

République Algérienne Démocratique et Populaire  
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique  
Université 8 Mai 1945 Guelma



Faculté des Sciences et de la Technologie (ST)  
Département Électronique et Télécommunications  
Laboratoire de Télécommunications (LT)

**THÈSE**  
**EN VUE DE L'OBTENTION DU DIPLOME DE**  
**DOCTORAT EN 3<sup>ème</sup> CYCLE**

Domaine : Sciences et Techniques Filière : Électronique  
Spécialité : Télécommunications

Présentée par

**HADJADJI Narimane**

*Intitulée*

**Contribution à l'étude des techniques et dispositifs dédiés aux réseaux  
de télécommunications optiques reconfigurables**

Soutenue le : 02 /03/2021

Devant le Jury composé de :

<b>Nom et Prénom</b>	<b>Grade</b>		
Mr BABOURI Abdesselam	Prof.	Univ. de 8 Mai 1945 Guelma	Président
Mr HAMDY Rachid	Prof.	Univ. de 8 Mai 1945 Guelma	Rapporteur
Mr TOUAM Tahar	Prof.	Univ. de Badji Mokhtar-Annaba	Examineur
Mr MESSAI Abderraouf	Prof.	Univ. de Constantine	Examineur

**Année Universitaire : 2020/2021.**

---

# Remerciements

---

Enfin, nous y voici...

Avant tout, je remercie Allah le Tout Puissant de m'avoir aidé à réaliser ce modeste travail.

Ce travail de thèse a été effectué au sein de l'équipe Réseaux et Télécommunications Optiques du Laboratoire des Télécommunications (LT) de l'Université 8 Mai 1945 Guelma -Algérie, que je remercie pour leur accueil et support, essentiellement mon encadreur, Professeur Hamdi Rachid, pour m'y avoir accepté, et envers lequel je tiens à témoigner mes remerciements les plus distingués et mon plus haut respect en guise de reconnaissance pour ses précieux conseils, et critiques constructives qui ont contribué à faire progresser mes recherches.

Ma considération et respect sont adressés au Président et aux membres du jury ; que je remercie d'avoir accepté de juger ce modeste travail et de m'avoir honorées par leur présence.

Bien évidemment, je remercie vivement tout particulièrement Professeur Salah REDADAA et madame Nabila Touahria, le directeur et l'ingénieur de notre laboratoire qui m'ont supporté tout au long de ces années.

Mes respectueux remerciements vont à tous les membres du laboratoire des Télécommunication et du département électronique et télécommunication où ce travail a été effectué, pour leurs conseils, leur soutien.

Je remercie également M. Benkelfat Badr-Eddine, Yann Frignac et Djalal Bendimerad, chercheurs à Télécom SudParis qui m'ont aidé à clarifier mes idées, ce qui m'a permis de les mettre en œuvre.

Je remercie également du fond du cœur tous mes camarades et en particulier Wassila Grine qui a toujours cru en moi quoi qu'il arrive.

Enfin, j'adresse mes remerciements les plus distingués à ma chère mère dont le soutien aussi bien moral que matériel ne m'a jamais fait défaut.

Merci à tous, et bonne lecture !

---

# Table des Matières

---

<b>Remerciements .....</b>	<b>i</b>
<b>Table des Matières .....</b>	<b>ii</b>
<b>Liste des tableaux .....</b>	<b>vi</b>
<b>Liste des figures .....</b>	<b>vii</b>
<b>Liste des abréviations et acronymes.....</b>	<b>xii</b>
<b>Introduction Générale .....</b>	<b>1</b>
<b>Chapitre 1 SYSTÈMES DE COMMUNICATION OPTIQUES COHÉRENTS .....</b>	<b>5</b>
1.1. Introduction.....	5
1.2. État et tendances des systèmes de communications optiques cohérents.....	5
1.3. Évolution des communications optiques .....	8
1.4. Architecture des réseaux optiques .....	11
1.4.1. Éléments constitutifs de réseaux optiques.....	11
1.4.1.1. Les réseaux longues distances (Backbone / WAN).....	12
1.4.1.2. Les réseaux métropolitains (MAN).....	13
1.4.1.3. Les réseaux locaux (LAN) .....	13
1.5. Principes fondamentaux de la communication optique cohérente.....	13
1.5.1. L'émetteur .....	15
1.5.1.1. Séquence de données.....	15
1.5.1.2. Génération de signaux électriques.....	15
1.5.1.3. Le laser .....	16
1.5.1.4. La modulation externe.....	17
1.5.1.5. Les techniques de multiplexage .....	19
1.5.2. Propagation dans les fibres optiques .....	22
1.5.2.1. Structure de la fibre optique .....	22

