fréquentielle conventionnel

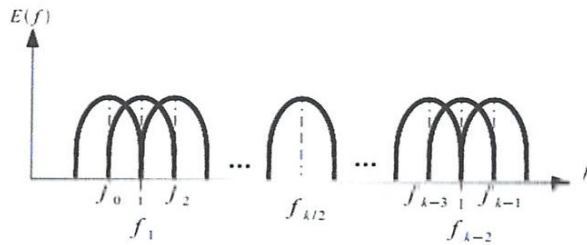


Figure I.4 : Multiplexage fréquentiel optimal

Il est important de noter que la contrainte d'orthogonalité entre sous porteuses est indispensable pour éviter l'interférence entre sous porteuses. Cette contrainte est définie d'un point de vue fréquentiel (choix de l'écart entre les sous porteuses) et aussi d'un point de vue temporel (choix de la fonction de mise en forme) à cause de la dualité temps-fréquence. La fonction de mise en forme la plus utilisée et la plus facile à générer est la fonction porte. L'écart entre sous porteuse est donné par  $\Delta f = 1 / T_{utile}$  où  $T_{utile}$  est la durée d'un symbole OFDM utile.

#### I.4 Orthogonalité des Sous Porteuse

La propriété d'orthogonalité est fondamentale en OFDM puisqu'elle permet de conjuguer une grande efficacité spectrale avec une lutte efficace contre les interférences entre les sous-porteuses d'une trame. En effet, l'orthogonalité des sous porteuses leur autorise un recouvrement réciproque partiel. L'OFDM utilise cette propriété dans le domaine fréquentiel en diffusant des informations indépendantes sur chacune d'elles. Durant la transmission d'une trame sur un quelconque canal de propagation, et à plus forte raison lors de communications sans-fil, il convient de protéger cette orthogonalité, condition essentielle au maintien des bonnes performances du système.

### I.4.1 Notion d'Orthogonalité

On dit que deux fonctions  $f(t)$  et  $g(t)$  sont orthogonales dans l'intervalle  $[a, b]$  si la relation suivante est satisfaite

$$\int_a^b f(t)g(t)dt = 0 \quad (I.5)$$

Cela signifie que ces deux fonctions sont indépendantes sur le segment  $[a, b]$ .

Afin de réaliser une base orthogonale à  $N$  dimension, il suffit de trouver  $N$  fonctions orthogonales deux à deux. Un ensemble de  $N$  fenêtres rectangulaires régulièrement espacés constitue une base orthogonale. L'orthogonalité est la propriété fondamentale qui permet de transmettre des signaux d'information multiple dans un même canal et de les détecter sans interférences [7].

### I.4.2 Orthogonalité Temporelle [7]

dans le domaine temporel, un signal OFDM est composé d'une somme de  $N$  sinusoïdes de fréquences respectives  $f_k$ , transmises durant une durée  $T_u$ ,  $k = 0, 1, \dots, N - 1$ .

$$f_k = \frac{k}{T_u} \quad (I.7)$$

chaque sous porteuse peut se mettre sous la forme :

$$s_k(t) = \sin\left(2\pi \frac{k}{T_u} t\right) \quad 0 < t < T_u \quad (I.8)$$

Ainsi deux sous porteuses  $s_i(t)$  et  $s_j(t)$  de fréquence respectives  $f_i$  et  $f_j$  sont orthogonales sur l'intervalle  $[0, T_u]$ .

$$\int_0^{T_u} \sin\left(2\pi \frac{i}{T_u} t\right) \sin\left(2\pi \frac{j}{T_u} t\right) dt = 0 \quad (I.9)$$

La figure donne un aperçu sur 2 sinusoïdes orthogonales entre elles.

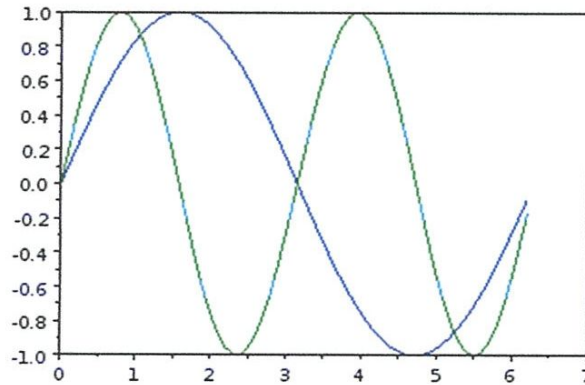


Figure I.5 : Sinusoïdes orthogonales entre elle

### I.4.3 Orthogonalité Fréquentielle

La notion d'orthogonalité du signal OFDM est aperçue dans le domaine fréquentielle. En réalité, si chaque sous porteuse  $s_k(t)$  est transmise pendant la durée  $T_u$ , cela veut dire que l'on a appliqué à la sous porteuse, une porte de durée  $T_u$  dont l'enveloppe spectrale est un sinus cardinal qui s'annule aux fréquences respectives  $f_k - 1/T_u$  et  $f_k + 1/T_u$ . Ce spectre est tracé par la figure I.6(a).

L'orthogonalité dans le domaine fréquentiel est réalisée car le maximum de chaque sous porteuse correspond à un zéro des autres sous porteuses. Cette condition permet d'avoir une occupation spectrale idéale et d'éviter les interférences entre sous porteuses [7].

La figure I.6(b) montre comment les différents spectres coexistent sans pour cela qu'il existe des interférences entre eux.

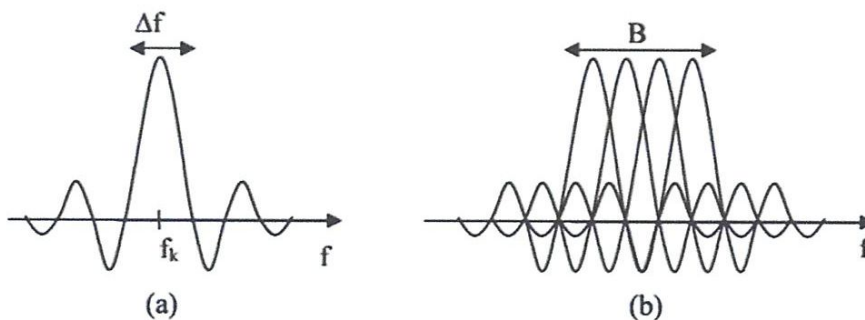


Figure I.6: (a) Spectre de la fonction rectangulaire et (b) Spectre d'un signal OFDM

La réponse fréquentielle de chaque sous-porteuse sinusoïdale est un sinus cardinal. Cela est due au fenêtrage temporel par une fonction port de durée  $T$ . La réponse en sinus cardinal possède un lobe central de grande amplitude et de largeur  $\frac{1}{T}$  alors que les multiples lobes secondaires ont une amplitude qui décroît avec l'éloignement de la fréquence centrale, comme le montre la figure b. La propriété d'orthogonalité fait correspondre, à chaque fréquence centrale d'un lobe principal d'une sous-porteuse donnée, une amplitude nulle pour les autres sous-porteuses [7].

Lors de la détection des signaux, la condition de synchronisation doit être pleinement assurée. La décision se situe alors au sommet de ces lobes principaux, l'efficacité spectrale de la modulation OFDM est ainsi maximisée en réduisant au maximum l'espace entre les sous-porteuses, ce qui a pour conséquence la réduction de l'occupation de l'information sur la bande du signal [8].

### I.5 Principe de Fonctionnement de l'OFDM

Le principe du multiplexage en fréquence est de grouper des données numériques par paquets de  $N$ , qu'on appellera symbole OFDM et de moduler par chaque donnée une porteuse différente en même temps.

Considérons une séquence de  $N$  données  $c_0, c_1 \dots c_{N-1}$

Appelons  $T$  la durée symbole c'est-à-dire le temps qui sépare 2 séquences de  $N$  données. Chaque donnée  $c_k$  module un signal à la fréquence  $f_k$ .

Le signal individuel s'écrit sous forme complexe:

$$s_1(t) = C_k e^{2j\pi f_k t} \quad (I.10)$$

#### I.5.1 Principe de la Modulation OFDM

Le signal  $s(t)$  total correspondant à toutes les données d'un symbole OFDM est la somme des signaux individuels :

$$s(t) = \sum_{k=0}^{N-1} C_k e^{2j\pi f_k t} \quad (I.11)$$

Le multiplexage est orthogonal si l'espace entre les fréquences est  $1/T_S$  alors :

$$f_k = f_0 + \frac{k}{T_s} \tag{I.12}$$

$$s(t) = e^{2j\pi f_0 t} \sum_{k=0}^{N-1} c_k e^{2j\pi \frac{k}{T_s} t} \tag{I.13}$$

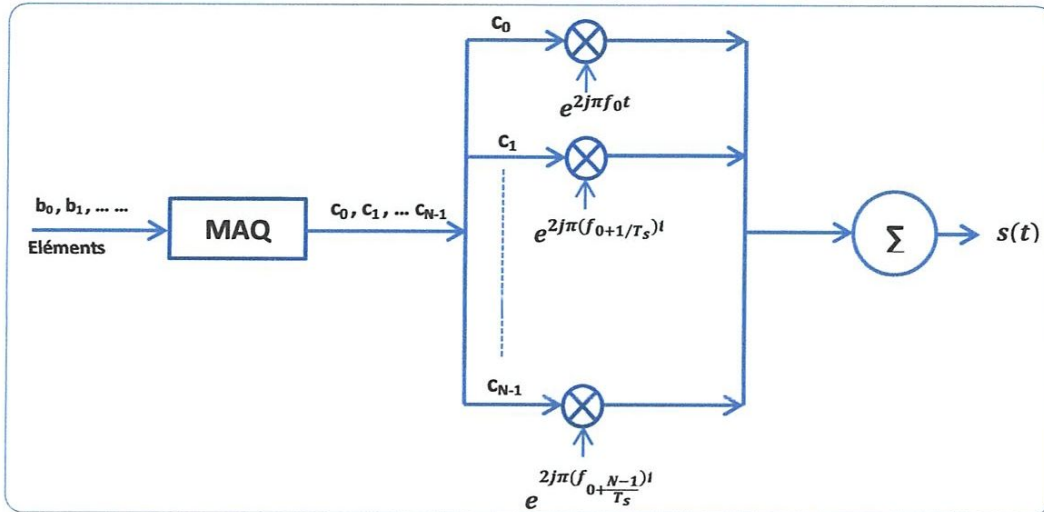


Figure I.7 : Schéma de principe d'un modulateur

Plus précisément les données numériques  $c_k$  sont des nombres complexes définis à partir d'éléments binaires par une constellation ( mapping ) de modulation d'amplitude en quadrature MAQ à plusieurs états ( 4, 16, 64, de façon générale à  $2q$  états). Ces données sont des symboles  $q$ -aires formés par groupement de  $q$  bits. On les appelle symboles numériques. Il ne faut pas les confondre avec le symbole OFDM qui est un regroupement de  $N$  symboles numériques sur  $N$  porteuses [2].

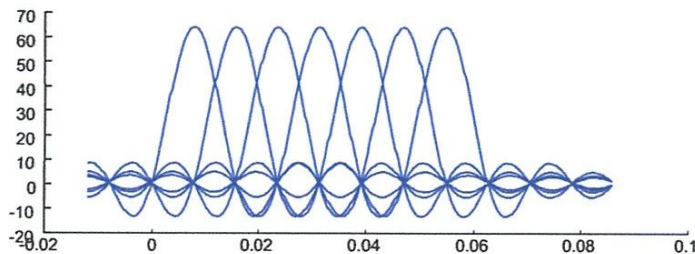


Figure I.8 : Spectres des différentes porteuses



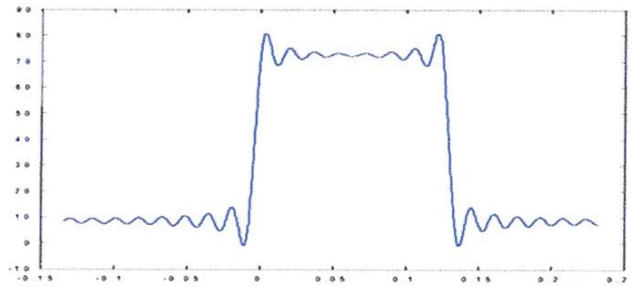


Figure I.9 : Spectre du signal OFDM

Chaque porteuse modulant une donnée pendant une fenêtre de durée  $T_s$ , son spectre est la transformée de Fourier de la fenêtre et le spectre total est la somme des spectres individuels.

La figure I.8 montre que l'espace entre chaque sous porteuse  $1/T_s$  permet, lorsque le spectre d'une sous-porteuse est maximal, d'annuler le spectre de toutes les autres : c'est la condition d'orthogonalité.

Cette condition d'orthogonalité permet d'avoir un recouvrement entre les spectres des différentes sous-porteuses, et malgré ceci d'éviter les interférences entre sous-porteuse si l'échantillonnage est fait précisément à la fréquence d'une sous-porteuse.

La figure I.9 montre qu'alors, la bande en fréquence est occupée de façon optimum, puisque le spectre est presque plat dans cette bande. La bande occupée est à peu près  $B = 1/T_s$  (en excluant les lobes secondaires de part et d'autre de la bande), chaque sous-porteuse occupant à peu près  $1/T_s$  [2].

Rq : La réalisation suivant le schéma de principe nécessiterait  $N$  modulateurs. Mais l'expression mathématique du signal (I.13) montre qu'on peut le considérer comme la transformée de Fourier inverse des symboles numériques  $c_k$ .

### I.5.2 Principe de la Démodulation

Le signal parvenant au récepteur s'écrit, sur une durée symbole  $T_s$  :

$$y(t) = \sum_{k=0}^{N-1} C_k H_k(t) e^{2j\pi\left(f_0 + \frac{k}{T_s}\right)t} \quad (\text{I.14})$$

$H_k(t)$  est la fonction de transfert du canal autour de la fréquence  $f_k$  et au temps  $t$ . Cette fonction varie lentement et on peut la supposer constante sur la période  $T_s$  ( $T_s \ll 1/B_d$ ).

La démodulation classique consisterait à démoduler le signal suivant les  $N$  sous-porteuses suivant le schéma classique.[2]

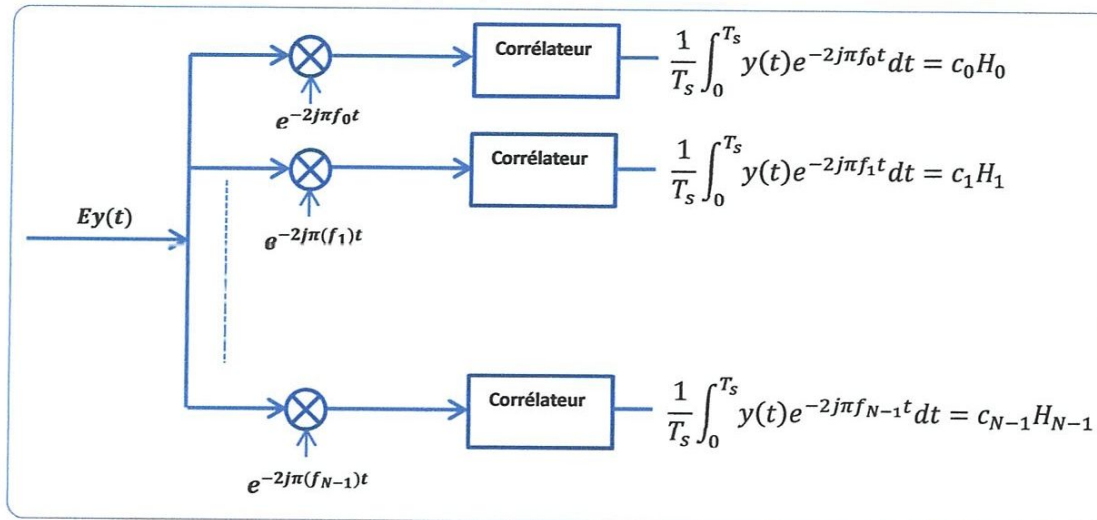


Figure I.10 : Schéma de principe d'un démodulateur

La condition d'orthogonalité nous montre que :

$$\hat{c}_i = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} y(t) e^{-2j\pi f_i t} dt = \frac{1}{T_s} \sum_{k=0}^{N-1} \int_0^{T_s} C_k H_k e^{2j\pi(k-i)\frac{t}{T_s}} dt = c_i H_i \tag{I.15}$$

Parce que :

$$\frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} e^{2j\pi(k-i)\frac{t}{T_s}} dt = 0 \quad \text{si } k \neq i, \quad 1 \text{ si } k = i \tag{I.16}$$

En pratique, comme pour la modulation, on remarque que la démodulation peut être réalisée par une transformée de Fourier.

### I.5.3 Implantation Numérique du Modulateur/Démodulateur

Dans les communications à haut débit, les débits sont limités par des contraintes physiques : le bruit dû aux imperfections des systèmes et la nature physique des composants affectent la transmission du signal émis. On réduit dans ce cas les erreurs de transmission en numérisant les informations. De plus

l'implantation numérique offre aussi l'opportunité d'ajouter des codes correcteurs d'erreurs afin de protéger le signal des perturbations engendrées par le canal de transmission.

