



République Algérienne Démocratique et Populaire

**Ministère de l'enseignement Supérieur Et de
la Recherche scientifique**

**Université Echahid Hamma Lakhdar d'El-Oued Faculté
des Sciences et de la Technologie**

**Mémoire de Fin d'Étude
En vue de l'obtention du diplôme de**

MASTER ACADEMIQUE

**Domaine : Technologie Filière :
Télécommunications
Spécialité : Systèmes de télécommunications**

Thème

**Compensation linéaire de dispersion
chromatique dans systèmes optiques
cohérente**

Présenté par : NEDJIMA Faical et NOURI Aymen

Devant les jurys :

| | | |
|-------------------------|-----|-----------|
| Dr HADJADJI Narimane | MCA | Encadreur |
| Dr BETKA Abir | MCA | Président |
| Dr Belili Nour El imane | MCA | Examineur |

2023-2024

REMERCIEMENT



Enfin, nous y voici ...

Nous remercions tout d'abord Dieu le Tout Puissant qui nous a donné la force, le courage et la foi pour réaliser ce travail de recherche.

Nous adressons aussi nos chaleureux remerciements à notre encadreuse, Dr *HADJADJI Narimane*, pour cette orientation et ces suggestions durant la réalisation de ce travail. MERCI!

On tient aussi à remercier tous les membres du jury qui ont accepté d'évaluer et de juger le présent travail.

Nos premières pensées vont tout particulièrement à nos parents à qui nous devons ce succès et pour qui le sens du sacrifice au cours de ces longues années d'étude ne s'est jamais tari et a été le plus précieux de leurs cadeaux. Grâce à leur soutien et à leurs encouragements sublimement dosés, ils m'ont permis de vivre mes années de scolarité avec sérénité et efficacité.

Grand merci.

TABLE DES MATIERES

Table des matières

| | |
|----------------------------|-----|
| Remercîment..... | II |
| Table des matières..... | III |
| Liste Des Figures..... | VII |
| Liste Des Tableaux..... | X |
| Liste Des Acronymes..... | XII |
| Résumé..... | XV |
| Introduction générale..... | 2 |

CHAPITRE I

LE SYSTEME OPTIQUE COHERENT

| | |
|---|----|
| 1.1. Introduction..... | 4 |
| 1.2. Évolution de la communication optique..... | 4 |
| 1.3. Le problème de la " capacity Crunch "..... | 5 |
| 1.4. Eléments fondamentaux d'un système optique cohérent..... | 6 |
| 1.4.1. Émetteur..... | 6 |
| a) Séquence de données..... | 7 |
| b) Génération de signaux électriques..... | 7 |
| c) La source optique Laser..... | 7 |
| d) Modulation externe..... | 8 |
| e) Format de modulation avancée..... | 9 |
| f) Les techniques de multiplexage..... | 9 |
| 1.5. Canal optique ou propagation dans la fibre optique..... | 11 |
| 1.5.1. Structure de fibre optique..... | 11 |
| 1.5.2. Équation de propagation des ondes..... | 12 |
| 1.5.2.1. Équations de Maxwell..... | 12 |
| 1.5.3. Les dégradations du canal de fibre optique..... | 14 |

Table des matières

| | |
|--|----|
| 1.5.3.1. Les effets linéaires des fibres | 14 |
| a. Atténuation | 14 |
| b. La dispersion chromatique | 15 |
| 1.5.3.2. Les effets non linéaires dans les fibres optiques | 15 |
| a. Effet Kerr | 15 |
| b. Effets Raman et Brillouin | 16 |
| 1.5.4. Amplificateur optique à fibre dopée | 16 |
| 1.6. Récepteur cohérent avec traitement numérique du signal | 17 |
| 1.6.1. Détection cohérente | 17 |
| 1.6.2. Blocs de traitement numérique du signal | 18 |
| 1.6.2.1. La compensation de dispersion chromatique | 18 |
| 1.6.2.2. Le démultiplexage en polarisation et l'égalisation | 19 |
| 1.6.2.3. L'estimation de la fréquence et de la phase du signal | 20 |
| 1.7. Récepteur cohérent avec traitement numérique du signal | 22 |
| 1.7.1. Taux d'erreurs binaires BER | 22 |
| 1.7.2. Facteur de Qualité | 23 |
| 1.7.3. Le rapport signal sur bruit optique OSNR | 23 |
| 1.7.4. Le diagramme d'œil (Eye diagram) | 23 |
| 1.8. Conclusion | 24 |

CHAPITRE II

LES TECHNIQUES DE COMPENSATION DE LA DISPERSION CHROMATIQUE

| | |
|---|----|
| 2.1. Introduction | 26 |
| 2.2. L'effet de la dispersion optique | 26 |
| 2.2.1. Polarization Mode Dispersion (PMD) | 26 |
| 2.2.2. La dispersion modale | 27 |
| 2.2.3. La dispersion chromatique (CD) | 27 |

Table des matières

| | |
|---|----|
| 2.3. Les principes fondamentaux de la dispersion chromatique..... | 27 |
| 2.4. Les types de la dispersion chromatique..... | 28 |
| 2.4.1. La dispersion matérielle (Material Dispersion) | 29 |
| 2.4.2. La dispersion du guide (Waveguide Dispersion)..... | 29 |
| 2.5. Les Paramètres de la dispersion chromatique | 30 |
| 2.5.1. Constante de propagation | 30 |
| 2.5.2. Temps de groupe..... | 30 |
| 2.5.3. La vitesse de groupe..... | 31 |
| 2.5.4. L'indice de groupe N | 31 |
| 2.5.5. Longueur d'onde à dispersion nulle | 31 |
| 2.5.6. Pente de dispersion (S)..... | 32 |
| 2.6. L'impact sur la performance du système optique..... | 33 |
| 2.7. Techniques de Compensation de Dispersion Chromatique..... | 33 |
| 2.7.1 La compensation optique - Dispersion Chromatique Fiber (DCF)..... | 33 |
| 2.7.2 La compensation électronique de la dispersion chromatique..... | 34 |
| 2.8 L'algorithme de rétropropagation numérique (DBP)..... | 35 |
| 2.8.1 L'équation de Schrödinger non-linéaire..... | 35 |
| 2.8.2 La solution de l'équation de Schrödinger non-linéaire..... | 36 |
| 2.8.2.1 Solution analytique en régime dispersif..... | 36 |
| 2.8.3 La méthode de Fourier à pas devisé..... | 37 |
| 2.9 Conclusion..... | 40 |

Table des matières

CHAPITRE III

SIMULATION DU COMPENSATION DE LA DISPERSION CHROMATIQUE

| | |
|---|----|
| 3.1 Introduction..... | 42 |
| 3.2 Configuration et paramètres du système optique cohérent PDM-QPSK..... | 42 |
| 3.2.1 Système optique cohérent PDM-0.3RZ QPSK..... | 44 |
| 3.3 Résultats de la simulation et des discussions..... | 46 |
| 3.3.1. Les performances de la compensation linéarité..... | 49 |
| 3.3.1.1 La configuration dos à dos (back-to-back)..... | 49 |
| 3.3.1.2 Les performances de la configuration de transmission | 50 |
| a. Transmission sans compensation | 50 |
| b. Transmission avec compensation | 51 |
| c. La distance de transmission maximale | 56 |
| 3.4 Conclusion..... | 57 |
| Conclusion Générale | 59 |
| Reference..... | 60 |

LISTE DES FIGURES

Liste des figures

| N° | Figure | Page |
|--------------|---|------|
| I.1 | Évolution de la communication par fibre optique. | 5 |
| I.2 | Les technologies développement. | 6 |
| I.3 | Schéma synoptique d'une liaison optique. | 6 |
| I.4 | (a) Schéma d'une diode laser, (b) Spectre d'émission d'une DL. | 8 |
| I.5 | Schéma et principe de modulation externe par Mach Zehnder (MMZ) ; Schéma simplifié d'un modulateur de Mach-Zehnder. | 9 |
| I.6 | Différent formats de modulation. | 9 |
| I.7 | Principe de fonctionnement du WDM. | 10 |
| I.8 | Principe de PDM. | 11 |
| I.9 | Schéma Structure de la fibre optique. | 11 |
| I.10 | Diamètres, indices de réfraction et modes de propagation du signal des trois types de fibre. | 12 |
| I.11 | Atténuation linéaire d'une fibre optique monomode SMF en fonction longueur d'onde. Les zones grisées montrent les trois fenêtres optiques d'utilisation centrée à 850 nm, 1310 nm et 1550 nm respectivement. | 15 |
| I.12 | Le principe de fonctionnement d'amplificateur optique à fibre dopé à l'erbium. | 16 |
| I.13 | Schéma de principe du récepteur cohérent. | 18 |
| I.14 | Bloc de traitement numérique du signal. | 18 |
| I.15 | Schéma d'un égaliseur MIMO 2x2. | 20 |
| I.16 | Principe de l'estimation de fréquence dans le bloc numérique de traitement du signal. | 20 |
| I.17 | Principe de l'estimation de phase en utilisant l'algorithme de Viterbi&Viterbi. | 22 |
| I.18 | Diagramme d'œil. | 24 |
| II.1 | Classification d'une dispersion en fibre optique. | 26 |
| II.2 | dispersion modale de polarisation (PMD). | 26 |
| II.3 | Impact de la dispersion chromatique sur un signal optique : (a) représentation spectral ; (b) représentation temporelle. | 28 |
| II.4 | La dispersion matérielle. | 29 |
| II.5 | La dispersion du guide. | 30 |
| II.6 | Courbes de dispersion de quelques fibres optiques ; G652 : SMF, G653. | 32 |
| II.7 | post-compensation, pré-compensation et symétrique compensation en utilisant DCF avec des cartes de dispersion. | 34 |
| II.8 | (a) Evolution d'une impulsion gaussienne ($T_{FWHM} = 10$ ps) dans une fibre purement dispersive ($D=17$ ps/Km.nm) de 3.33 Km ($2L_D$) ; (b) Taux d'élargissement de l'impulsion en fonction de la distance de propagation. | 37 |
| II.9 | La représentation de la méthode SSF. | 38 |
| II.10 | Diagramme de bloc d'avant propagation (FP) et d'algorithme rétropropagation numérique (DBP). | 39 |
| II.11 | L'implémentation principale de DBP. | 39 |

Liste des figures

| | | |
|--------------|--|----|
| III.1 | (a) Schéma du système optique cohérent PDM-0.3RZ-QPSK ; (b) Modulateur QPSK ; (c) canal optique ; (d) detection cohérente. | 43 |
| III.2 | Le signal optique : (a) à la sortie de l'émetteur ; (b) à travers la liaison optique. | 47 |
| III.3 | Le spectre de puissance optique du signal QPSK. | 48 |
| III.4 | Diagrammes de constellation du récepteur pour la polarisation X : (a) avant DSP ; (b) après CMA ; (c) après l'estimation de la phase de la porteuse CPE. | 49 |
| III.5 | Mesure de transmission dos à dos à trois débits de symboles différents : (a) facteur Q vs OSNR ; (b) BER vs l'OSNR. | 50 |
| III.6 | Le facteur Q en fonction de l'OSNR mesurée dans transmission sans compensation à différents débits de symboles. | 51 |
| III.7 | Facteur Q et BER en fonction de la puissance de lancement de la fibre par canal pour : (a) 14 Gbaud ; (b) 28 Gbaud ; (c) 56 Gbaud. | 53 |
| III.8 | Le facteur Q et le BER en fonction de la puissance de lancement dans la fibre par canal à l'EDC pour : (a) 14 Gbaud ; (b) 28 Gbaud ; (c) 56 Gbaud. | 55 |
| III.9 | Le facteur Q en fonction de Nspan pour trois valeurs différentes de débits de symboles dans : (a) le cas ODC ; (b) le cas EDC. | 56 |

LISTE DES TABLEAUX

Liste des Tableaux

| N° | Tableaux | Page |
|--------------|--|------|
| III.1 | Les paramètres de simulation du côté l'émetteur. | 45 |
| III.2 | Les paramètres de la liaison optique. | 46 |
| III.3 | Les exigences des OSNRs sans compensation dans le système à la limite du FEC. | 51 |
| III.4 | Les paramètres de la fibre DCF. | 52 |
| III.5 | Les valeurs de puissance de lancement (P_{in}) requises dans la compensation optique (ODC). | 53 |
| III.6 | Les exigences des valeurs de puissance de lancement (P_{in}) dans le système à trois valeurs différentes de débits de symboles dans le cas de l'EDC. | 55 |
| III.7 | les nombres de tronçons maximaux dans le système à différentes valeurs de débits de symboles. | 57 |

LISTE DES ACRONYMS

Liste des Tableaux

- **ADC** : Analog to Digital Converter
- **AM** : Amplitude Modulation
- **ASK** : Amplitude Shift Keying
- **BER** : Bit Error Rate
- **CD** : Chromatic Dispersion
- **CMA** : Constant Modulus Algorithm
- **CFE** : Carrier Frequency Estimation
- **CPE** : Carrier Phase Estimation
- **CWDM** : Coarse Wavelength Division Multiplexing
- **DD** : Decision Directed
- **DP** : Dual Polarization
- **DAC** : Digital to Analog Converter
- **DCF** : Dispersion Compensation Fiber
- **DFB** : Distributed Feed Back
- **DQPSK** : Differential Quadrature Phase Shift Keying
- **DSP** : Digital Signal Processing
- **DSB** : Double Side Band
- **DD-MZM** : Dual-Drive Mach-Zehnder DWDM
- **DWDM** : Dense Wavelength-Division Multiplexing
- **EDFA** : Erbium Doped Fibre Amplifier
- **FEC** : Forward Error Correction
- **FFT** : Fast Fourier Transform
- **FIR** : Finite Impulse Response
- **IM/DD** : Intensity Modulation and Directed Detection
- **I/Q** : In Phase / Quadrature
- **IIR** : Infinite Impulse Response
- **IFFT** : Inverse Fast Fourier Transform
- **ISI** : Inter-Symbol Interference
- **LMS** : Least Mean Squares
- **LO** : Local Oscillator
- **MCF** : Multiple Core Fiber
- **MDM** : Multiple Modes Multiplexing
- **MSE** : Mean Square Error
- **MZM** : Mach-Zehnder Modulator
- **MZI** : Mach-Zehnder Interferometer
- **MLSE** : Maximum Likelihood Sequence Estimator
- **NRZ** : Non-Return to Zero
- **NRZ-OOK** : Non-Return to Zero On-Off Keying
- **NFT** : Nonlinear Fourier Transform
- **OOK** : On-Off Keying

Liste des Tableaux

- **OSNR** : Optical Signal to Noise Ratio
- **OFDM** : Orthogonal Frequency-Division Multiplexing
- **PBC** : Polarization Beam Combiner
- **PBS** : Polarization Beam Splitter
- **PDM** : Polarization Division Multiplexed
- **PMD** : Polarization Mode Dispersion
- **PSK** : Phase Shift Keying
- **PRBS** : Pseudo-Random Binary Sequences
- **PRQS** : Pseudo-Random Quaternary Sequences
- **QAM** : Quadrature Amplitude Modulation
- **QPSK** : Quadrature Phase Shift Keying R RIN Relative Intensity
- **RZ** : Return-to-Zero
- **Rx** : Receiver
- **SSMF** : Standard Single-Mode Fiber
- **SNR** : Signal-to-noise Ratio
- **SDM** : Spatial Division Multiplexing
- **SE** : Spectral efficiency
- **SPM** : Self-Phase Modulation
- **Tx** : Transmitter

Résumé

Les systèmes de communication optique, piliers de notre société numérique, sont confrontés à une demande croissante en bande passante, poussant les limites des technologies actuelles. La dispersion chromatique, un phénomène physique dégradant la qualité des signaux optiques, constitue un obstacle majeur à l'augmentation des débits de transmission. Cette étude s'intéresse à l'évaluation de différentes techniques de compensation de la dispersion chromatique appliquées à un système de transmission optique PDM-0.3RZ-QPSK. En particulier, nous nous concentrons sur les méthodes numériques, qui offrent une flexibilité et une adaptabilité élevées. Les résultats obtenus permettent d'évaluer l'efficacité de ces approches en termes de réduction de la pénalité en distance et d'amélioration du taux d'erreur binaire (BER), ouvrant ainsi de nouvelles perspectives pour le développement de systèmes de communication optique à très haut débit.

Mots clés : Système de cohérence optique, la dispersion chromatique, algorithme DBP, compensation linéarité.

Abstract

Optical communication systems, the pillars of our digital society, are facing a growing demand for bandwidth, pushing the limits of current technologies. Chromatic dispersion, a physical phenomenon that degrades the quality of optical signals, poses a major obstacle to increasing transmission rates. This study focuses on the evaluation of different chromatic dispersion compensation techniques applied to a DP-RZ-QPSK optical transmission system. In particular, we focus on numerical methods, which offer high flexibility and adaptability. The results obtained allow for the evaluation of the effectiveness of these approaches in terms of reducing distance penalties and improving the bit error rate (BER), thus opening new perspectives for the development of very high-speed optical communication systems.

Keywords: Optical coherence system, chromatic dispersion, DBP algorithm, linearity compensation.

الملخص:

تواجه أنظمة الاتصالات الضوئية، التي تُعتبر أعمدة مجتمعنا الرقمي، طلبًا متزايدًا على عرض النطاق الترددي، مما يدفع حدود التقنيات الحالية. التشتت اللوني، وهو ظاهرة فيزيائية تؤثر سلبًا على جودة الإشارات الضوئية، يشكل عقبة رئيسية أمام زيادة PDM-0.3RZ- معدلات النقل. تتناول هذه الدراسة تقييم تقنيات مختلفة لتعويض التشتت اللوني المطبقة على نظام نقل بصري QPSK. نركز بشكل خاص على الطرق العددية، التي توفر مرونة عالية وقدرة على التكيف. تسمح النتائج المحصل عليها بتقييم ، مما يفتح آفاقًا جديدة لتطوير (BER) فعالية هذه الأساليب من حيث تقليل العقوبة في المسافة وتحسين معدل الخطأ الثنائي أنظمة الاتصالات الضوئية عالية السرعة .

الكلمات الرئيسية: نظام التماسك البصري، التشتت اللوني، خوارزمية الانتشار الرقمي الخلفي، التعويض الخطي

INTRODUCTION GENERALE

INTRODUCTION GENERALE

L'augmentation de la demande en transmission de données à des débits plus élevés est un moteur essentiel de l'évolution constante des technologies de communication. Les systèmes de communication optique revêtent une importance cruciale dans ce cadre, en permettant le transfert efficace de quantités importantes de données sur de longues distances. Néanmoins, l'un des défis majeurs réside dans la résolution des contraintes imposées par les phénomènes physiques à l'intérieur des fibres optiques. Ces contraintes, connues sous le nom d'effets linéaires, ont la capacité d'altérer la qualité du signal, ce qui peut restreindre à la fois la capacité de transmission et la portée atteignable.

Cette étude de niveau master examine la possibilité pour les techniques de compensation de la dispersion chromatique de réduire les impacts négatifs de la linéarité dans les systèmes de communication optique à haut débit. La méthode de compensation de la dispersion chromatique est une approche informatique élaborée pour modéliser les altérations du signal observées pendant sa transmission dans le canal de la fibre optique. L'incorporation de ces données dans les algorithmes de traitement du signal vise à atténuer les distorsions causées par la dispersion chromatique, dans le but d'optimiser les performances globales du système.

Cette thèse porte sur l'étude d'un système optique appelé système PDM-0.3RZ-QPSK, qui repose sur l'utilisation du multiplexage par division de polarisation (PDM) et de la modulation Return to Zero-Quadrature Phase Shift Keying (QPSK) à 0.3. L'étude analyse l'impact de la dispersion chromatique sur les performances de ce système.

L'objectif principal de cette étude est d'évaluer l'efficacité de la compensation de distorsion de phase en vue de réduire ces défauts linéaires. L'étude impliquera la réalisation de simulations numériques afin d'évaluer l'efficacité du système en tenant compte de différents paramètres, tels que les débits symboliques et les distances de transmission. Des paramètres essentiels tels que le taux d'erreur binaire (BER) et le facteur Q seront employés afin d'évaluer les progrès en termes de qualité du signal et de précision de transmission obtenus grâce à la compensation de la dispersion chromatique (CD). La thèse est structurée de la manière suivante :

- Le premier chapitre propose une vue d'ensemble des systèmes de communication optique cohérents, en décrivant en détail leurs éléments constitutifs ainsi que les divers types de perturbations du signal qui se produisent lors de la transmission à travers des fibres optiques.
- Le deuxième chapitre examine le concept de la dispersion chromatique et les techniques de compensation utilisées dans le système optique cohérent.
- Le troisième chapitre offre une analyse approfondie des performances du système optique cohérent PDM-0.3RZ-QPSK, en confrontant les résultats obtenus avec et sans l'application de la compensation de la dispersion chromatique. L'étude portera sur l'analyse de différents débits symboliques et sur l'évaluation de l'impact de la compensation sur les distances maximales de transmission pouvant être atteintes.

En guise de conclusion, la thèse récapitulera les conclusions principales et examinera leurs implications potentielles.

CHAPITRE I

LE SYSTÈME

OPTIQUE COHÉRENT

1.1 INTRODUCTION

La fibre optique est utilisée dans le domaine des télécommunications afin de transmettre divers types d'informations tels que des appels téléphoniques, des images ou des données. En effet, elle n'est plus accessible actuellement en raison de sa large bande passante et de sa vitesse améliorée. Dans les prochains paragraphes, nous aborderons l'évaluation des différentes générations de communication optique. Nous présenterons donc les caractéristiques des composants des liaisons optiques. Suite à cela, nous examinerons les critères couramment employés pour évaluer les performances des liaisons complètes, tels que le taux d'erreur binaire, le facteur de qualité, etc.

1.2 Évolution de la communication optique

Les fibres optiques ont été initialement développées en 1970 par la société Corning Glass. En même temps, des lasers à semi-conducteurs ont été développés pour transmettre la lumière à travers les câbles à fibres optiques. Dans le développement de la première génération de systèmes de fibre optique, les premiers lasers à semi-conducteurs ont été employés en 1975. Leur longueur d'onde était de $0.8 \mu\text{m}$ et leur débit binaire était de 45 mégabits par seconde (Mb/s), avec un espacement de répéteur de 10 km. En 1987, ces fibres optiques sont en service avec des débits binaires de 1.7 gigabit par seconde (Gb/s) sur une fibre monomode avec un espacement de répéteur de 50 km. En 1990, la troisième génération de fibre optique, qui utilise une longueur d'onde de $1.55 \mu\text{m}$, est lancée. Ces systèmes pouvaient atteindre des débits binaires de 2.5 Gb/s sur une fibre monomode avec un espacement de répéteur de 100 km.

Dans les systèmes optiques de la quatrième génération, les amplificateurs optiques (EDFA : Erbium Doped Fiber Amplifier) ont été employés en remplacement des répéteurs et ont employé la technique du multiplexage en longueur d'onde (WDM : wavelength division Multiplexing) afin d'accroître les débits de données. Plus de 11 300 km étaient parcourus à une vitesse de 5 Gb/s pour la transmission sous-marine.

Grâce à la détection cohérente et aux algorithmes de traitement numérique de signal, la cinquième génération de systèmes de communication optique améliore la capacité de transmission. Le principal avantage de la détection cohérente est sans doute la possibilité de détecter des formats de modulation d'ordre supérieur (multi-niveaux) tels que PDM-QPSK, PDM-8PSK, PDM-8QAM, PDM-16QAM, PDM-64QAM... Tous les degrés de liberté possibles d'une onde optique sont utilisés dans ces formats de modulation pour coder l'information. Ils utilisent des modulateurs IQ pour accéder aux composantes en phase et en quadrature dans les deux polarisations. Ils utilisent la largeur de bande disponible de manière beaucoup plus efficace que les formats de modulation binaires, ce qui permet d'améliorer l'efficacité spectrale (SE : Spectral efficiency) sans avoir à installer de nouvelles fibres.

En plus, les systèmes de multiplexage par répartition spatiale (SDM: Spatial Division Multiplexing) ont été proposés pour augmenter la capacité du canal, soit par multiplexage central exploitant des fibres multi-cœurs (MCF : Multiple core fiber), ou avec un multiplexage en mode (MDM : multiple modes Multiplexing).