1.5.2.2.	Équation de propagation.....	24
1.5.2.3.	L'équation de Schrödinger non-linéaire (NLSE) .....	28
1.5.2.4.	La résolution des équations de propagation .....	29
1.5.2.5.	Les effets linéaires.....	32
1.5.2.6.	Caractéristiques non linéaires de la fibre optique.....	42
1.5.2.7.	Amplification optique du signal .....	53
1.5.2.8.	Rapport signal à bruit optique d'un canal (OSNR) .....	55
1.5.2.9.	Relation entre l'OSNR et la non-linéarité de la fibre.....	56
1.5.3.	Réception cohérente associée au traitement numérique du signal .....	58
1.5.3.1.	Détection cohérente .....	59
1.5.3.2.	Les algorithmes de traitement numérique du signal.....	65
1.6.	Conclusion .....	74
 <b>Chapitre 2 ANALYSE ET COMPENSATION DE LA DISPERSION</b>		
<b>CHROMATIQUE</b>	.....	<b>75</b>
2.1	Introduction.....	75
2.2	L'état de l'art.....	75
2.3	Étude théorique de la compensation dispersion chromatique optique et numérique .....	76
2.3.1	Compensation optique de la dispersion chromatique.....	76
2.3.2	Égalisation électronique de la dispersion chromatique .....	78
2.3.2.1	Égalisation de domaine fréquentiel basé sur la méthode par chevauchement et sauvegarde .....	79
2.4	Méthodologie de travail .....	81
2.4.1	Simulation numérique .....	81
2.4.1.1	Configuration et paramètres du système .....	83
2.4.2	Résultats de simulations et discussion.....	87

---

2.4.2.1 Comparaison entre les techniques de compensations .....	91
2.4.2.2 Évaluation des performances de la configuration de base .....	95
2.4.2.3 Analyse de la compensation électronique .....	96
2.4.2.4 Influence de la distance de transmission sur la compensation électronique	99
2.4.2.5 La distance de transmission maximale tolérable.....	101
2.4.2.6 Influence du débit de symboles sur la tolérance à la dispersion chromatique .....	102
2.5 Conclusion .....	104
<b>Chapitre 3 COMPENSATION DES EFFETS NON LINEAIRES.....</b>	<b>105</b>
3.1. Introduction.....	105
3.2. Techniques de compensation des effets non linéaires : l'état de l'art.....	105
3.1.1 Technique de compensation rétropropagation numérique .....	107
3.1.2 Progrès récents de l'algorithme Digital Backpropagation (DBP) .....	109
3.3. Compensation de l'effet de l'auto-modulation de phase dans un système optique cohérent monocanal longue distance.....	112
3.3.1. Introduction .....	112
3.3.2. Configuration du système et Simulation .....	113
3.3.3. Résultats de la simulation et discussion .....	116
3.3.3.1. Performance de la compensation non linéaire.....	117
3.3.4. Conclusion.....	122
3.4. Compensation des effets non linéaires dans un système DWDM de 40×32 GBaud longue distance .....	122
3.4.1. Introduction .....	122
3.4.2. Configuration de la simulation .....	123
3.4.3. Résultats de simulation et discussion .....	126
3.4.3.1. Performance de la compensation non linéaire.....	128

---

---

3.4.3.2. Mesure de la portée maximale.....	130
3.4.4. Conclusion.....	131
3.5. Compensation non linéaire dans des systèmes optiques cohérents PDM-16QAM et PDM-QPSK de 32 Gbauds.....	132
3.5.1. Simulation et configuration du système .....	132
3.5.2. Résultats de simulation et discussion .....	135
3.5.2.1. Performances de transmission BTB .....	138
3.5.2.2. Performances de transmission avec la compensation numérique.....	139
3.5.3. Conclusion.....	140
3.6. Conclusion .....	140
<b>Conclusion Générale .....</b>	<b>142</b>
<b>Références Bibliographiques.....</b>	<b>145</b>
<b>Annexe Méthodes d'évaluation de la qualité des signaux.....</b>	<b>167</b>
<b>Résumé.....</b>	<b>173</b>

---

## Liste des tableaux

---

Tableau 1.1: Classification des systèmes de transmission optique. ....	12
Tableau 1.2: Les différentes bandes de transmission de la fibre optique.....	20
Tableau 1.3: Classes des systèmes WDM.....	22
Tableau 1.4: La bande passante requise pour des récepteurs cohérents.....	64
Tableau 2.1: Nombre de coefficients complexe requis pour l'égalisation en fonction de la rapidité de modulation et de la distance parcourue sur la fibre SMF. ....	84
Tableau 2.2: Paramètres utilisés dans la simulation de l'émetteur. ....	90
Tableau 2.3: Paramètres utilisés pour la liaison optique à $\lambda = 1550$ nm.....	91
Tableau 2.4: Paramètres caractéristiques de la fibre DCF simulée.....	97
Tableau 2.5: Rapport OSNR requis au seuil de FEC. ....	103
Tableau 2.6: Pénalité d'OSNR à BER de $3.8 \times 10^{-3}$ , (a) système proposé et (b) système 0.3RZ-PDM-QPSK.....	105
Tableau 2.7: L'OSNR btb à BER de $3.8 \times 10^{-3}$ .....	108
Tableau 2.8: Distance maximale réalisable à BER de $3.8 \times 10^{-3}$ .....	109
Tableau 3.1: La non-linéarité de la fibre optique par rapport au débit binaire et l'espacement des canaux.....	112
Tableau 3.2: Démonstrations expérimentales de la méthode de rétropropagation numérique pour compenser les effets non-linéarité dans des transmissions monocanal et WDM.....	118
Tableau 3.3: Les paramètres de simulation à l'émetteur.....	122
Tableau 3.4: Paramètres de ligne de transmission.....	122
Tableau 3.5: OSNR requis à la limite de la FEC.....	128
Tableau 3.6: Paramètres de la ligne de transmission. ....	132
Tableau 3.7: L'OSNR mesuré (dB/0.1nm) au seuil FEC.....	137
Tableau 3.8: Les paramètres de simulation. ....	141
Tableau 3.9: Paramètres de la ligne de transmission. ....	141