Cependant, la réalisation pratique de la modulation OFDM de façon directe (avec des oscillateurs et des mélangeurs) implique un circuit d'une complexité prohibitive. Heureusement, il est possible de réaliser respectivement le modulateur et le démodulateur par des Transformées de Fourier Discrète Inverse (IDFT et DFT, via l'algorithme de l'IFFT et FFT, si  $N$  est une puissance de 2) [9].

L'analyse algébrique indique que le signal de sortie  $s(t)$  est sous la forme :

$$s(t) = e^{2j\pi f_0 t} \sum_{k=0}^{N-1} C_k e^{2j\pi \frac{k}{T_s} t} \quad (\text{I.17})$$

En discrétisant ce signal et en le ramenant en bande de base pour l'étude numérique on obtient une sortie  $s(n)$  sous la forme :

$$s(n) = \sum_{k=0}^{N-1} C_k e^{2j\pi \frac{kn}{N}} \quad (\text{I.18})$$

Les  $s(n)$  sont donc obtenus par une transformée de Fourier inverse discrète des  $(k)$ . En choisissant le nombre de porteuses  $N$  tel que  $N = 2^n$ , le calcul de transformée de Fourier inverse se simplifie et peut se calculer par une simple IFFT nous conduisant au schéma numérique suivant :

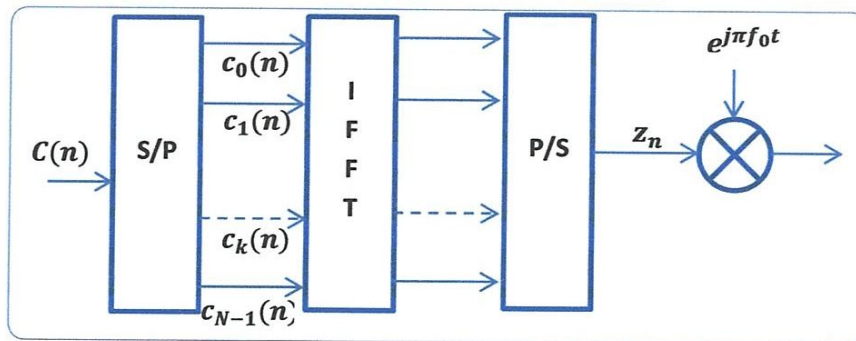


Figure I.11: Modulateur OFDM numérique

L'analyse théorique définit le signal discrétisé reçu au niveau du démodulateur sous la forme :

$$z_n = z\left(\frac{nT_s}{N}\right) = \sum_{k=0}^{N-1} C_k H_k e^{j2\pi n \frac{k}{N}} \quad (I.19)$$

$z_n$ , est la transformée de Fourier discrète inverse de  $C_k H_k$ , la démodulation consiste donc à effectuer une transformée de Fourier directe discrète. Le nombre de porteuses ayant été choisi tel que  $N = 2^n$ , on peut réaliser ce calcul à l'aide d'une FFT. On obtient alors le schéma suivant :

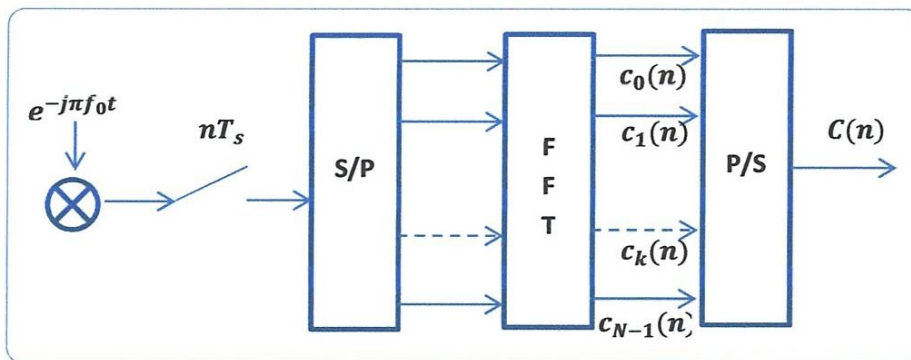


Figure I.12 : Démodulateur OFDM numérique

## I.5.4 Caractéristique d'un Signal OFDM

### I.5.4.1 Intervalle de Garde

Dans le cas d'une propagation sur un canal à trajet multiples, de nombreuses répliques de l'onde émise sont reçues avec des amplitudes et des retards différents. Il en résulte de l'interférence entre les symboles reçus ISI. Les techniques de modulation classiques transmettant sur de tels canaux sont très sensibles à ce type d'interférences qui sont d'ailleurs d'autant plus importantes que la durée d'un symbole est petite par rapport à l'étalement des retards du canal (Figure I.13 (a)). En d'autres termes, la fiabilité de la transmission est favorisée si la durée des symboles utiles transmis est grande par rapport à l'étalement maximum des retards du canal (Figure I.13 (b)). Il existe donc un compromis à trouver entre le débit lié à la durée du symbole et la fiabilité de la liaison liée à l'interférence ISI. Les modulations à porteuses multiples apportent une solution intéressante à l'optimisation de ce compromis.

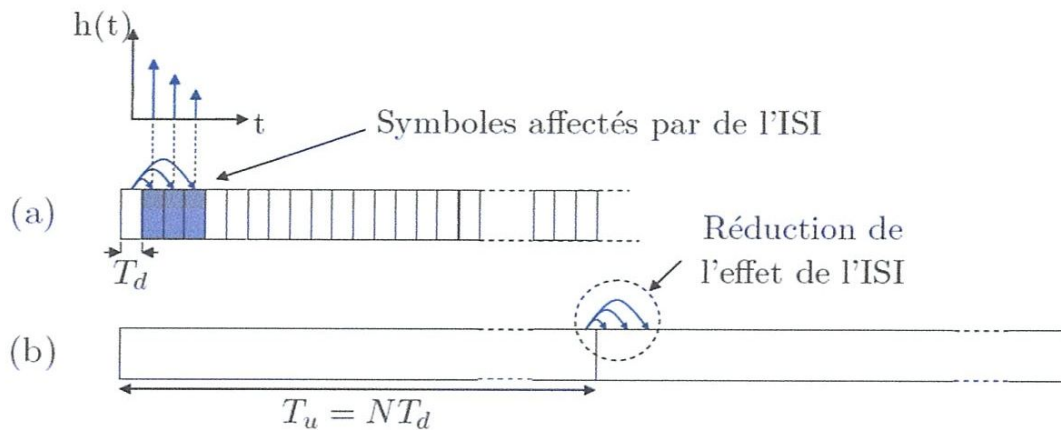


Figure I.13 : Effets du canal à trajets multiples sur des symboles reçus dans le canal  
(a) mono-porteuse et (b) multi-porteuses

Avec :  $T_u$  : la durée de la partie utile de chaque symbole OFDM qui n'est pas affectée par l'ISI.

$1/T_d$  : le débit de la modulation mono-porteuse initiale.

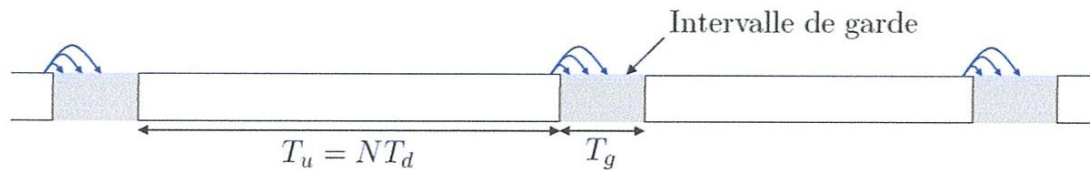


Figure I.14 : Effets Illustration de l'effet de l'intervalle de garde précédent chaque symbole OFDM

Avec :  $T_g$  : la durée de l'intervalle de garde.

$T_s = T_u + T_g$  : la durée de chaque symbole OFDM.

#### I.5.4.2 Interférence Entre Symboles (ISI)

Plusieurs mécanismes sont donc présents dans une transmission OFDM pour réduire les erreurs. L'intervalle de garde réduit les interférences entre deux symboles OFDM, dues aux trajets multiples. L'intervalle de garde est un délai introduit entre la transmission de deux symboles OFDM consécutifs afin d'absorber l'étalement des retards dus aux trajets multiple, dont la durée  $T_g$  doit être supérieure au retard maximum des signaux issus des trajets indirects. L'insertion de ce préfixe est

présentée par la figure I.14. La partie utile de durée  $T_u$  de chaque symbole OFDM ne sera alors pas affectée par l'ISI.

Après l'insertion de l'intervalle de garde, l'espacement entre les sous-porteuses reste égal à  $\Delta f = 1/T_u$  alors que la durée des symboles OFDM est augmentée à  $T_s = T_g + T_u$  entraînant une perte d'orthogonalité entre les sous-porteuses. Cette orthogonalité peut être restaurée en réception sous réserve que durant le fenêtrage rectangulaire de durée  $T_u$  sur laquelle est appliquée la FFT, le nombre de périodes de chacun des signaux sinusoïdaux composant le signal OFDM soit entier.

Il existe deux techniques permettant de restaurer l'orthogonalité entre les sous-porteuses en réception. La première, appelée (préfixe cyclique : CP-OFDM) consiste à ajouter de la redondance au signal temporel à émettre, on place dans cet intervalle de garde une copie de la fin du symbole OFDM à transmettre.

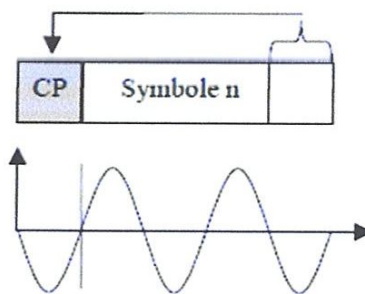


Figure I.15 : Insertion de préfixe cyclique

La seconde, appelée (Zero Padding : ZP-OFDM) consiste quant à elle à insérer des échantillons de valeur nulle entre les symboles OFDM.

En pratique on choisit pour la taille de cet intervalle de garde une durée de l'ordre du quart de celle d'un symbole OFDM, ce qui représente un bon compromis entre diminution des erreurs et perte de débit utile.

#### I.5.4.3 Interférence Entre Sous Porteuses (ICI)

Si le préfixe inséré au début d'une trame OFDM est muet (sans aucun signal), des interférences inter porteuses vont se produire. Pour expliquer ce phénomène, il

est beaucoup plus facile de raisonner dans le domaine fréquentiel plutôt que dans le domaine temporel, non échantillonné.

Prenons donc l'exemple d'une transmission OFDM à  $N$  sous-porteuses à travers un canal à deux trajets, dont le retard du trajet indirect est  $\delta$ , inférieur à la longueur du préfixe  $T_g$ . La durée d'une trame OFDM sans son préfixe est, comme précédemment, notée  $T_u$ . Observons sur la figure I.16 les chronogrammes de deux "voies" particulières, correspondant aux sous-porteuses de fréquences respectives  $f_k$  et  $f_{k+1}$  [2].

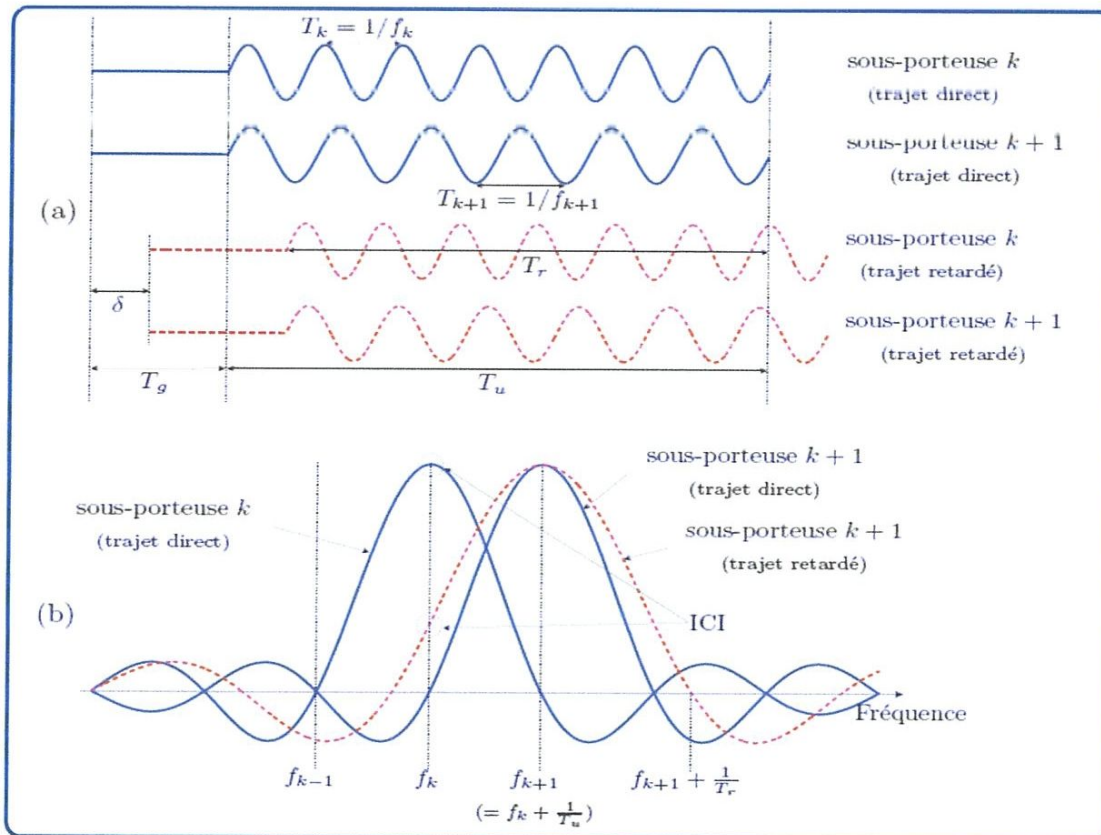


Figure I.16 : Interférence inter-porteuse (ICI) en OFDM dans les domaines : (a) temporel et (b) fréquentiel dans le cas d'un canal à deux trajets

Dans la figure I.16(a), les signaux  $k$  et  $k+1$  issus soit du trajet direct, soit du trajet réfléchi sont représentés en fonction du temps. Il est important de noter que le décalage  $\delta$ , dû au retard de trajet, modifie notablement l'allure du signal dans la

fenêtre d'observation, de largeur  $T_u$ , liée à la référence d'horloge, puisque la sinusoïde n'est présente que sur une durée  $T_r$ .

En réception, après suppression du préfixe, on réalise la FFT sur la durée  $T_u$  de la trame OFDM, correspondant à la fenêtre visualisée sur la figure I.16 (a).

Pour le trajet direct, la transformée de Fourier d'une sinusoïde de fréquence  $f_k$ , convoluto par la fonction porte de largeur  $T_u$ , correspondra à un sinus cardinal s'annulant aux fréquences  $\pm 1/T_u$ , comme cité au paravent. Il en est de même pour la sous-porteuse  $f_{k+1}$ . Pour le trajet indirect, les signaux ayant subi une ou plusieurs réflexions, donc décalés dans le temps, la sinusoïde n'est présente que sur une durée  $T_r < T_u$ . Ceci entraînera une modification de la fonction caractérisant le contenu spectral de puissance du signal, dont les passages par zéro se produiront donc pour des valeurs différentes de celles associées au trajet direct. Les diverses courbes de la figure I.16 (b) mettent clairement ce problème en évidence. Lors de l'échantillonnage, il n'y aura plus d'orthogonalité entre les sous-porteuses et on retrouvera des informations d'une sous-porteuse sur l'autre. Afin d'éviter ces interférences, le préfixe ne doit pas être muet, mais être la recopie des  $L$  derniers symboles de la trame OFDM. On parle dans ce cas de préfixe cyclique. L'avantage de cette recopie est que chaque signal, issu d'un trajet multiple, possèdera toujours un nombre entier de sinusoïdes sur la durée  $T_u$ .

Dans le domaine fréquentiel et grâce au préfixe cyclique, la sommation des signaux de la sous-porteuse  $f_k$  issus des divers trajets ne détruit donc pas l'orthogonalité des sous porteuses, mais introduit seulement un déphasage. La valeur de  $L$  est choisie de telle façon que la durée des  $L$  symboles soit supérieure au retard maximum entre trajets.

### I.5.5 Synchronisation En OFDM

Les erreurs de synchronisation dans un système OFDM, présentées par la figure I.17, sont dues aux décalages en temps et en fréquence entre le signal reçu à l'entrée du récepteur et les horloges et oscillateurs locaux en réception[6].