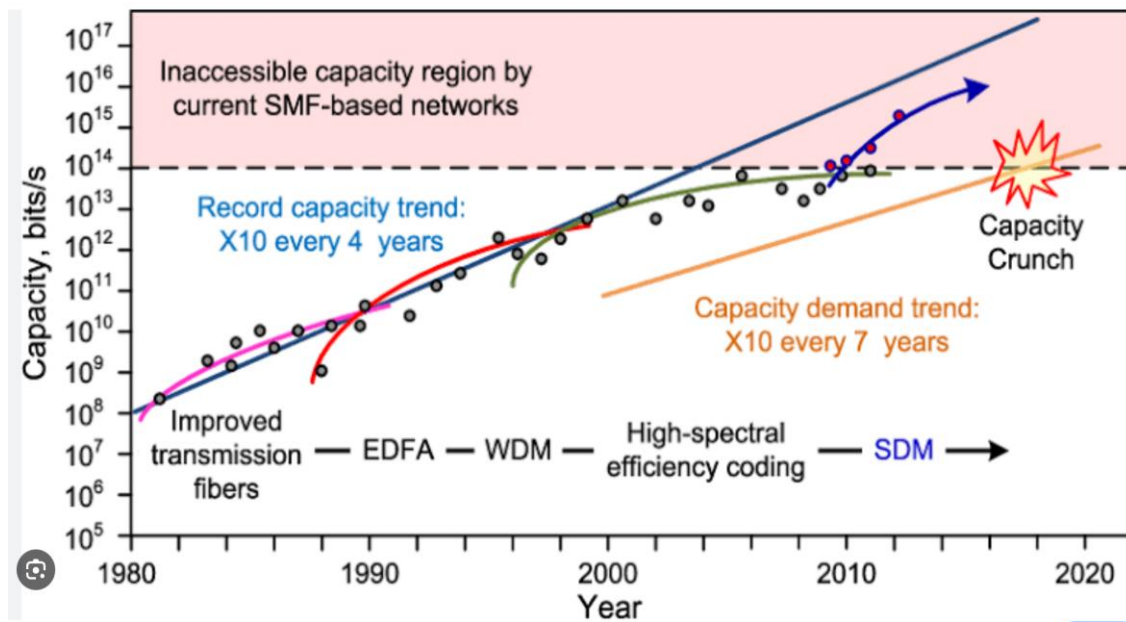


Figure I.1: Évolution de la communication par fibre optique.

1.3. Le problème de la " capacity Crunch "

L'introduction du multiplexage de la division dense de la longueur d'onde (DWDM) dans la bande de $1.5 \mu\text{m}$ dans les années 1990 a ouvert la capacité de transmission à l'échelle de terabits par seconde (Tb/s) pour les systèmes de communication optique. Bien que considéré par beaucoup comme une ressource effectivement illimitée à l'époque, il est maintenant largement accepté que ce n'est plus le cas. Une préoccupation fréquente et fréquemment entendue est que nous épuiserons bientôt la bande passante associée à une fibre optique standard à mode unique (SSMF). Une inquiétude alimentée par une augmentation apparemment sans fin de l'utilisation d'Internet, de courrier électronique et d'autres applications riches en données, en particulier avec les appareils mobiles.

Le terme «*capacity Crunch*» a été appliqué pour la première fois aux réseaux de communication au début de la décennie et a signalé la reconnaissance que la capacité de transmission d'une fibre optique n'est pas illimitée. Une fois que la capacité maximale des fibres individuelles est atteinte, faire face à la demande toujours croissante fait défaut à l'approche âgée d'installer plus de câbles. Cette solution aura des conséquences inévitables pour le modèle commercial des systèmes de communication à l'échelle mondiale, à moins que de nouvelles approches puissent être trouvées pour exploiter la capacité des fibres.

Les deux approches les plus discutées pour la capacité de transmission sont les suivantes :

- i) l'élargissement de la fenêtre de transmission spectrale des télécommunications au-delà de la région de $1.5 \mu\text{m}$ actuellement soutenue par des amplificateurs EDFA ;
- ii) l'augmentation du nombre de canaux par l'utilisation de fibres à noyaux multiples ou de fibres qui supportent plusieurs modes ou même les deux, c'est-à-dire le multiplexage spatial. La

première nécessite le développement d'une conception de fibres à faible perte et d'amplificateurs optiques qui fonctionnent à de nouvelles longueurs d'onde.

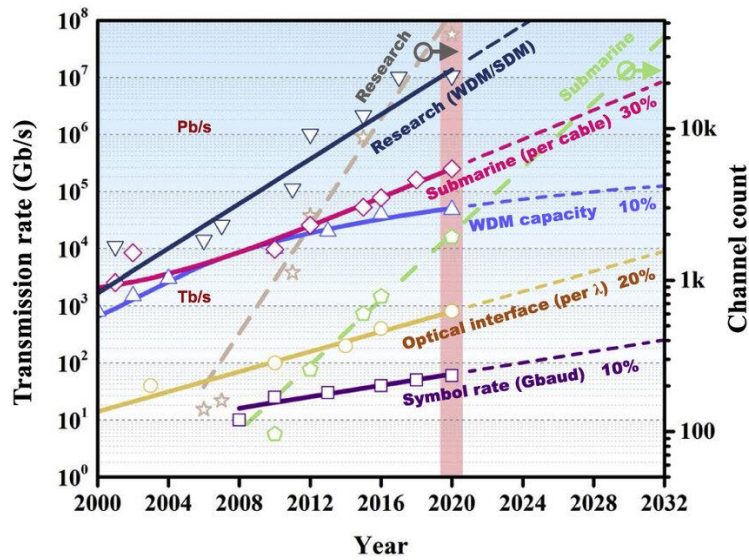


Figure I.2 : Les technologies développement.

1.4. Eléments fondamentaux d'un système optique cohérent

Les liaisons optiques, comme tous les systèmes de communication, reposent sur trois blocs essentiels pour le transfert de l'information, qui sont les suivants : (voir illustration I.3)

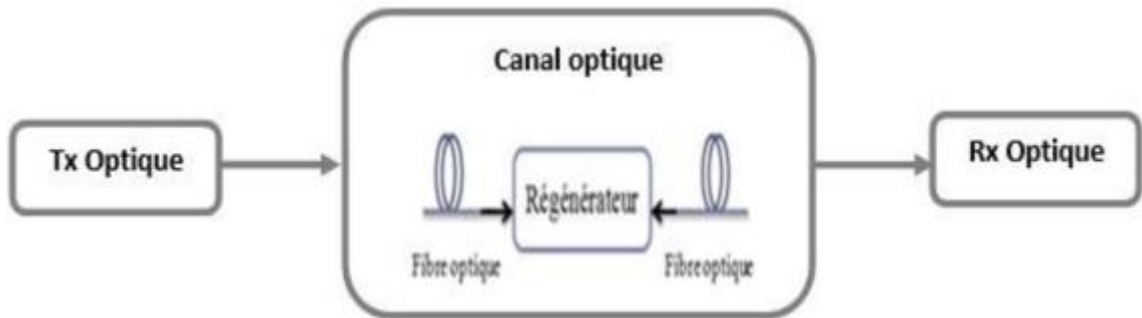


Figure I.3 : Schéma synoptique d'une liaison optique.

1.4.1 Émetteur

Dans la partie d'émission, les données de la source sont transformées en une séquence d'éléments binaires. Le nombre d'éléments binaires transmis par unité de temps, connu sous le nom de débit binaire, est calculé en bits par seconde (bit/s ou b/s).

Le débit binaire $D = \frac{1}{T_b}$ relie à la durée d'un bit, T_b .

Ensuite, utiliser les méthodes de correction d'erreur pour intégrer les bits d'information dans la séquence binaire (FEC : Forwards Error Correction). Cela facilitera la détection et la correction des erreurs potentielles qui pourraient être commises par le canal de transmission lors de la réception.

Une fois cette étape terminée, les bits sont assignés à des symboles préétablis, puis transformés en une forme d'onde numérique dans le domaine temporel. En fonction de la méthode de modulation utilisée, un symbole peut être un ou plusieurs bits. L'écoulement des symboles, aussi appelé rapidité de modulation R , est mesuré en bauds ou en symbole/s.

Le débit binaire est calculé aussi en fonction de la rapidité de modulation R par la relation $R = D \times n$, où n est le nombre de bits par symbole.

Enfin, la phase de modulation optique implique l'encadrement des données sur une onde porteuse afin qu'elles puissent être transmises à travers le canal de transmission. [9]

Nous allons définir ces divers éléments en détail dans les sous sections suivantes.

a. Séquence de données

Les séquences pseudo-aléatoires qui ont été étudiées dans ce mémoire seront abordées dans cette partie. La longueur des séquences pseudo-aléatoires, connue sous le nom de L , est définie de la façon suivante : $q^m - 1$, où m est un nombre entier et q est une puissance de 2.

Le nombre d'états de modulation influence la valeur de q , comme dans les modulations de phase avec $M = 2, 2^2, 2^3, 2^4$. Si $q=2$ est représenté par des séquences pseudo-aléatoires binaires (PRBS : Pseudo-Random Binary Sequences), on parle de séquences pseudo-aléatoires quaternaires (PRQS : Pseudo-Random Quaternary Sequences) lorsque q est égal à 4. [4]

b. Génération de signaux électriques

Le processus de codage électrique engendre la création de signaux électriques. Une fois que la correction d'erreur est appliquée à la séquence binaire, bits sont associés à des symboles conformes au format de modulation en usage. La séquence résultante de symboles, présentant une distribution indépendante et uniforme, est ensuite transformée en une représentation sur échantillonnée à l'aide d'une impulsion:

$$U_E(t) = \sum_{-\infty}^{+\infty} S_k g(t - nT_s) \quad (I.1)$$

Le symbole S_k est représenté l'information d'origine et $g(t)$ prenant la forme de l'impulsion. Le filtre de mise en forme d'impulsions régit la largeur de bande du signal généré.

Lors de l'analyse théorique de la transmission optique, diverses formes d'impulsions optiques peuvent être prises en compte, notamment le Nyquist, le Retour à zéro (*RZ : Return to Zero*), et le Non-Retour à zéro (*NRZ : Non Return to Zero*).

Les informations électriques présentées dans le format sélectionné se manifestent sous la forme d'une séquence de tension, alternant entre des niveaux élevés (+ à Volt) et des niveaux bas (- a Volt). Ces données se caractérisent par différents paramètres, tels que le profil d'intensité I , le profil spectral, la durée T (équivalente à l'inverse du débit), la durée T_{FWHM} (à mi-hauteur de l'intensité maximale) et la largeur spectrale à 3 dB FWHM [9].

c. La source optique Laser

La source la plus appropriée pour les télécommunications optiques est la diode laser (Light Amplification by Stimulated Emission of Radiation, qui signifie amplification de lumière par émission stimulée de rayonnement), car elle offre une efficacité de couplage optique optimale avec la fibre optique. Le concept du laser avait été imaginé par Einstein dès 1917, et son invention a été réalisée en 1960 par Maiman. [10]

En termes mathématiques, un laser est une source de lumière cohérente, c'est-à-dire une onde électromagnétique sinusoïdale dans le temps. On peut donc considérer un laser comme un oscillateur.

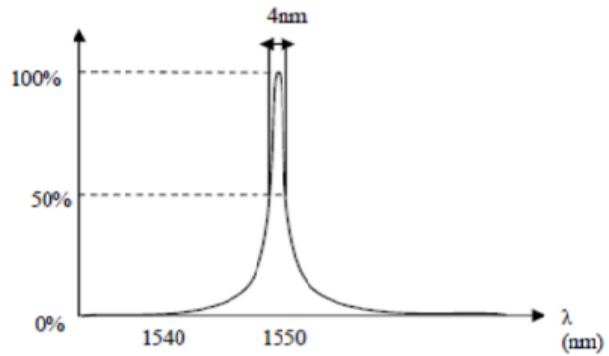
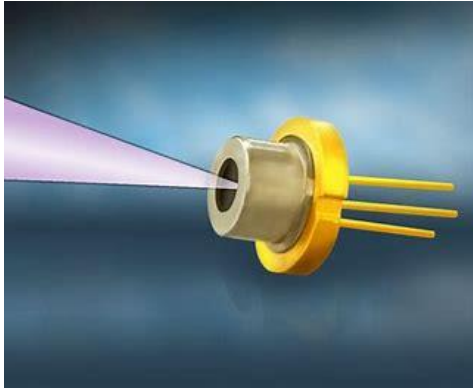


Figure I.4 : (a) Schéma d'une diode laser, (b) Spectre d'émission d'une DL.

d. Modulation externe

La modulation de ce genre implique l'inscription des données électriques sur un signal optique continu. La modulation externe est la méthode la plus couramment employée dans les télécommunications à haut débit sur de longues distances. Elle implique l'utilisation d'un modulateur externe pour modifier l'un des paramètres de l'onde lumineuse, ce qui permet de moduler le signal lumineux en maintenant le courant injecté à la diode constant. La bande passante de ce type de modulation est supérieure à celle de la modulation directe [7].

L'utilisation d'un interféromètre de Mach-Zehnder est la méthode la plus utilisée pour la modulation externe. Cette méthode consiste à modifier l'indice de réfraction de l'un ou des deux bras de l'interféromètre en utilisant un champ électrique. Une différence de potentiel est responsable d'un déphasage entre les deux ondes qui se propagent dans les deux bras. Par la suite, les deux ondes se combinent et créent des interférences (voir Figure 1.5). [6] [12]

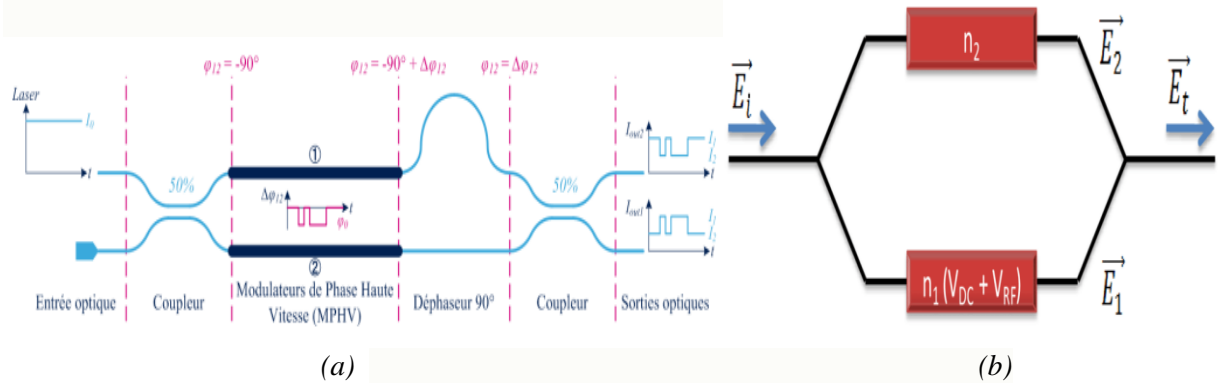


Figure 1.5 : Schéma et principe de modulation externe par Mach Zehnder (MMZ); Schéma simplifié d'un modulateur de Mach-Zehnder [17].

e. Format de modulation avancée

Au sein des centres de données (Data centres), l'augmentation des débits nécessaires et la limitation de la bande passante disponible pour les télécommunications optiques entraînent une évolution des formats de modulation. Nous employons des techniques linéaires classiques comme la modulation de phase (PSK) et l'amplitude en quadrature (QAM :), ainsi que des techniques plus avancées comme le multiplexage par division de fréquence orthogonale (OFDM), et enfin, des formats utilisant la transformation de Fourier non uniforme (NFT).

Étant donné que les systèmes cohérents permettent de moduler à la fois les composants I et Q, les formats de modulation bidimensionnels sont souvent choisis.

On privilégie principalement les formats QAM en raison de leur simplicité, car ils utilisent principalement la modulation par décalage d'amplitude (ASK) pour les composants I et Q. On utilise souvent les méthodes de modulation QAM dans les systèmes de communication optique. Ces méthodes comprennent le 4-QAM (également appelé QPSK), le 8-QAM, le 16-QAM, le 32-QAM et le 64-QAM, etc.

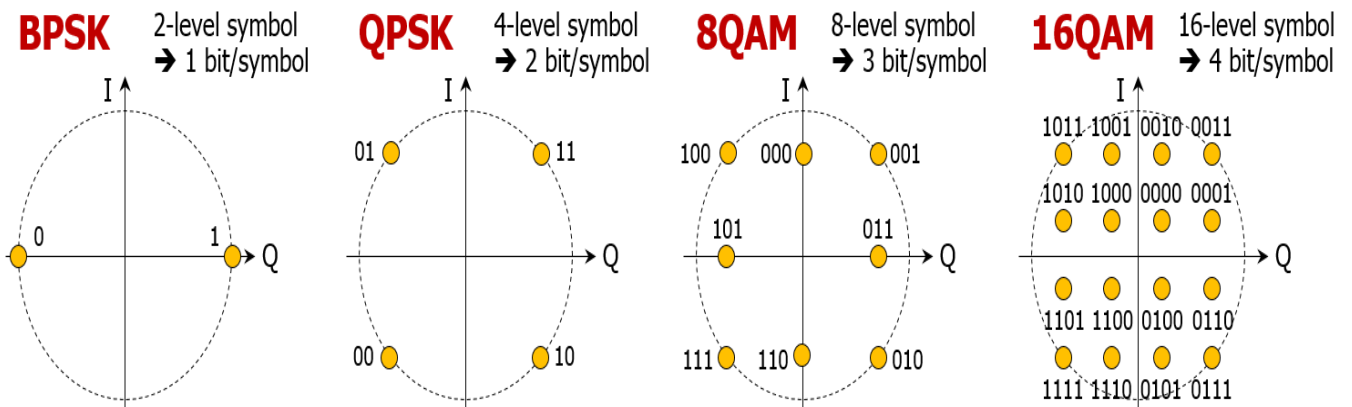


Figure 1.6 : Différent formats de modulation [5].

f. Les techniques de multiplexage

La technologie de la fibre optique est connue pour sa capacité à transmettre de grandes quantités de données sur longues distances. Cependant, face à notre désir croissant de bande passante, même ces

capacités incroyables connaissent leurs limites. Bien qu'il semble tentant d'installer des centaines de lignes de fibre optique, le coût d'une telle approche est élevé.

Le multiplexage, une technologie révolutionnaire qui permet de transmettre plusieurs signaux sur une seule ligne. Il s'agit de créer des voies supplémentaires sur une autoroute, offrant ainsi la possibilité à davantage de données de circuler sans entrave. Cela favorise non seulement l'optimisation du potentiel des fibres existantes, mais également la diminution des dépenses liées à l'infrastructure. Voici un aperçu des types de multiplexage les plus courants utilisés dans les systèmes à fibre optique [14] :

➤ **Le Multiplexage par répartition en longueur d'onde (WDM)**

Le multiplexage par répartition en longueur d'onde implique la transmission simultanée de tous les signaux optiques dans la même direction sur une seule fibre. En ce qui concerne l'émetteur, les signaux optiques avec différentes longueurs d'onde contenant différentes informations sont regroupés à l'aide d'un prolongateur optique et transmis dans une fibre dans une direction spécifique. Comme chaque signal est transmis par des longueurs d'onde de lumière différentes, ils ne se mélangent pas les uns aux autres. À l'extrémité de réception, des multiplexeurs optiques séparent les signaux optiques de différentes longueurs d'onde afin de compléter la transmission de plusieurs signaux optiques

Cette approche débloque une capacité incroyable, atteignant des vitesses de térabits par seconde ! Le WDM existe en différentes versions, comme le CWDM (Coarse WDM) et le DWDM (Dense WDM), qui se différencient par l'espacement des longueurs d'onde.

Pour effectuer cette méthode, il est nécessaire d'avoir un équipement particulier : un multiplexeur à l'entrée et un démultiplexeur à la sortie. [13]



Figure 1.7 : Principe de fonctionnement du WDM.

➤ **Le multiplexage en polarisation (PDM)**

Le multiplexage en polarisation est une méthode astucieuse qui permet de doubler la capacité de transmission d'une seule fibre optique. Les propriétés de la lumière polarisée (deux états de polarisation orthogonaux) sont utilisées par cette méthode astucieuse pour transporter deux signaux différents en même

temps sur la même fibre, sans aucune interférence. La polarisation du multiplexage permet de transformer un canal à une voie en un canal à deux voies, ce qui permet de doubler le débit de données [14].

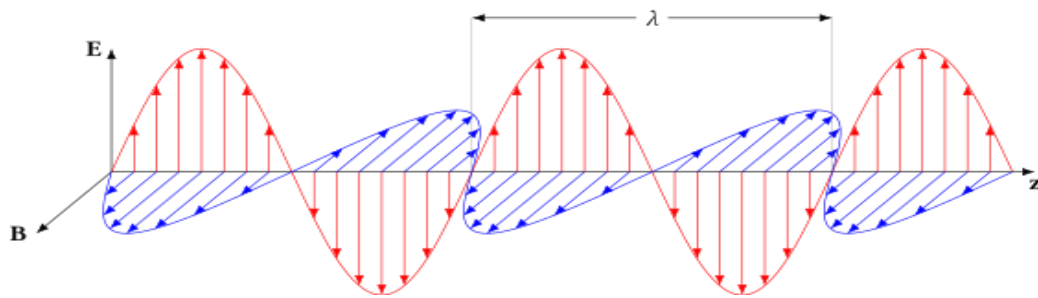


Figure 1.8 : Principe de PDM.

1.5 Canal optique ou propagation dans la fibre optique

1.5.1 Structure de la fibre optique

Les fibres optiques, ces fils de verre ou de plastique ultra-fins, sont devenues l'épine dorsale des communications modernes. Leur capacité à transmettre des signaux lumineux sur longues distances avec un minimum de perte en fait un outil indispensable pour l'internet, la téléphonie et bien d'autres applications.

Au cœur de la fibre optique se trouve le noyau, un cylindre central d'un matériau transparent avec un indice de réfraction (n_1) légèrement plus élevé que celui de la gaine qui l'entoure. C'est dans ce noyau que la lumière est emprisonnée et propagée par un phénomène appelé réfraction interne totale.

Entourant le noyau, se trouve la gaine, une couche concentrique d'un matériau transparent avec un indice de réfraction (n_2) inférieur à celui du noyau. La gaine joue un rôle crucial en confinant la lumière dans le noyau et en empêchant sa fuite vers l'extérieur. [1]

La différence d'indice de réfraction entre le noyau et la gaine crée une barrière optique qui empêche la lumière de s'échapper, la forçant à se propager en zigzag le long du noyau. C'est comme si la gaine construisait un mur invisible autour du noyau, gardant la lumière prisonnière et la dirigeant vers sa destination.

Enfin, la fibre optique est recouverte d'une fine couche protectrice appelée revêtement. Il fournit une protection mécanique et chimique adéquate pour les fibres optiques.

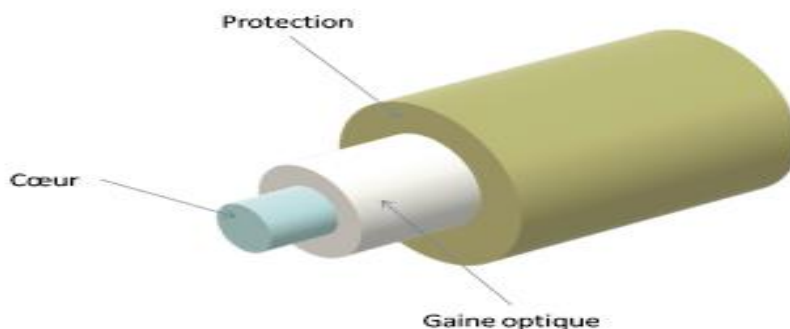


Figure 1.9 : Schéma Structure de la fibre optique [15].

Il existe deux types de fibres optiques: les fibres multimodes, qui comprennent les fibres à gradient d'indice et les fibres à saut d'indice, et les fibres monomodes.

Les fibres multimodes à saut d'indice se caractérisent par une variation rapide et significative de l'indice de réfraction à l'interface cœur-gaine. En revanche, les fibres multimodes à gradient d'indice se distinguent par une variation non linéaire décroissante de l'indice de réfraction depuis le centre de la fibre vers la gaine optique.

Les fibres monomodes ne permettent la propagation du mode fondamental. Ce caractère exclusif les rend particulièrement attrayantes en termes de gestion de la dispersion et de largeur de bande [1].