---

---

## Liste des figures

---

Figure 1.1 : Prévision du trafic de données mobiles par Cisco [1].	6
Figure 1.2 : Caractéristiques principales des systèmes de communication à fibre optique de prochaine génération et de leurs techniques.	8
Figure 1.3 : Illustration schématique de l'évolution des systèmes de transmission optiques.	9
Figure 1.4 : Réseau international des systèmes optiques sous-marin autour du monde. (Source: dataset encoded by Greg Mahlknecht, <a href="https://live.infrapedia.com">https://live.infrapedia.com</a> )	11
Figure 1.5 : Structure d'un réseau de fibre optique.	12
Figure 1.6 : Configuration typique d'un système optique cohérent : (a) Niveau logique (b) Niveau du signal en bande de base (c) Niveau du signal optique.	14
Figure 1.7 : (a) Schéma et (b) principe d'un modulateur Mach-Zehnder.	18
Figure 1.8 : (a) Principe du multiplexage en longueur d'onde; (b) le spectre dans le cas de trois canaux de transmission.	20
Figure 1.9 : (a) Structure de l'émetteur avec multiplexage en polarisation, (b) Principe du multiplexage en polarisation.	22
Figure 1.10 : Représentation de la structure d'un câble pour la transmission par fibre optique.	23
Figure 1.11 : Schéma décrivant le profil d'indice dans le cas d'une fibre à saut d'indice (a) et pour une fibre à gradient d'indice (b).	23
Figure 1.12 : Représentation de la fibre optique dans le repère choisi.	25
Figure 1.13 : Visualisation schématique de la méthode de Fourier itérative à pas séparés.	32
Figure 1.14 : L'effet d'atténuation.	33
Figure 1.15 : Courbe de l'atténuation d'une fibre en fonction de la longueur d'onde [44].	34
Figure 1.16 : Évolution de l'indice de réfraction de la silice pure ( $n$ ) et de l'indice de groupe ( $n_g$ ) en fonction de la longueur d'onde.	37
Figure 1.17 : Illustration de l'élargissement temporel de l'enveloppe de l'impulsion lumineuse après propagation dans le canal optique.	36

---

Figure 1.18 : Élargissement temporel en fonction de la longueur de la fibre. ....	38
Figure 1.19: Variation de la longueur de dispersion en fonction du débit. ....	39
Figure 1.20 : Schéma de principe décrivant la dispersion de mode de polarisation. ....	40
Figure 1.21 : Évolution des états de polarisation et représentation de la longueur de battement.....	43
Figure 1.22 : Illustration de l'effet d'automodulation de phase.....	45
Figure 1.23 : Visualisation d'effet XPM dans le cas de deux canaux. ....	47
Figure 1.24 : Génération de nouvelles longueurs d'ondes par mélange à quatre ondes. ....	49
Figure 1.25 : (a) Trois canaux WDM polarisés sont montrés avant d'être lancés dans une fibre, (b) après que XPolM ait agi sur eux [72]......	51
Figure 1.26 : Effet du bruit de phase non-linéaire sur un signal BPSK.....	53
Figure 1.27 : Principe d'un amplificateur dopé à l'erbium. ....	54
Figure 1.28 : Évolution des performances en fonction de la puissance par canal. ....	57
Figure 1.29 : Principe d'une détection directe. ....	58
Figure 1.30 : Structure d'un récepteur cohérent à diversité de polarisation. ....	60
Figure 1.31: Classification de la détection cohérente avec (a) la détection homodyne, (b) la détection intradyne et (c) la détection hétérodyne. ....	60
Figure 1.32 : Schéma de principe du mixeur cohérent pour chaque composante en polarisation. ....	61
Figure 1.33 : Fonction de transfert de l'hybride optique à quatre-vingt-dix degrés. ....	61
Figure 1.34 : Diagramme de constellation (des deux polarisations) de PDM-QPSK à 112 Gbps après ré-échantillonnage et reconstruction du signal [99]. ....	65
Figure 1.35 : Schéma bloc du traitement numérique du signal pour les récepteurs optiques cohérents. ....	65
Figure 1.36 : Diagramme de constellation (des deux polarisations) de 112 Gbps PDM-QPSK après compensation de la dispersion chromatique.....	66
Figure 1.37 : Schéma d'un égaliseur MIMO 2×2. ....	67