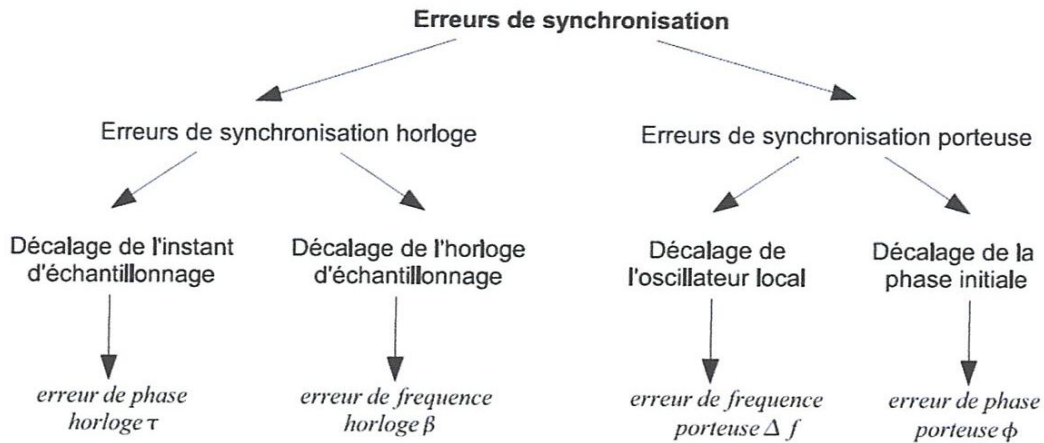


Figure I.17 : Sources d'erreurs de synchronisation

Ces erreurs de synchronisation perturbent le signal reçu et conduisent à des dégradations plus ou moins importantes des performances des systèmes. Afin de corriger ces erreurs plusieurs algorithmes de synchronisation sont proposés dans la littérature tel que :  $f$

- Algorithmes exploitant l'intervalle de garde.  $f$
- Algorithmes utilisant des symboles pilotes.  $f$
- Algorithmes de type aveugle.

## I.6 Avantages Et Inconvénients de l'OFDM

Contrairement aux transmissions mono porteuses, un des grands avantages de la modulation OFDM consiste en la simplicité de l'égalisation des distorsions. Ceci permet d'avoir des récepteurs simples et peu coûteux.

Les principaux avantages et inconvénients de la modulation l'OFDM sont nombreux, on peut en citer :

- Une utilisation efficace des ressources fréquentielles en comparaison avec les solutions classiques de multiplexage fréquentiel. Ceci est principalement dû au fait que dans l'OFDM, les canaux se chevauchent tout en gardant une orthogonalité parfaite.

- Les techniques multi porteuses sont robustes au bruit impulsif puisque chaque sous porteuse est affectée d'un bruit indépendant des autres porteuses. contrairement aux modulations mono porteuses, où le bruit peut affecter un certain nombre de symboles transmis, la perte d'un symbole dû à un bruit important n'affecte pas les autres symboles.
- Les techniques OFDM ont une très grande flexibilité dans l'allocation du débit dans un contexte multi utilisateurs. En effet, en fonction de la valeur du gain instantané du canal, chaque sous porteuse peut être codée indépendamment des autres porteuses.
- L'OFDM est également très vulnérable aux problèmes de décalage en fréquence (Frequency offset) et de synchronisation. En effet, la fréquence offset engendre des interférences ICI qui peuvent détruire l'orthogonalité entre sous porteuses[9].

## I.7 Application de l'OFDM

Le principe de la modulation multi porteuse est basé sur le multiplexage fréquentiel (FDM). Il a été proposé la première fois par M.L.Doeltz et al. à la fin des années 1950.ils présentèrent un modem fonctionnant en haut fréquence et qui émettait simultanément sur différentes fréquences porteuses modulées à bas débit. après plusieurs années de développement, l'OFDM est aujourd'hui présente dans de nombreux standards tels que la radiodiffusion numérique terrestre(DAB), la norme de télévision numérique terrestre(DVB-T), la technologie ADSL, les réseaux sans-fils WLAN définis par les normes IEEE 802.11a et 802.11b(WiFi) ainsi que les réseaux d'accès 802.16(WiMAX)[7].

## I.8 Conclusion

Ce chapitre pose les différents principes de base, sans lesquels, la compréhension des systèmes utilisant la modulation multi porteuse OFDM sera compromise. La grande popularité de l'OFDM dans les différents standards de communication est fortement liée à ses différents avantages. Le fait d'utiliser la transformée de Fourier pour la génération des signaux OFDM a permis une diffusion

diversifiée de l'information sur les sous porteuses ainsi qu'une implantation simplifiée de la modulation. Associée à l'orthogonalité des sous porteuses, l'OFDM se particularise par une grande efficacité spectrale, ce qui lui permet d'atteindre de forts débits d'information. L'utilisation d'un intervalle de garde augmente sa robustesse vis-à-vis des dispersions du canal de propagation, et l'aide à lutter de façon efficace contre les interférences entre symboles.



*CHAPITRE II*  
*FORMAT*  
*DE MODULATION*  
*OPTIQUE*



## II.1 Introduction

Les formats de modulation dans les systèmes de communication par fibre optique ont été conçus pour limiter les effets de diaphonie (multiplexage de longueur d'onde) et pour incrémenter la capacité de transmission. Les formats de modulations les plus utilisés dans le domaine optique sont les formats de type RZ et NRZ, connus par l'acronyme OOK=On-off keying, ce codage se fait par absence/présence d'intensité lumineuse, d'autres formats de modulation plus avancés sont utilisés. Pour répondre à la demande croissante de la capacité des liaisons sur fibre optique tel que BPSK, QAM, OFDM.

## II.2 Systèmes de Génération de Formats de Modulation

Les systèmes de transmission par fibres optiques sont conçus pour faire propager par voie optique des données binaires «0 » et « 1 ». Il convient donc de déterminer un code permettant de traduire ces signaux dans le domaine optique par une modulation adéquate d'un signal optique continu. Le code utilisé pour la traduction en optique des signaux binaires est appelé format de modulation [11].

La modulation optique consiste à modifier les caractéristiques de la lumière (la fréquence, la phase, la polarisation et l'amplitude d'une onde lumineuse) et inscrire des informations sur l'onde lumineuse [12]. Pour générer un format de modulation optique dans un système de transmission, il est nécessaire de disposer d'un modulateur qui joue le rôle de convertisseur électro-optique. Les modulateurs électro-optiques sont suffisamment rapides pour qu'on les retrouve communément dans les systèmes de transmission optique. Pour cette raison, nous nous focalisons sur les différents modulateurs électro-optiques par la suite. Il existe deux types de modulation optique: modulation directe et modulation externe.

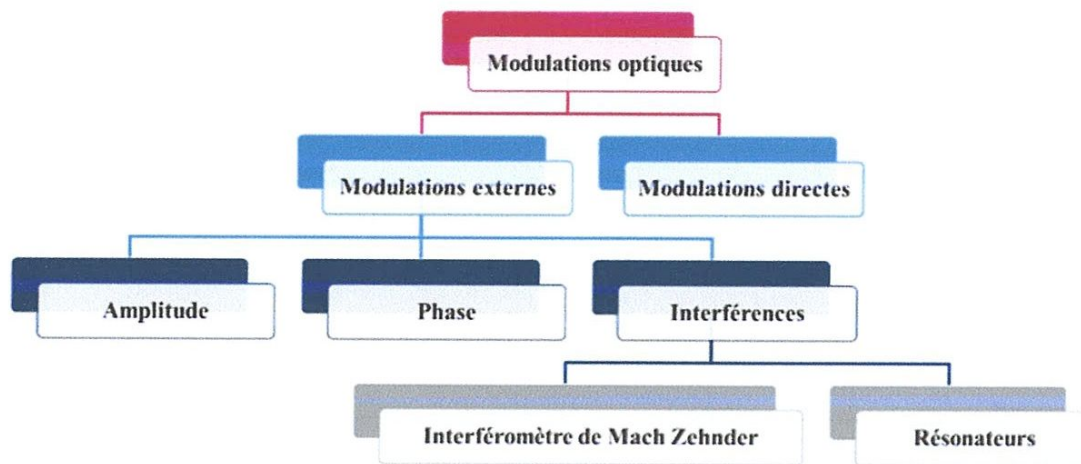


Figure II.1 : Classification des modulations optiques

### II.2.1 Modulation Directe

La modulation directe, c'est-à-dire la modulation du courant qui traverse un laser à semi-conducteur, est la plus simple des modulations pour générer une onde optique modulée de type OOK (On Off Keying). Cette modulation d'amplitude repose sur la linéarité de la fonction de transfert de la diode laser (intensité =  $f(\text{courant de polarisation})$ ). Cette diode peut donc être pilotée par un simple buffer autour de sa tension de seuil pour moduler l'intensité lumineuse de la lumière.

La modulation directe d'une diode laser s'accompagne inévitablement d'une modulation de fréquence parasite (pépiement, ou « chirp » en anglais). En effet, toute modulation de la densité de porteurs dans la cavité laser cause des fluctuations de l'indice de réfraction et donc de la fréquence de l'onde émise[13].

De plus, la modulation directe ne permet que d'effectuer une modulation du signal optique via son intensité. Les modulateurs externes permettent un choix plus varié de formats de modulation.

### II.2.2 Modulation Externe

Pour des débits très élevés ou des liaisons à très longue distance, il est plus efficace d'utiliser le laser à un niveau de sortie constant. La lumière est alors modulée à l'aide d'un dispositif externe. L'avantage d'utiliser un modulateur externe est d'augmenter la

distance de liaison maximale, car l'effet de chirp du laser est éliminé. Deux types de modulateurs externes sont couramment utilisés dans la pratique : le modulateur à électro-absorption (EAM) et le modulateur Mach-Zehnder (MZM).

### II.2.2.1 Modulateur à Electro-absorption (EAM)

Ce type de modulateur repose sur l'effet d'électro-absorption dont l'objectif est de moduler l'intensité lumineuse d'un faisceau optique à partir d'un champ électrique. Un simple guide d'onde de quelques microns, sur lequel un champ électrique est appliqué suffit pour réaliser un tel modulateur.

Ces modulateurs souffrent eux aussi de l'effet de *pépiement*, vu lors de l'étude de la modulation *directe*. En outre, toute l'énergie optique absorbée par le matériau est restituée sous forme de chaleur. La capacité de gestion de cette puissance thermique est donc aussi un facteur limitant pour la conception et la mise en œuvre de ce type de modulateur [13]. Un gros inconvénient des EAM est que leur fonction de transfert en intensité dépend fortement de la longueur d'onde du signal optique. De plus ils présentent également un chirp non négligeable. C'est pourquoi ils n'ont pas été étudiés au cours de ce travail de thèse.

### II.2.2.2 Modulateur Mach Zehnder (MZM)

Le modulateur Mach-Zehnder est un interféromètre à deux ondes, constitué de deux bras recevant chacun la moitié de la puissance lumineuse initiale. Au niveau de ses bras, un déphasage relatif entre les deux signaux est appliqué, au moyen d'une ou de deux cellules électro-optiques disposées chacune dans un bras. Ce déphasage est converti en variation d'intensité du signal optique par l'interférence entre les signaux déphasés issus des deux bras [1]. La Figure (II.2) représente le schéma de principe d'un modulateur Mach-Zehnder.

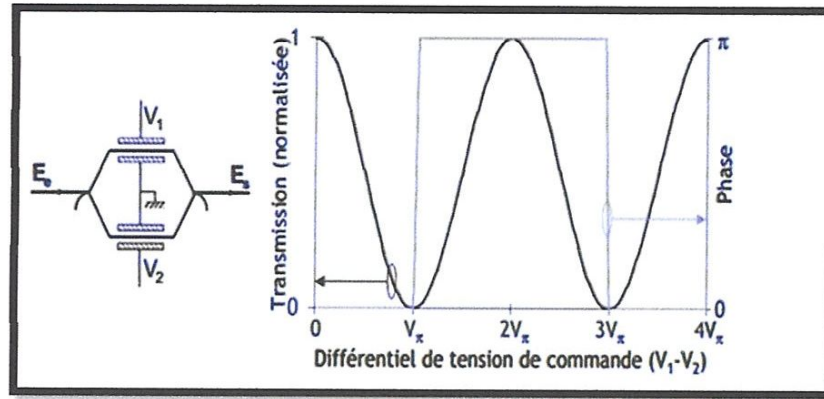


Figure II.2 : schéma de principe d'un modulateur Mach-Zehnder et sa fonction de transfert en intensité et en phase en configuration « push-pull »

Une tension  $V$  appliquée à une électrode provoque une modification de la phase du signal optique  $\Delta\beta(V)$  dans le bras de l'interféromètre ; l'indice de réfraction du guide d'onde dépend de la tension appliquée [14]. Le signal de sortie du modulateur est donnée par :

$$E(V_1, V_2) = \frac{E_0}{2} [\exp(j\Delta\beta(V_1)L) + \exp(j\Delta\beta(V_2)L)] \quad (\text{II.1})$$

Cette expression peut être simplifiée à :

$$E(V_1, V_2) = E_0 \cos \left[ \left( \frac{\Delta\beta_2 - \Delta\beta_1}{2} \right) L \right] \exp \left[ j \left( \frac{\Delta\beta_2 + \Delta\beta_1}{2} \right) L \right] \quad (\text{II.2})$$

*Modulation d'amplitude      Modulation de phase*

Où  $\Delta\beta_1$ ,  $\Delta\beta_2$  sont les variations de la phase des signaux optiques dans les branches 1 et 2 du modulateur.

$L$  : est la longueur d'interaction de chaque bras de l'interféromètre.

Les constantes de phase sont donnés par :

$$\Delta\beta_i = \frac{2\pi}{\lambda_0} n_i, i = 1, 2$$

Où :  $n_i$  est l'indice de réfraction et  $\lambda_0$  la longueur d'onde dans l'espace libre.



- L'indice de réfraction dépend de la tension appliquée :

$$n_i = n_0 + \eta_i V(t), i = 1, 2$$

L'intensité du signal de sortie est donnée par :

$$I(V_1(t), V_2(t)) = E_0^2 \cos^2 \left( \frac{\Delta\beta_2(V_2(t)) - \Delta\beta_1(V_1(t))}{2} L \right) \quad (\text{II.3})$$

Cette expression peut être réduite à :

$$I(V_1(t), V_2(t)) = \frac{E_0^2}{2} \left[ 1 + \cos \left( \frac{\pi}{V_\pi} (V_2(t) - V_1(t)) \right) \right] \quad (\text{II.4})$$

$$\text{Avec : } V_\pi = \frac{\lambda_0}{2L\eta}$$

De la même manière la phase est peut être donnée par :

$$\phi_{chirp}(V_1(t), V_2(t)) = \left( \frac{\Delta\beta_2(V_2(t)) + \Delta\beta_1(V_1(t))}{2} \right) L \quad (\text{II.5})$$

Le paramètre  $a$  est défini comme étant :

$$a(V_1, V_2) = 2 \frac{d\phi_{chirp}(V_1, V_2)}{d(\ln(I(V_1, V_2)))} \quad (\text{II.6})$$

## II .3 Format de Modulation Optique

### II.3.1 Principe de Modulation Optique

Les systèmes de transmission par fibres optiques sont conçus pour faire propager par voie optique des données binaires « 0 » et « 1 ». Il convient donc de déterminer un code permettant de traduire ces signaux dans le domaine optique par une modulation adéquate d'un signal optique continu. Le code utilisé pour la traduction en optique des signaux binaires est appelé format de modulation.

La méthode de modulation la plus intuitive consiste à coder l'information de la manière suivante : « 0 » pas de lumière transmise, ou à faible puissance et « 1 » de la lumière transmise, à puissance plus forte. C'est le principe du codage en intensité, appelé OOK (pour On/Off Keying), et parfois ASK (Amplitude Shift Keying) ou IMDD (Intensity-Modulated Direct Detection). Ce codage OOK regroupe plusieurs formats de

modulation, ayant tous en commun le codage de l'information binaire par le biais de l'intensité de l'onde lumineuse.

Une onde lumineuse est caractérisée par son intensité, que l'on peut moduler pour transporter l'information, mais elle est aussi caractérisée par sa phase, qui est un degré de liberté que l'on peut aussi exploiter pour moduler l'information binaire à transporter. De nombreux formats de modulation basés sur la modulation de phase (PSK pour Phase-Shift Keying) existent et sont à l'étude. Nous intéresserons ici plus particulièrement à la modulation différentielle en phase (DPSK pour Differential Phase-Shift Keying) et (DQPSK pour differential quaterany phase -shift keying) dont nous détaillerons le principe et l'intérêt.

### II.3.2 Intérêt du Choix du Format de Modulation

Chaque format de modulation est caractérisé à la fois par son comportement temporel en amplitude, visualisable par exemple sur un diagramme de l'œil, son comportement en phase, pouvant être visualisé sur une constellation, et son spectre. Un signal lumineux se propageant dans une fibre optique subit des effets de propagation, comme nous l'avons vu précédemment (atténuation, dispersion, effets non linéaires, accumulation du bruit d'ASE,...). Or ces effets dépendent de la nature temporelle et spectrale du signal, et donc de la manière avec laquelle il est modulé. Les formats de modulation vont donc réagir à ces effets d'une manière qui leur est propre. Certains formats seront donc naturellement plus tolérants que d'autres à un effet ou à un autre, ils seront moins pénalisés que d'autres par une accumulation de ces effets. Mais les formats les plus tolérants aux différents effets seront aussi bien souvent les plus difficiles ou les plus coûteux à générer et/ou à détecter. La méthode de génération du format est donc aussi un paramètre à prendre en compte pour choisir tel ou tel format [11].