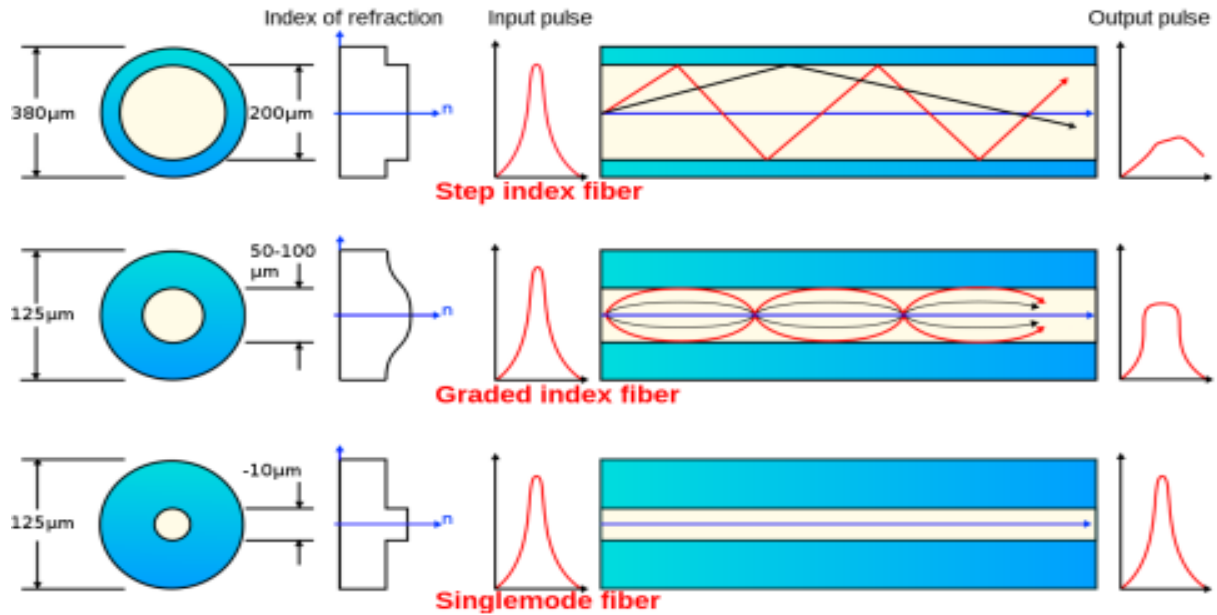


Figure I.10 : Diamètres, indices de réfraction et modes de propagation du signal des trois types de fibre [1].

1.5.2 Équation de propagation des ondes

Dans cette section, nous considérons la propagation de la lumière dans les fibres à indice progressif en utilisant les équations de Maxwell pour les ondes électromagnétiques. Ces équations sont présentées à la section 2.2.1. Le concept des modes de fibre est discuté dans la section 2.2.2, où la fibre est montrée pour soutenir un nombre fini de modes guidés. La section 2.2.3 se concentre sur la façon dont une fibre à indice pas peut être conçue pour prendre en charge un seul mode et discute des propriétés de fibres monomodes

1.5.2.1 Équations de Maxwell

Comme tous les phénomènes électromagnétiques, la propagation des champs optiques dans les fibres est régie par les équations de Maxwell. Pour un milieu non conducteur sans charges gratuites, ces équations prennent la forme (en unités SI) :

$$\nabla \times E = -\frac{\partial B}{\partial t} \tag{I.2}$$

$$\nabla \times H = \frac{\partial D}{\partial t} \tag{I.3}$$

$$\nabla \cdot D = 0 \quad (I.4)$$

$$\nabla \cdot B = 0 \quad (I.5)$$

Où E et H sont les vecteurs de champ électrique et magnétique, respectivement, et D et B sont les densités de flux correspondantes. Les densités de flux sont liées aux vecteurs de champ par les relations constitutives :

$$D = \epsilon_0 E + P \quad (I.6)$$

$$B = \mu_0 H + M \quad (I.7)$$

Où ϵ_0 est la permittivité du vide, μ_0 est la perméabilité au vide, et P et M sont les polarisations électriques et magnétiques induites, respectivement. Pour les fibres optiques M = 0 en raison de la nature non magnétique du verre de silice.

Une relation phénoménologique entre P et E peut être utilisée de résonances moyennes. C'est le cas des fibres optiques dans la région de longueur d'onde de 0.5 à 2 μm , une plage qui couvre la région à faible perte des fibres optiques présentant un intérêt pour les systèmes de communication à fibre optique. En général, la relation entre P et E peut être non linéaire. Bien que les effets non linéaires dans les fibres optiques soient d'un intérêt considérable, ils peuvent être ignorés dans une discussion sur les modes de fibres. P est alors lié à E par la relation

$$P(r, t) = \epsilon_0 \int_{-\infty}^{\infty} \chi(r, t - t') E(r, t') dt' \quad (I.8)$$

La susceptibilité linéaire χ est, en général, un tenseur de second rang mais se réduit à un scalaire pour un milieu isotrope tel que le verre de silice. Les fibres optiques deviennent légèrement biréfringentes en raison de variations involontaires de la forme du noyau ou de la déformation locale; ces effets biréfringents sont pris en compte. L'équation (I.8) suppose une réponse spatiale locale. Cependant, elle inclut la nature retardée de la réponse temporelle, une caractéristique qui a des implications importantes pour les communications par fibre optique par dispersion chromatique

Les équations (I.2) – (I.8) fournissent un formalisme général pour l'étude de la propagation des ondes dans les fibres optiques. En pratique, il est pratique d'utiliser une variable de champ unique E. En prenant la boucle de l'équation (I.2) et en utilisant les Equation (I. 3), (I. 6) et (I. 7), nous obtenons l'équation d'onde.

$$\nabla \times \nabla \times E = -\frac{1}{c^2} \frac{\partial^2 E}{\partial t^2} - \mu_0 \frac{\partial^2 P}{\partial t^2} \quad (I.9)$$

Où la vitesse de la lumière dans le vide est définie comme d'habitude par $c = (\mu_0 \epsilon_0)^{-1/2}$ En introduisant la transformation de Fourier de $E(r, t)$ à travers la relation :

$$\tilde{E}(r, \omega) = \int_{-\infty}^{\infty} E(r, t) \exp(i\omega t) dt \quad (I.10)$$

Ainsi qu'une relation similaire pour $P(r, t)$, et en utilisant l'équation (I.8), l'équation (I.9) peut être écrit dans le domaine des fréquences comme suit

$$\nabla \times \nabla \times \tilde{E} = -\varepsilon(r, \omega)(\omega^2/c^2)\tilde{E}, \quad (I.11)$$

Où le constant diélectrique dépendant de la fréquence est définie comme

$$\varepsilon(r, \omega) = 1 + \tilde{\chi}(r, \omega) \quad (I.12)$$

$\tilde{\chi}(r, \omega)$ est la transformation de Fourier de $\chi(r, t)$.

Deux autres simplifications peuvent être faites avant de résoudre l'Equation (I.11). Premièrement, ε peut être considéré comme réel et remplacé par n^2 en raison de faibles pertes optiques dans les fibres de silice.

Deuxièmement, puisque $n(r, \omega)$ est indépendant de la coordonnée spatiale r dans le noyau et le revêtement d'une fibre d'indice de pas, on peut utiliser l'identité

$$\nabla \times \nabla \times \tilde{E} = \nabla(\nabla \cdot \tilde{E}) - \nabla^2 \tilde{E} = -\nabla^2 \tilde{E} \quad (I.13)$$

où nous avons utilisé l'équation (I.4) et la relation $\tilde{D} = \varepsilon \tilde{E}$ mettre $\nabla \cdot \tilde{E} = 0$. Cette simplification est faite même pour les fibres à indice gradué. L'Equation (I.13) tient alors approximativement aussi longtemps que les changements d'indice se produisent sur une échelle de longueur beaucoup plus longue que la longueur d'onde. En utilisant l'équation (I.13) en équation (I.11), nous obtenons :

$$\nabla^2 \tilde{E} + n^2(\omega)k_0^2 \tilde{E} = 0 \quad (I.14)$$

Où le nombre d'onde d'espace libre k_0 est défini comme :

$$k_0 = \omega / c = 2\pi / \lambda \quad (I.15)$$

et λ est la longueur d'onde du vide du champ optique oscillant à la fréquence ω . L'équation (I.7) est résolue ensuite pour obtenir les modes optiques des fibres à index pas [3].

1.5.3 Les dégradations du canal de fibre optique

1.5.3.1 les effets linéaires des fibres

a. Atténuation

Les fibres optiques permettent de transporter des informations sur des distances considérables. Cependant, un phénomène inévitable se produit lors de la propagation de l'onde lumineuse à travers la fibre : l'atténuation. Cette atténuation se traduit par une diminution progressive de l'intensité du signal lumineux à mesure qu'il parcourt la fibre.

Pour quantifier cette perte de puissance, on introduit le coefficient d'absorption linéaire (α). Ce coefficient crucial représente la perte d'intensité du signal par unité de longueur de fibre. Mathématiquement, la relation entre l'atténuation et le coefficient d'absorption linéaire est exprimée par l'équation suivante :

$$P_S = P_{in} e^{-\alpha * L} \quad (I.16)$$

Où :

- P_s est la puissance lumineuse recueillie en sortie de la fibre.
- P_{in} est la puissance lumineuse injectée en entrée de la fibre.
- α est le coefficient d'absorption linéaire (en cm^{-1}).
- L est la longueur de la fibre (en cm).

Le coefficient d'atténuation est couramment exprimé en dB/km :

$$\alpha(dB/Km) = -\frac{10}{L(Km)} \log \frac{P_s}{P_e} = 4.34 * \alpha(Km^{-1}) \quad (I.17)$$

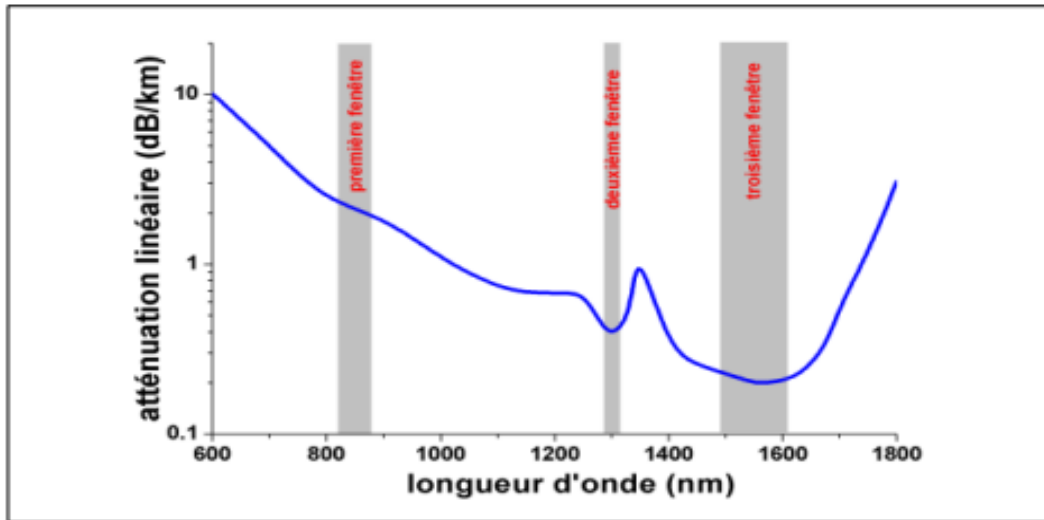


Figure I.11: Atténuation linéaire d'une fibre optique monomode SMF en fonction longueur d'onde. Les zones grisées montrent les trois fenêtres optiques d'utilisation centrée à 850 nm, 1310 nm et 1550 nm respectivement.[7]

b. La dispersion chromatique

Un phénomène physique appelé dispersion chromatique peut limiter les performances des fibres optiques, en particulier pour les transmissions à haut débit. La dispersion chromatique se produit lorsque différentes longueurs d'onde d'un même signal lumineux se propagent à des vitesses différentes dans la fibre, ce qui entraîne un étalement temporel du signal [2].

1.5.3.2 les Effets non linéaires dans les fibres optiques

a. Effet Kerr

En réponse à l'influence d'un champ lumineux intense, l'indice de réfraction n d'un milieu peut présenter des fluctuations, et son expression peut être formulée à travers la relation :

$$n = n_0 + n_\epsilon \quad (I.18)$$

Où n_0 est une constante et n_ϵ est une fonction quadratique du champ électrique.

L'équation représente une forme non linéaire, où l'indice de réfraction dépend de la puissance optique. Ce phénomène particulier est identifié sous le nom d'effet Kerr. Il entraîne un déphasage auto-induit du signal (SPM: self-phase modulation), introduisant ainsi une perturbation dans l'impulsion. Cette perturbation se manifeste sous la forme d'une modulation de phase parasite qui prend de l'interférence, notamment dans les systèmes de transmission à longue portée.

La conjonction de la modulation de phase avec la dispersion chromatique entraîne une augmentation de la durée temporelle du signal se déplaçant à travers la fibre. Un autre impact de l'effet Kerr est la génération d'une modulation de phase croisée (XPM : cross phase modulation), qui représente les effets non linéaires en présence d'un champ électrique comprenant plusieurs fréquences (Cas de multiplexage). [10]

b. Effets Raman et Brillouin

L'effet Raman et l'effet Brillouin sont deux phénomènes non linéaires qui peuvent affecter les communications par fibre optique, en particulier à des puissances élevées. [10]

- Effet Raman: Interaction entre la lumière et les vibrations moléculaires, provoquant un décalage spectral de la lumière diffusée.
- Effet Brillouin: Interaction entre la lumière et les phonons (vibrations acoustiques), limitant la puissance transmissible et pouvant causer des oscillations de gain.

1.5.4 Amplificateur optique à fibre dopée

Les amplificateurs à fibre optique jouent un rôle crucial pour amplifier les signaux lumineux affaiblis lors de leur propagation sur de longues distances. Les amplificateurs optiques disponibles sur le marché opèrent généralement dans la fenêtre de transmission à la longueur d'onde de 1550 nm.

Absorption et pompage : L'amplificateur absorbe l'énergie d'une source de lumière externe appelée "pompe". Cette énergie de pompe est généralement fournie par un laser à semi-conducteur fonctionnant à des longueurs d'onde spécifiques (980 nm ou 1480 nm).

Transfert d'énergie : L'énergie de la pompe est transférée aux ions dopants dans la fibre optique, généralement des ions erbium (Er^{3+}). Ce processus d'excitation des ions dopants augmente leur niveau d'énergie.

Emission stimulée et amplification : Lorsque le signal lumineux à faible puissance (à amplifier) traverse la fibre dopée, il stimule les ions dopants excités à relâcher leur énergie sous forme de photons de lumière. Cette émission stimulée produit des photons supplémentaires de même longueur d'onde que le signal d'origine, amplifiant ainsi le signal lumineux.

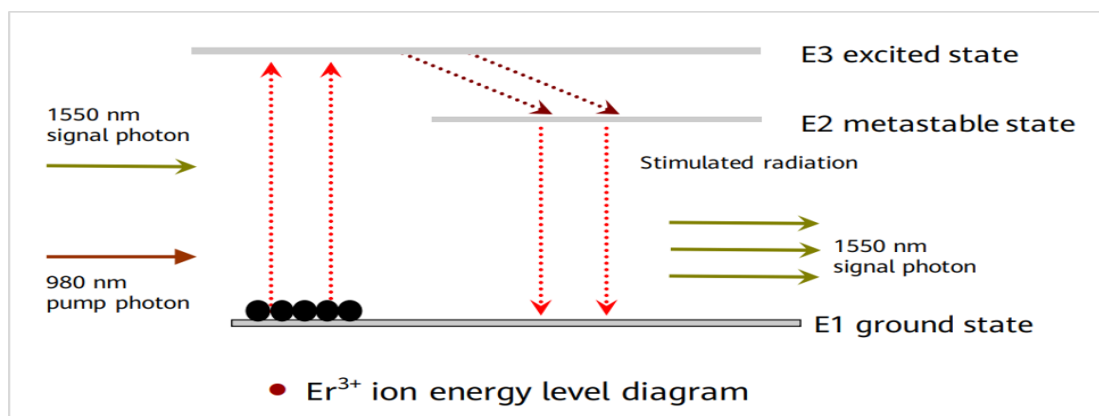


Figure I.12 : Le principe de fonctionnement d'amplificateur optique à fibre dopé à l'erbium [16]

Les amplificateurs à fibre dopée à l'erbium (EDFA) présentent généralement un gain de 25 à 45 dB, avec des puissances de saturation variant de 1 à 10 mW (0 à 10 dBm). En outre, les EDFAs offrent une large bande passante (1530-1560 nm) où le gain est presque constant. Ils sont particulièrement intéressants lorsqu'il s'agit d'amplifier en même temps plusieurs signaux multiplexés en longueur d'onde.

1.6. Récepteur cohérent avec traitement numérique du signal

1.6.1 La détection cohérente : Une nouvelle ère pour les communications optiques

Dans le monde des communications par fibre optique, une technique appelée détection cohérente révolutionne la façon dont les signaux lumineux sont détectés et traités. Introduite à la fin des années 1980 [10], elle offre des avantages considérables par rapport aux méthodes de détection directe traditionnelles.

Principe de fonctionnement : Contrairement à la détection directe qui ne mesure que l'intensité du signal, la détection cohérente exploite à la fois l'intensité et la phase du signal optique. Cela se réalise en mélangeant le signal optique d'entrée avec un signal de référence généré par un oscillateur local. Ce processus permet de démoduler le signal optique, extrayant les informations codées sur sa phase et son amplitude.

Aujourd'hui, la détection cohérente est devenue indispensable pour les communications par fibre optique longue distance et à haut débit. Elle permet de :

- Transmettre des données sur des distances plus longues avec une meilleure qualité de signal.
- Prendre en charge des débits de données plus élevés et des formats de modulation plus complexes.
- Réduire la complexité et le coût des systèmes de transmission par fibre optique.

Dans le monde de la détection cohérente, deux techniques principales se distinguent : la détection homodyne et la détection hétérodyne, basés sur la différence de fréquence entre le signal reçu et le signal généré par l'oscillateur local. Chacune présente des avantages et des inconvénients distincts, les rendant plus adaptées à des applications spécifiques.

- Le principe de détection homodyne: Le signal optique reçu est mélangé avec un signal de référence généré par un oscillateur local de fréquence identique. Il offre une meilleure sensibilité (Rapport signal sur bruit maximal) théorique, 3 dB plus élevée que la détection hétérodyne.
- Le principe de détection hétérodyne: Le signal optique reçu est mélangé avec un signal de référence généré par un oscillateur local ayant une fréquence différente. Il offre une meilleure stabilité face aux variations de phase.

Lorsque la fréquence du signal reçu est très proche de celle de l'oscillateur local, on parle de détection intradyne (un cas particulier de détection homodyne). Dans ce scénario, l'écart de fréquence entre l'oscillateur local et le signal optique reçu est généralement très petit par rapport à la rapidité de modulation, typiquement de l'ordre de grandeur de 100 MHz à 1 GHz. Les systèmes modernes opèrent généralement pour ce type de détection. [4]

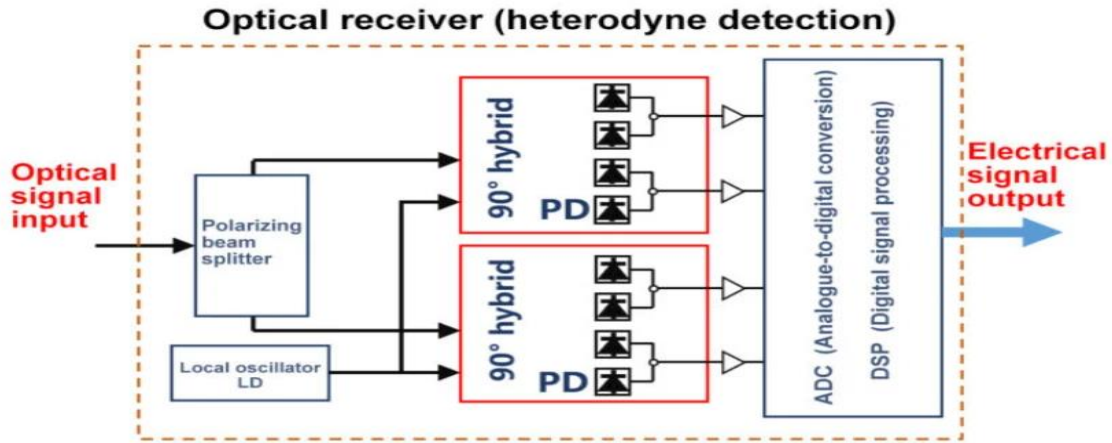


Figure I.13 : Schéma de principe du récepteur cohérent. [11]

1.6.2 Blocs de traitement numérique du signal

Dans cette partie, on présente les différentes étapes du traitement du signal une fois qu'il a été converti par les convertisseurs analogique-numérique.

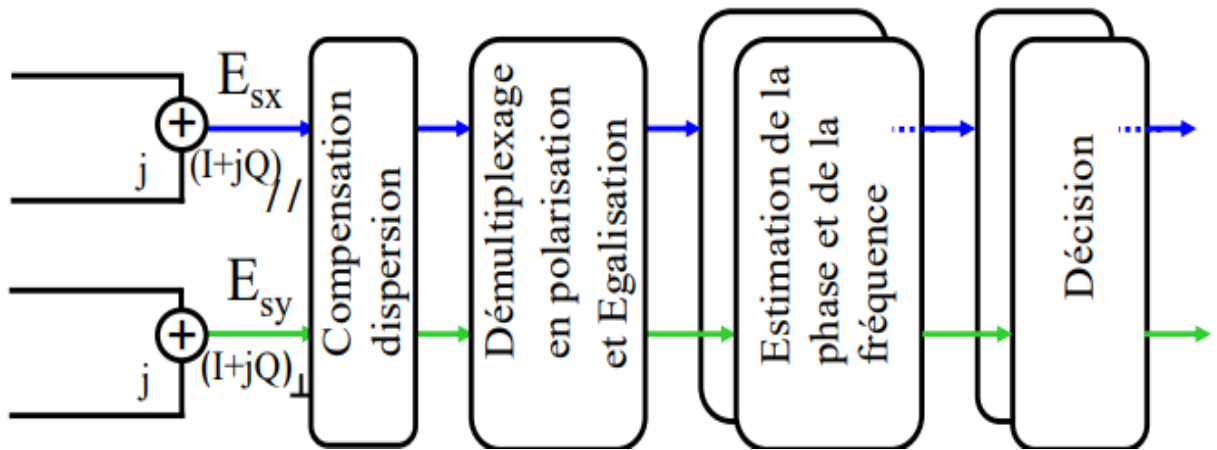


Figure I.14 : Bloc de traitement numérique du signal.

1.6.2.1 La compensation de dispersion chromatique

L'objectif principal de la compensation de la dispersion chromatique est d'inverser la dispersion introduite par la fibre optique que les effets non linéaires et la dispersion de mode de polarisation ne soient pas pris en compte. Cela permet de recompresser les impulsions lumineuses et de restaurer leur forme initiale, préservant ainsi l'intégrité du signal.

Il est possible de démontrer que l'expression de la fonction de transfert de fibre, en excluant les termes dispersifs d'ordres supérieurs à 2, peut être représentée par l'équation :

$$H(\omega) = e^{-i\frac{1}{2}\beta_2\omega^2z} \tag{I.19}$$

β_2 représente la deuxième dérivée de la constante de propagation, tandis que ω désigne la fréquence angulaire. Le filtre nécessaire pour corriger la dispersion doit avoir la fonction de transfert indiquée ci-dessous :

$$P(\omega) = e^{-i\frac{\lambda^2 D}{4\pi c}\omega^2z} \tag{I.20}$$

Où D est le coefficient de dispersion et c est la vitesse de la lumière dans le vide. On utilise généralement des filtres à réponse impulsionnelle tronquée de durée temporelle finie, appelés filtres à réponse impulsionnelle finie (FIR : Finite Impulse Response). La longueur des filtres FIR est influencée par la dispersion cumulée à compenser.

Une fois la dispersion chromatique compensée, la méthode de démultiplexage en polarisation est effectuée.