---

---

Figure 1.38 : Diagramme de constellation (des deux polarisations) de 112 Gbps PDM-QPSK après égalisation et démultiplexage de polarisation [99].....	69
Figure 1.39 : Principe de l'estimation du décalage de fréquence dans le bloc numérique de traitement du signal. ....	70
Figure 1.40 : Principe de l'estimation de phase en utilisant l'algorithme de Viterbi&Viterbi. ....	72
Figure 1.41 : Diagramme de constellation (des deux polarisations) de 112 Gbps PDM-QPSK après CPE.....	73
Figure 1.42 : Diagramme de constellation (des deux polarisations) de 112 Gbps PDM-QPSK avec le block de décision. ....	73
Figure 2.1 : La dispersion accumulée en fonction de la distance dans les cas : (a) « sans DCF » et (b) « avec DCF».....	77
Figure 2.2 : Mise en œuvre pratique de la FDE pour la de la compensation de CD.....	80
Figure 2.3 : (a) Schéma du système optique cohérent PDM-QPSK à 112 Gbps, (b) modulateur IQ...84	
Figure 2.4: Constellation de signaux: (a) au point A; (b) au point B; (c) au point C; (d) au point D...85	
Figure 2.5: La séquence (a) en phase (I) et (b) en quadrature (Q).....	88
Figure 2.6 : Le signal électrique.....	88
Figure 2.7 : Trace temporelle en amplitude et en phase d'un signal optique PDM-QPSK pour la polarisation X et Y. ....	89
Figure 2.8 : Spectre optique d'un signal PDM-QPSK.....	89
Figure 2.9: Le facteur de qualité en fonction du numéro Taps de CMA.....	94
Figure 2.10 : Diagrammes de constellation du signal reçu à la polarisation X (a) Avant DSP, (b) après CMA, (c) après l'estimation de phase.....	91
Figure 2.11 : Sensibilité du récepteur pour différents formats de modulation.....	92
Figure 2.12: Performances du système en fonction de la puissance moyenne $P_{in}$ dans les configurations ODC et EDC après 1200 km (a) Facteur Q et (b) BER. ....	94
Figure 2.13 : Impulsion proposée: (a) dans le temps et (b) réponse en fréquence.....	96

---

---

Figure 2.14 : Facteur Q en fonction de l'OSNR mesuré à 0.1 nm dans les deux systèmes pour la configuration btb. ....	97
Figure 2.15 : Performance de transmission en termes de facteur Q en fonction du rapport signal sur bruit optique mesuré à 0.1 nm pour 1200km dans les cas : (a) du système proposé « avec EDC » et « sans EDC », (b) des deux systèmes utilisant EDC.....	98
Figure 2.16 : Taux d'erreur binaire en fonction du rapport signal sur bruit optique mesuré à 0.1nm pour différentes longueurs de transmission dans (a) système proposé (b) système 0.3RZ-PDM-QPSK. ....	100
Figure 2.17 : BER en fonction de la distance de transmission.....	102
Figure 2.18 : Évaluation de la sensibilité d'OSNR à différents débits de symbole.....	102
Figure 2.19 : Le BER mesuré en fonction la distance de transmission.....	103
Figure 3.1 : (a) Processus de propagation directe (FP : Forward propagation) à travers la fibre, (b) Propagation de rétropropagation numérique à travers la fibre virtuelle.....	108
Figure 3.2 : Schéma fonctionnel de la méthode de rétropropagation numérique. ....	109
Figure 3.3 : Puissance par rapport à la distance de propagation d'une liaison optique à deux tronçons (gauche) et de la liaison de rétropropagation correspondante (à droite) lors de l'utilisation de la NLSE inverse. ....	109
Figure 3.4: Modèle pour la simulation du système PDM-QPSK cohérent. (a) Émetteur PDM-QPSK, (b) Tête du récepteur optique cohérent, (c) Schéma bloc des algorithmes du traitement numérique du signal. ....	114
Figure 3.5 : Représentation temporelle de la phase du signal optique.....	116
Figure 3.6 : Spectre optique. ....	117
Figure 3.7 : Constellations électriques en polarisation X. ....	117
Figure 3.8 : Les performances btb du système par rapport l'OSNR.....	118
Figure 3.9 : Puissance d'entrée du canal $P_{in}$ en fonction de facteur Q et BER pour la transmission PDM-0.3RZ-QPSK monocanal sur 900 km sans compensation.....	119
Figure 3.10 : Puissance injectée par canal $P_{in}$ par rapport à facteur Q et BER sur 900 km avec compensation.....	120

---

---

Figure 3.11: BER en fonction du rapport signal sur bruit du signal optique à différentes distances de transmission.....	120
Figure 3.12 : Taux d'erreur binaire en fonction du nombre de tronçons N.....	121
Figure 3.13 : Schéma de principe du système WDM-PDM-QPSK.....	124
Figure 3.14 : Spectre optique des signaux DWDM et la phase du signal optique.....	127
Figure 3.15 : Diagrammes de constellation pour la polarisation X : (a) à l'entrée du récepteur cohérent, (b) après CMA et (c) après CPE.....	127
Figure 3.16 : Performances de la transmission en fonction de la puissance de lancement optique par canal (dBm) après une transmission de 1040 km.....	128
Figure 3.17 : Performances de transmission à 3dBm sans et avec NLC ; (a) inférieur à 1000 km et (b) supérieur à 1000 km. ....	129
Figure 3.18 : Performances du système en fonction de nombres de tronçons N à transmission monocanal et WDM. ....	131
Figure 3.19 : Configuration de simulation d'un système de transmission PDM-16QAM ; (a) Émetteur, (b) Structure du récepteur cohérent, (c) Bloc DSP.....	133
Figure 3.20 : Schémas de constellations reçues aux les polarisations X et Y pour les systèmes PDM-QPSK et PDM-16 QAM; (a) avant blocs DSP, (b) après l'égaliseur adaptatif et (c) en sortie DSP.....	145
Figure 3.21 : Diagramme de l'œil des QPSK et 16 QAM pour (a) le signal I; (b) le signal Q.....	146
Figure 3.22 : Performances du BER par rapport à l'OSNR dans la configuration dos-à-dos.....	147
Figure 3.23 : Distance de transmission en fonction de la puissance injectée pour les systèmes PDM-0.3RZ-QPSK et PDM-16 QAM avec compensation NL. ....	139