### II.3.3 Codages en Intensité (OOK)

#### II.3.3.1 Le Format NRZ (Non Return-to-Zero)

C'est le format le plus simple et le plus intuitif qui existe. Un signal optique modulé en NRZ est la copie conforme du signal binaire électrique : un « 0 » est codé par un signal à faible puissance (idéalement nulle) et un « 1 » par un signal à forte puissance [1]. Le NRZ peut être généré au moyen d'un Modulateur Mach-Zehnder sans "Chirp" pour les longues distances. Dans ce cas de figure, le modulateur doit être polarisé à 50% de la transmission. Il suffit de moduler sa tension de commande par un signal proportionnel au signal binaire initial et variant entre un minimum et un maximum de la fonction de transfert en intensité du Mach-Zehnder, avec une variation de tension de  $V\pi$ .

Cependant une puissance résiduelle pour le codage du « 0 » est souvent observée du fait des imperfections de la modulation, ce qu'on appelle le taux d'extinction (ou ER pour Extinction Ratio) du format, ayant alors une valeur finie. Le taux d'extinction d'un format de modulation OOK est défini par :

$$ER = \frac{P_1}{P_0} \text{ ou } ER_{dB} = 10 \log_{10} \left( \frac{P_1}{P_2} \right) \quad (\text{II.7})$$

Avec  $P_1$  et  $P_0$  représentent respectivement les puissances moyennes du niveau 1 et du niveau 0. Un format généré expérimentalement a un taux d'extinction typique de 13 dB. Pour générer un signal NRZ, une seule cellule électro-optique, donc une modulation sur un seul bras, est nécessaire.

La Figure (II.3) montre un exemple de trace temporelle, le diagramme de l'œil et le spectre d'un format NRZ présentant un taux d'extinction de 13 dB [11].

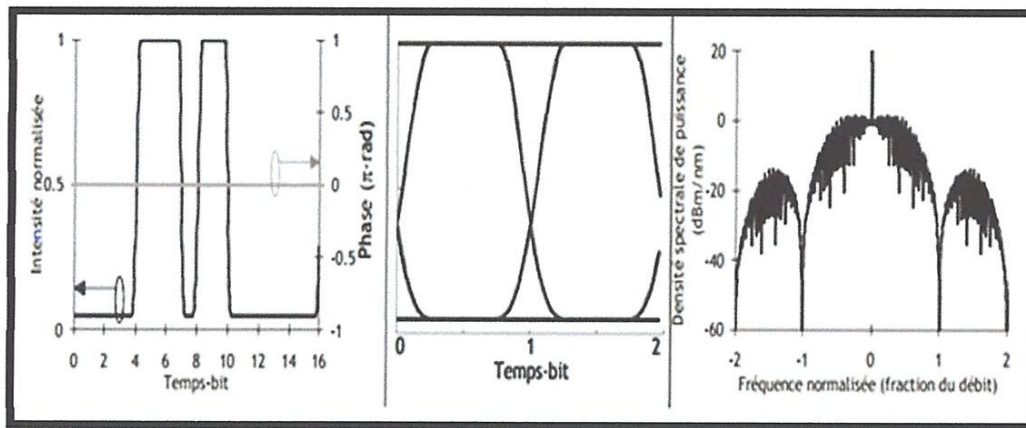


Figure II 3 : Trace temporelle, diagramme de l'œil et spectre du format NRZ.

Le spectre de ce format comporte, comme celui de la plupart des formats de modulation, un lobe principal et des lobes secondaires deux fois plus étroits. Le lobe principal du spectre du format NRZ a une largeur égale à deux fois la fréquence d'information du signal optique. De plus, le spectre d'un format NRZ est facilement reconnaissable à son onde porteuse unique située au centre de son spectre. Celle-ci comporte des harmoniques aux multiples entiers de la fréquence d'information, mais dans le cas du NRZ, elles coïncident avec les annulations de puissance entre les lobes.

### II.3.3.2 Le Format RZ (Return-to-Zero)

Le format RZ est un autre format OOK. La différence avec le NRZ, est qu'à chaque temps-bit, il effectue un retour à zéro systématique. Ainsi le codage d'un « 0 » en RZ sera similaire en format NRZ, mais le codage d'un « 1 » en RZ sera une impulsion lumineuse de durée totale 1 temps-bit. Pour générer le format RZ, il suffit d'appliquer à un signal préalablement modulé en NRZ, au moyen d'un MZM supplémentaire, une sur-modulation sinusoïdale de fréquence égale à la fréquence d'information du signal, et d'amplitude comprise entre les mêmes tensions correspondant à l'alternance croissante de la fonction de transfert. Cette sur modulation RZ induit une augmentation de la largeur spectrale du signal RZ par rapport à celle du signal NRZ, mais elle induit aussi une plus grande ouverture de l'œil pour une même puissance moyenne. De plus, les différentes impulsions d'un signal RZ ont moins tendance à se chevaucher et à interférer entre elles par le biais de la dispersion, que les différents symboles d'un signal

NRZ affectés par la même dispersion. Les performances du format RZ en termes de sensibilité et de tolérance aux effets non-linéaires s'en trouvent ainsi améliorées par rapport à celles du format NRZ. La Figure (II.4), montre un exemple de diagramme de l'œil et le spectre d'un format RZ [11].

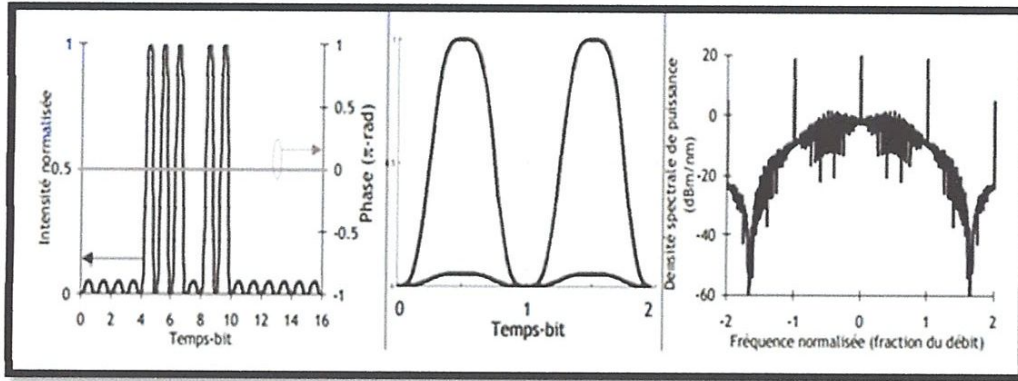


Figure II.4 : Trace temporelle, diagramme de l'œil et spectre du format RZ-50% [11]

Du fait de la sur-modulation RZ, le lobe principal du spectre du format RZ est plus large que celui du spectre NRZ. Nous pouvons aussi y observer l'apparition des harmoniques de l'onde porteuse, qui étaient situées entre les lobes du spectre et donc invisibles dans le cas du format NRZ.

### II.3.4 Modulation Binaire par Déplacement de Phase (BPSK)

La modulation binaire par déplacement de phase (BPSK) code un symbole dans deux états de phase avec une différence de phase de  $\pi$  comme représenté dans le diagramme de constellation (représentation de symboles dans le plan complexe du champ optique) sur la figure (II.5(b)). Elle peut être générée à l'aide d'un interféromètre de Mach Zehnder (MZI), qui se compose de deux modulateurs de phase imbriqués. Ces modulateurs de phase sont utilisés pour manipuler la phase relative entre les deux branches et pour réaliser soit une interférence constructive ou destructive à la sortie. Le MZI est entraîné en mode push-pull (un des modulateurs de phase est entraîné avec le modèle de données inverse pour réduire la tension de commande nécessaire) autour de son point zéro transmission, pour parvenir à une phase relative de  $\pi$  radians (voir Figure (II.5)).

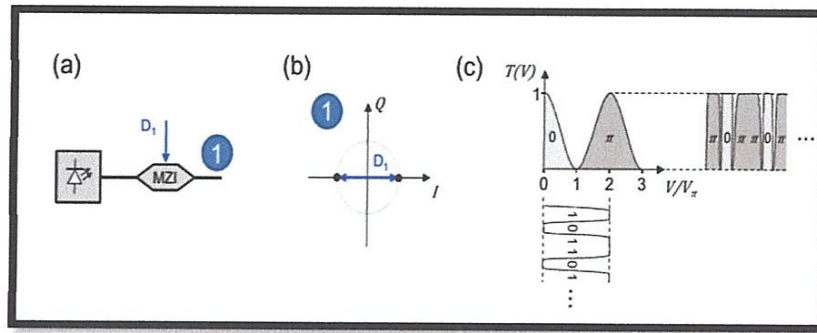


Figure II.5: (a) un interféromètre de Mach-Zehnder (MZI) est utilisé pour générer une BPSK (b) constellation. (c) fonction de transfert de puissance d'un MZI norme: une séquence de données binaires avec une oscillation de tension de  $2V_{\pi}$ , polarisée au point de transmission nul génère une forme d'onde de sortie avec variation de phase optique[15].

Pour un MZI idéal (sans pertes) en mode push pull, la fonction de transfert de la figure (II.5.c) peut être écrite comme suit :

$$T(V) = \frac{A_{out}}{A_{in}} = \frac{1}{2} \left\{ \exp\left(j \frac{\pi}{2} \frac{V}{V_{\pi}}\right) + \exp\left(-j \frac{\pi}{2} \frac{V}{V_{\pi}}\right) \right\} = \cos\left(\frac{\pi}{2} \frac{V}{V_{\pi}}\right) \quad (\text{II.8})$$

$V$  : tension de commande électrique et  $2V_{\pi}$  la tension pour atteindre un déphasage de  $\pi$ .

Des premiers formats à plusieurs niveaux adaptés pour les communications optiques était differential quaternary-phase-shift-keying ((D) QPSK) [11], contenant 4 états de phase séparés par une distance de phase de  $\pi/2$  rad (voir la figure II.6(b)). (D) QPSK code pour 2bits / symbole et est souvent générée par deux emboîtée MZI, dont chacun est piloté par un signal électrique binaire avec une amplitude de  $2V_{\pi}$  polarisé au niveau du point d'émission zéro. Une des sorties optiques est ensuite déphasé par  $\pi/2$  rad et combiné avec l'autre signal (voir la figure (II.6)). Dans la littérature récente, cette structure d'émission est notée comme un IQ modulateur, parce que l'un MZI modulant en phase, tandis que l'autre est codant pour la quadrature composante du signal.

8PSK code 3bits / symbole avec 8 phases états, également espacées avec une différence de phase de  $\pi/4$  rad (voir la figure (II.6.b)). Elle peut être générée à l'aide d'un émetteur QPSK suivi d'un modulateur de phase, ce qui décale la phase entre 0 et  $\pi/4$  rad (voir figure (II.6)). A noter qu'il est possible de coder des 16 états de phase différents et d'obtenir 16PSK si un émetteur 8PSK est précédé d'un modulateur de phase supplémentaire décaler la phase des signaux compris entre 0 et  $\pi/8$  rad.

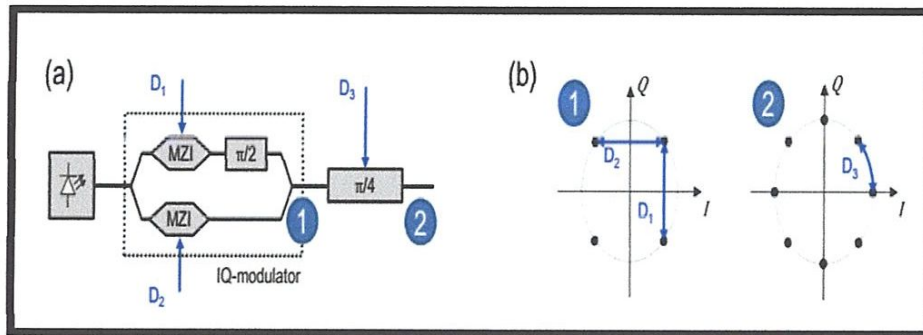


Figure II.6 : (a) un modulateur IQ est utilisé pour générer une constellation QPSK. L'insertion d'un modulateur de phase dans le trajet optique, décalage de la phase entre 0 et  $\pi/4$ . Il est possible d'obtenir 8PSK. (B) montre les diagrammes de constellation résultant de QPSK sur la gauche et 8PSK sur la droite.

## II.4 Principe d'une Liaison CO-OFDM

Un système CO-OFDM générique est illustré dans la figure II.7. Comme le montre la figure, il peut être divisé en cinq blocs fonctionnels : (1) émetteur OFDM, (2) modulateur optique IQ, (3) canal optique, (4) démodulateur optique IQ cohérent, et (5) récepteur OFDM. Nous allons expliquer chaque bloc en détail dans la suite.

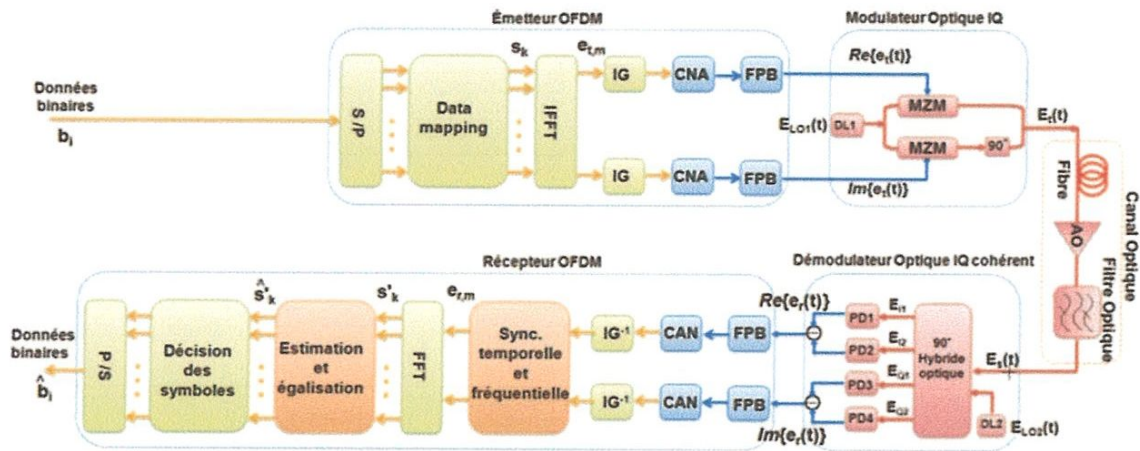


Figure II.7 : Un système CO-OFDM générique. S/P : Série-Parallèle ; IG : Intervalle de Garde ; P/S : Parallèle-Série ; DL : Diode Laser ; MZM : Modulateur Mach-Zehnder ; AO : Amplificateur Optique ; PD : Photodiode ; CNA : Convertisseur Numérique Analogique ; CAN : Convertisseur Analogique Numérique.

#### II.4.1 Émetteur OFDM

Un émetteur OFDM est constitué d'un convertisseur série-parallèle, d'un module de mise en correspondance des données (data mapping), d'un bloc IFFT, d'un additionneur de préfixe cyclique, d'un convertisseur parallèle-série, de convertisseurs numérique-analogique (CNA) et de filtres de réjection d'image.

La séquence de bits séries  $b_k (0 \leq k \leq N - 1)$  en entrée est d'abord convertie en une séquence parallèle puis est mise en correspondance avec les symboles appropriés  $S_k$ .

Généralement, une modulation M-QAM est utilisée pour cartographier les bits en symboles. Par la suite  $N$  sous-porteuses sont modulées par les symboles correspondant en utilisant une IFFT pour créer les  $N$  échantillons temporels  $e_{t,m}$ . Le préfixe cyclique est ensuite ajouté au signal.

Enfin, le signal étendu est converti en une séquence série suivie par un CNA pour obtenir un signal analogique comprenant partie réelle et partie imaginaire. Deux filtres passe-bas anti-repliement sont utilisés pour rejeter les images générées par l'IFFT et pour réduire la bande passante électrique requise[18].



### II.4.2 Modulateur Optique IQ

Le modulateur I/Q tire parti de l'orthogonalité entre un sinus et un cosinus. La structure la plus simple d'un modulateur I/Q est un laser local avec deux modulateurs Match-Zehnder en parallèle, mais l'un d'entre eux a un déphasage  $\pi/2$  (Figure II.8). Les deux signaux sont ajoutés pour obtenir le signal modulé optique [16].