1.6.2.2 Le démultiplexage en polarisation et l'égalisation

Au cours de la transmission à travers la fibre optique, les signaux émis selon les deux composantes de polarisation peuvent se mélanger en raison des phénomènes physiques de propagation. Les signaux reçus à l'entrée du démultiplexeur en polarisation E_{Rx_e} et E_{Ry_e} , selon les deux états de polarisation, sont des combinaisons des deux composantes en polarisation du signal émis, E_{Ex} et E_{Ey} .

Il est essentiel d'égaliser le signal reçu afin de corriger des phénomènes comme la dispersion due au mode de polarisation. Le processus de démultiplexage implique d'estimer la matrice de Jones J de la fibre de transmission, puis de l'inverser pour récupérer les signaux émis. En conséquence, nous obtenons la relation suivante :

$$\begin{pmatrix} E_{Rx_e} \\ E_{Ry_e} \end{pmatrix} = J \cdot \begin{pmatrix} E_{Ex} \\ E_{Ey} \end{pmatrix} \quad (I.21)$$

Les signaux E_{Rx_s} et E_{Ry_s} à la sortie du bloc de démultiplexage en polarisation sont déterminés par la relation suivante :

$$\begin{pmatrix} E_{Rx_s} \\ E_{Ry_s} \end{pmatrix} = J \cdot \begin{pmatrix} E_{Rx_e} \\ E_{Ry_e} \end{pmatrix} \quad (I.22)$$

Dans la pratique, le démultiplexage en polarisation et la correction d'égalisation sont effectuées à l'aide de quatre filtres FIR. Ces filtres ont des réponses impulsionnelles représentées par quatre vecteurs de taille M : h_{xx} , h_{xy} , h_{yx} et h_{yy} , qui satisfont les équations données. Ces équations expriment un système caractérisé par des entrées et des sorties multiples (MIMO : Multiple Input Multiple Output), comprenant deux entrées et deux sorties.

$$E_{Rx_s} = h_{xx}E_{Rx_e} + h_{xy}E_{Ry_e} \quad (I.23)$$

$$E_{Ry_s} = h_{yx}E_{Rx_e} + h_{yy}E_{Ry_e} \quad (I.24)$$

Les coefficients des vecteurs h_{xx} , h_{xy} , h_{yx} et h_{yy} dans le cadre d'une modulation de phase peuvent être ajustés en utilisant l'algorithme adaptatif du module constant (CMA : Constant Modulus Algorithm). Dans nos simulations numériques, ces coefficients sont d'abord initialisés, puis ils sont continuellement actualisés pour refléter les variations de la matrice de Jones du canal.

$$h_{xx} = h_{xx} + \mu \varepsilon_x \cdot E_{Rx_e}^* \quad (I.25) \quad h_{xy} = h_{xy} + \mu \varepsilon_x \cdot E_{Ry_e}^* \quad (I.26)$$

$$h_{yx} = h_{yx} + \mu \varepsilon_y \cdot E_{Rx_e}^* \quad (I.27) \quad h_{yy} = h_{yy} + \mu \varepsilon_y \cdot E_{Ry_e}^* \quad (I.28)$$

μ est le pas d'adaptation encore appelé paramètre de convergence de l'algorithme et * représente le complexe conjugué.

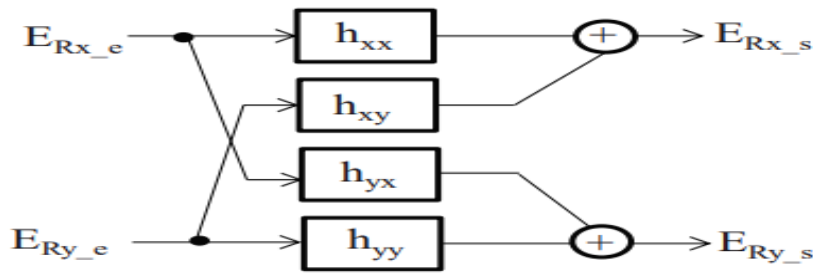


Figure 1.15 : Schéma d'un égaliseur MIMO 2x2.

Ensuite, le processus de l'estimation de la phase du signal et de la différence de fréquence entre le signal optique reçu et l'oscillateur local sont expliqués.

1.6.2.3 L'estimation de la fréquence et de la phase du signal

Après avoir traversé l'égaliseur, les deux composantes de polarisation du signal reçu sont séparées. Cependant, il convient de noter que le terme associé à la phase et à la fréquence des signaux en sortie du mélangeur cohérent ne se compose pas uniquement de la phase et de la fréquence du signal portant l'information. Pour récupérer la phase d'information du signal, il est nécessaire d'estimer et de supprimer à la fois le résidu de fréquence et le terme de phase additionnel. Cette tâche est accomplie par l'estimateur de phase et de fréquence intégré au bloc de traitement numérique du signal.

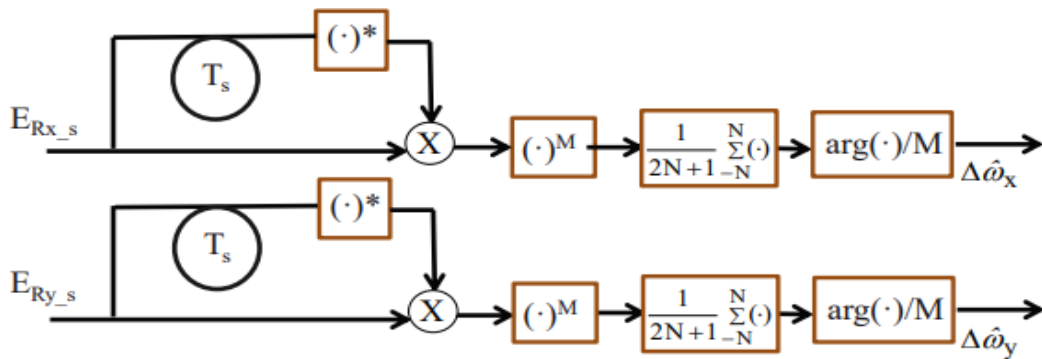


Figure 1.16 : Principe de l'estimation de fréquence dans le bloc numérique de traitement du signal.

L'évaluation de la disparité de fréquence (CFE : Carrier Frequency Estimation) entre le signal et l'oscillateur local dans les systèmes de transmission qui emploient une modulation de phase à M états (où M est une puissance de 2) et une détection intradyne peut être réalisée selon le schéma préalablement exposé.

Pour les signaux échantillonnés, Les Equations ci-dessous décrivent les symboles associés aux deux composantes du signal, suivant deux états de polarisation orthogonaux à un instant où $t = KT_s$ ou K est un entier et T_s représente la durée d'un symbole :

$$E_{Rx_s}(k) = e^{i(k\Delta\omega T_s + \varphi_{sx,k} + \varphi_{bx,k})} \quad (I.29)$$

$$E_{Ry_s}(k) = e^{i(k\Delta\omega T_s + \varphi_{sy,k} + \varphi_{by,k})} \quad (I.30)$$

Dans ce contexte, $\Delta\omega$ représente la variation de fréquence à évaluer, tandis que $\varphi_{sx,k}$ et $\varphi_{sy,k}$ désignent les phases contenant les données transmises. $\varphi_{bx,k}$ et $\varphi_{by,k}$ pour leur part, représentent les termes de phase englobant la différence moyenne de phase entre le signal et l'oscillateur local (associée à une éventuelle rotation de phase) ainsi qu'un bruit de phase.

Nous optons pour ne pas inclure le bruit d'émission spontanée amplifiée dans les équations précédentes. Dans ce processus algorithmique, la première étape implique la multiplication du symbole reçu à l'instant $t = kT_s$ par le complexe conjugué du symbole à l'instant précédent, ce qui permet d'obtenir l'accès à la quantité $\Delta\omega T_s$.

Après cela, l'effet de la modulation est annulé par l'exponentiation à la puissance M , suivie d'une moyenne sur $2N+1$ symboles afin de diminuer le niveau de bruit. En fin de compte, on obtient l'écart fréquentiel estimé en divisant l'argument de la somme par MT_s . Les valeurs de cet écart, pour les deux états de polarisation $\Delta\hat{\omega}_{x,y}$, sont déterminées en utilisant l'équation suivante ;

$$\Delta\hat{\omega}_{x,y}(k) = \frac{1}{MT_s} \arg\left(\frac{1}{2N+1} \left(\sum_{l=k-N}^{k+N} (E_{Rx,y_s}(1) \cdot E_{Rx,y_s}^*(1-l))\right)\right) \quad (I.31)$$

L'évaluation de la phase porteuse (CPE : Carrier Phase Estimation) intervient après le processus de correction de la fréquence porteuse (CFE). Pour les modulations de phase à M états (avec $M=2^1$ où 1 est un entier), l'algorithme de CPE le plus couramment employé dans la littérature est celui proposé par Viterbi & Viterbi.

Dans cet algorithme, la phase estimée sur chacun des états de polarisation à l'instant kT_s , notée $\hat{\varphi}_{bx,y}(k)$, est calculée selon l'équation suivante :

$$\hat{\varphi}_{bx,y}(k) = \frac{1}{M} \arg\left(\frac{1}{2N+1} \left(\sum_{l=k-N}^{k+N} (E_{Rx,y_s}(1))^M\right)\right) \quad (I.32)$$

Cette évaluation commence par éliminer la modulation en élevant la valeur à la puissance M , ce qui élimine la phase contenant l'information. Ensuite, une moyenne est effectuée sur $2N+1$ symboles pour réduire le bruit. Enfin, le résultat de cette moyenne est divisé par M pour compenser l'élévation à la puissance M . Par la suite, il est possible d'utiliser la fonction "unwrap" de Matlab sur les phases estimées pour obtenir une phase continue, dépourvue des sauts de phase engendrés par une définition de phase sur l'intervalle $[-\pi, \pi]$. La phase estimée est obtenue en multipliant les symboles complexes reçus dans les deux états de polarisation à l'instant k avec les facteurs $e^{-i\hat{\varphi}_x(k)}$ et $e^{-i\hat{\varphi}_y(k)}$.

Le schéma illustrant le processus d'estimation de phase en utilisant l'algorithme de Viterbi est présenté dans la figure suivante.

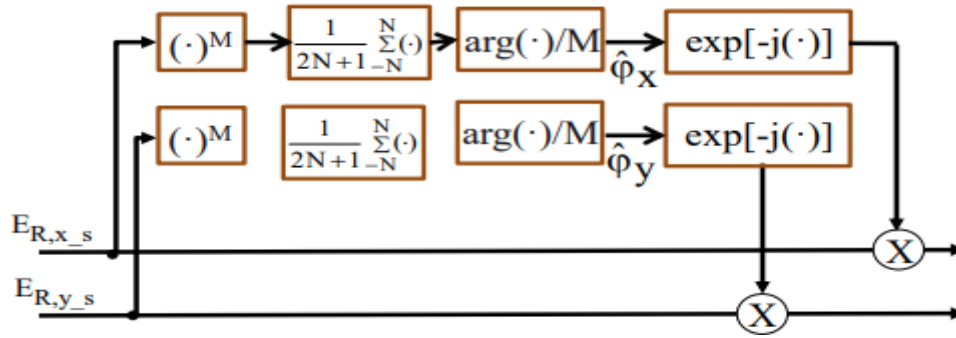


Figure I.17 : Principe de l'estimation de phase en utilisant l'algorithme de Viterbi&Viterbi.

Une fois que la phase a été estimée, une décision est prise concernant les symboles, et le taux d'erreurs binaires est ensuite calculé en utilisant la méthode de Monte Carlo. Ce taux est ensuite converti en un facteur de qualité, noté Q^2 . [4]

1.7. Les performances du système

1.7.1 Taux d'erreurs binaires

La qualité d'une transmission optique est évaluée par le taux d'erreurs binaires (BER : Bit Error Rate). Ce taux est calculé en comparant les séquences de données binaires émises et reçues, exprimant le rapport entre le nombre de bits erronés et le nombre total de bits transmis.

$$BER = \frac{\text{Nombre de bits erronés}}{\text{Nombre total de bits transmis}} \quad (I.33)$$

Dans nos simulations, l'évaluation du taux d'erreur repose sur l'utilisation de la méthode de Monte Carlo. Cette approche permet d'estimer le taux d'erreurs au sein d'un intervalle de confiance, avec une probabilité préalablement définie. La probabilité d'erreurs peut être calculée en utilisant l'espérance mathématique. En fonction de la précision souhaitée pour la mesure, un nombre spécifique d'erreurs est pris en compte,

Puis la somme de ces erreurs est divisée par le nombre total de bits examinés lors du comptage des erreurs N_{MC} . Le nombre d'erreurs peut varier entre 100 et 500 selon le degré de précision souhaité dans l'estimation. Par conséquent, une meilleure qualité d'estimation est obtenue lorsque le nombre d'erreurs N_{MC} est élevé. Toutefois, lorsque les taux d'erreurs sont bas, l'utilisation de la méthode de Monte-Carlo peut devenir chronophage en temps de calcul.[4]

1.7.2 Facteur de Qualité

Le Facteur de Qualité (Q factor) est un indicateur du niveau de bruit d'une impulsion. Il est défini comme le rapport entre la puissance moyenne du signal optique et la puissance moyenne du bruit total (SNR) minimal nécessaire pour obtenir un taux d'erreur Binaire spécifique pour un signal donné.

Le facteur Q peut être mesuré à l'aide de divers instruments, tels que des oscilloscopes à motif d'œil ou des analyseurs de signaux optiques.

Il peut être calculé mathématiquement en utilisant l'équation suivante :

$$P_e = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{Q}{\sqrt{2}}\right) \quad (\text{I.34})$$

Où bien par cette relation pour le cas d'oscilloscope:

$$Q = \frac{|\mu_1 - \mu_0|}{\sigma_1 - \sigma_2} \quad (\text{I.35})$$

1.7.3 Le rapport signal sur bruit optique

Le Rapport Signal sur Bruit Optique (OSNR) est un paramètre fondamental pour évaluer la fiabilité des systèmes de communication optique. Il est défini comme le rapport entre la puissance de sortie de l'amplificateur et la puissance du bruit P_{ASE} mesuré sur une largeur spectrale spécifique :

$$\text{OSNR} = \frac{P_{OUT}}{P_{ASE}} \quad [10] \quad (\text{I.36})$$

La pénalité d'OSNR est définie comme la différence entre la réduction requise pour un BER de 10^{-4} du signal dégradé et le signal libre des effets optiques, en considérant dans les deux cas le même filtre optique dans le chemin du signal.

La pénalité d'OSNR affecte directement la performance d'un système optique en augmentant le BER. Un BER élevé peut entraîner des erreurs de transmission, une dégradation de la qualité du signal et une réduction de la capacité de transmission.

1.7.4 Le diagramme d'œil (Eye diagram)

Le diagramme d'œil est une représentation graphique puissante utilisée pour évaluer la qualité d'un signal optique. Il offre une visualisation intuitive de la forme d'onde du signal et permet d'identifier rapidement les problèmes potentiels qui pourraient affecter la performance du système.

Principe de fonctionnement du diagramme d'œil :

- Superposition temporelle : Le diagramme d'œil est créé en superposant plusieurs tracés temporels du signal optique, généralement échantillonnés à une vitesse de l'ordre du débit binaire.
- Axe temporel : L'axe horizontal représente le temps, avec chaque division correspondant à un intervalle de temps égal à la période d'un bit.
- Axe d'amplitude : L'axe vertical représente l'amplitude du signal optique, avec chaque division correspondant à une certaine amplitude du signal.
- Couleurs ou niveaux de gris : Les superpositions des tracés temporels sont généralement représentées par des couleurs ou des niveaux de gris, indiquant la fréquence d'apparition de chaque amplitude de signal à chaque instant temporel.

Interprétation du diagramme d'œil :

- Diagramme ouvert : Un diagramme d'œil ouvert indique un signal de bonne qualité avec des transitions claires entre les niveaux logiques (0 et 1).
- Diagramme fermé : Un diagramme d'œil fermé indique un signal dégradé avec des transitions floues ou des chevauchements entre les niveaux logiques.

- Élargissement des impulsions : Un élargissement des impulsions sur le diagramme d'oeil peut indiquer une dispersion chromatique ou une atténuation modale.
- Asymétrie : Une asymétrie du diagramme d'oeil peut indiquer un problème de synchronisation ou une distorsion harmonique.
- Présence de bruit : Des points ou des taches dans le diagramme d'oeil peuvent indiquer la présence de bruit optique.

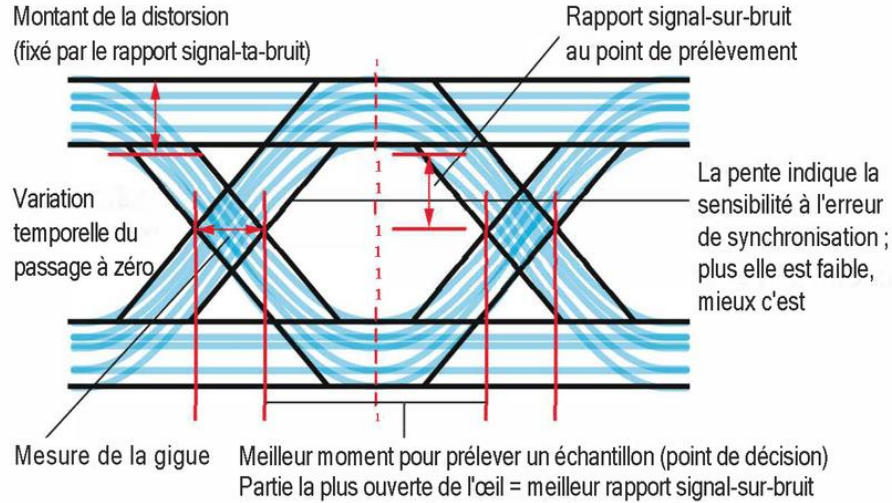


Figure I.18 : Diagramme d'œil.

1.8. Conclusion

Au cours de ce chapitre, nous avons exposé les concepts et les principes essentiels des systèmes optiques cohérents, ainsi que l'évolution, la structure et les caractéristiques de la fibre optique. Les principes fondamentaux de la propagation de la lumière dans une fibre optique ont également été fournis. Dans le prochain chapitre, nous allons décrire les principes fondamentaux qui permettent de compenser les effets linéaires dans les systèmes de communication optique.

CHAPITRE II

LES TECHNIQUES DE COMPENSATION DE LA DISPERSION CHROMATIQUE

2.1 INTRODUCTION

La communication par fibre optique, pilier de notre ère numérique, repose sur la transmission de données codées sous forme de lumière. Si cette méthode offre des débits colossaux, elle est confrontée à des phénomènes physiques, tels que la dispersion, qui dégradent le signal. La maîtrise de ces défis est cruciale pour assurer la qualité et la fiabilité des réseaux de télécommunications modernes.

2.2 L'effet de la dispersion optique

Lors de sa propagation dans une fibre optique, une impulsion lumineuse s'élargit progressivement en raison de la dispersion. Ce phénomène, dû à des caractéristiques propres à la fibre et à la lumière, engendre une interférence entre les symboles adjacents (InterSymbol Interference - ISI), rendant difficile la détection des impulsions individuelles. La dispersion se manifeste sous trois formes principales : modale, chromatique et de polarisation. [18]

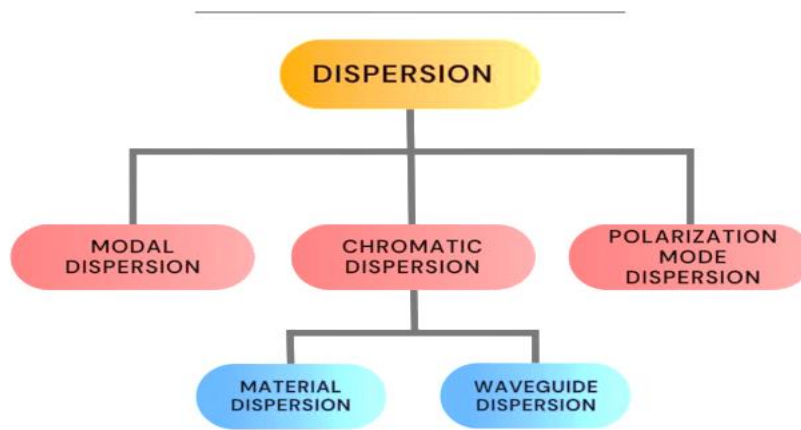


Figure II.1: Classification d'une dispersion en fibre optique.

2.2.1 Dispersion modale de polarisation (PMD)

Le mode fondamental d'une fibre optique monomode (LP_{01}) est constitué de deux modes électromagnétiques, appelés LP_{x01} et LP_{y01} , qui ne se déplacent pas à la même vitesse dans la fibre en présence d'une biréfringence due à sa forme ou à des contraintes. Cette disparité de vitesse engendre un décalage de phase entre les deux composantes du mode fondamental, ce qui entraîne un phénomène de dispersion de polarisation. [8]

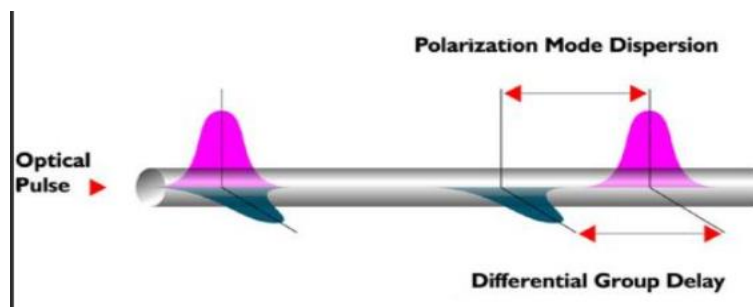


Figure II.2: dispersion modale de polarisation (PMD)

2.2.2 La dispersion modale

La dispersion modale est un phénomène qui dégrade la qualité du signal transmis dans une fibre optique multimode. En effet, les différents modes de propagation, se déplaçant à des vitesses différentes, entraînent un étalement temporel des impulsions lumineuses. Cet étalement rend difficile la distinction entre les différentes données transmises, limitant ainsi le débit de données et la distance de transmission. Pour pallier ce problème, les fibres monomodes sont privilégiées dans les systèmes de communication modernes. [18]

2.2.3 La dispersion chromatique (CD)

Dans le domaine optique, la dispersion chromatique (CD) représente un défi important. Il s'agit de l'élargissement indésirable des impulsions lorsqu'elles traversent les fibres optiques, causé par la propagation à vitesse variable de différentes longueurs d'onde de la lumière. [18]

2.3 Le principe fondamental de la dispersion chromatique

La dispersion chromatique trouve son origine dans la variation de l'indice de réfraction en fonction de la fréquence, ce qui entraîne une différence de vitesse de propagation selon la fréquence. Un matériau présentant cette propriété est généralement qualifié de milieu dispersif.

Dans un milieu dispersif où l'impulsion optique se propage de manière linéaire, les différentes composantes fréquentielles associées à son enveloppe se déplacent à des vitesses distinctes. Cette différence de vitesse conduit à un élargissement temporel de l'impulsion.

L'interprétation de la variation de la phase relative de la réponse spectrale selon la fréquence peut être simplifiée en utilisant une approximation en série de Taylor de la constante de propagation à la fréquence centrale de l'impulsion d'entrée.

$$\beta(\omega) = \beta_0 + \beta_1(\omega - \omega_0) + \frac{1}{2} \beta_2(\omega - \omega_0)^2 + \frac{1}{6} \beta_3(\omega - \omega_0)^3 \quad (\text{II.1})$$

$\beta(\omega)$ est la constante de propagation, où :

$$\beta_m = \left(\frac{\partial^m \beta}{\partial \omega^m} \right)_{\omega = \omega_0} \quad (m = 1, 2, 3, \dots) \quad (\text{II.2})$$

Le décalage temporel causé par un profil de phase est défini par la dérivée du premier ordre de la variation de la phase spectrale par rapport à la fréquence angulaire, avec :

$$\beta_0 = \frac{n(\omega_0)\omega_0}{c} \text{ rad/m} \quad (\text{II.3})$$

n = L'indice de réfraction.

v = la vitesse de la lumière.

ψ =Phase.

ω_0 = La pulsation centrale.