---

## Liste des abréviations et acronyme

<b>ADCs</b>	Analog to Digital Converters
<b>ASE</b>	Amplified Spontaneous Emission
<b>BPSK</b>	Binary Phase-shift Keying
<b>BER</b>	Bit Error Rate
<b>CBP</b>	Correlated Backpropagation
<b>CD</b>	Chromatic Dispersion
<b>CMA</b>	Constant Modulus Algorithm
<b>CNLSE</b>	Coupled Nonlinear Schrödinger Equation
<b>CSRZ</b>	Carrier Suppressed Return to Zero
<b>CWDM</b>	Coarse Wavelength Division Multiplexing
<b>DB</b>	Duobinary
<b>DL</b>	Dual Polarisation
<b>DSP</b>	Digital Signal Processing
<b>DWDM</b>	Dense wavelength division multiplexing
<b>EDC</b>	Electronic Dispersion Compensation
<b>EDFA</b>	Erbium-Doped Fiber Amplifiers
<b>FBG</b>	Fiber Bragg Gratings
<b>FDE</b>	Frequency Domain Equalizer
<b>FEC</b>	Forward Error Correction
<b>FTTH</b>	Fiber-to-the Home
<b>FFT</b>	Fast Fourier Transform
<b>FTTB</b>	Fiber To The Building
<b>FTTO</b>	Fiber To The Office
<b>FTTN</b>	Fiber To The Neighborhood
<b>FTTx</b>	Fiber To The ...
<b>FWM</b>	Four Wave Mixing
<b>HD-FEC</b>	Hard Decision Free Error Correction
<b>ISI</b>	Inter Symbol Interference
<b>IDFT</b>	Inverse Discrete Fourier Transform

<b>IF</b>	Intermediary Frequency
<b>IFFT</b>	Inverse Fast Fourier Transform
<b>IM/DD</b>	Intensity Mode/ Direct Detection
<b>ITU-T</b>	Telecommunication Standardization Sector of the International Telecommunications Union
<b>GVD</b>	Group Velocity Dispersion
<b>LAN</b>	Local Area Network
<b>LB</b>	Beat Length
<b>LPN</b>	Laser Phase Noise
<b>LSE</b>	Linear Schrödinger Equation
<b>MAN</b>	Metropolitan Area Network
<b>MC</b>	Monte-Carlo
<b>MIMO</b>	Multi Input Multi Output
<b>NDA</b>	Non-Data-Aided
<b>NF</b>	Noise Figure
<b>NLC</b>	Nonlinear compensation
<b>NLPN</b>	Nonlinear Phase Noise
<b>NLSE</b>	Non-Linear Schrödinger Equation
<b>NLT</b>	Nonlinear Threshold
<b>ODC</b>	Optical Dispersion Compensation
<b>OFDE</b>	Overlap Frequency Domain Equalizer
<b>OLS</b>	Overlap Save
<b>OOK</b>	On Off Keying
<b>OPC</b>	Optical Phase Conjugation
<b>OSNR</b>	Optical Signal-to-Noise Ratio
<b>OTDM</b>	Optical Time Domain Multiplexing
<b>PBS</b>	Polarization Beam Splitter
<b>PDM</b>	Polarization Division Multiplexing
<b>PDM-QPSK</b>	Polarization Division Multiplexing-Quadrature phase shift Keying

---

<b>PDM-0.3 RZ-QPSK</b>	Polarization Division Multiplexing-0.3 Return to Zero-Quadrature phase shift Keying
<b>PDM-16 QAM</b>	Polarization Division Multiplexing 16 Quadrature Amplitude Modulation
<b>PRBS</b>	Pseudo-Random Binary Sequences
<b>PRQS</b>	Pseudo Random Quaternary Sequences
<b>Rx</b>	Receiver
<b>RC</b>	Raised Cosine
<b>RDPS</b>	Residual dispersion Per Span
<b>SBS</b>	Stimulated Brillouin Scattering
<b>SDM</b>	Space Division Multiplexing
<b>SE</b>	Spectral Efficiency
<b>SOA</b>	Semiconductor Optical Amplifiers
<b>SOP</b>	State Of Polarization
<b>SNR</b>	Signal to Noise Ratio
<b>SPM</b>	Self-Phase Modulation
<b>SSMF</b>	Standard Single-Mode Fiber
<b>SRS</b>	Stimulated Raman Scattering
<b>SSFM</b>	Split Step Fourier Method
<b>S-SSFM</b>	Symmetrized Split-Step Fourier Method
<b>Tx</b>	Transmitter
<b>TDE</b>	Time-Domain Equaliser
<b>TD-FIR</b>	Time Domain Finite Impulse Response
<b>VNI</b>	Visual Networking Index
<b>VNLE</b>	Volterra-based nonlinear equalizer
<b>VVPE</b>	Viterbi and Viterbi phase estimation
<b>WAN</b>	Wide Area Network
<b>WDM</b>	Wavelength Division Multiplexing