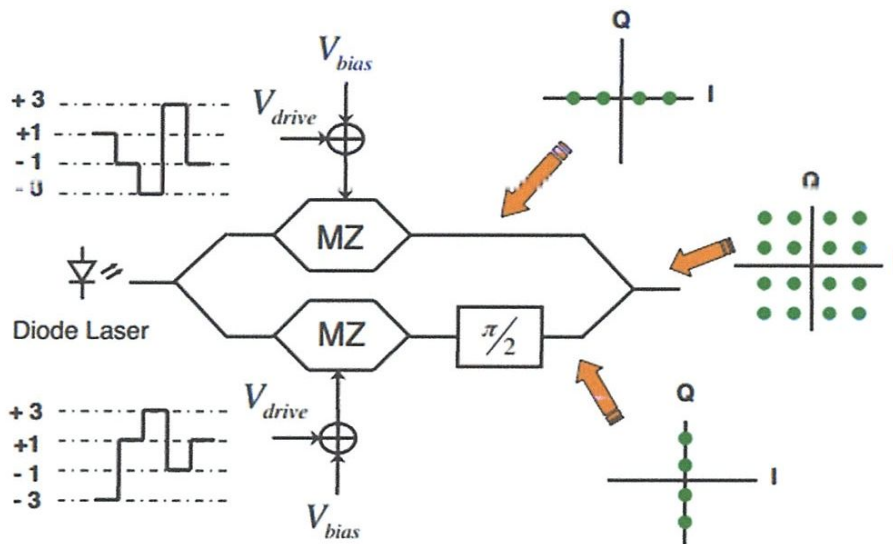


Figure II.8 : Modulateur optique IQ.

Le principal avantage du modulateur I/Q est la robustesse contre la rotation des symboles transmis (il ajoute une dimension au signal).

Mathématiquement, la formule qui décrit le comportement de la modulation I/Q est la somme de deux sinus (un par MZM) mais l'un d'entre eux à un déphasage de  $\pi/2$ . La dimension décalée est exprimé comme un axe imaginaire :

$$E_{out}(t) = E_0 \left( \sin\left(\frac{s(t)\pi}{V_\pi}\right) + j \sin\left(\frac{s(t)\pi}{V_\pi}\right) \right) e^{j\omega t} \quad (\text{II.9})$$

Où le premier terme est en phase et le second en quadrature.

### II.4.3 Démodulateur Optique IQ Cohérent

Les principaux objectifs de la détection cohérente sont la récupération linéaire des parties réelle et imaginaire du signal entrant et la suppression du bruit commun aux deux voies.

En détection directe, le signal optique reçu est détecté tel quel directement par une photodiode. Seule la puissance du signal reçu est détectée et l'information de phase est perdue. Ainsi, le seul format de modulation compatible avec la détection directe est la modulation d'intensité [17].

Des récepteurs cohérents peuvent convertir linéairement vers le bas un signal optique en un signal électrique en bande de base en utilisant la détection homodyne ou hétérodyne. Il a plusieurs avantages contre la détection directe [16]:

- La résolution fréquentielle au niveau de la bande de base ou à la fréquence intermédiaire (IF) est très élevée.

- Un récepteur cohérent pourrait avoir une sensibilité plus élevée qu'un système direct en raison de l'utilisation de la détection de phase.

- La détection Coherent permet la modulation d'amplitude en quadrature (QAM) car la phase peut être détectée.

En détection cohérente, le signal optique n'est plus détecté directement par une photodiode, mais est combiné avec le signal d'un laser oscillateur local avant détection. L'oscillateur local de réception n'est pas nécessairement asservi optiquement à l'onde porteuse reçue (free-running oscillator).

Soient  $E_s(t)$  le champ optique à bande étroite en sortie de la fibre de ligne et  $E_{LO}(t)$  le champ optique issu du laser oscillateur local (OL). Ces champs peuvent s'écrire sous la forme complexe :

$$E_{LO}(t) = E_{LO} e^{j(\omega_{LO}t + \varphi_{LO})} e_{LO} \quad (\text{II.10})$$

$$E_s(t) = E_s e^{j(\omega_s t + \varphi_s)} e_s \quad (\text{II.11})$$

$$= (E_{S_I}(t) + jE_{S_Q}(t)) e^{j(\omega_s t + \varphi_s)} e_s$$

Où  $E_s$  est l'enveloppe complexe (en bande de base) contenant l'information utile du signal reçu, et  $e_s$ ,  $e_{LO}$  sont des vecteurs de Jones unitaires décrivant les états de polarisation des deux champs optiques dans le plan transverse, puisque les modes fondamentaux des fibres optiques monomodes sont transverses électromagnétiques (TEM).

Considérons la tête de réception illustrée à la Figure II.9. Elle est constituée d'un hybride optique suivi de deux paires de photodiodes identiques, opérant une détection dite équilibrée. L'hybride optique, également appelé hybride 90°, est un composant optique passif, réalisé en technologie espace libre ou à partir de coupleurs optiques et de déphaseurs. Il permet d'effectuer les combinaisons linéaires adéquates entre les deux champs optiques.

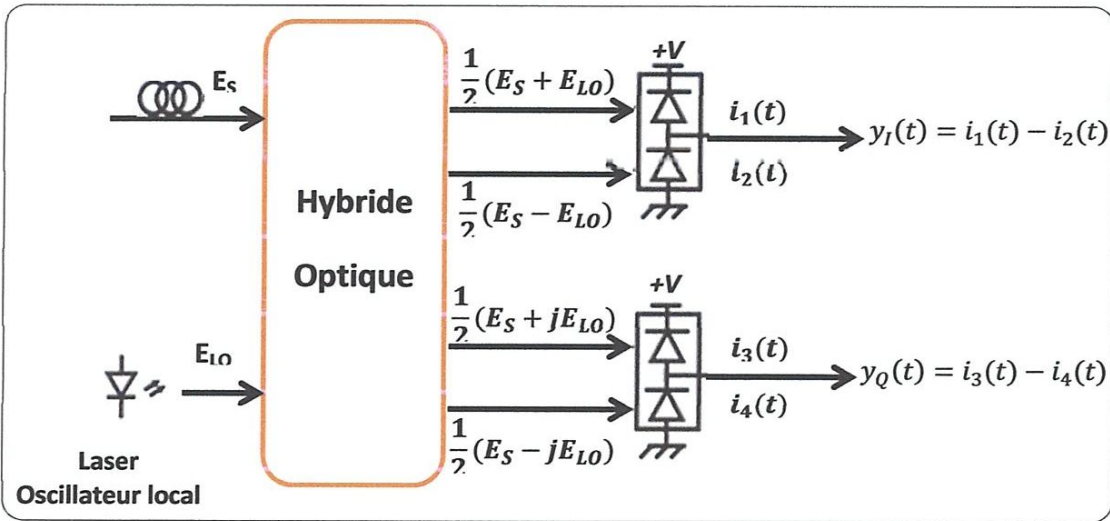


Figure II.9 : la tête de réception optique cohérente

Si on ne considère pas les différents bruits (thermique et quantique) pour ne conserver que les termes informatifs, le calcul des photo courants donne :

$$i_1(t) = S|E_S + E_{LO}(t)|^2 \tag{II.12}$$

$$= S(|E_S|^2 + E_{LO}^2 + 2\Re\{E_{LO}E_S(t)e^{j(\omega_{IF}t + \Delta\phi)}e_S \cdot e_{LO}^*\})$$

$$i_2(t) = S|E_S - E_{LO}(t)|^2 \tag{II.13}$$

$$= S(|E_S|^2 + E_{LO}^2 - 2\Re\{E_{LO}E_S(t)e^{j(\omega_{IF}t + \Delta\phi)}e_S \cdot e_{LO}^*\})$$

$$i_3(t) = S|E_S + jE_{LO}(t)|^2 \tag{II.14}$$

$$= S(|E_S|^2 + E_{LO}^2 + 2\Im\{E_{LO}E_S(t)e^{j(\omega_{IF}t + \Delta\phi)}e_S \cdot e_{LO}^*\})$$

$$i_4(t) = S|E_S - jE_{LO}(t)|^2 \tag{II.15}$$

$$= S(|E_S|^2 + E_{LO}^2 - 2\Im\{E_{LO}E_S(t)e^{j(\omega_{IF}t + \Delta\phi)}e_S \cdot e_{LO}^*\})$$

Où  $S$  désigne la sensibilité des photodiodes,  $\text{Re}\{\cdot\}$  et  $\text{Im}\{\cdot\}$  représentent respectivement la partie réelle et la partie imaginaire,  $\omega_{IF} = \omega_S - \omega_{LO}$  est la pulsation intermédiaire,  $\Delta\varphi = \varphi_S - \varphi_{LO}$  et  $e_S \cdot e_{LO}^*$  désigne le produit scalaire entre les deux vecteurs d'états de polarisation.

L'examen des expressions (II.12) à (II.15) fait apparaître deux propriétés importantes de la détection cohérente.

La première propriété est que le photocourant issu de la superposition de deux champs optiques comprend un terme de détection quadratique associé à chacun des champs signal et local (termes de mode commun), ainsi qu'un terme de battement entre eux (terme de mode différentiel). Si les photodiodes appariées sont identiques (même sensibilité et même réponse fréquentielle), la détection équilibrée permet une réjection du mode commun pour ne conserver que le terme de battement. Les sorties de la tête de réception opto-électronique sont alors données par :

$$\begin{aligned} \mathcal{Y}_I(t) &= i_1(t) - i_2(t) & \text{(II.16)} \\ &= 4S \Re\{E_{LO} E_S e^{j(\omega_{IF}t + \Delta\varphi)} e_S \cdot e_{LO}^*\} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \mathcal{Y}_Q(t) &= i_3(t) - i_4(t) & \text{(II.17)} \\ &= 4S \Im\{E_{LO} E_S e^{j(\omega_{IF}t + \Delta\varphi)} e_S \cdot e_{LO}^*\} \end{aligned}$$

Par commodité de notation, on définit la sortie complexe de la tête de réception par :

$$\begin{aligned} \mathcal{Y}(t) &= \mathcal{Y}_I(t) + j\mathcal{Y}_Q(t) & \text{(II.18)} \\ &= 4SE_{LO} E_S e^{j(\omega_{IF}t + \Delta\varphi)} e_S \cdot e_{LO}^* \end{aligned}$$

La tête de réception de la figure II.9 permet ainsi la transposition du signal optique à bande étroite dans le domaine RF, autour d'une pulsation intermédiaire  $\omega_{IF}$ . Cette transposition de fréquence conserve toute l'information de l'enveloppe complexe  $E_S(t)$ .

La deuxième propriété de la détection cohérente est que l'amplitude du courant de battement dépend des états de polarisation relatifs des champs signal et local. En particulier, les termes de battement s'annulent lorsque ces deux champs ont des états de polarisation orthogonaux ( $e_S \cdot e_{LO}^* = 0$ ) et sont maximisés lorsque les états de polarisation

sont identiques ( $e_s \cdot e_{LO}^* = 0$ ). En pratique, la polarisation du champ optique en sortie d'une fibre de ligne n'est pas connue. Pour maximiser l'amplitude du courant de battement, et maximiser ainsi le rapport signal-à-bruit électrique quel que soit l'état de polarisation du champ optique en entrée du récepteur, il existe deux solutions.

La première solution consiste à asservir optiquement l'état de polarisation du champ signal sur celui de l'OL à l'aide d'un contrôleur de polarisation et d'une boucle de contre-réaction. Ainsi, les états de polarisation des deux champs sont identiques (à l'erreur d'asservissement près) et ( $e_s \cdot e_{LO}^* = 1$ ).

La seconde solution consiste à utiliser un récepteur à diversité de polarisation, illustré à la figure II.10. Le principe de la diversité de polarisation consiste à décomposer Chacun des champs  $E_s$  et  $E_{LO}$  sur deux axes de polarisation orthogonaux et à dupliquer la tête de réception de la figure II.9 afin de disposer d'une chaîne de démodulation sur chaque polarisation. Pour séparer un champ optique incident en deux champs orthogonaux de polarisations rectilignes, on utilise un séparateur de polarisation (PBS pour Polarization Beam Splitter) dont les axes sont notés  $\parallel$  et  $\perp$ .

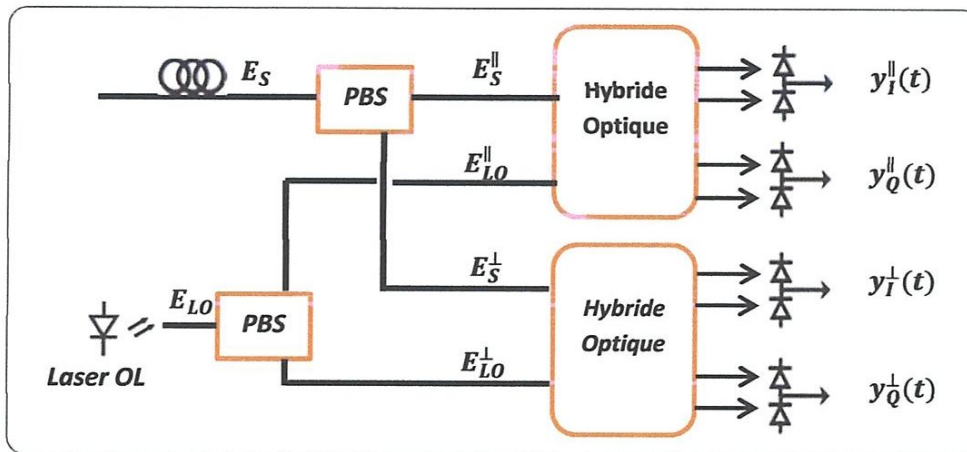


Figure II.10 : Le récepteur optique cohérent à diversité de polarisation

Dans le cas général, l'état de polarisation du champ optique en sortie de la fibre de ligne est elliptique. Le champ issu du laser OL est généralement à polarisation rectiligne, et son orientation peut être fixée de sorte à former un angle de  $45^\circ$  avec les axes orthogonaux du PBS, afin de répartir la puissance du laser OL à parts égales sur les

deux composantes. Ainsi, dans la base formée par les axes des PBS, les vecteurs d'états de polarisation des deux champs peuvent s'écrire :

$$e_{LO} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} 1 \\ 1 \end{pmatrix} \quad (\text{II.19})$$

$$e_S = \begin{pmatrix} \cos(\theta) \\ e^{j\phi} \sin(\theta) \end{pmatrix} \quad (\text{II.20})$$

Où  $\theta$  désigne l'angle d'orientation (ou azimut) du champ ES et  $\phi$  représente une avance ou un retard de phase entre les composantes # et  $\perp$  du champ. Dans ces conditions, les sorties de la tête de réception à diversité de polarisation sont données par :

$$y_I^{\parallel} = 2\sqrt{2}S \cos(\theta) E_{LO} (E_{S_I} \cos(\omega_{IF}t + \Delta\varphi) - E_{S_Q} \sin(\omega_{IF}t + \Delta\varphi)) \quad (\text{II.21})$$

$$y_Q^{\parallel} = 2\sqrt{2}S \cos(\theta) E_{LO} (E_{S_I} \sin(\omega_{IF}t + \Delta\varphi) + E_{S_Q} \cos(\omega_{IF}t + \Delta\varphi)) \quad (\text{II.22})$$

$$y_I^{\perp} = 2\sqrt{2}S \cos(\theta) E_{LO} (E_{S_I} \cos(\omega_{IF}t + \Delta\varphi + \phi) - E_{S_Q} \sin(\omega_{IF}t + \Delta\varphi + \phi)) \quad (\text{II.23})$$

$$y_Q^{\perp} = 2\sqrt{2}S \cos(\theta) E_{LO} (E_{S_I} \sin(\omega_{IF}t + \Delta\varphi + \phi) + E_{S_Q} \cos(\omega_{IF}t + \Delta\varphi + \phi)) \quad (\text{II.24})$$

Soit, en utilisant la notation complexe :

$$y^{\parallel}(t) = y_I^{\parallel}(t) + jy_Q^{\parallel}(t) \quad (\text{II.25})$$

$$= 2\sqrt{2}S \cos(\theta) E_{LO} E_S e^{j(\omega_{IF}t + \Delta\varphi)}$$

$$y^{\perp}(t) = y_I^{\perp}(t) + jy_Q^{\perp}(t) \quad (\text{II.26})$$

$$= 2\sqrt{2}S \sin(\theta) E_{LO} E_S e^{j(\omega_{IF}t + \Delta\varphi + \phi)}$$

La diversité de polarisation permet de bénéficier de toute la puissance du courant de battement qu'aurait fourni un récepteur asservi en polarisation, la répartition de cette puissance sur les sorties  $y^{\parallel}(t)$  et  $y^{\perp}(t)$  étant déterminée par l'angle d'azimut  $\theta$  que forme le grand axe de l'ellipse de polarisation du champ ES avec l'axe  $\parallel$  du PBS.