Le coefficient de premier ordre $\beta_1(\omega - \omega_0)$ décrit un décalage linéaire proportionnel à la fréquence, traduisant le retard global de groupe de l'enveloppe d'impulsion. Par conséquent, β_1 représente l'inverse de la vitesse de groupe, notée $1 / v_g$.

$$\beta_1 = \left(\frac{\partial \beta}{\partial \omega}\right) \omega = \omega_0 = \frac{1}{v_g} \text{ s/m} \quad (\text{II.4})$$

Le phénomène connu sous le nom de terme du second ordre $\frac{1}{2} \beta_2(\omega - \omega_0)^2$ se caractérise par un déphasage quadratique qui entraîne une variation linéaire du retard de groupe. C'est cette variation qui est principalement responsable de l'élargissement de l'impulsion. Par conséquent, on désigne ce phénomène par le terme de dispersion de vitesse de groupe (GVD).

$$\beta_2 = \left(\frac{\partial^2 \beta}{\partial \omega^2}\right) \omega = \omega_0 = \frac{\omega d^2 n}{c \cdot d \omega^2} \text{ s}^2/m \quad (\text{II.5})$$

Dans la propagation dans une fibre optique, le paramètre de dispersion $D(\lambda)$ est généralement défini par: [7]

$$D(\lambda) = \frac{\lambda}{c} \frac{d^2 n}{d \lambda^2} = -\frac{2\pi c}{\lambda^2} \cdot \beta_2 \quad \frac{ps}{nm.km} \quad (\text{II.6})$$

La dispersion chromatique est un type de dispersion intramodale où les impulsions se chevauchent. C'est la combinaison des effets de dispersion du matériau et du guide d'ondes, ce que la section suivante révélera.

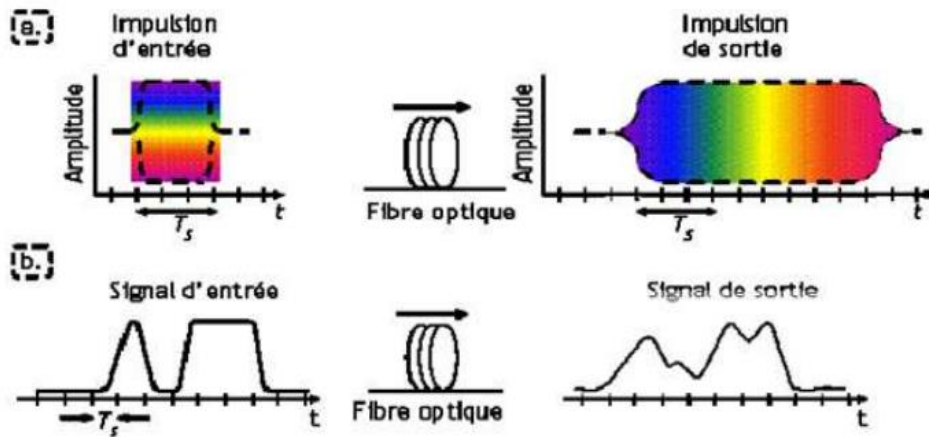


Figure II.3: Impact de la dispersion chromatique sur un signal optique : (a) représentation spectrale ; (b) représentation temporelle.

2.4 Les types de la dispersion chromatique

La dispersion chromatique peut être classée en deux grandes catégories :

2.4.1 La dispersion matérielle (Material Dispersion)

Cette forme de dispersion trouve son origine à l'échelle atomique. Lorsque des ondes lumineuses se propagent à travers un milieu matériel, elles interagissent avec les électrons libres présents dans ce milieu, ce qui contraint ces électrons à osciller à la fréquence du champ. Ce phénomène se caractérise par un changement de la vitesse de propagation globale du champ électromagnétique et de l'indice de réfraction du milieu. L'indice de réfraction, dont la valeur est généralement égale ou supérieure à 1, tend à augmenter avec la densité du milieu. Il est défini comme étant lié à la vitesse selon la relation suivante : [21]

$$v_{\varphi}(\omega) = \frac{c}{n(\omega)} \quad (\text{II.7})$$

V_{φ} : La vitesse de phase d'un milieu donné.

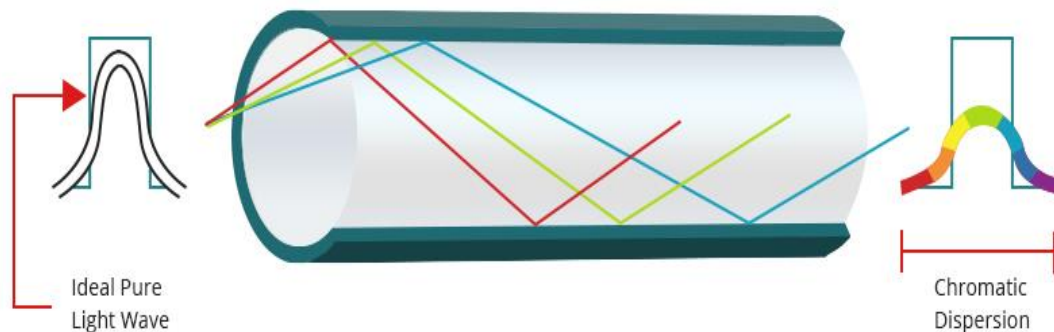


Figure II.4 : La dispersion matérielle.

2.4.2 La dispersion du guide (Waveguide Dispersion)

Dans une fibre optique, la lumière est dirigée à travers une région où l'indice de réfraction est élevé (le cœur), entourée par une région où l'indice de réfraction est plus bas (la gaine).

Ce phénomène de guidage peut être compris en envisageant que la lumière qui voyage à l'intérieur du cœur subit une réflexion totale à l'interface cœur-gaine, ce qui la maintient confinée dans le cœur. La répartition latérale de la lumière à l'intérieur du cœur de la fibre n'est pas uniforme, et il existe notamment une onde évanescente qui s'étend légèrement dans la gaine de la fibre. Cela indique que la dispersion de la lumière dans une fibre optique n'est pas uniquement causée par les propriétés dispersives du matériau constituant le cœur de la fibre, mais également par l'impact de la géométrie du guide de la fibre.

Cette caractéristique est désignée comme la dispersion du guide d'onde. Dans la plupart des fibres optiques, notamment celles que nous examinons dans ce contexte, la dispersion du guide d'onde est bien inférieure à la dispersion du matériau. [21]

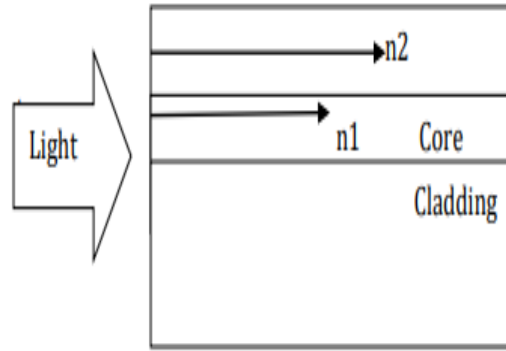


Figure II.5 : La dispersion du guide.

2.5 Les Paramètres de la dispersion chromatique

Pour quantifier et gérer la dispersion chromatique, plusieurs paramètres permettent de décrire ses caractéristiques :

2.5.1 Constante de propagation

Lorsque nous émettons un signal lumineux, plusieurs longueurs d'onde sont généralement présentes. Cela peut être dû soit à une source lumineuse étendue, soit à une source présentant un pic centré sur le mode fondamental avec une constante de propagation spécifique.

La constante de propagation (β), axiale, représente la projection sur l'axe de propagation du module du vecteur d'onde (\vec{k}), défini comme suit :

$$\|\vec{k}\| = n_1 \|\vec{n}_0\| = \frac{2\pi}{\lambda} n_1 \quad (\text{II.8})$$

Avec k_0 comme le vecteur d'onde dans le vide, et

$$\beta = \frac{2\pi}{\lambda} n_e \quad (\text{II.9})$$

2.5.2 Temps de groupe

Lorsqu'une impulsion excite une fibre à cœur large, son énergie lumineuse se disperse à travers de nombreux rayons qui se propagent selon divers chemins optiques à l'intérieur de la fibre. Dans le cas d'une fibre à saut d'indice, la longueur de ces chemins dépend des angles d'incidence θ_l des rayons à l'interface entre le cœur et la gaine.

Le temps de groupe, également appelé délai de groupe t_g , représente la durée requise pour qu'une impulsion se déplace à travers une fibre d'une certaine longueur.

$$t_g = \frac{L}{v_g} \quad (\text{II.10})$$

Par conséquent, le temps de rassemblement se voit ainsi transformé :

$$t_g = \frac{L}{v_g} = \frac{L}{c} \cdot \frac{d\beta}{\left(\frac{2\pi}{\lambda}\right)} = \frac{L\lambda^2}{2\pi c} \cdot \frac{d\beta}{d\lambda} t_g = L \left[\frac{d\beta}{d\omega} \Big|_{\omega=\omega_0} + (\omega - \omega_0) \frac{d^2\beta}{d\omega^2} \Big|_{\omega=\omega_0} \right] \quad (\text{II.11})$$

Le premier terme, constant pour chaque mode, varie d'un mode à l'autre. Il est désigné par le terme de dispersion intermodale, qui s'annule dans une fibre monomode. Le deuxième terme décrit la dispersion chromatique, résultant des variations dans les temps de propagation des différentes composantes spectrales de l'impulsion. [8]

2.5.3 La vitesse de groupe

La vitesse de groupe décrit la propagation de l'enveloppe globale ou de la modulation du paquet d'ondes, qui transporte l'information. La vitesse de groupe dans une fibre optique est directement liée à l'indice de réfraction (n) du matériau de la fibre et à la longueur d'onde (λ) de la lumière :

$$V_g = \left(\frac{d\omega}{d\beta} \right) \rightarrow V_g = \frac{c}{n_1(\lambda) - \left(\frac{dn_1(\lambda)}{d\lambda} \right)} \quad (\text{II.12})$$

La dispersion chromatique reflète les changements de τ_g en relation avec λ par la relation :

$$D = \frac{1}{L} \cdot \frac{\partial \tau_g}{\partial \lambda} \quad (\text{II.13})$$

2.5.4 L'indice de groupe N

L'indice de groupe est étroitement lié à l'indice de réfraction (n) de la fibre, qui représente la mesure de la façon dont la vitesse de la lumière est ralentie dans le matériau de la fibre. Le coefficient de groupe N_i du matériau dans la zone i est déterminé par l'indice de réfraction n_i de cette même zone, exprimé par la formule de Sellmeier:

$$N_i = n_i - \lambda \frac{dn_i}{d\lambda} \quad (\text{II.14})$$

Considérons n_e comme l'indice effectif de ce mode à une longueur d'onde spécifique:

$$n_e = \frac{\beta}{k_0} \quad (\text{II.15})$$

En incorporant la définition de l'équation antérieure, on obtient :

$$N = n_e + k_0 \frac{dn_e}{dk_0} \quad (\text{II.16})$$

La dispersion chromatique D_c est donnée par l'Equation:

$$D_c = - \frac{\lambda}{c} \frac{d^2 n_e}{d\lambda^2} \quad (\text{II.17})$$

Dans une première approximation, en faisant abstraction de l'effet croisé des deux premières dérivées par rapport à l'indice n et à la fréquence V , la dispersion chromatique totale (CD) est la somme de la dispersion du matériau (D_m) et de la dispersion de guide d'ondes (D_g):

$$D_c = D_m + D_g \quad (\text{II.18})$$

2.5.5 Longueur d'onde à dispersion nulle (λ_0) :

À cette longueur d'onde, il n'y a pas d'élargissement d'impulsion dû à la dispersion chromatique. Donc, onde spécifique à laquelle le paramètre de dispersion (D) est nul.

La courbe de dispersion de la fibre SMF est présentée dans la Figure (I.21). La dispersion est favorable lorsque λ dépasse 1310 nm. Une longueur d'onde λ_0 se propage plus rapidement dans la zone de dispersion positive $D > 0$ (ou dispersion anormale) que $\lambda_0 + \Delta\lambda$.

En revanche, une longueur d'onde λ_0 se propage plus rapidement qu'une longueur d'onde plus courte $\lambda_0 - \Delta\lambda$, dans la zone de dispersion négative $D < 0$ (ou dispersion normale). La dispersion provoque une prolongation temporelle des impulsions pendant la propagation.

La longueur de dispersion est un paramètre utilisé pour mesurer l'élargissement subi par une impulsion de durée T_0 qui se propage dans une fibre de dispersion D :

$$L_D = \frac{T_0^2}{|\beta_2|} \quad (II.19)$$

Dans la pratique, L_D est la longueur de fibre pour laquelle une impulsion s'élargit d'un facteur $\sqrt{2}$ si la fibre est purement dispersive.

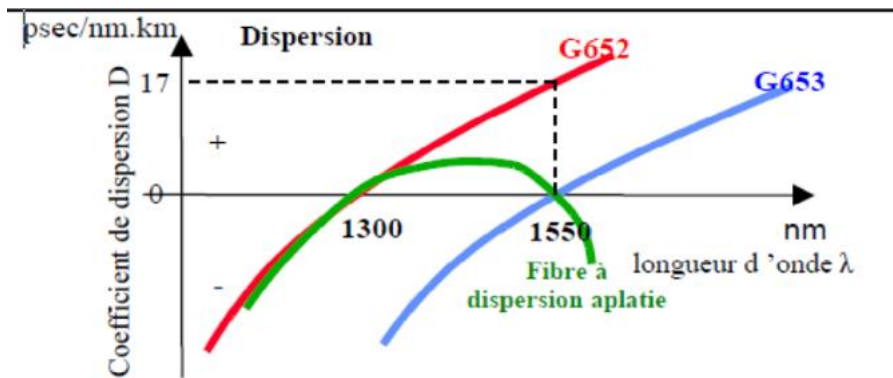


Figure II.6 : Courbes de dispersion de quelques fibres optiques; G652 : SMF, G653.

2.5.6 Pente de dispersion (S)

Quand la dispersion de la fibre est très faible (environ zéro) ou que la durée de l'impulsion est très courte (moins de 1 ps), il faut tenir compte de la dispersion du troisième ordre β_3 qui correspond à un changement de la valeur de la dispersion avec la longueur d'onde.

C'est le taux de variation du paramètre de dispersion (D) en fonction de la longueur d'onde. Elle est généralement exprimée en $ps/(nm^2 \cdot km)$. Une valeur S plus élevée indique une variation plus rapide de la dispersion par rapport la longueur d'onde. La formule suivante relie la pente S de la dispersion à β_3 :

$$S = \left(\frac{2\pi c}{\lambda^2}\right)^2 \beta_3 + \frac{2\pi c}{\lambda^3} \beta_2 \quad (II.20)$$

2.6 L'impact sur la performance du système optique

La dispersion chromatique constitue un enjeu important pour les systèmes de communication optique, notamment ceux qui fonctionnent à haut débit sur de longs trajets.

➤ Limite de la bande passante et du débit binaire

L'élargissement des impulsions dû à la dispersion chromatique limite la bande passante effective du système optique. Cela signifie que la quantité d'informations qui peut être transmise par la fibre optique sur une distance donnée est réduite. Pour les communications à haut débit, cet effet peut devenir un facteur limitant majeur et empêcher d'atteindre le débit binaire souhaité. Donc, ils nécessitent des impulsions courtes et étroites pour minimiser l'ISI.

➤ Augmentation de la distorsion du signal

La dispersion chromatique peut également entraîner une distorsion du signal, ce qui se traduit par une dégradation de la forme de l'impulsion reçue. Cette distorsion peut affecter la qualité du signal et augmenter le taux d'erreur binaire (BER).

2.7 Techniques de Compensation de Dispersion Chromatique

L'accumulation de la dispersion chromatique dans une fibre optique est prévisible et reste stable dans le temps. Malgré l'absence d'affaiblissement du signal par la dispersion des fibres optiques, elle réduit la distance parcourue par le signal à l'intérieur des fibres optiques et entraîne une brouille du signal. Par conséquent, la longueur totale de la fibre parcourue et le type de fibre utilisé ont une influence sur celle-ci. Pour contrer ces effets, différentes techniques de compensation sont mises en œuvre. La compensation de la dispersion est essentielle pour préserver la qualité des signaux optiques lors de leur transmission à travers les fibres. Le choix de la technique la plus adaptée dépend d'un compromis entre performance, coût et complexité.

2.7.1 La compensation optique - Dispersion Chromatique Fiber (DCF)

Les fibres à compensation de dispersion sont conçues avec une dispersion négative pour contrebalancer la dispersion accumulée dans la liaison optique. Pour ce faire, un module de compensation de dispersion utilise une fibre d'une longueur précise, dont la dispersion est égale mais de signe opposé à celle de la fibre de transmission.

Ainsi, il devient essentiel de compenser la dispersion accumulée tout au long de la ligne de transmission en utilisant des fibres spécifiquement dédiées, telles que les fibres dites « à compensation de dispersion » (DCF). Plutôt que de concentrer la compensation de la dispersion en un seul point, comme au niveau du récepteur, il est préférable de la répartir tout au long du système pour réduire au minimum les interactions entre la dispersion et les effets non linéaires présents sur la ligne. C'est ce qu'on appelle la gestion de la dispersion.

Dans la méthode de compensation de dispersion, on emploie une fibre avec une forte dispersion négative associée à une fibre standard. La dispersion de la lumière provoquée par une fibre classique est atténuée, voire entièrement compensée, grâce à l'utilisation d'une fibre de compensation de dispersion possédant une valeur de dispersion élevée, mais de signe opposé à celle de la fibre standard. Il existe trois approches pour

la compensation de dispersion, dépendant de la position de la DCF : la pré-DCF, la post-DCF, et la configuration symétrique (pré et post-DCF).

- **Pré-compensation** : Dans cette approche, la fibre de compensation de dispersion, caractérisée par une dispersion négative, est positionnée en amont de la fibre monomode standard (SMF) qui possède une dispersion positive.
- **Post-compensation** : À l'inverse, dans cette méthode, la fibre de compensation de dispersion négative est placée en aval de la fibre monomode standard (SMF) à dispersion positive.
- **Pré/Post-compensation** : Cette technique combine les deux précédentes en plaçant la fibre de compensation de dispersion négative à la fois avant et après la fibre monomode standard (SMF) afin de neutraliser la dispersion positive de la fibre standard

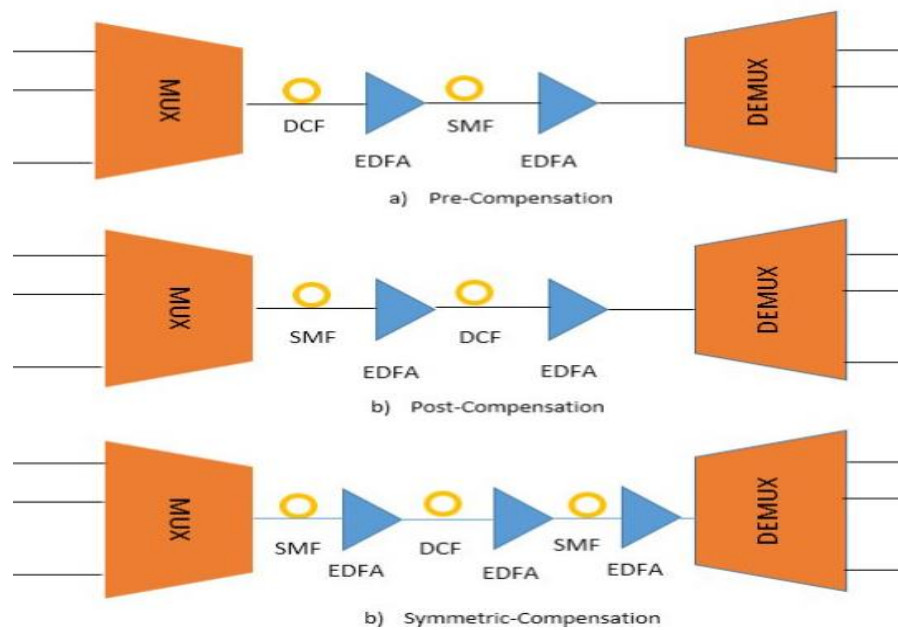


Figure II.7 : post-compensation, pré-compensation et symétrique compensation en utilisant DCF avec des cartes de dispersion.

2.7.2 La compensation électrique de la dispersion chromatique

La demande de bande passante augmente continuellement en raison des applications multimédia numériques à forte bande passante, qui exercent une pression sur les systèmes de transmission optique pour améliorer leur capacité. Pour répondre à cette demande, les chercheurs se concentrent sur l'amélioration de l'efficacité spectrale grâce à des formats de modulation avancés tels que la polarisation multiplexée en quadrature à modulation de phase (PM-QPSK), connue pour son efficacité dans divers scénarios de transmission.

Cependant, tout en augmentant la capacité de transmission, les systèmes deviennent plus sensibles aux altérations de la fibre, linéaires et non linéaires, et nécessitent une architecture de conception plus complexe.

Pour relever ces défis, les techniques d'atténuation électronique utilisant les méthodes actuelles de traitement numérique du signal (DSP) et les convertisseurs analogiques-numériques (ADC) haute vitesse pour les systèmes 40 et 100 Gb/s sont apparues comme des solutions prometteuses.

Plus précisément, les techniques de traitement numérique du signal telles que l'algorithme de rétropropagation numérique (Digital Back propagation (DBP) Algorithm), utilisant des paramètres de fibre inverse ou l'inversion de temps, sont explorées pour compenser les distorsions de canal. Pourtant, la complexité de DBP reste un défi en raison du grand nombre d'étapes de traitement impliquées. Des efforts sont en cours pour simplifier l'algorithme DBP en utilisant une étape par portée ou moins d'étapes de traitement pour résoudre ce problème. [11]

2.8 L'algorithme de rétropropagation numérique (DBP)

Cet algorithme est une technique de calcul appliquée au récepteur dans un système de communication optique cohérent. Il vise à "remettre" numériquement les distorsions causées par les effets optiques ressentis par le signal pendant sa propagation à travers la fibre optique.

Le DSP est généralement appliqué numériquement en inversant l'équation de Schrödinger non linéaire (NLSE) avec la méthode de Fourier à pas devisé (Split-Step Fourier Method – SSFM). Les performances de l'algorithme sont basées sur les étapes de calcul (h) pour estimer avec précision les paramètres de liaison de transmission.

2.8.1 L'équation de Schrödinger non-linéaire

L'équation de Schrödinger non linéaire modélise la propagation dans une fibre optique en intégrant les phénomènes linéaires et non linéaires qui s'y produisent. La forme généralisée de l'équation de Schrödinger non linéaire est exprimée comme suit :

$$\frac{\partial}{\partial z} A(z, t) = \underbrace{-\frac{\alpha}{2} A(z, t)}_{\text{linear attenuation}} + \underbrace{j \frac{\beta_2}{2} \frac{\partial^2}{\partial t^2} A(z, t)}_{\text{second order dispersion}} + \underbrace{\frac{\beta_3}{6} \frac{\partial^3}{\partial t^3} A(z, t)}_{\text{third order dispersion}} - \underbrace{j\gamma |A(z, t)|^2 A(z, t)}_{\text{Kerr effect}} \quad (\text{II.21})$$

Dans cette équation, $A(z, t)$ représente l'enveloppe du champ électrique, z est la distance de propagation, α est le coefficient de perte [$1/\text{km}$], β_2 correspond la constante de propagations de deuxième ordre [ps^2/km], β_3 est la troisième constante de dispersion [ps^3/km]. t est le temps (défini dans un référentiel se déplaçant à la même vitesse de groupe que l'impulsion), et $\gamma = \frac{2\pi n_2}{\lambda_0 A_{eff}}$ [$\text{km}^{-1} \cdot \text{W}^{-1}$] est le coefficient non linéaire.

Peu importe la forme de l'équation, les méthodes numériques pour la résoudre sont généralement basées sur un principe similaire. Par conséquent, nous ne décrivons ces méthodes de résolution que pour la version simplifiée de l'ENLS, donnée par la relation (II.21).

$$i \frac{\partial A(z, t)}{\partial z} + \frac{i}{2} \alpha A(z, t) - \frac{1}{2} \beta_2 \frac{\partial^2 A(z, t)}{\partial t^2} + \gamma |A(z, t)|^2 A(z, t) = 0 \quad (\text{II.22})$$

Cette relation est une équation différentielle du second ordre en temps et du premier ordre en distance. En dehors du cas spécifique de la transmission Soliton, où les pertes sont négligeables et la méthode de diffusion inverse peut être appliquée, cette équation ne possède pas de solution analytique. En général, il

est nécessaire de recourir à des méthodes numériques. Parmi ces méthodes, la méthode de Fourier en pas fractionné (SSFM) est la plus couramment utilisée en raison de sa simplicité et de son efficacité.