# Introduction Générale

---

Les communications optiques cohérentes jouent un rôle important dans les réseaux de télécommunications car elles permettent de répondre aux besoins futurs en capacité. Les circuits numériques à grande vitesse, la détection cohérente associée aux formats de modulation et le traitement numérique des signaux (DSP : *Digital Signal Processing*) sont devenus une solution attrayante pour atteindre une efficacité spectrale élevée et un débit binaire global par canal élevé [1].

En raison de leur faible coût, leur faible atténuation et leur bande passante élevée, les fibres optiques ont dominé le domaine de la transmission terrestre et transocéanique longue distance. En plus des réseaux d'accès et de métro, les systèmes Fiber-to-the Home (FTTH) d'aujourd'hui sont également disponibles.

Depuis leur déploiement dans les années 1970, les systèmes de communication optique ont évolué pour répondre à la croissance continue de la demande mondiale de capacité de communication. L'invention de l'amplificateur à fibres dopées Erbium (EDFA : *Erbium-Doped Fiber Amplifiers*) et le déploiement de la technique de multiplexage par division de longueur d'onde (WDM : *Wavelength Division Multiplexing*) ont été les premières progressions qui stimulaient l'utilisation de ces systèmes optiques. Différentes technologies de fibres avaient été utilisées pour traiter les dégradations de transmission telles que la dispersion et l'atténuation.

L'évolution de la capacité en fibres s'est vue relativement ralentir en raison de la pleine exploitation de la bande passante de l'amplificateur, avant d'être relancée par la réintroduction des systèmes cohérents basés sur la détection cohérente au début des années 2000. La technique cohérente a permis d'accroître l'efficacité spectrale en exploitant de nouveaux degrés de liberté. La polarisation et la phase, en plus de l'amplitude utilisée dans les systèmes de détection directe, sont disponibles dans des systèmes cohérents et peuvent être utilisées pour augmenter l'efficacité spectrale et de la sorte augmenter la capacité de fibre [2].

Par conséquent, la transmission optique est passée de l'utilisation de la modulation tout ou rien (OOK : *On Off Keying*) aux formats de modulation à plusieurs niveaux [3]. Un

autre point important qui caractérise les systèmes de détection cohérente est la possibilité de se combiner avec des techniques DSP pour combattre la distorsion de la fibre.

Les formats de modulation avancés nécessitent un rapport signal/bruit optique (OSNR : *Optical Signal-to-Noise Ratio*) très élevé qui augmente fortement la sensibilité aux effets non linéaires des fibres. En raison de ces dégradations, l'envoi de 400 Gbp/s ou 1 Tbp/s sur une longueur d'onde ne peut atteindre que quelques centaines de kilomètres si seul le traitement linéaire est effectué du côté récepteur, ce qui ne représente pas la portée de transmission souhaitée dans le contexte de la transmission longue distance. Donc, les effets non linéaires induits par l'effet Kerr tels que l'automodulation de phase (SPM : *Self Phase Modulation*), la modulation de phase croisée (XPM : *Cross Phase Modulation*), la modulation de polarisation croisée (XpolM : *Cross Polarization Modulation*) et le mélange à quatre ondes (FWM : *Four Wave Mixing*) en fonction du débit binaire et d'espacement entre canaux réduisent les performances de transmission et leur atténuation est requise.

Pour cela, le traitement non linéaire du côté du récepteur est crucial pour la prochaine génération des systèmes de transmission WDM longue distance. La réalisation de récepteur cohérent bas coût et à forte sensibilité représente un jalon important. Jusqu'à présent, un certain nombre de méthodes de compensation non linéaire (NLC : *Nonlinear Compensation*) ont été proposées et étudiées [4]. Parmi elles, la rétropropagation numérique (DBP : *Digital BackPropagation*) qui est une technique largement étudiée pour réaliser le NLC. La technique NLC basée sur la méthode DBP est efficace parce que l'équation de Schrödinger non-linéaire (NLSE : *Non Linear Schrödinger Equation*) est inversable, de sorte que le champ d'entrée de la fibre peut être idéalement récupéré en résolvant le NLSE inversé avec le champ de sortie de la fibre comme condition d'entrée. La méthode mathématique la plus couramment utilisée pour résoudre le NLSE est la méthode de Fourier par étapes fractionnées (SSFM : *Split Step Fourier Method*), sur laquelle se base la technique DBP appelée SSFM-DBP-NLC [5].