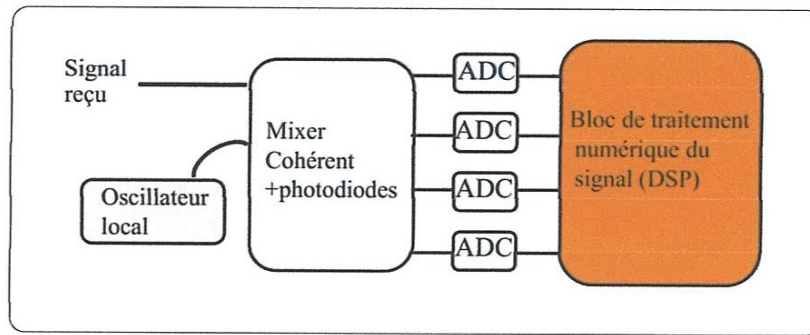


Figure II.11 : Schéma de principe du récepteur cohérent appliqué à chaque composante en polarisation

Dans les récepteurs cohérents utilisés actuellement dans les systèmes multiplexés en longueur d'onde et en polarisation, nous avons pour chaque composante du signal en polarisation, d'une part un mixeur cohérent suivi de photodiodes et de convertisseurs analogiques/numériques et d'autre part le bloc de traitement numérique du signal (Figure II.11).

#### II.4.4 Récepteur OFDM

Au niveau du récepteur OFDM, le processus inverse du codeur OFDM est effectué pour extraire les symboles transmis. Le signal analogique reçu est d'abord échantillonné avec un convertisseur analogique-numérique (CAN). Ensuite, le signal échantillonné doit être synchronisé en temps et en fréquence avant de faire la DFT[18].

#### II.5 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté un aperçu des différentes techniques et formats de modulation pouvant être appliqués en communications optique. Nous avons parlé sur le format de modulation NRZ-OOK (Non Return to Zero On-Off Keying) et de quelques formats de modulation avancée. Pour chaque cas, nous avons présenté de brèves généralités et un descriptif sur les critères d'analyse et de performance.

Puis nous avons introduit l'OFDM comme technique de modulations multi-porteuses, capable de combattre la dispersion chromatique du canal optique avec une efficacité spectrale, plus élevée que le NRZ-OOK. Un bref rappel mathématique sur l'OFDM a été abordé d'une part, ainsi que ses principales caractéristiques et avantages-inconvénients d'autre part.



*CHAPITRE III*  
*SIMULATION*  
*ET*  
*RESULTAT*





### III.1 Introduction

Dans ce chapitre nous allons étudier les performances de la modulation OFDM dans les liaisons optiques à l'aide d'une simulation en utilisant le logiciel « matlab ».

Le logiciel Matlab est un logiciel de manipulation de données numériques et de programmation dont le champ d'application est essentiellement les sciences appliquées. Son objectif, par rapport aux autres langages, est de simplifier au maximum la transcription en langage informatique d'un problème mathématique, en utilisant une écriture la plus proche possible du langage naturel scientifique.

Son apprentissage n'exige que la connaissance de quelques principes de base à partir desquels l'utilisation des fonctions évoluées est très intuitive grâce à l'aide intégrée aux fonctions.

Cette simulation comporte quatre parties.

La première partie consiste à synthétiser un signal OFDM continu à travers une implémentation M-QAM et l'application de l'IDFT (Inverse Discrète Fourier Transform) suivie d'une conversion numérique analogique (D/A).

La seconde partie consiste à injecter le signal OFDM résultant dans un modulateur optique cohérent (IQ).

Dans la troisième partie et après une transmission à travers une fibre optique, nous avons placé un récepteur optique cohérent au niveau de la réception pour démoduler le signal optique reçu.

Finalement, nous allons introduire une démodulation en utilisant un démodulateur OFDM pour retrouver les symboles émis à partir du signal reçu.

### III.2 La Chaîne de Transmission CO-OFDM

La Figure III.1 représente le schéma synoptique de la chaîne de transmission CO-OFDM.

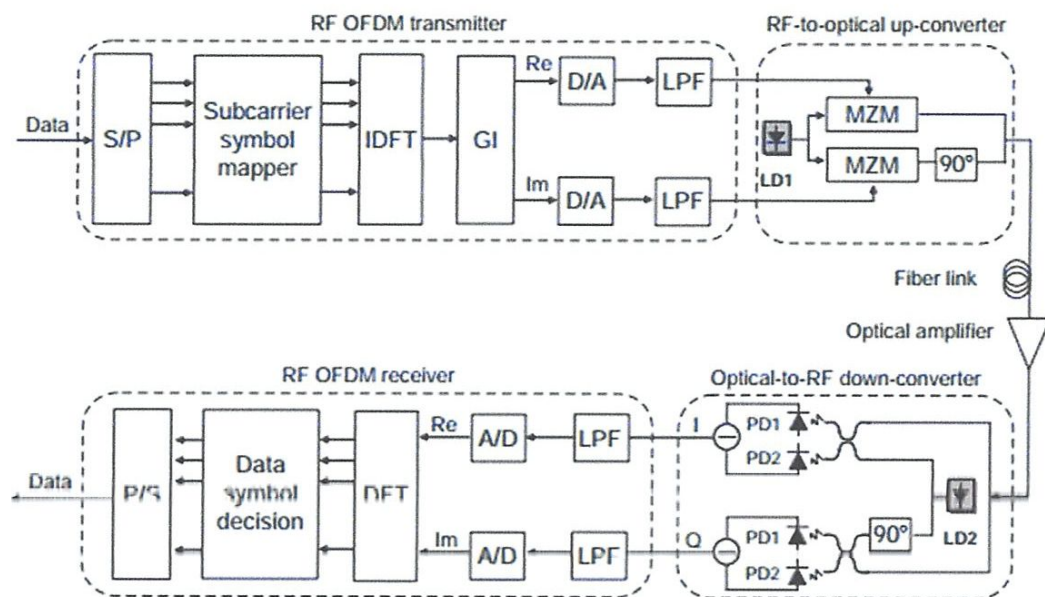


Figure III.1 : la chaîne de transmission CO-OFDM

Les principales étapes de la chaîne de transmission CO-OFDM sont les suivantes :

- les données codées sont générées de façon aléatoire.
- une modulation OFDM est appliquée à travers une conversion série parallèle, ensuite une décomposition des signaux en sous porteuses modulées mQAM est effectuée, puis l'application de l'IDFT (Inverse Discrete Fourier Transform), l'insertion de l'Intervalle de Garde (GI) suivie d'une conversion numérique analogique (D/A).
- le signal électrique obtenu est envoyé au modulateur Mach-Zender pour la conversion RF-optique et acheminement du signal.
- le signal optique obtenu est transporté par une liaison optique.
- le récepteur optique, constitué de photodiodes, reçoit le signal optique qu'il convertit en signal électrique puis le transmet au récepteur OFDM.
- le récepteur OFDM procède à la démodulation et à l'extraction de la séquence binaire reçue.
- le décodage canal est appliqué. Les modulations 4QAM, 16QAM seront successivement utilisées pour comparer les différentes techniques de codage canal dans la chaîne de transmission optique COFDM. Dans chaque

modulation, les données reçues peuvent être représentées sur un diagramme appelé le diagramme de constellation des signaux. Dans le diagramme de constellation, l'axe des abscisses est constitué des parties réelles (I) et l'axe des ordonnées des parties imaginaires (Q).

### III.2.1 Développements D'un Signal OFDM

Le principe de développement du signal OFDM est illustré par le schéma de la figure III.2.

Nous avons proposé un algorithme pour la simulation de cette méthode qui est illustré par l'organigramme suivant :

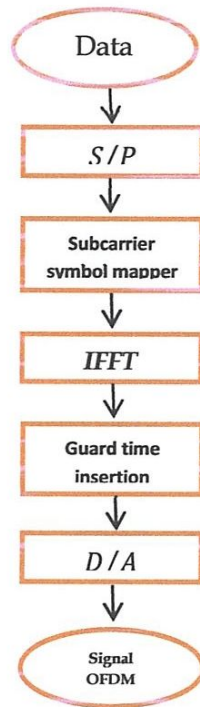


Figure III.2 : organigrammes du modulateur OFDM

### III.2.2 Paramètres de Systèmes :

Les paramètres du système étudié pour une modulation OFDM optique avec un format de modulation de type 4-QAM sont représentés ci-dessous.

période de symbole OFDM utile	$T_u = 224 \cdot 10^{-6}$
période élémentaire de baseband	$T = T_u/2048$
Interval de garde	$G = 0$ choix entre 1/4 ou 1/8 ou 1/16 ou 1/32
durée de la bande de garde	$delta = G * T_u$
période totale du symbole OFDM	$T_s = delta + T_u$
nombre de sous-porteuses	$K_{max} = 1705 ; K_{min} = 0$
longueur de IFFT/FFT	$FS = 4096$
Taux d'échantillonnages	$q=10$
fréquence porteuse	$fc = q * 1/T$
période de simulation	$R_s = 4 * fc$ $t = 0: 1/R_s: T_u;$

### III.3 Résultats Et Discussions :

Dans la chaîne d'émission, nous générons une série binaire qui peut représenter une voix, des données, une image ou encore une information analogique qui résulte d'une conversion analogique numérique. Les données binaires sont ensuite distribuées sur les différentes sous porteuses, puis modulées à l'aide d'un modulateur.

La figure III.3 représente une constellation d'une modulation 4-QAM

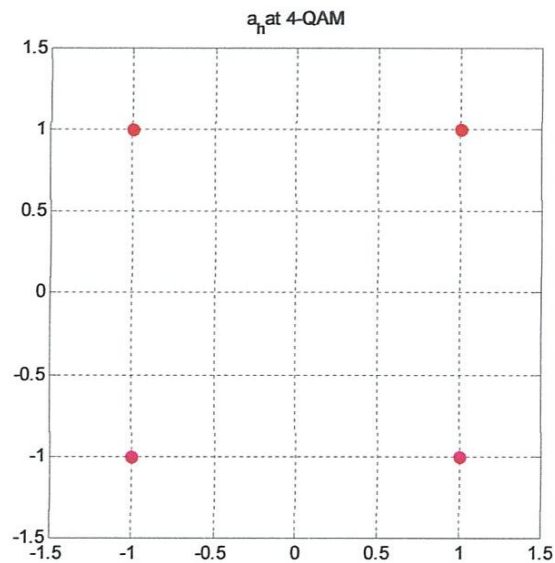


Figure III.3 constellation de la modulation 4QAM

### III.3.1 Emetteur OFDM

À chaque entrée, on applique par la suite une transformée de Fourier rapide inverse (IFFT) pour moduler les sous-porteuses. Puis, une conversion parallèle/série est effectuée, et nous ajoutons ensuite l'intervalle de garde sous forme de préfixe cyclique .et l'ensemble sera prêt pour l'émission.

La figure III.4 montre la représentation du signal OFDM à la sortie de l'IFFT

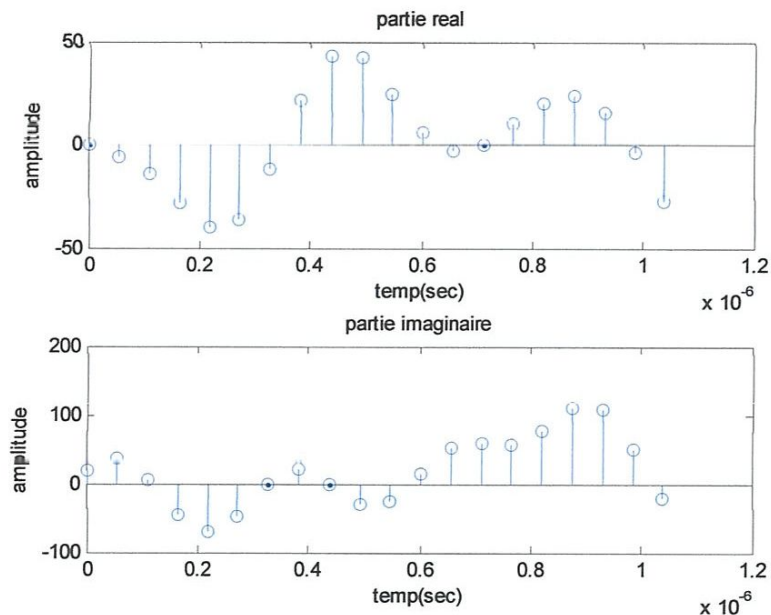


Figure III.4 Parties réelle et imaginaire du signal OFDM à la sortie de l'IFFT

On remarque que le signal OFDM à la sortie de l'IFFT est représenté par deux courbes, l'un pour la partie réelle et l'autre pour la partie imaginaire.

- **La DSP du signal OFDM a la sortie de l'IFFT**

La densité spectrale de puissance (PSD) est la réponse en fréquence d'un signal aléatoire ou périodique. Elle nous indique où la puissance moyenne est distribuée en fonction de la fréquence.

La réponse fréquentielle du signal totale de notre modulateur est représentée avec sa densité spectrale de puissance sur la figure III.5

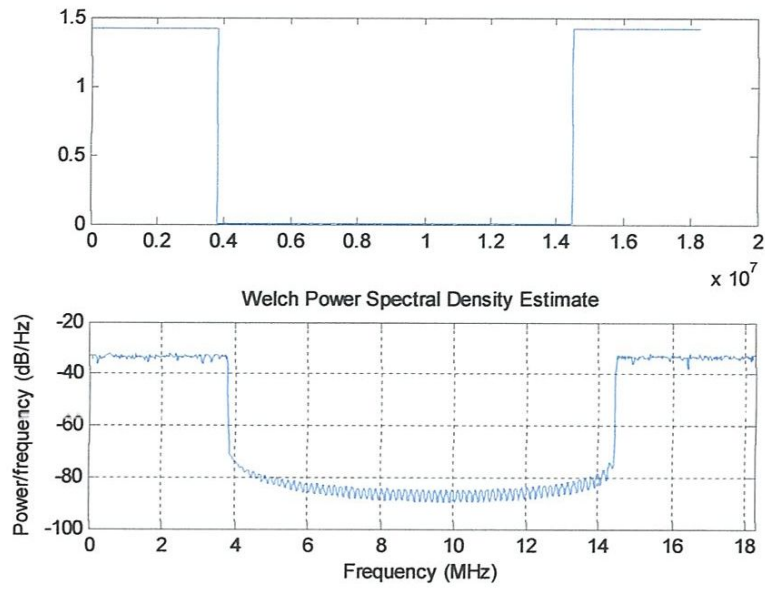


Figure III.5 la densité spectral de puissance

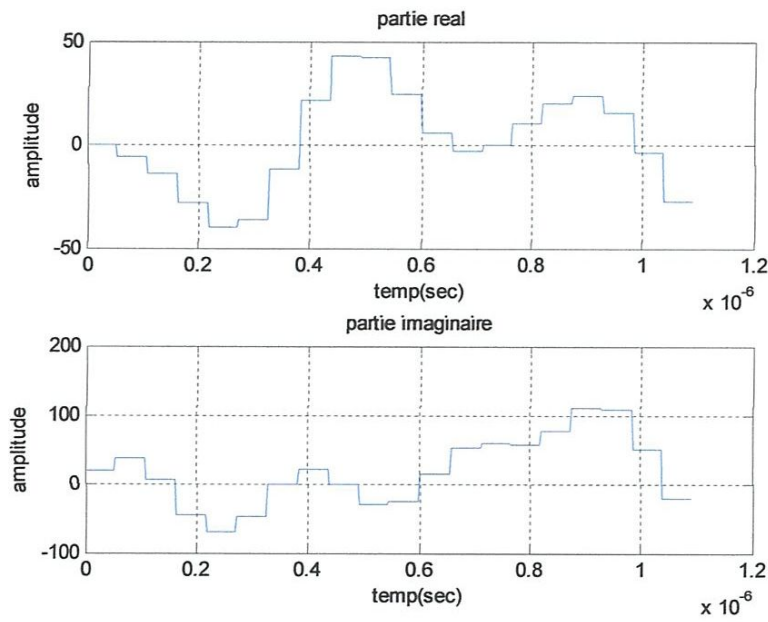


Figure III.6 le signal OFDM après un bloqueur d'ordre 0

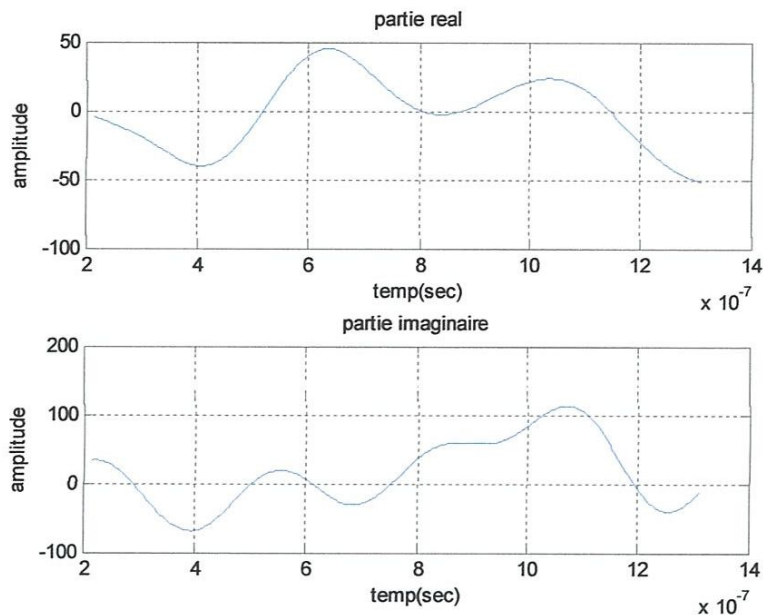


Figure III.7 signal OFDM a la sortie du convertisseur N/A

Après le convertisseur numérique analogique, le signal final généré est un signal électrique OFDM.