Nous allons maintenant présenter cette méthode en détail.

2.8.2 La solution de l'équation de Schrödinger non-linéaire

Il existe deux régimes de propagation distincts : le régime de propagation dispersif et le régime de propagation non-linéaire. Ces régimes sont déterminés par deux paramètres considérés lors de la propagation de l'impulsion initiale en limite de Fourier, à savoir la largeur temporelle T_0 et la puissance de crête P_0 . Les longueurs caractéristiques de la dispersion et de la non-linéarité sont respectivement notées L_D et L_{NL} .

Et c'est si :

➤ $L_D \gg \gg L_{NL}$ le système est purement dispersif.

➤ $L_D \ll \ll L_{NL}$ le système est non linéaire.

2.8.2.1 Solution analytique en régime dispersif

Considérons la résolution de l'ESNL dans le régime dispersif, où l'impact de la non-linéarité peut être négligé ($\gamma=0$). Dans ce cas, l'Equation (II.22) se simplifie pour devenir l'équation suivante :

$$i \frac{\partial A}{\partial z} = \frac{\beta_2}{2} \frac{\delta^2 A}{\delta t^2} - \frac{a}{2} A \quad (\text{II.23})$$

Cette équation peut être écrite dans le domaine de la fréquentiel :

$$i \frac{\partial \tilde{A}}{\partial z} = -\frac{\beta_2}{2} \omega^2 \tilde{A} - \frac{a}{2} \tilde{A} \quad (\text{II.24})$$

Si la solution est :

$$\tilde{A}(z, \omega) = \tilde{A}(0, \omega) \exp(i \frac{\beta_2}{2} \omega^2 a) \cdot z \quad (\text{II.25})$$

Cette formule indique que les effets de la dispersion n'altèrent pas le spectre : la dispersion se manifeste uniquement par l'ajout d'un déphasage spectral parabolique $\phi(\omega)$. En d'autres termes, quelle que soit l'impulsion initiale, la dispersion entraîne l'apparition d'un chirp spectral linéaire $\delta t(\omega)$ caractérisé par la valeur $\beta_2 \omega z$.

Pour illustrer plus clairement les effets de la dispersion, considérons le cas d'une impulsion gaussienne dont le champ électrique initial est donné par [19]:

$$A(0, t) = \exp(-\frac{t^2}{2t_0^2}) \quad (\text{II.26})$$

L'impulsion gaussienne initiale $A(0, t)$ sans chirp, avec une largeur caractéristique T_0 . Son évolution dans le domaine temporel est la suivante :

$$A(0, t) = \frac{T_0}{\sqrt{T_0 - i\beta_2 z}} \exp(-\frac{t^2}{2(T_0 - i\beta_2 z)}) \quad (\text{II.27})$$

L'équation (I.27) indique que l'impulsion maintient sa forme gaussienne, mais que sa largeur temporelle et sa phase varient. Ainsi, quel que soit le signe de β_2 , la largeur de l'impulsion s'accroît avec la distance de propagation z selon:

$$T_1(z) = T_0 \sqrt{1 + \left(\frac{z|\beta_2|}{T_0^2}\right)^2} = T_0 \sqrt{1 + \left(\frac{z}{L_D}\right)^2} \quad (\text{II.28})$$

À une distance $z = L_D$, la largeur de l'impulsion gaussienne T_1 a augmenté d'un facteur $\sqrt{2}$ par rapport à sa largeur initiale T_0 .

La phase a évolué comme suit :

$$\varphi(z, t) = -\frac{\text{sgn}(\beta_2) \left(\frac{z}{L_D}\right)}{1 + \left(\frac{z}{L_D}\right)^2} \frac{t^2}{T_0^2} + \frac{1}{2} \tan^{-1}\left(\frac{z}{L_D}\right) \quad (\text{II.29})$$

Ce qui se traduit par un chirp linéaire exprimé par :

$$\delta\omega(z, t) = 2 \frac{\text{sgn}(\beta_2) \left(\frac{z}{L_D}\right)}{1 + \left(\frac{z}{L_D}\right)^2} \frac{t}{T_0} \quad (\text{II.30})$$

La dispersion d'ordre 2 engendre, pour une impulsion gaussienne, un chirp parfaitement linéaire dont la pente est déterminée par le signe de la dispersion. À l'inverse, cela se produit dans le régime de dispersion anormale. Il est important de noter que, même si le chirp $\delta t(\omega)$ reste strictement linéaire indépendamment de la forme de l'impulsion initiale (équation (II.30)), la caractéristique du chirp $\delta\omega(t)$ variera selon le type d'impulsion employé.

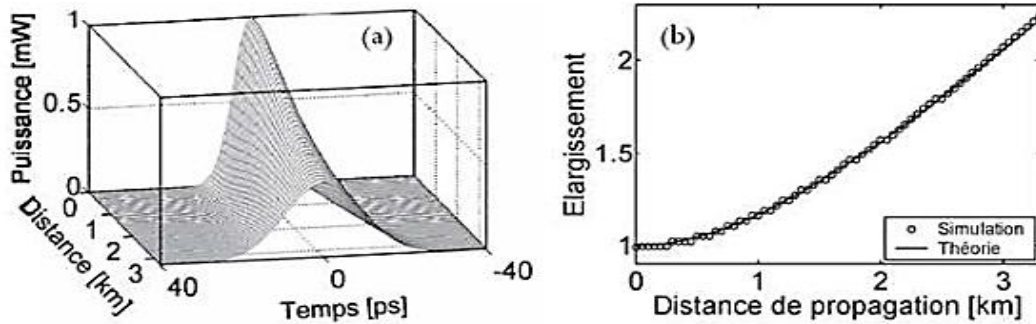


Figure II.8 : (a) Evolution d'une impulsion gaussienne ($T_{FWHM} = 10$ ps) dans une fibre purement dispersive [2-20] ($D=17$ ps/Km.nm) de 3.33 Km ($2L_D$), (b) Taux d'élargissement de l'impulsion en fonction de la distance de propagation.[19]

2.8.3 La méthode de Fourier à pas divisé

La propagation d'un signal dans une fibre optique est régie par l'équation Non-linéaire de Schrödinger (ENLS). Les méthodes numériques les plus couramment utilisées pour résoudre l'ENLS sont les méthodes de Fourier en pas fractionnés (SSF).

La fibre est divisée en N tronçons suffisamment petits pour permettre certaines approximations. Le signal optique à la fin de chaque tronçon est calculé à partir du signal à son entrée [1,2]. En répétant ce processus, on obtient le signal de sortie de la fibre à partir du signal d'entrée. Ce calcul implique des transformées de Fourier (TF), qui constituent la majeure partie du temps de calcul.

Le nombre de tronçons est un compromis entre la précision et le temps de calcul : un grand nombre de tronçons offre une meilleure précision mais un calcul plus long, tandis qu'un petit nombre accélère le calcul au détriment de la précision. La méthode SSF ne permet pas de connaître la précision à l'avance, nécessitant une comparaison avec une solution analytique, souvent obtenue par une résolution numérique avec un très grand nombre de tronçons, ce qui est coûteux en temps de calcul.

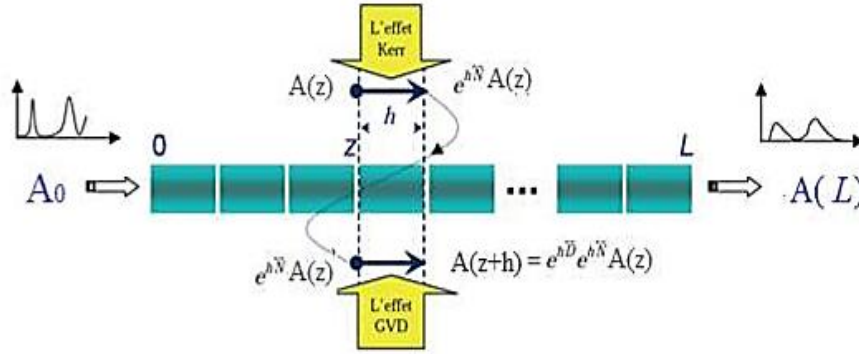


Figure II.9 : La représentation de la méthode SSF.

Le principe de la méthode de Fourier à pas divisés consiste à analyser la propagation de l'impulsion sur une très courte distance h (Figure II.9). Sur cette petite distance, on peut approximativement considérer que les effets dispersifs et non-linéaires sont découplés. L'Equation (2.32) est alors exprimée sous la forme :

$$\frac{\partial A}{\partial z} = (\hat{D} + \hat{N}) A \quad (\text{II.31})$$

L'opérateur \hat{D} correspond aux effets linéaires, principalement la dispersion chromatique d'ordre 2, mais pouvant inclure la dispersion d'ordre 3 ou les pertes de la fibre. L'opérateur \hat{N} quant à lui, représente les effets non linéaires, comme l'auto-modulation de phase.

Dans le cas de l'ESNL, ces opérateurs sont :

$$\hat{D} = -i \frac{\beta_2}{2} \frac{\partial^2}{\partial t^2} \quad \text{Et} \quad \hat{N} = i\gamma |A|^2 \quad (\text{II.32})$$

L'équation fournie représente la solution analytique pour propager l'enveloppe de champ électrique ($A(z, t)$) de la position z à $z + h$ en utilisant SSFM.

$$A(z + h, t) = \exp(h(\hat{N} + \hat{D})) \cdot A(z, t) \quad (\text{II.33})$$

h représente la taille du pas, ou la longueur du pas de propagation, à travers la section de fibre. Comme dans l'Equation (II.11), on s'attend à ce que les deux opérateurs commutent l'un avec l'autre selon l'approche de Split-Step Fourier :

$$E(z + h, t) \approx \exp(h\hat{N}) \exp(h\hat{D}) A(z, t) \quad (\text{II.34})$$

Selon l'équation (II.11) il est possible d'estimer $A(z + h, t)$ en utilisant les deux opérateurs séparément. Les résultats peuvent être assez précis si h est modeste. En règle générale, la valeur de h est sélectionnée de telle sorte que la valeur maximale de changement de phase de l'opérateur non linéaire ($\Phi_{\max} = \gamma |E_p|^2 h$,

E_p est le pic de $A(z,t)$ est inférieur à une valeur donnée. L'approche Fourier à pas divisés simule la plupart des systèmes de communication optique bien quand ϕ_{\max} est inférieur à 0.05 rad.

Le DBP est basé sur le SSFM, qui représente une technique numérique efficace pour résoudre l'équation de propagation du signal. L'idée de la technique DBP est de modéliser numériquement une fibre fictive avec des caractéristiques exactement opposées par rapport à la fibre réelle utilisée pour la transmission. Le lien de fibre est divisé en plusieurs étapes avec un petit Δ à chaque étape, il est modélisé comme une concaténation de sections linéaires et non linéaires.

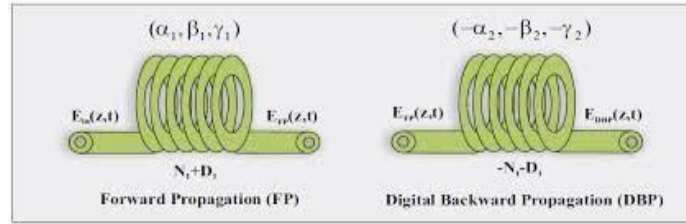


Figure II.10: Diagramme de bloc d'avant propagation (FP) et d'algorithme rétropropagation numérique (DBP).

Il existe différentes façons d'implémenter le DBP, selon l'ordre de mise en œuvre des sections linéaires et non linéaires. L'approche la plus couramment utilisée est l'application de la compensation linéaire.

D'abord parce que les effets non linéaires sont plus importants à des puissances d'entrée élevées, ce qui est le cas à l'arrière de la fibre fictive. La mise en œuvre de la technique DBP côté récepteur est illustrée sur la Figure II.11, où N_s est le nombre d'étapes.

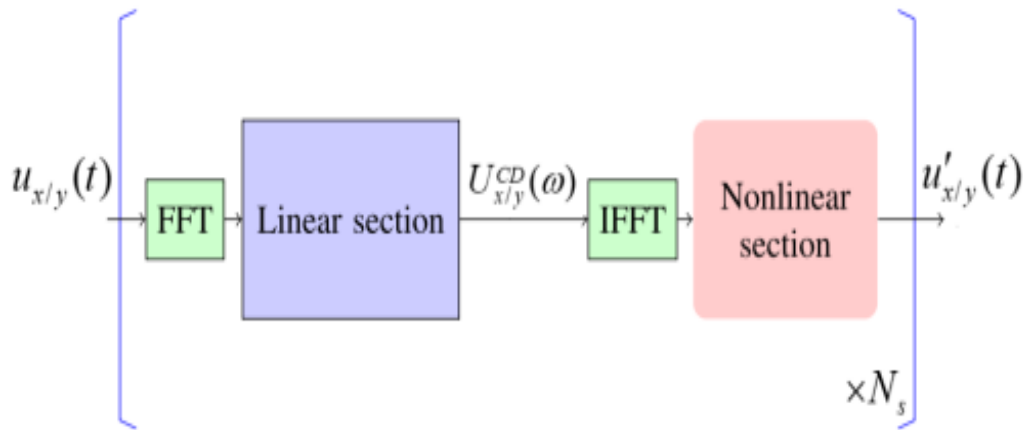


Figure II.11 : L'implémentation principale de DBP.

En utilisant SSFM, la sortie de la section linéaire qui compense pour le CD, est donnée par :

$$U_{x/y}^{CD}(z, \omega) = U_{x/y}(z, \omega) \exp(-jh(\frac{\alpha}{2} + \frac{\beta_2}{2} \omega^2)) \quad (II.35)$$

Où h est la longueur de chaque pas, ω est la variable de fréquence et z est la distance de transmission. Principalement, cette opération correspond à la multiplication du signal par un terme exponentiel. Ce terme représente l'inverse du changement de phase du signal dû au CD. Après cela, la section non linéaire est effectuée dans le domaine temporel en utilisant l'expression:

CHAPITRE III

SIMULATION DU COMPENSATION DE LA DISPERSION CHROMATIQUE

3.1 Introduction

La linéarité de la dispersion chromatique impose une limitation sur le débit maximal pouvant être atteint par une seule chaîne optique après transmission à travers une fibre. Cela est dû aux distorsions dépendantes de la puissance qui réduisent le rapport signal-bruit (SNR) au niveau du récepteur. Heureusement, de nombreuses distorsions sont prévisibles, et en comprenant le champ optique au niveau du récepteur, il devient possible d'atténuer leurs effets. Cependant, la relation entre le bruit ASE et les linéarités reste un processus aléatoire en raison de la nature inhérente du bruit ASE. La résolution de ces défis demeure un domaine de recherche ouvert.

Dans cette section, nous fournissons une explication détaillée du modèle numérique utilisé pour l'analyse. Les résultats numériques obtenus sont également discutés. Plus précisément, nous évaluons l'impact du symbole sur les gains de performance réalisés par l'algorithme étudié en comparant différentes configurations de transmission.

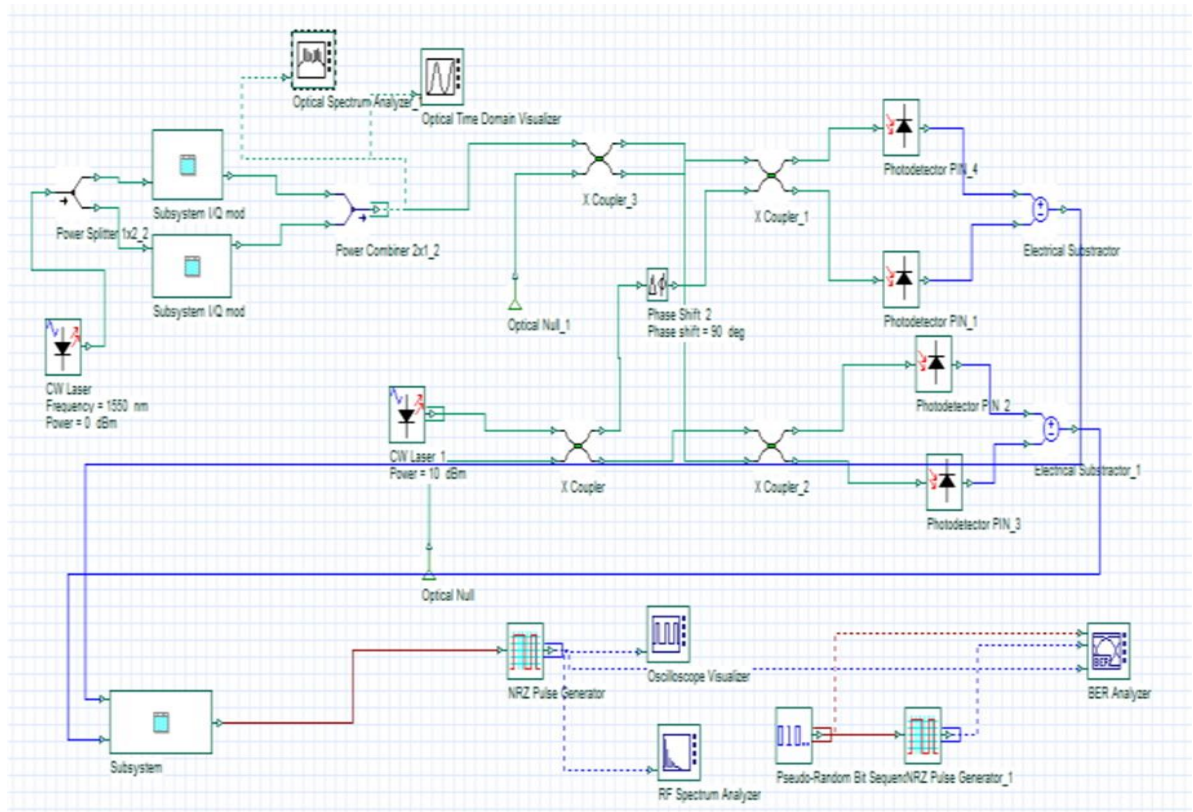
3.2 Configuration du système optique cohérent PDM-QPSK

Le modèle numérique du système optique en question est développé et analysé à l'aide du logiciel MATLAB®.

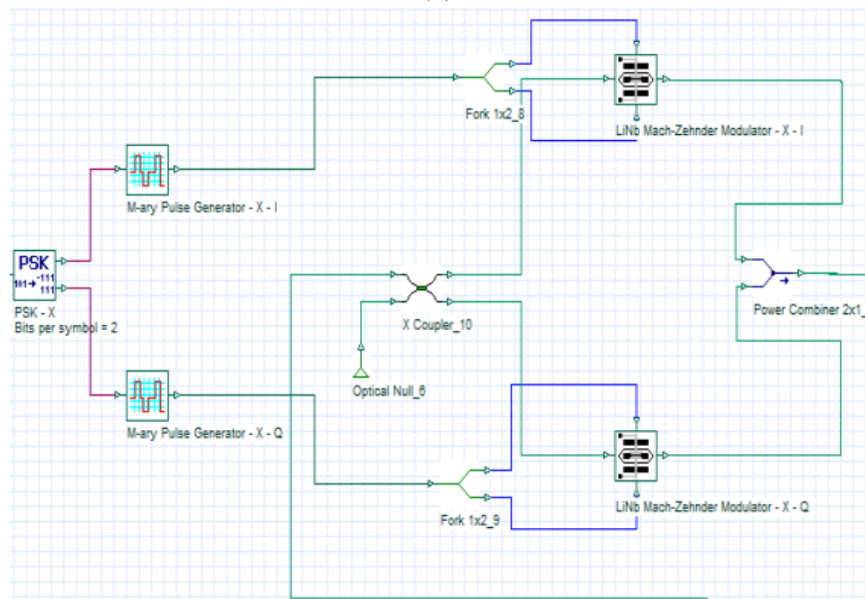
MATLAB® (MATrix LABoratory) offre un environnement hautement adaptable pour la simulation des systèmes optiques. Ses puissantes capacités de calcul numérique et ses vastes bibliothèques de fonctions mathématiques le rendent idéal pour modéliser le comportement complexe de la propagation de la lumière dans les systèmes optiques.

De plus, MATLAB propose des outils avancés d'analyse de données et de visualisation, permettant aux chercheurs d'évaluer et d'interpréter avec précision les résultats des simulations. Ce processus facilite la conception, l'optimisation et la prévision des performances de divers composants et systèmes optiques.

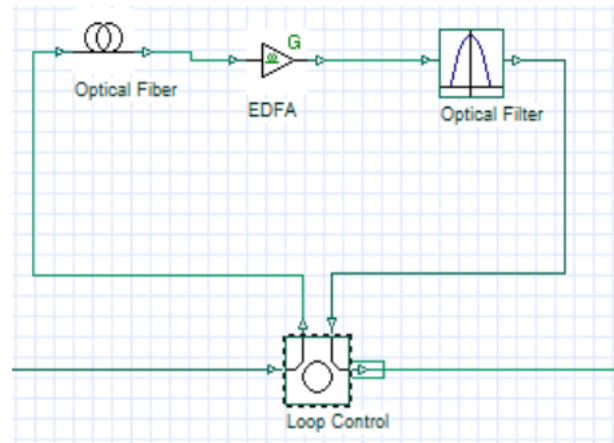
Nous effectuons des simulations numériques pour un système optique cohérent PDM-0.3RZ-QPSK en utilisant la technique de compensation de la dispersion chromatique dans le domaine électrique afin de valider la tolérance des filtres de compensation numérique pour les distorsions linéaires. Nous avons utilisé le modèle de simulation numérique illustré dans la Figure III.1(a) pour étudier les performances du DBP à canal unique pour différents débits symboliques.



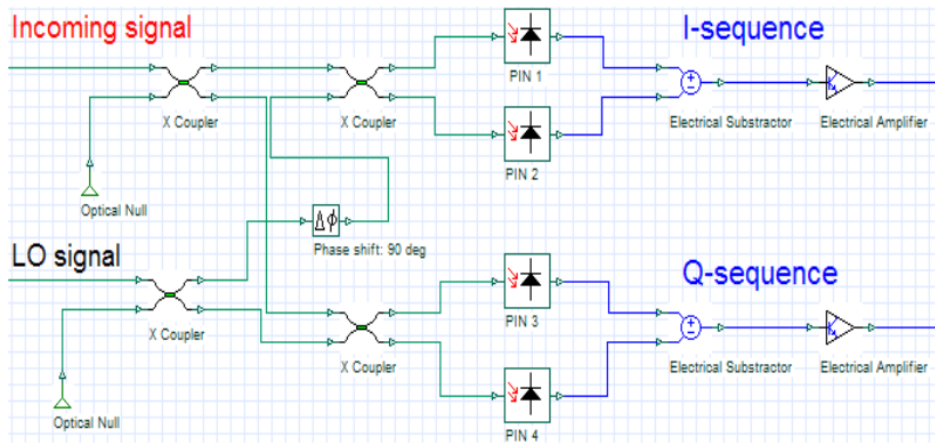
(a)



(b)



(c)



(d)

Figure III.1: (a) Schéma du système optique cohérent PDM-0.3RZ-QPSK, (b) Modulateur QPSK, (c) canal optique, (d) détection cohérente.

3.2.1 Le système optique cohérent PDM-0.3RZ QPSK

Dans cette méthode, un générateur de séquence binaire pseudo-aléatoire (PRBS) de longueur N bits est employé pour moduler deux signaux optiques QPSK à polarisation orthogonale. Cette modulation est effectuée en utilisant deux modulateurs QPSK. La figure III.1 (b) présente un schéma d'un modulateur QPSK qui utilise un générateur de séquence PSK afin de transformer les signaux binaires en deux séquences parallèles de symboles M-ary par le biais d'une modulation de déplacement de phase (PSK), avec chaque symbole correspondant à 2 bits. Ensuite, ces séquences sont acheminées à travers un générateur d'impulsions M-ary qui génère des impulsions multicouches en fonction du signal M-ary d'entrée, avec un taux de 0.3 bit par cycle.

Un laser fonctionnant à une longueur d'onde de 1550 nm est séparé en deux branches, puis dirigé vers des modulateurs Mach-Zehnder distincts. Ces dispositifs de modulation, qui reposent sur la technologie du niobate de lithium, servent à convertir les signaux électriques en signaux lumineux. Finalement, les signaux modulés des deux modulateurs MZ sont fusionnés afin de produire le signal optique PDM-0.3RZ QPSK. Les paramètres utilisés pour la simulation correspondent à ceux présentés dans le tableau III.1.