L'objectif principal de ce travail est d'améliorer les performances du système optique cohérent en tant que la capacité et la distance de transmission réalisable en présence des dégradations optiques linéaires et non linéaires, et réduire les coûts du système. Les techniques appliquées par des algorithmes de traitement numérique du signal comme la compensation électronique de dispersion chromatique et la méthode de rétropropagation numérique permettent de compenser ces distorsions dans le système optique cohérent compatible avec le réseau actuel de 100 à 400 Gbit/s.

Le système proposé associé à ces méthodes atteint l'objectif, et c'est ce que nous verrons au cours de cette recherche.

Le manuscrit est organisé en trois chapitres.

Dans le chapitre 1, nous passons brièvement en revue l'évolution des systèmes optiques cohérents. Nous étudions ensuite les différentes structures présentes dans les systèmes optiques, de l'émetteur au récepteur cohérent. Nous concentrons sur les dégradations des fibres optiques. Nous décrivons les distorsions linéaires, puis nous détaillons les effets non linéaires en raison de leur impact important dans les transmissions multicanaux.

Enfin, nous présentons les différents algorithmes utilisés dans le traitement numérique du signal pour les systèmes cohérents longues distances et à haut débit tel que l'égalisation du canal, la compensation électronique des distorsions et la récupération des données.

Le deuxième chapitre présente tout d'abord une étude approfondie des techniques de compensation optique (ODC : *Optical Dispersion Compensation*) et électronique (EDC : *Electronic Dispersion Compensation*) de la dispersion chromatique (CD : *Chromatic Dispersion*). Ensuite, les simulations numériques d'égalisation CD dans le domaine fréquentiel (FDE : *Frequency Domain Equalizer*) basées sur la méthode par chevauchement et sauvegarde (OLS : *Overlap Save*) pour la transmission des signaux multiplexés en polarisation modulés par déplacement de phase quaternaire (PDM-QPSK : *Polarization Division Multiplexing-Quadrature phase shift Keying*) sont étudiées dans différentes formes d'impulsion et à différents débits de symboles. Enfin, nous évaluons les performances des deux systèmes étudiés.

Dans la première partie du chapitre 3, un aperçu est donné sur l'évolution des techniques de compensation des effets non linéaires. De plus, le principe de l'algorithme de rétropropagation numérique (DBP) adaptée dans un récepteur numérique cohérent est étudié et différentes configurations de simulation sont données.

La deuxième partie de ce chapitre est consacrée à la compensation de l'effet de l'automodulation de phase dans le système optique PDM-QPSK. En outre, le modèle de simulation d'un système de transmission monocanal sur de longues distances est décrit, l'algorithme de rétropropagation est analysé en détail et les règles de conception optimales sont déterminées à partir des résultats de simulation, où la puissance lancée, le seuil non

linéaire (NLT : *Nonlinear Threshold*), et les paramètres de complexité de calcul sont pris en compte dans cet algorithme.

D'autre part, nous discutons de l'efficacité du DBP en termes de tolérance aux effets non linéaires sur la transmission multicanaux DWDM (*Dense wavelength division multiplexing*). Le système optique cohérent basé sur la modulation de phase en quadrature 0.3 retour à zéro multiplexé en polarisation (PDM-0.3RZ-QPSK : *Polarization Division Multiplexing-0.3 Return to Zero-Quadrature phase shift Keying*) avec l'espacement entre canaux de 50 GHz est analysé en prenant en compte les effets non linéaires SPM et XPM et la dispersion chromatique.

La dernière partie est dédiée à une analyse approfondie des performances des systèmes optiques cohérents basés sur la modulation d'amplitude en quadrature 16 niveaux multiplexés en polarisation (PDM-16 QAM : *Polarization Division Multiplexing 16 Quadrature Amplitude Modulation*) et de modulation de phase en quadrature 0.3 retour à zéro multiplexé en polarisation (PDM-0.3RZ-QPSK) sans et avec compensation de non-linéarité par la méthode rétropropagation numérique avec le même débit de symbole (32 Gbaud). La comparaison est effectuée sous l'effet de l'automodulation de phase et de la dispersion chromatique et les performances des deux systèmes sont discutées sous l'influence de la puissance injectée par canal et de la portée maximale.

Enfin, nous terminons le manuscrit par une conclusion générale dans laquelle nous soulignons tous les résultats significatifs que nous avons obtenus au cours de ce travail de recherche et les perspectives qui peuvent en émaner.

Les travaux de recherche menés dans le cadre de cette thèse ont été valorisés par des articles de journaux et des communications dans des conférences :

1. Narimane, H., Rachid, H. (2019, November). Nonlinear Compensation in 32 Gbauds PM-16QAM and PM-QPSK Coherent Optical Systems. In Proc of 6<sup>th</sup> International Conference on Image and Signal Processing and their Applications (ISPA), pp. 1-4. IEEE. **DOI:** 10.1109/ISPA48434.2019.8966920.
2. Hadjadji, N., Hamdi, R. (2020). COMPENSATION OF FIBER NONLINEARITY IN 40× 32 GBAUD LONG-HAUL DWDM TRANSMISSION. *Telecommunications and Radio Engineering*, 79(1). **DOI:** 10.1615/TelecomRadEng.v79.i1.30.
3. Hadjadji, N., Hamdi, R. (2020). INFLUENCE OF PULSE SHAPE IN OPTICAL DENSE WAVELENGTH DIVISION MULTIPLEXED SYSTEM. *Telecommunications and Radio Engineering*, 79(11). **DOI:** 10.1615/TelecomRadEng.v79.i11.70.