### III.3.2 Modulateur Optique (RF-to-optical up-converter)

Cette conversion est basée sur le modulateur mach-zehnder, l'intensité à la sortie peut être de façon générale, représentée par :

$$I_{out} = \frac{I_{in}}{2} \cos^2 \left( \frac{\pi V}{2V_{\pi}} \right) \quad (\text{III.1})$$

La relation III.1 est représentée sur la figure III.8 qui constitue la fonction de transfert d'un modulateur MZ : c'est une fonction périodique. En ordonnée est représentée le rapport de l'intensité transmise  $I_{out}$  sur l'intensité incidente  $I_{in}$ . En abscisse, est représentée la tension DC appliquée (tension de polarisation) qui définit le point de fonctionnement du modulateur. Le signal électrique modulant est la tension AC appliquée.

Les signaux électriques AC et DC sont convertis en signaux optiques par le biais de l'effet EO : Les champs électriques créés par l'application des signaux AC et DC

induisent une variation de l'indice de réfraction du matériau conduisant à la création d'un déphasage de l'onde optique s'y propageant. Dans la figure III.8, le point de fonctionnement M, obtenu pour une tension de polarisation de  $V_\pi/2$ , est situé au milieu de la zone linéaire. Ce point, appelé point de quadrature, correspond à 50% de transmission. C'est en ce point que l'amplitude de modulation est la plus importante.

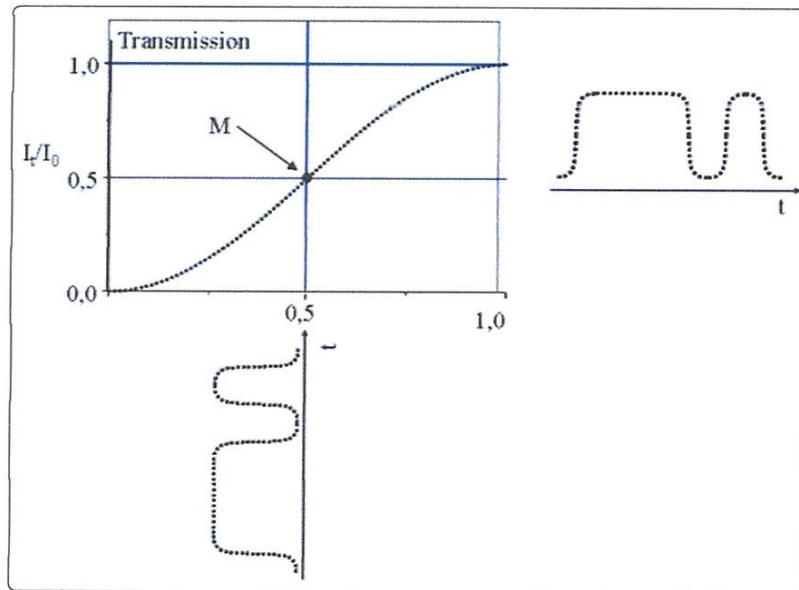


Figure III.8 : Fonction de transfert d'un modulateur MZ

La tension demi-onde  $V_\pi$  est un paramètre important pour le modulateur MZ.

C'est la tension qui correspond à l'introduction d'une différence de phase de  $\pi$  entre les deux bras de l'interféromètre.

Figure III.9 représente une partie du signal OFDM à la sortie du modulateur mach-zehnder



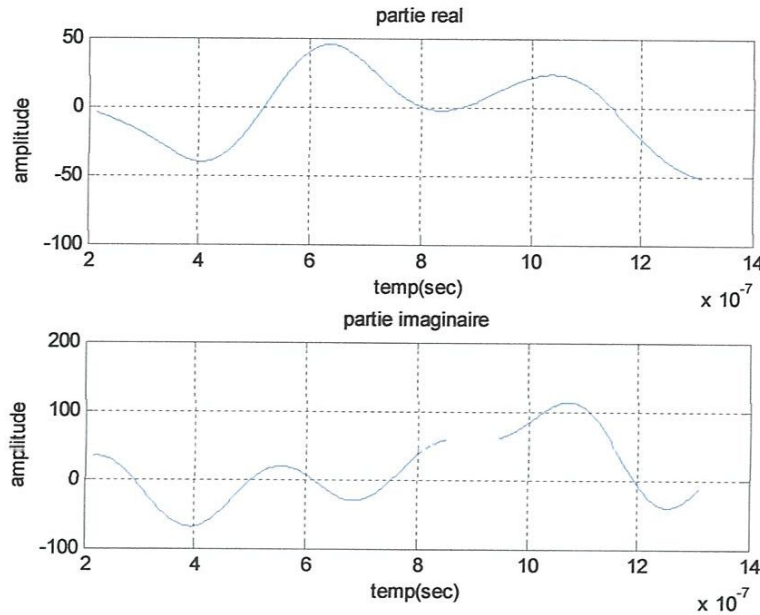


Figure III.9 signal OFDM à la sortie du modulateur mach-zehnder

**III.3.3 Démodulateur Optique (Optical-to-RF down-converter)**

à la réception on a utilisé un démodulateur optique cohérent (IQ), Un système de détection cohérente comprend un hybride optique 90° et une paire de photo-détecteurs équilibrés. L'hybride optique 90° s'agit d'un composant optique ayant deux ports d'entrée et quatre ports de sortie. Chacun des ports de sortie fournit un signal résultant de l'interférence des deux entrées avec les déphasages de 0, 90, 180 et 270 degrés. Figure III.10 ; montre le principe de fonctionnement d'un démodulateur optique cohérent (IQ)

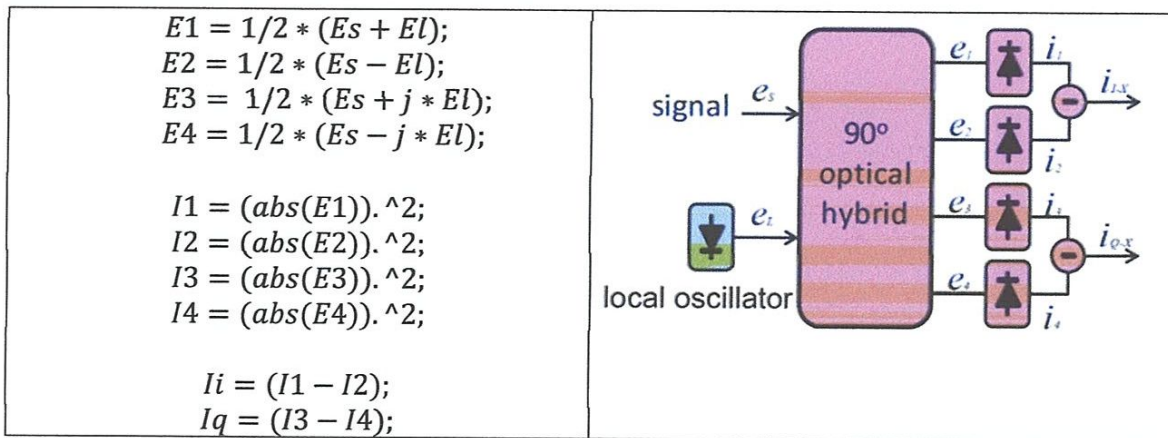


Figure III.10 principe de fonctionnement d'un démodulateur optique cohérent (IQ)

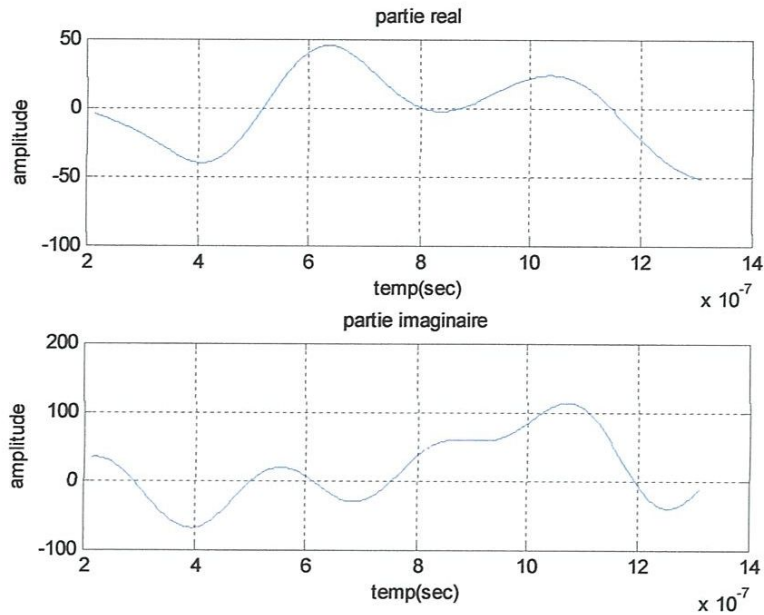


Figure III.11 signal OFDM après le démodulateur (IQ)

La figure III.11 représente le signal démodulé pour en extraire les symboles complexes organisés en partie réelle et en partie imaginaire.

### III.3.4 Démodulateur OFDM

Le récepteur effectue l'opération inverse de l'émetteur, le signal OFDM est converti en signal numérique à l'aide d'un convertisseur analogique-numérique.

Transformée de Fourier rapide est prélevé pour analyser le signal dans le domaine fréquentiel. Les données sont par la suite démodulées. On obtient à la sortie de la chaîne de réception un train d'informations dont la vraisemblance avec le signal original transmis dépend des perturbations introduites par le canal et les erreurs de traitement.

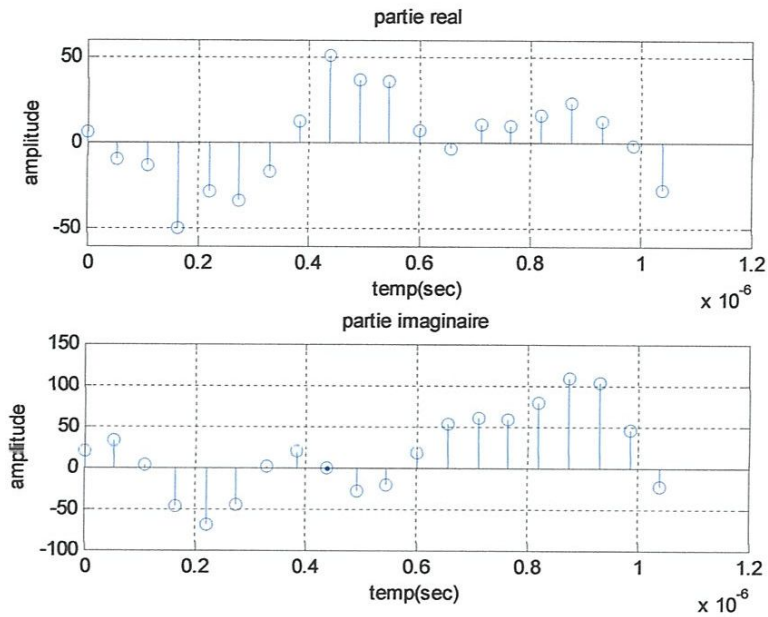


Figure III.12 le signal après le convertiseur A/N

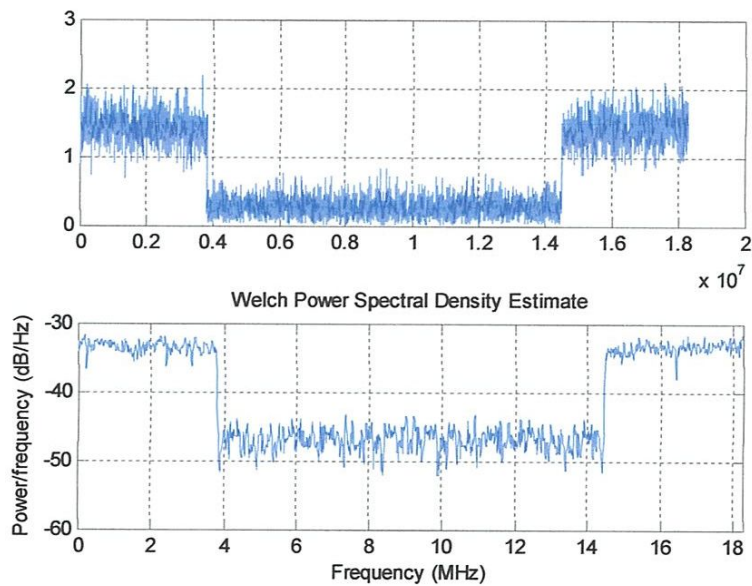


Figure III.13 la densité spectral de puissance du signal reçu (DSP)

### III.3.5 Constellation

La constellation est une représentation dans le plan I et Q d'une même série de données. Le diagramme de constellation donne un aperçu de la variation de

phase et d'amplitude, des effets de filtrage et des phénomènes tels que l'interférence entre symboles

- La constellation d'un format de modulation 4QAM avec différents valeur de bruit est illustrée sur la figure III.14

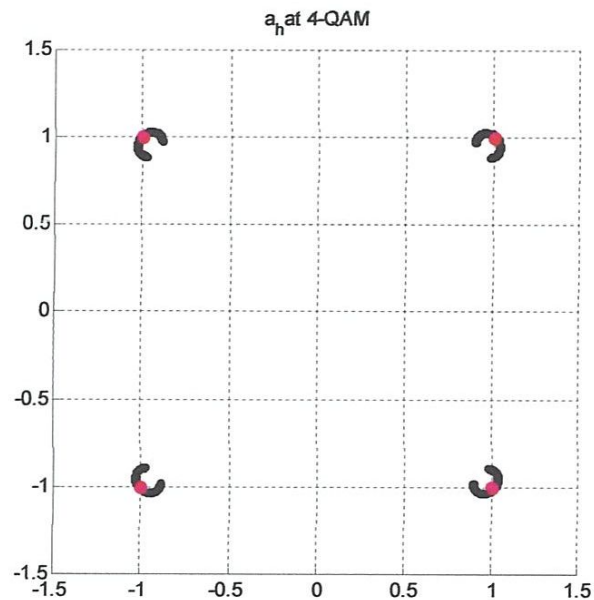


Figure III.14 diagramme constellation du signal 4QAM reçu sans bruit

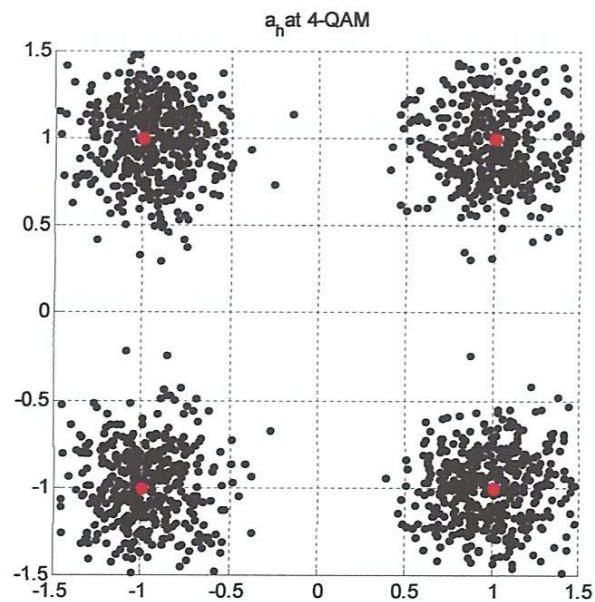


Figure III.15 le diagramme de constellation du signal reçu avec un bruit d'écart type=20

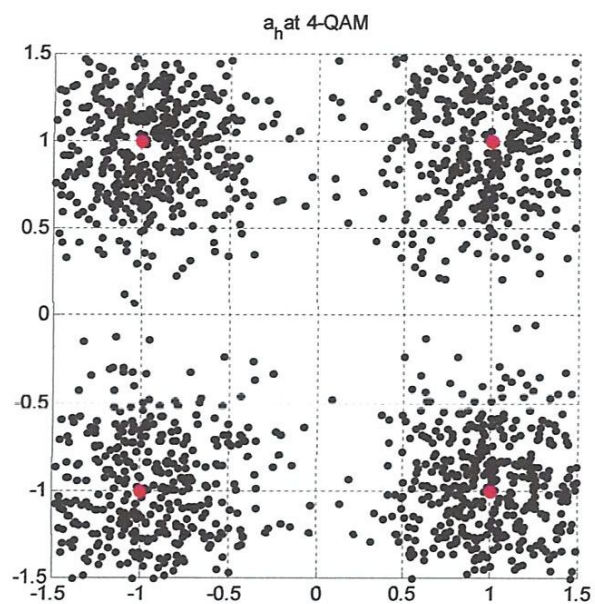


Figure III.16 La constellation du signal reçu avec un bruit d'écart type=30

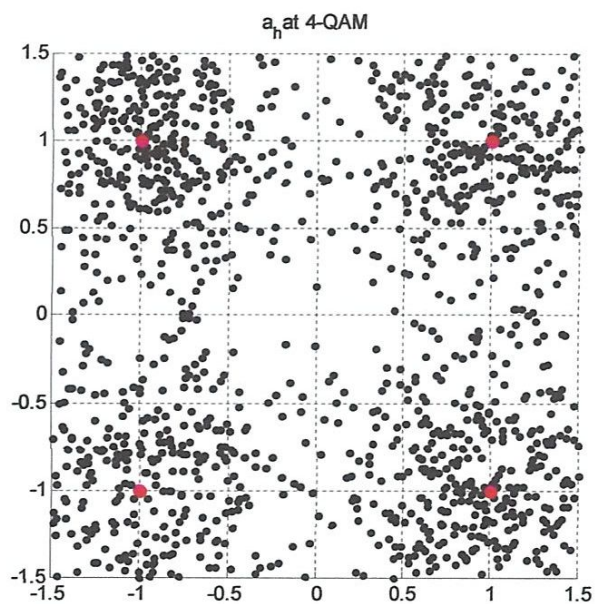


Figure III.17 La constellation du signal reçu avec un bruit d'écart type=40

- La constellation d'un format de modulation 16QAM avec différents valeurs de OSNR .