Tableau III.1 : Les paramètres de simulation du côté l'émetteur.

| <i>Format</i> | <i>PDM-QPSK</i> |
|-------------------------------|-----------------|
| R_{bit} | 0 |
| R_{sym} | 14-28-56 Gbaud |
| N_{bit} | 2^{12} |
| Échantillons / bit | 64 |
| Nombre d'échantillons | 262144 |
| Longueur d'onde (λ) | 1550 |

La fibre optique modélise la propagation d'un champ optique à travers une fibre monomode, en prenant en considération à la fois les phénomènes de dispersion et de non-linéarité. Cette tâche est accomplie en effectuant une intégration numérique de l'équation linéaire de Schrödinger.

Dans notre système, caractérisé par une polarisation arbitraire du signal (double polarisation), les équations linéaire de Schrödinger couplées sont mises en œuvre. La liaison de transmission a été conçue conformément à la description fournie dans la section 1.4. Le signal transmis est propagé à travers une liaison optique constituée d'une boucle de fibre monomode (SSMF) amplifiée par un amplificateur à fibre dopée erbium. Dans chaque tronçon, l'amplificateur compense intégralement les pertes cumulées dans la fibre optique. Aucune correction optique en ligne n'est effectuée pour compenser la dispersion chromatique, et les effets non linéaires de la dispersion de mode de polarisation (PMD) sont ignorés.

Le composant de fibre optique est utilisé pour simuler la propagation du champ optique dans une fibre monomode, en incluant à la fois les effets linéaires et non linéaires. Cela est réalisé en résolvant numériquement les équations couplées de Schrödinger pour la double polarisation. La méthode des pas fractionnés symétriques de Fourier (SSFM) est mise en œuvre pour la résolution numérique de l'équation de Schrödinger non linéaire cubique (CNLSE), permettant ainsi de modéliser la propagation du champ optique, tel qu'explicité dans la section correspondante 2.8.

En dehors d'autres influences, l'effet principal entraînant la dégradation du signal dans la liaison de transmission est la dispersion chromatique l'intérieur du canal. Le Tableau III.2 synthétise les caractéristiques fondamentales de la liaison optique.

Tableau III.2 : Les paramètres de la liaison optique.

| <i>Les paramètres</i> | <i>Les valeurs</i> |
|---|-------------------------------|
| Longueur du SSMF | 75 Km |
| Atténuation | 0.2 dB/Km |
| Dispersion chromatique CD | 16 ps/(nm.Km) |
| Longueur d'onde (λ) | 1550 nm |
| Indice de réfraction non linéaire (n_2) | $2.7 \times 10^{-20} (m^2/W)$ |
| Paramètre non linéaire (γ) | 1.3 (W.km) |
| Surface effective (A_{eff}) | $80 \mu m^2$ |
| Gain EDFA | 16 dB |
| Facteur de bruit | 5.5 dB |

Au récepteur, les signaux optiques et le laser de l'oscillateur local sont combinés et détectés à l'aide d'un hybride optique $4 \times 90^\circ$ (détection homodyne). Les lasers de l'émetteur et du récepteur possèdent une largeur de raie de 100 kHz. Les composantes de phase et de quadrature du signal sont ensuite converties en quatre signaux électriques par quatre photodiodes équilibrées. Tout au long du manuscrit, le bruit des photodiodes est négligé. Les signaux reçus sont traités par un filtre passe-bas Bessel de 5^{ème} ordre, qui a une bande passante de 3 dB équivalente à 0.75 fois la vitesse de symboles (R_{sym}), supprimant efficacement les interférences. De plus, les convertisseurs analogiques-numériques (ADC) synchronisent les signaux à un taux de 2 échantillons par symbole (Sa/Sym), où la fréquence d'échantillonnage est le double de la vitesse de symboles. Les signaux capturés sont ensuite traités par des unités de traitement numérique du signal (DSP) afin de réduire les distorsions et de récupérer les données transmises. Les symboles décodés sont démappés sous la forme binaire. Pour la compensation électronique, la méthode de rétro-propagation numérique (DBP) est appliquée avec une taille de pas fixe de $z = 20$ km (4 pas par tronçon).

Pour évaluer le taux d'erreur sur les bits (BER) présenté dans ce travail, la méthode de Monte Carlo est utilisée, estimant en moyenne environ 400 erreurs. Ce taux d'erreur est ensuite converti en facteur de qualité Q à l'aide de la formule suivante :

$$Q = 20 \log_{20} [\sqrt{2} \operatorname{erfc}^{-1}(2BER)] \quad (\text{III.1})$$

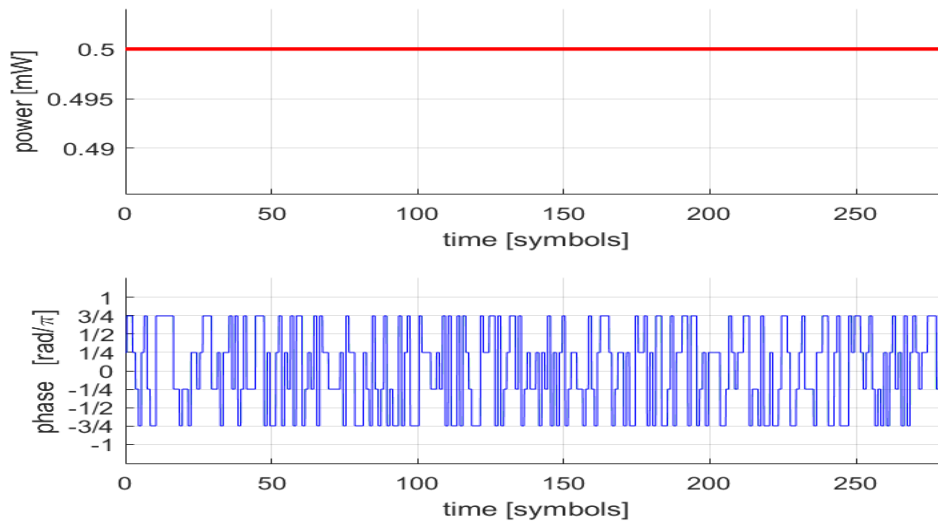
Où "erfc" est la fonction d'erreur.

3.3 Résultats de la simulation et des discussions

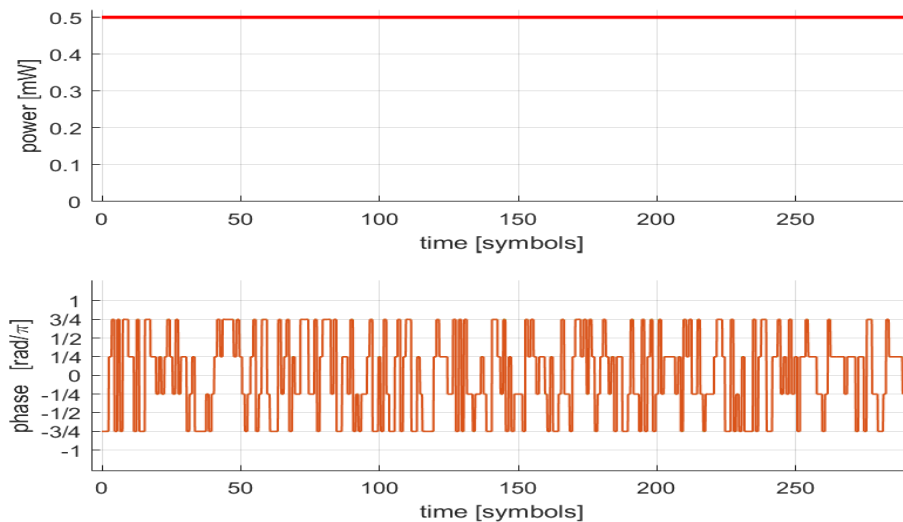
Cette partie expose les résultats obtenus à partir des simulations numériques effectuées lors de la propagation du signal. Nous évaluons deux méthodes de compensation et les performances du système PDM-0.3RZ-QPSK dans différents scénarios.

Le nombre de pas par section et les autres paramètres dans le module DBP sont maintenus identiques à ceux de la fibre de transmission pour garantir un fonctionnement optimal de l'algorithme DBP.

Les figures III.2 (a) et (b) présentent la variation de l'amplitude et de la phase du signal optique PDM-0.3RZ-QPSK avant et après la transmission à travers le lien optique. Le signal optique présente un module constant et quatre niveaux de phase distincts ($\pi/4$, $-\pi/4$, $3\pi/4$, $-3\pi/4$) qui sont observables. De plus, la figure III.3 illustre le spectre de puissance optique des signaux QPSK émis.



(a)



(b)

Figure III.2 : Le signal optique : (a) à la sortie de l'émetteur, (b) à travers la liaison optique.

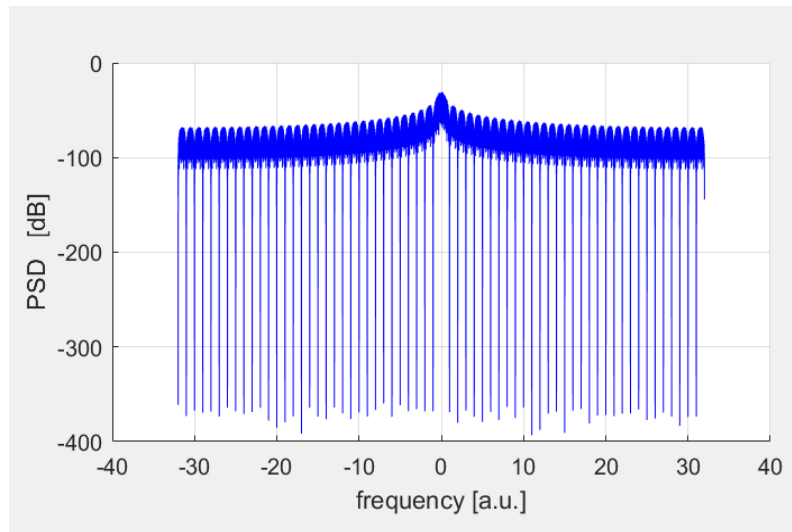
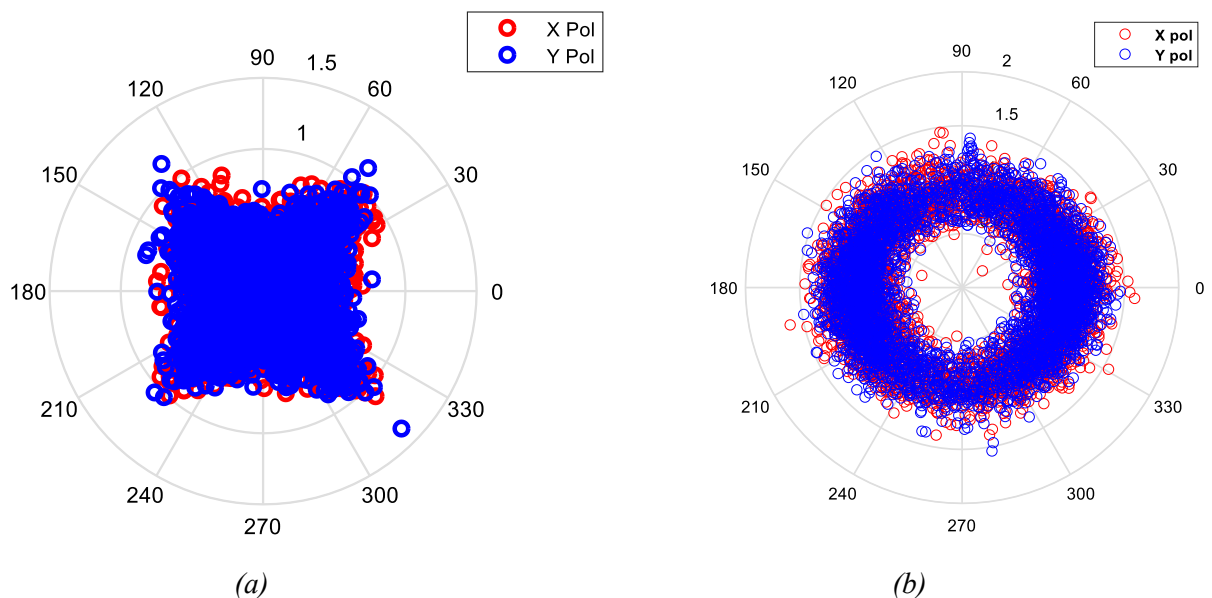


Figure III.3 : Le spectre de puissance optique du signal QPSK

La figure III.4 montre les signaux de sortie du récepteur pour les polarisations X et Y dans un diagramme de constellation. Ce diagramme, typique pour le QPSK, représente un plan complexe où l'axe X correspond à la composante en phase et l'axe Y à la composante en quadrature. Dans le cas (a), le diagramme de constellation révèle un signal déformé à l'entrée du récepteur. Après l'application de l'algorithme CMA (cas b), la constellation adopte une forme plus circulaire (l'amplitude constante), indiquant une meilleure séparation des symboles et une réduction de l'interférence inter-symboles. Dans le cas (c), les quatre points de la constellation QPSK se trouvent sur un cercle, espacés de manière égale, représentant les quatre symboles de la modulation QPSK [00, 01, 10 et 11]. Une valeur normalisée de 1 correspond généralement à la même amplitude pour ces quatre points, ce qui indique une répartition égale de la puissance entre les différents symboles. Les angles de phase des points utilisés pour coder les bits de données correspondent à des symboles distincts.



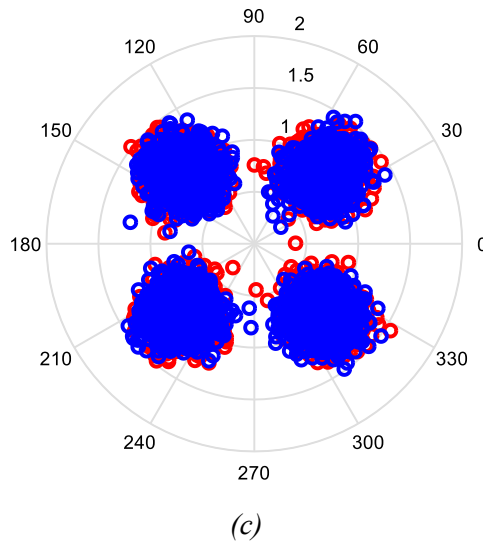
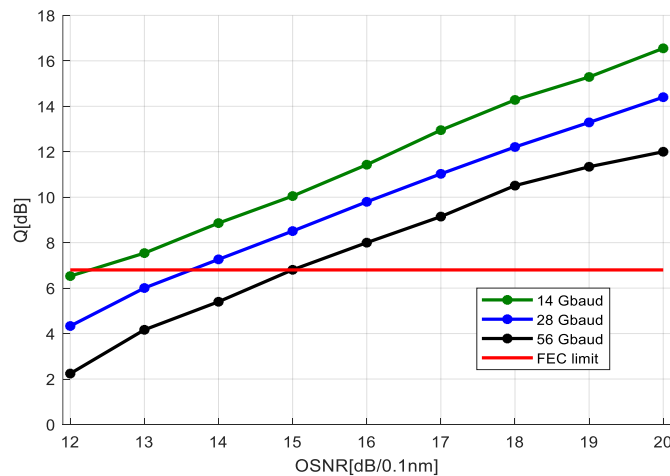


Figure III.4 : Diagrammes de constellation du récepteur pour la polarisation X : (a) avant DSP, (b) après CMA, (c) après l'estimation de la phase de la porteuse CPE.

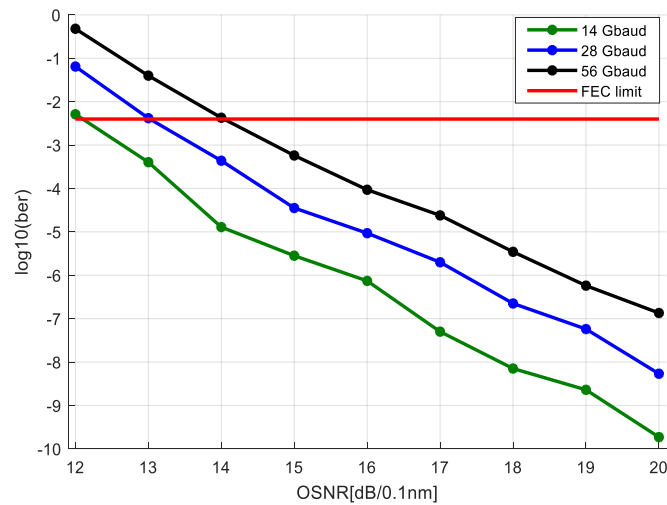
3.3.1. Les performances de la compensation linéarité

3.3.1.1 La configuration dos à dos (back-to-back)

Dans les figures III.5 (a) et (b), la performance en mode back-to-back (btb) du système PDM-0.3RZ-QPSK est présentée à travers le taux d'erreur binaire et le facteur de qualité Q en fonction du rapport signal-optique sur bruit (OSNR) pour différents taux de symboles R_{sym} (14 Gbaud, 28 Gbaud, 56 Gbaud) avec une résolution de 0.1 nm. Cela fait une configuration de mesure où l'émetteur et le récepteur sont directement connectés. La performance btb sert de référence pour la performance globale du système sans aucune dégradation de transmission.



(a)



(b)

Figure III.5 : Mesure de transmission dos à dos à trois débits de symboles différents : (a) facteur Q vs OSNR. (b) BER vs l'OSNR.

Pour les trois débits symboliques donnés, le BER diminue à mesure que l'OSNR augmente. C'est parce qu'un signal plus fort (un OSNR plus élevé) entraîne moins d'erreurs dans les données reçues, et l'inverse pour le facteur de qualité.

Les courbes pour le taux de symbole inférieur (14 Gbaud) à une pente plus raide, indiquant que le BER diminue plus rapidement et la qualité de signal améliorent à mesure que l'OSNR augmente par rapport aux taux de symbole plus élevés. Cependant, les courbes pourraient s'aplatir à des débits symboliques plus élevés (28 Gbaud et 56 Gbaud) ou même montrer une légère augmentation du BER à des OSNR plus élevés en raison de la complexité accrue.

Les OSNR de transmission dos à dos dans le système requis un taux d'erreur binaire à la limite du FEC (3.8×10^{-3}) sont de 12 dB, 13 et 14 dB pour 14 Gbaud, 28 Gbaud et 56 Gbaud, respectivement.

3.3.1.2 Les performances de la configuration de transmission

a. Transmission sans compensation

Nous avons étudié l'impact des distorsions linéaires sur les performances d'un système optique PDM-0.3RZ-QPSK en l'absence de compensation. Pour ce faire, nous avons simulé la transmission sur une distance de 2450 km à différents débits de symboles (14, 28 et 56 Gbaud) en utilisant une puissance de lancement (P_{in}) de 0 dBm.

Le facteur Q a été évalué en fonction du rapport signal sur bruit optique afin de caractériser les performances du système dans ces conditions, comme illustré dans la Figure III.6.

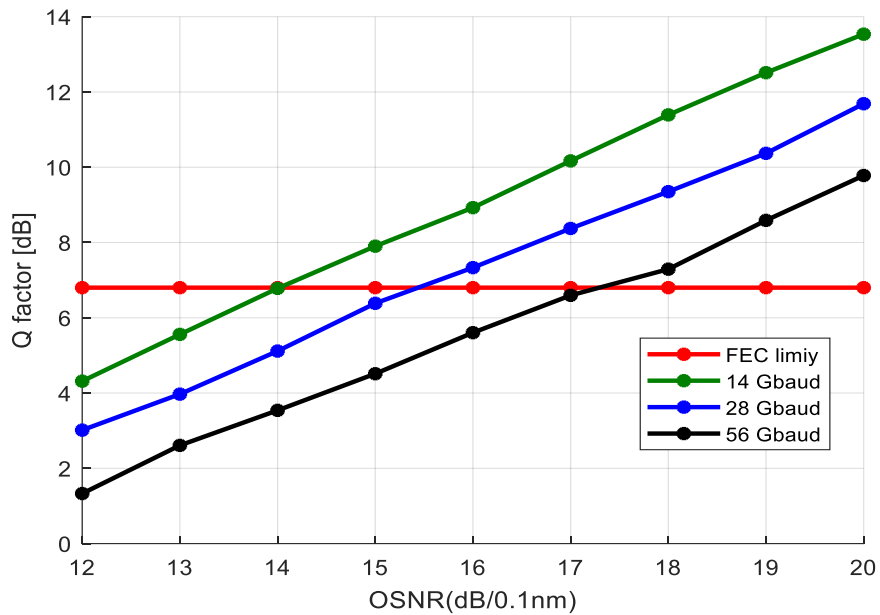


Figure III.6 : Le facteur Q en fonction de l'OSNR mesurée dans transmission sans compensation à différents débits de symboles.

En comparant les résultats, il peut être démontré qu'à mesure que les débits de symboles augmentent, la valeur de l'OSNR augmente également.

Avec le codage de correction d'erreurs (FEC) en avant, la limite FEC représente le facteur Q minimum requis pour atteindre un seuil spécifique de taux d'erreur binaire. Dans notre simulation, le seuil est égale 3.8×10^{-3} . Les OSNR requis sont présentés dans le Tableau III.3.

Tableau III.3 : Les exigences des OSNRs sans compensation dans le système à la limite du FEC.

| Débit de symbol | Les valeurs des OSNRs |
|-----------------|-----------------------|
| 14 Gbaud | 14 dB |
| 28 Gbaud | 15.4 dB |
| 56 Gbaud | 17.2 dB |

En l'absence de compensation, les débits symboliques de 14 Gbaud et 28 Gbaud subissent des pénalités OSNR réduites de 2 dB et 2.4 dB, respectivement. En revanche, à un débit de Baud plus élevé de 56 Gbaud, la pénalité augmente de manière significative à 3.2 dB. Cette situation est vraisemblablement attribuable à l'augmentation des débits de symboles, ce qui engendre des signaux plus complexes et une sensibilité accrue aux interférences inter-canaux à l'intérieur du canal de fibre optique, entraînant ainsi une détérioration de la qualité du signal.

b. Transmission avec compensation

➤ **La compensation optique de la dispersion chromatique (ODC)**

Comme nous l'avons mentionné précédemment, la DCF est un élément clé de l'ODC. Elle est spécifiquement conçue pour compenser la dispersion positive introduite par la fibre monomode (SMF). En effet, la DCF possède une dispersion négative, ce qui permet d'annuler l'effet de la dispersion positive

de la SMF lorsque les deux fibres sont utilisées en série. Les caractéristiques de la fibre DCF sont répertoriées dans le tableau III.4

Tableau III.4 : Les paramètres de la fibre DCF.

| <i>Les paramètres</i> | <i>Les valeurs</i> |
|-----------------------------------|--------------------|
| Atténuation | 0.6 dB/Km |
| Dispersion | -100 ps/Km |
| longueur d'onde (λ) | 1550 nm |
| indice de réfraction non linéaire | $2.7 e^{-20}$ |
| surface effective | 20 ps/nm km |

L'élargissement temporel des impulsions causé par la dispersion chromatique (CD) est exprimé comme suit:

$$\Delta T = D \times z \times \frac{c}{f_c^2} \times \Delta f \quad (\text{III.2})$$

Où D est le paramètre de dispersion de la fibre, z représente la longueur de la fibre, c est la vitesse de la lumière, f_c est la fréquence porteuse, et Δf désigne la largeur spectrale de l'impulsion en Hz.

Pour la compensation de la dispersion optique, chaque tronçon de fibre monomode (SMF) est associé à une fibre de compensation de dispersion (DCF) ayant une valeur de dispersion de -100 ps/nm/km.

La longueur de la DCF nécessaire pour une compensation parfaite (dispersion totale = 0) est déterminée par :

$$L_{DCF} = -(L_{SMF} \times D_{SMF}) / D_{DCF} \quad (\text{III.3})$$

Nous suivons la même procédure qu'auparavant, cependant, cette fois-ci, nous évaluons les performances du système suite à l'application de la compensation optique de dispersion chromatique (ODC). Les figures III.7 (a)-(b)-(c) présentent les performances de facteur Q et du taux d'erreur binaire en fonction de la puissance lancée dans la fibre, pour le système PDM-0.3RZ-QPSK, à diverses valeurs de débits symboliques. Les valeurs exigées de la puissance de lancement sont indiquées dans le Tableau III.5.