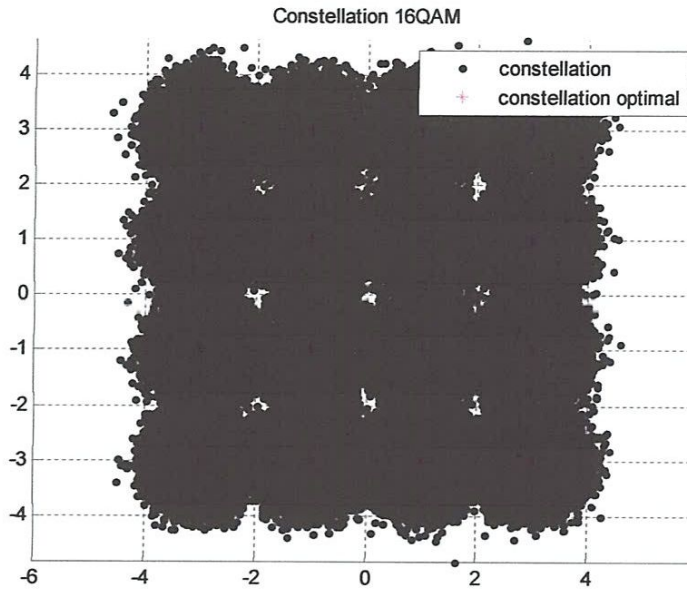


Figure III.18 La constellation du signal reçu avec SNR=17 dB

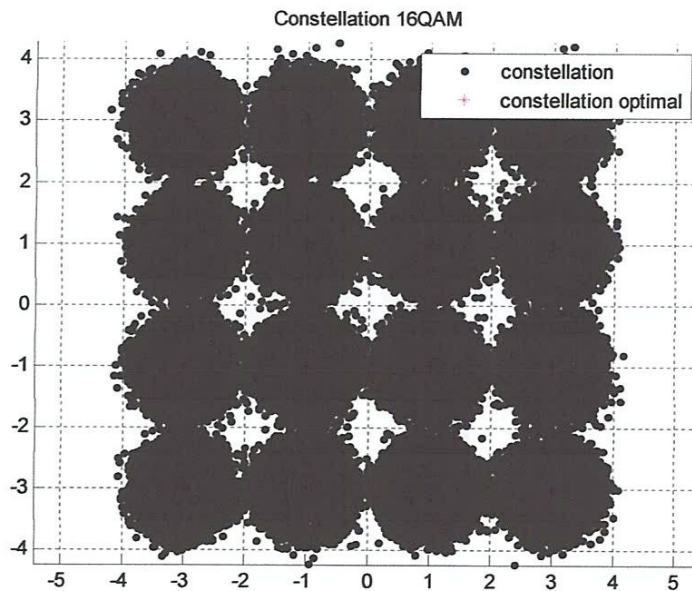


Figure III.19 La constellation du signal reçu avec SNR=19 dB

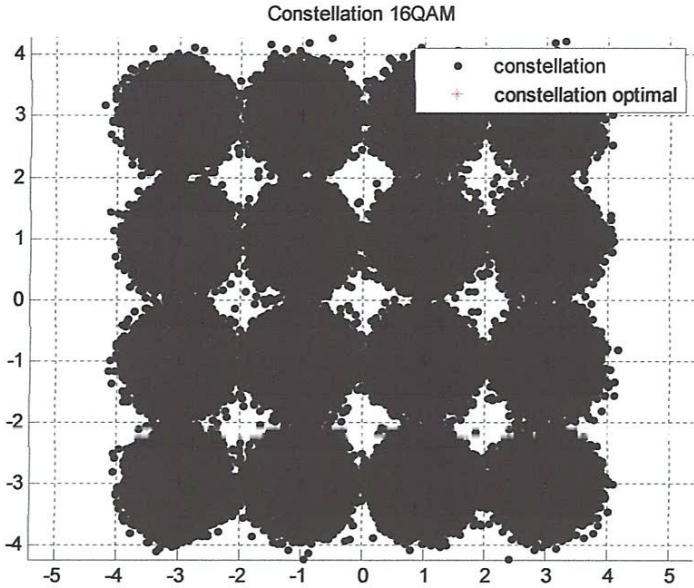


Figure III.20 La constellation du signal reçu avec SNR=21 dB

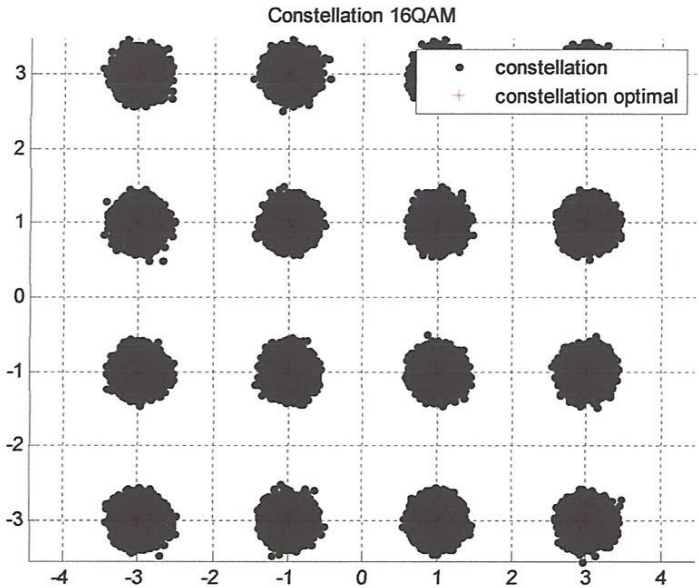


Figure III.21 La constellation du signal reçu avec SNR=25 dB

### III.4 Evaluation de BER

- **Taux d'erreur binaire (BER) :**

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

- **Rapport signal sur bruit (SNR)**

Ce terme fait référence au signal démodulé perçu après le processus de démodulation. Le bruit total est celui extrait du réseau de transmission plus le bruit intégré au signal de modulation sous la forme de bruit d'amplitude, de bruit phase et d'interférence inter symboles ainsi que d'autres dégradations de la modulation.

On le calcule à l'aide de l'une ou l'autre des formules représentées ci-dessous :

$$\left(\frac{S}{N}\right) (dB) = 10\log\left(\frac{P_S}{P_N}\right) \quad (III.2)$$

PS : Puissance du signal en W.

PN : Puissance de bruit en W.



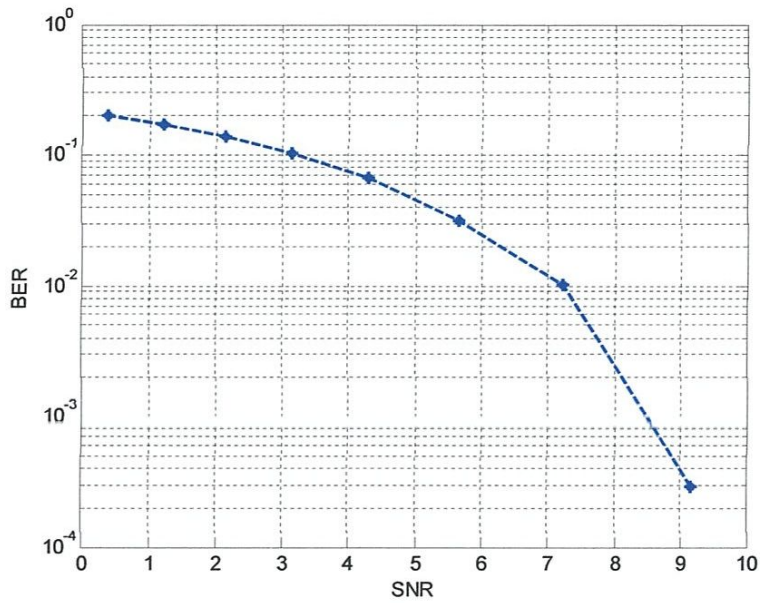


Figure III.22 BER pour une Modulation 4QAM

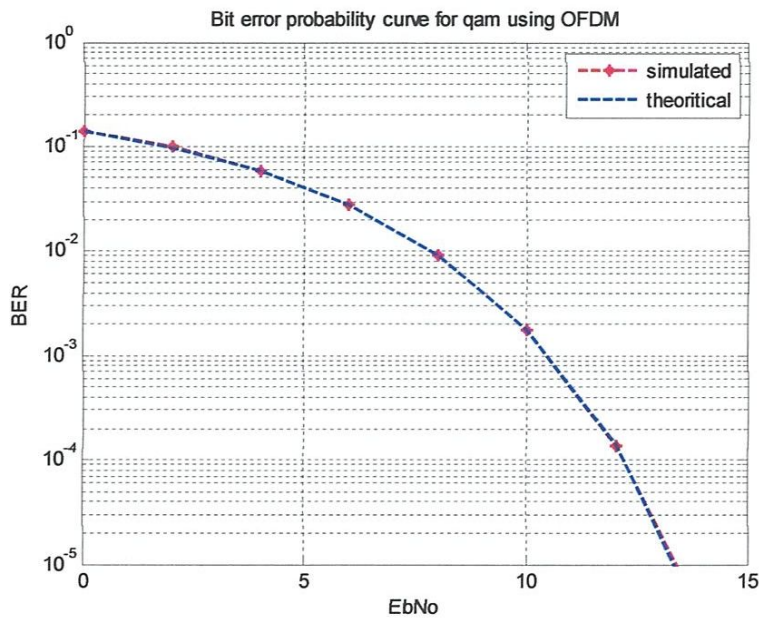


Figure III.23 BER pour une Modulation 16QAM

### III.5 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons étudié et analysé les différentes étapes de la simulation de la technique OFDM optique avec une distribution des sous-porteuses de différentes modulations et codages, et un canal AWGN pour faire une comparaison entre les résultats obtenus.



*Conclusion  
Générale*



### ❧ Conclusion Générale ❧

Dans le contexte de réseaux d'accès optiques, les systèmes de transmission à base de fibre optique deviennent très utilisés, face à la limitation en termes de bande passante imposée par les systèmes conventionnels sur paire de cuivre ou câble coaxial. Il est bien clair que lorsque le débit et/ou la distance de transmission augmente, l'ISI est en partie responsable de la dégradation des performances d'une transmission sur fibre optique.

Dans ce mémoire, nous avons étudié quelques formats et techniques de modulation et démodulation optique à savoir : NRZ, RZ, BPSK et QPSK. Cette étude a permis de réfléchir sur l'intérêt d'utiliser d'autres formats de modulation, autres que ces dernières pour surpasser les limitations en termes de débit et de distance.

Dans ce cas, des formats de modulation à efficacité spectrale meilleure pourraient être retenus. Une modulation multiporteuses de type OFDM est utilisée comme solution pour accroître l'efficacité spectrale, tout en garantissant une meilleure performance et une grande robustesse face aux canaux sélectifs en fréquence comme la fibre optique.

Le principal objectif de ce travail était d'étudier et d'analyser les performances des modulations multiporteuses 'OFDM' sur Fibre optique.

Nous avons présenté successivement l'architecture de l'émetteur / récepteur OFDM, le dimensionnement correspondant, les algorithmes de traitement du signal implémentés, et finalement les performances en sensibilité OSNR de notre simulation.

Chacun des éléments de la liaison optique qui se compose essentiellement d'un modulateur OFDM, modulateur optique de type IQ à base d'interféromètres de Mach-Zehnder (MZM), fibre optique, démodulateur optique cohérent, et d'un démodulateur OFDM est étudié et analysé dans la partie simulation de ce travail .

Pour évaluer les performances du système de transmission, nous avons étudié constellations et du BER en fonction du SNR optique (OSNR) pour deux cas de modulation : 4QAM CO-OFDM et 16QAM CO-OFDM.

### Perspectives

- L'introduction du traitement numérique du signal pour la transmission optique à ultra haut débit semble désormais indispensable. L'utilisation de formats de modulation à grande efficacité spectrale et l'égalisation numérique du canal optique à la réception permettent d'augmenter la capacité des réseaux de transport existants tout en simplifiant les ingénieries de transmission.

- L'implémentation temps-réel des techniques de traitement numérique du signal pour les transmissions à ultra haut débit reste délicate, et nécessite une considération toute particulière quant à la complexité des algorithmes utilisés, ainsi qu'à la possibilité de leur mise en œuvre sur une architecture massivement parallèle.

### REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUE:

[1] Mathilde BRANDON « optimisation conjointe de méthodes de linéarisation de l'émetteur pour des modulations multi-porteuses », thèse présentée pour obtenir le grade de docteur d'Université en Sciences et Technologies de l'Information et de la Communication, Université de Cergy-Pontoise, 2002 .

[2] Touhami Ridha, « développement d'un model OFDM pour la 4eme génération du mobile de communication ».

[3] Annick LE GLAUNEC « Modulations Multiporteuses »

[4] Salvatore RAGUSA. « Écrêtage Inversible pour l'Amplification Non-Linéaire des Signaux OFDM dans les Terminaux Mobiles. Traitement du signal et de l'image ». Université Joseph-Fourier - Grenoble I, 2006.Français.

[5] Sylvain TRAVERSO. « Transposition de fréquence et compensation du déséquilibre IQ pour des systèmes multiporteuses sur canal sélectif en fréquence. Traitement du signal et de l'image ». Université de Cergy Pontoise, 2007. Français.

[6] HO Anh Tai « Application des techniques multiporteuses de type OFDM pour les futurs systèmes de télécommunications par satellite » doctorat de l'université de Toulouse.

[7] Mohamed LARBI TAYEBI « Performances des systèmes OFDM dans les canaux radio-mobiles »

[8] Romain DEJARDIN « Récepteurs itératifs dédiés à la correction de saturation pour les systèmes OFDM », thèse soutenue le 10 février 2010 à l'université de Lille.

[9] BOUAZIZ Samir, « Réduction du PAPR du système OFDM-MIMO en 4G », Thèse de magister, UNIVERSITE FERHAT ABBAS -SETIF 1-UFAS (ALGERIE).

[10] S.WEINSTEN and P.EBERT, « data transmission by frequency-division multiplexing using the discrete Fourier transform ».

[11] Mathieu LEFRANCOIS. « Étude de technologies avancées pour l'optimisation des systèmes de transmission optique multiplexés en longueur d'onde au débit de 40 gbit/s ». Physique [physics]. Université Paris Sud - Paris XI, 2007. Français.

[12] David CARRARA, « étude et réalisation de sources photonique intégrées sur InP pour les applications télécoms a hauts débits et a 1,55 mm », thèse présentée pour l'obtention du diplôme de docteur de Télécom & Management Sud Paris, le 23/05/2012.

[13] Jérémie PRADES. « Conception d'un modulateur électro-optique Mach Zehnder 100 Gbits/s NRZ sur silicium. Electronique ». Université de Bordeaux, 2016. Français.

[14] john C.CARTLEDGE, « Optical Modulators », Department of Electrical and computer engineering Queen's University

[15] Carsten BEHRENS, « MITIGATION OF NONLINEAR IMPAIRMENTS FOR ADVANCED OPTICAL MODULATION FORMATS », A thesis submitted to university college London for the degree of doctor of philosophy ( phd ) in electronic and electrical engineering, august 2012.

[16] CRISTIAN MANCERA JIMÉNEZ «simulation tool development for optical OFDM transmitter and receiver»,

[17] Omid Zia-CHAHABI. « Techniques de traitement numérique du signal pour les systèmes de transmission optique ultra haut débit à détection cohérente. Traitement du signal et de l'image ». Télécom Bretagne, Université de Bretagne-Sud, 2013. Français.

[18] Hamidreza KHALEGHI. « Influence des amplificateurs optiques à semi-conducteurs (SOA) sur la transmission cohérente de signaux optiques à format de modulation multi-porteuses (CO-OFDM) ». Université de Bretagne occidentale - Brest, 2012. Français.