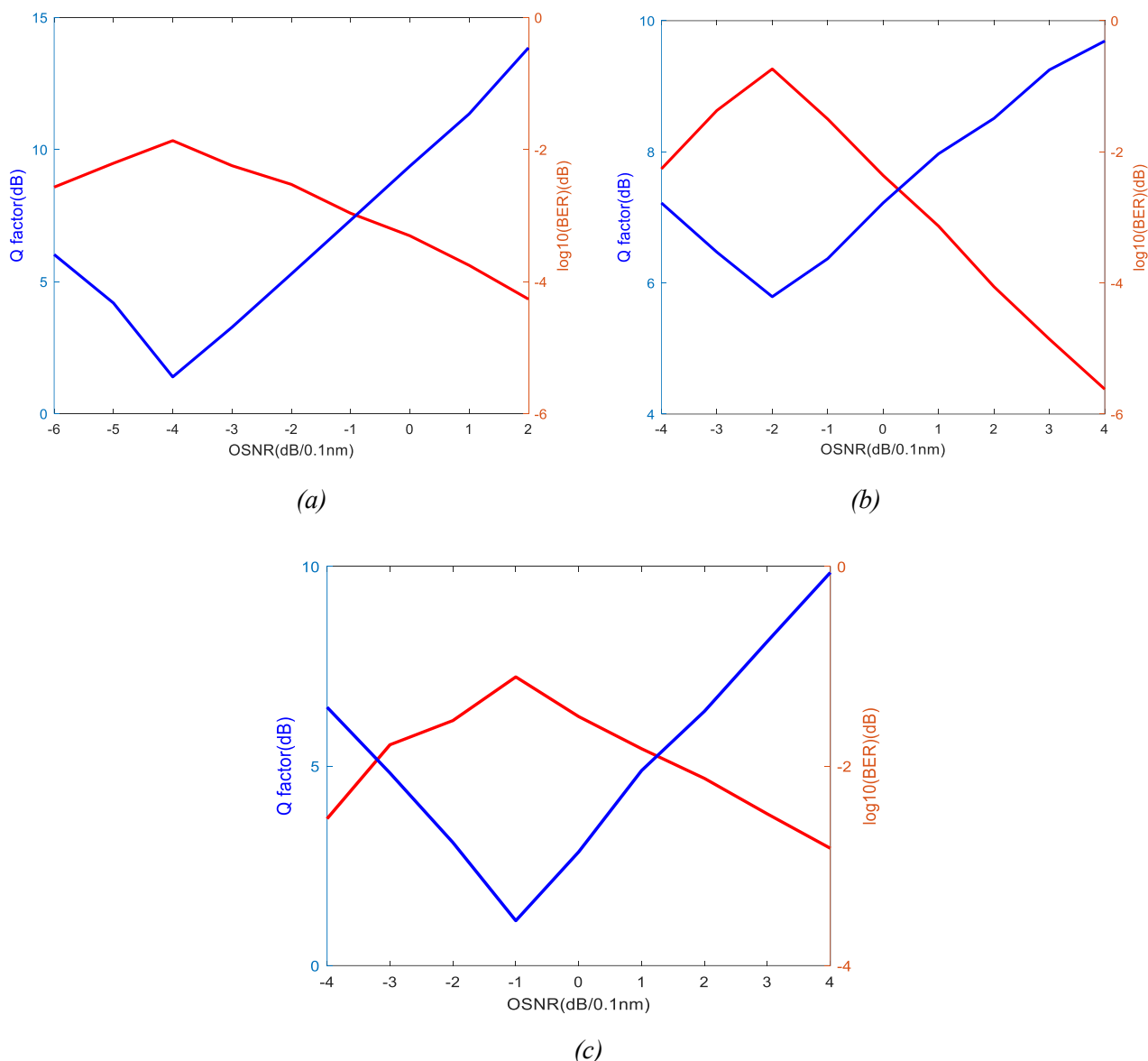


Figure III.7 : Facteur Q et BER en fonction de la puissance de lancement de la fibre pour : (a) 14 Gbaud, (b) 28 Gbaud, (c) 56 Gbaud.

Tableau III.5 : Les valeurs de puissance de lancement (P_{in}) requises dans la compensation optique (ODC).

| Débit de symbol | P_{in} (dBm) |
|------------------------|----------------------------------|
| 14 Gbaud | -4 |
| 28 Gbaud | -2 |
| 56 Gbaud | -1 |

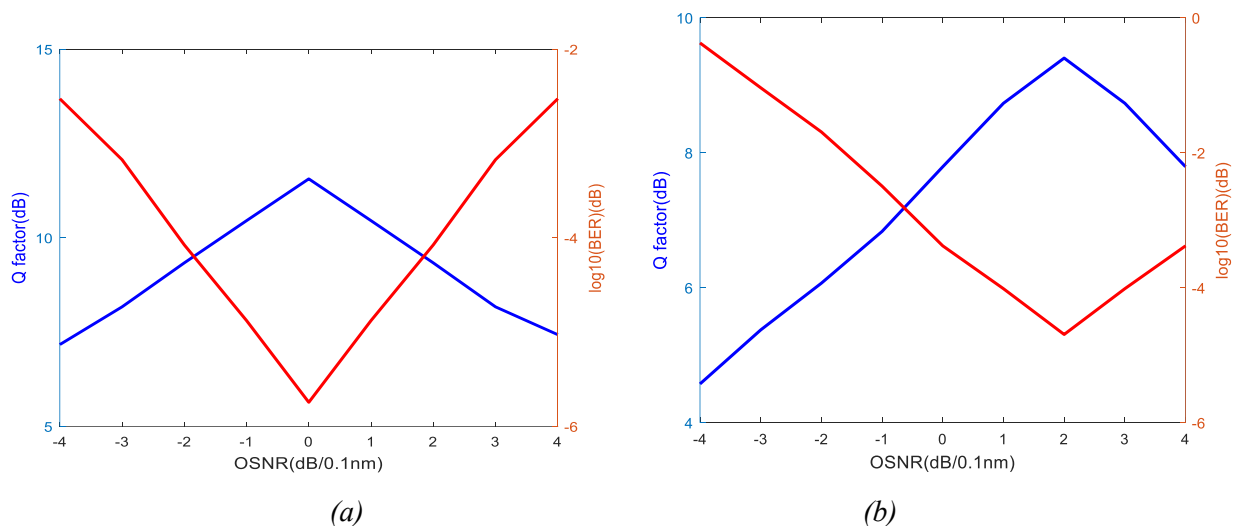
Calculer la puissance de lancement idéale dans un système de communication optique est une tâche complexe qui requiert une compréhension approfondie des phénomènes physiques impliqués. Un niveau insuffisant de puissance de lancement peut altérer le Rapport Signal sur Bruit (SNR), alors qu'un niveau excessif peut provoquer des effets non linéaires.

Il est impératif de parvenir à un compromis entre ces deux contraintes afin de maximiser les performances du système.

Le tableau fourni illustre les valeurs du débit de symboles pour diverses puissances de transmission. Lorsque la puissance de lancement augmente de -4 dBm à -1 dBm, on observe une augmentation du débit de symbole de 14 Gbaud à 56 Gbaud. Ceci implique une corrélation positive entre P_{in} et le débit de symbole dans cette gamme de puissance. Il est probable que la valeur de -1 dBm corresponde à la puissance de transmission maximale atteignable avant que les effets linéaires ne deviennent significatifs. Accroître davantage la puissance pourrait induire une détérioration notable de la qualité du signal et restreindre le débit de symbole.

➤ Analyse de la compensation de dispersion électronique (EDC)

Nous avons évalué les performances de la compensation électronique en implémentant un bloc de l'algorithme de rétropropagation (DBP), en utilisant N_{steps} par tronçon. Cela a été réalisé à l'aide d'un algorithme DBP basé sur l'inversion des équations de Manakov. L'étude se concentre sur l'efficacité de la compensation électronique dans le système optique PDM-0.3RZ-QPSK, qui est affecté par l'effet linéaire (DC) lors de la transmission en canal unique. Le facteur Q et BER a été mesuré en fonction du rapport signal/bruit optique pour évaluer les performances du système optique PDM-0.3RZ-QPSK à trois débits de symboles différents. Cette simulation a été réalisée avec une puissance de lancement de 0 dBm et une distance de transmission de 2450 km, ce qui permet de comparer les performances de l'EDC dans des conditions spécifiques. Les résultats illustrés dans la Figure III.8.



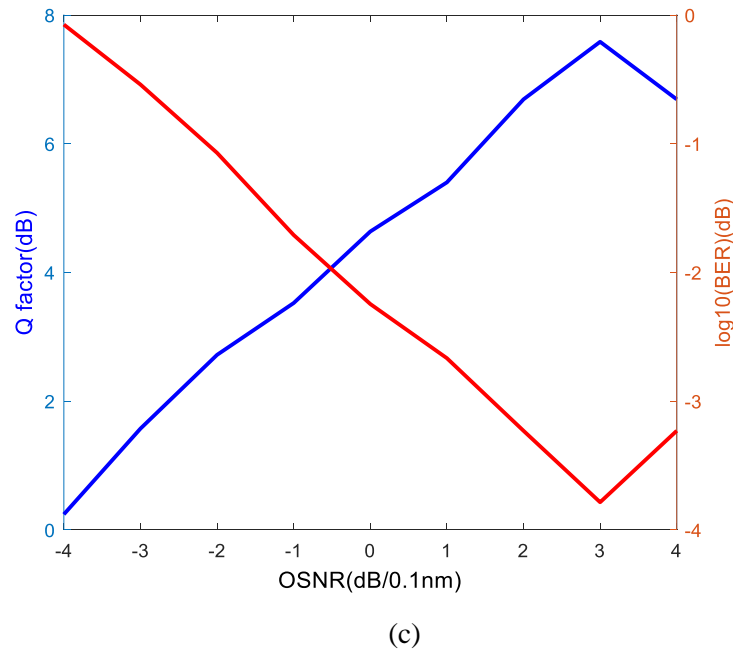


Figure III.8: Le facteur Q et le BER en fonction de la puissance de lancement dans la fibre par canal à l'EDC pour : (a) 14 Gbaud ; (b) 28 Gbaud ; (c) 56 Gbaud.

Tableau III.6: Les exigences des valeurs de puissance de lancement (P_{in}) dans le système à trois valeurs différentes de débits de symboles dans le cas de l'EDC.

| Débit de symbole | P_{in} (dBm) |
|-------------------------|----------------------------------|
| 14 Gbaud | 0 |
| 28 Gbaud | 2 |
| 56 Gbaud | 3 |

Le tableau fourni met en évidence une relation évidente entre le débit de symboles et la puissance de lancement nécessaire dans un système qui emploie la compensation électronique de la dispersion chromatique (EDC).

Il y a une corrélation directe entre le débit de symboles et la puissance de transmission. Plus le débit augmente, plus la puissance requise augmente, atteignant les valeurs de 0 dBm, 2 dBm et 3 dBm pour des débits de symboles de 14 Gbaud, 28 Gbaud et 56 Gbaud, respectivement. Après ces valeurs, l'accroissement de P_{in} ne varie pas de manière strictement proportionnelle à l'augmentation du débit de symbole. C'est pour malgré l'utilisation d'une compensation électronique, il peut encore exister une dispersion chromatique résiduelle.

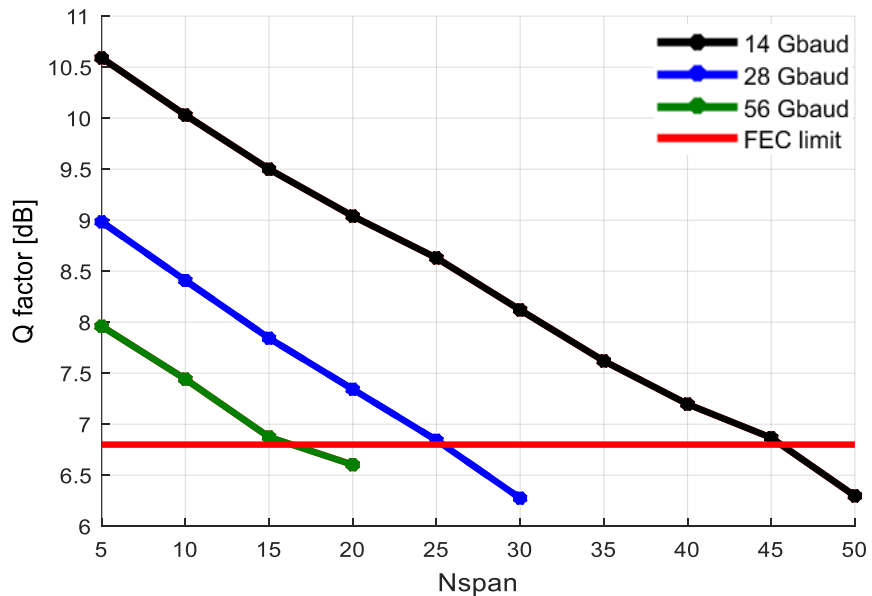
Afin de compenser cette dispersion et de garantir une ouverture temporelle étroite des impulsions, il peut être nécessaire d'augmenter la puissance de lancement, notamment pour des débits de symboles élevés, comme c'est le cas dans notre situation.

c. La distance de transmission maximale

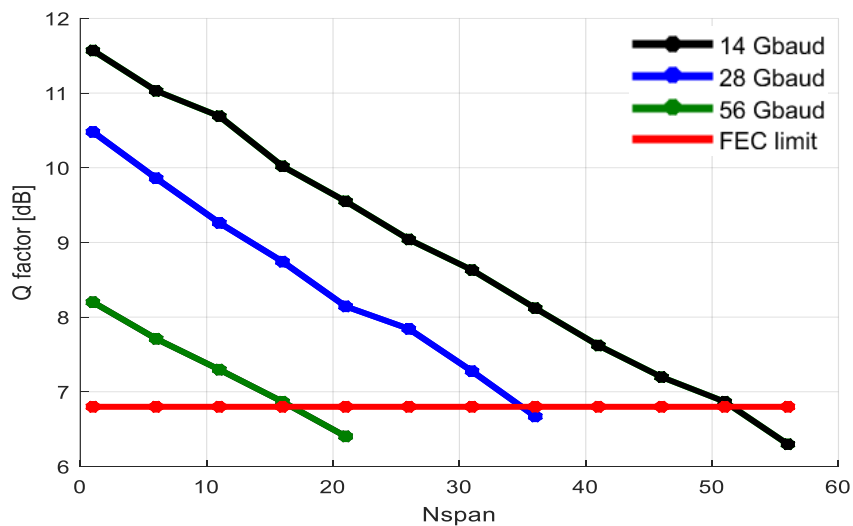
La portée de chaque système à trois débits de symboles différents est déterminée après l'application de la compensation électronique. Le facteur est mesuré sur différentes distances de transmission est présenté dans la Figure III.9 (a) (Cas ODC) et la Figure III.9 (b) (Cas EDC) en fonction de la distance.

Nous calculons la portée maximale pour les trois débits symboliques différents dans le système PDM-0.3RZ-QPSK à transmission monocanal de 14-18-56 GBaud en utilisant une fibre SSMF compensée en présence de l'effet de dispersion chromatique. Le facteur de qualité est tracé en fonction du nombre de portées par canal.

La figure III.6 présente les résultats de la simulation utilisant la compensation optique et la méthode DBP (cas d'une étape par portée). L'OSNR moyen est fixé à 12 dB. De plus, la distance maximale atteignable pour tous les scénarios est indiquée dans le Tableau III.7.



(a)



(b)

Figure III.9: Le facteur Q en fonction de N_{span} pour trois valeurs différentes de débits de symboles dans : (a) le cas ODC, (b) le cas EDC.

Tableau III.7 : les nombres de tronçons maximaux dans le système à différentes valeurs de débits de symboles.

| <i>Débit de symbol</i> | <i>Nspan(ODC)</i> | <i>Nspan (EDC)</i> |
|------------------------|-------------------|--------------------|
| 14 Gbaud | 46 | 52 |
| 28 Gbaud | 25 | 36 |
| 56 Gbaud | 16 | 18 |

La distance est déterminée en se basant sur la relation suivante : $D = Nspan \times 75Km$ (III.4)

En compensation optique, on observe une diminution de la portée maximale de transmission monocanal avec l'augmentation du débit de symboles. Une distance de 3450 km peut être parcourue à un débit de symbole de 14 GBaud, alors que seules des distances de 1875 km et 1200 km peuvent être atteintes à des débits de symbole de 28 GBaud et 56 GBaud, respectivement. Les longueurs idéales pour des débits de 14 Gbaud, 28 Gbaud et 56 Gbaud sont de 3900 km, 2700 km et 1350 km respectivement pour la compensation électronique. Lorsque les débits de symboles augmentent, les simulations révèlent une diminution de la tolérance à la dispersion chromatique (CD), entraînant une baisse du facteur de qualité et une réduction de la portée maximale.

3.4 Conclusion

Ce chapitre se concentre sur l'évaluation de l'efficacité de la compensation linéaire des fibres pour le système PDM-0.3RZ-QPSK, en prenant en considération l'influence de la dispersion chromatique. Afin de réduire ces effets dans une transmission à canal unique, nous avons mis en œuvre un algorithme de rétropropagation numérique. Les expériences ont été menées à des débits symboliques de 14, 28 et 56 Gbaud.

Les performances du système ont été comparées dans les scénarios de compensation optique et électronique (EDC et ODC), en analysant la puissance de lancement optimale et les taux d'erreur binaire. Les résultats ont mis en évidence une amélioration des performances suite à l'implémentation de la compensation électronique en termes de qualité et de distance de transmission, cependant, une puissance supplémentaire est nécessaire par rapport à la compensation optique (4 dBm). Les simulations ont également mis en évidence que, avec l'augmentation des débits symboliques, la tolérance à la dispersion chromatique diminue, entraînant ainsi une diminution du facteur de qualité et de la portée maximale. Ainsi, notre recherche a déterminé que la portée maximale était de 3900 km grâce à la méthode DBP. Malgré le fait que des débits symboliques plus élevés puissent accroître la capacité de transmission des données, ils entraînent également une augmentation de la sensibilité aux perturbations du signal.

CONCLUSION GENERALE

Conclusion générale

Conclusion générale

En conclusion, la dispersion chromatique représente l'un des paramètres impactant négativement la fidélité du signal au sein des dispositifs optiques, ce qui en fait un enjeu crucial dans les infrastructures de communication optique contemporaines, notamment face à l'accroissement des capacités et des débits de transmission sur de longues portées. Cela implique d'explorer des techniques et des méthodes afin de pallier les limitations induites par les effets linéaires observés dans les fibres optiques. Des simulations numériques ont été réalisées afin d'évaluer l'incidence de la linéarité et l'efficacité de la méthode de compensation de la distorsion chromatique pour divers débits de symboles (14, 28 et 56 Gbaud) sur des distances de transmission étendues.

Cette étude a investigué si l'application de la méthode de compensation linéaire de la dispersion chromatique dans les systèmes optiques cohérents pourrait contribuer à résoudre ces problèmes. Elle a examiné l'efficacité des techniques de compensation linéaire de la dispersion chromatique et leur influence sur l'optimisation des performances des systèmes optiques cohérents. L'évaluation de la performance a été réalisée en se basant sur divers critères, notamment le taux d'erreur binaire (BER) et le facteur de qualité (Q-factor), à différentes vitesses de symboles et sur de longues distances de transmission.

Les résultats ont montré une amélioration des performances après l'implémentation de la compensation électronique, tant au niveau de la qualité que de la distance de transmission. Cependant, cette approche nécessite une puissance supplémentaire par rapport à la compensation optique (4 dBm). De plus, les simulations ont révélé qu'à mesure que les débits symboliques augmentent, la tolérance à la dispersion chromatique diminue, ce qui entraîne une baisse du facteur de qualité et de la portée maximale. Ainsi, notre étude a conclu que la portée maximale atteignait 3900 km grâce à la méthode DBP.

Cette étude démontre que la compensation de la dispersion chromatique est efficace pour améliorer les performances des systèmes optiques cohérents et augmenter leur capacité. Nous recommandons d'explorer des méthodes supplémentaires, notamment l'intelligence artificielle et l'apprentissage automatique, pour renforcer ces techniques et améliorer la résistance aux effets de dispersion. Toutefois, ces avancées pourraient également entraîner de nouveaux défis liés à la complexité accrue des signaux.

REFERENCES

Référence et Bibliographie

- [1] : CHETEHOUNA Safa, NEDJAI Mohammed Lakhdar, Application dumultiplexage par division de fréquences orthogonales dans les réseaux d'accésoptique, Université Echahid Hamma Lakhdar El-Oued ,juin 2023, p17.
- [2] : SAOUD Abderrezzak, GADI Abdelkader, REDOUANI Mohammed, Analyse des performances des systèmes de communications optiques multiplexés employant des micro-résonateurs en anneau cascades, Université Echahid Hamma Lakhdar El-Oued, juin 2021.
- [3] : GOVIND P. AGRAWAL, Fiber-Optic Communications Systems ,The Institute of Optics University of Rochester: NY ,2002 John.
- [4] : Aida Seck ,Contribution à l'optimisation des systèmes de transmission optiques cohérents (Nx100 Gbit/s) utilisant le multiplexage en polarisation par des formats de modulation en phase et une conception de ligne limitant l'impact des effets non-linéaires, 6 Mar 2015, p21.
- [5] : Lach, E., Idler, W. (2011). Modulation formats for 100G and beyond. Optical fiber technology, 17(5), 377-386.
- [6] : NGUYEN T-N, Etude de composants optiques à base de fibres optiques nonlinéaires, Thèse de Doctorat, université de Rennes, 2008.
- [7]: Djeroud Irsal, Benzine Meryem, Filtrage biréfringent interférentiel : Application à la compensation de la dispersion chromatique, Université 8 Mai 1945 – Guelma, Juillet 2021.
- [8] : Attaouia BENTAHAR, étude et évaluation de la contribution de l'amplification optique dans l'amélioration des performances d'un système de communication optique, 06 Avril 2017.
- [9] : HADJADJI Narimane, Contribution à l'étude des techniques et dispositifs dédiés aux réseaux de télécommunications optiques reconfigurables, Université 8 Mai 1945, 2 Mars 2019, p15.
- [10] : FOGNO OUAMBO, baudelaire, optimisation d'un banc de test amplifié à 10 gb/s pour l'étude des technologies avancées de transmission par fibre optique ,Montréal, le 15 janvier 2008, p 6-7.
- [11] : <https://www.fibermall.com/fr/blog/coherent-optical-communication.ht>
- [12] : MEDJDOUB Fadila, Optimisation par la simulation système d'une chaîne de transmission numérique par fibre optique haut débit, Université Abou Bekr Belkaid - TLEMEN, p16.
- [13] : https://igm.univ-mlv.fr/~dr/XPOSE2009/Transmission_sur_fibre_optique/multiplexage.html
- [14] : Siham AZIEZ, Étude de la Propagation des Solitons Vectoriels dans les Systèmes à Multiplexage Ultradance en Longueur d'Onde ,Université Hadj Lakhdar - BATNA 1, 15 Septembre 2021, p33.
- [15] : Miyassa Salhi, Étude d'un système des urveillance des tructure par fibre optique reposant sur l'effet Brillouin, Université Paris-EsT, 22 Septembre 2020.
- [16]:<https://forum.huawei.com/enterprise/fr/quelles-sont-les-diff%C3%A9rences-entre-osc-et-esc-thread/667501457584308224-667481000701210624>
- [17] : Winzer, P.J. Making spatial multiplexing a reality. Nat. Photonics 2014, 8, 345-348.

Référence et Bibliographie

- [18] : Fangyuan Zhang, Fiber Nonlinear Compensation and Estimation for Next Generation Optical Networks, McGill University Montreal, Canada, April 2018.
- [19] : Applications des similaritons dans les systèmes de télécommunications par fibre optique à très haut débit. UNIVERSITE BADJI MOKHTAR ANNABA.2017.
- [20] : GRAINI Leila, Applications des similaritons dans les systèmes de télécommunications par fibre optique à très haut débit, Université Badji Mokhtar Annaba, 17 Avril 20017.
- [21] : CHERBI LYNDA, Propagation et caractérisation des fibres optiques, Ecole Nationale Polytechnique, 18 octobre 2007.