## Chapitre 1

# SYSTÈMES DE COMMUNICATION OPTIQUES COHÉRENTS

---

### 1.1. Introduction

Dans ce chapitre, nous allons discuter d'abord l'état actuel et des tendances des systèmes à fibres optiques. Ensuite, nous donnerons le principe de fonctionnement des systèmes optiques cohérents. D'autre part, nous nous concentrons sur les effets linéaires et non linéaires que subit le signal de transmission et qui limitent la portée de ces systèmes. Enfin, les différentes techniques de traitement numérique du signal du côté du récepteur cohérent seront également discutées pour montrer leur capacité à atténuer ces dégradations et à maximiser la capacité totale d'information transmise.

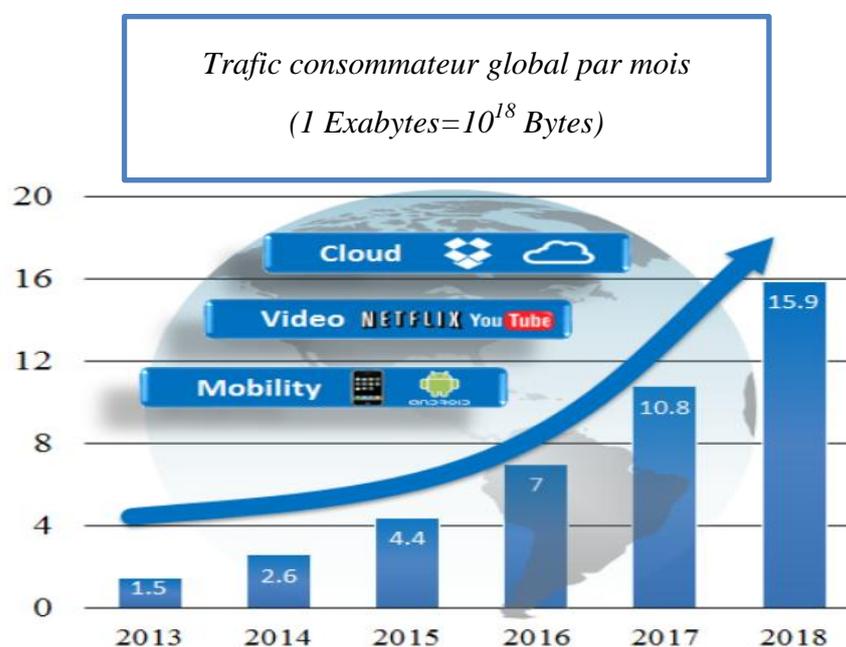
### 1.2. État et tendances des systèmes de communications optiques cohérents

Au cours des dernières années, le transport au niveau mondial de données optiques à haute capacité est très recherché en raison de la demande de bande passante toujours croissante des réseaux de fibre optique longue distance (de cœur), les réseaux métropolitains et même les réseaux d'accès.

L'internet connecte des milliards d'appareils dans le monde et joue un rôle primordial à l'ère de l'information. Une quantité sans précédent de trafic de données a été généré à partir de l'Internet tous les jours, en particulier entraîné par la popularité toujours croissante des appareils intelligents, par exemple, les smartphones, les tablettes, combinés avec les applications avides de données : applications de stockage basées sur le cloud, tels que Dropbox et Google Drive ainsi que des applications multimédias sur Internet à la demande, comme Youtube et Netflix.

Selon l'index réseau visuel du Cisco (VNI : *Cisco Visual Networking Index*) [6], le trafic mondial mensuel de données (le trafic métropolitain et longue distance) triples entre 2013 et 2016 et augmentait de près de 4 fois entre 2016 et 2018, comme le montre à la figure 1.1. L'exaoctet est une unité d'information ou de stockage informatique équivalant à un trillion d'octets. La demande des consommateurs pour les communications à haut débit continue

d'augmenter à une vitesse exponentielle. Selon des prévisions récentes, le trafic mensuel mondial attendait 2.6 exaoctets en 2014, dépassaient 4.4 exaoctet en 2015. En 2016, 7 exaoctets de données étaient échangées chaque mois dans le monde, soit une hausse de 63 % par rapport à l'an précédent. Le chiffre de 10.8 exaoctets par mois a été consommé en 2017 et augmente à 15.9 exaoctets par mois en 2018. Une augmentation de 23% est atteinte à 16.8 exaoctets par mois en 2019 ce qui indique que cette tendance ne montre aucun signe de ralentissement. En fait, en 2020, environ un million de minutes de contenu vidéo traverseront le réseau IP toutes les secondes selon le Cisco VNI 2015-2020. Afin de faire face à l'augmentation de la demande de trafic, qui s'approche du seuil du zettaoctets, une augmentation de la capacité du réseau d'accès et, par conséquent, des capacités du réseau métropolitain et de cœur est nécessaire.

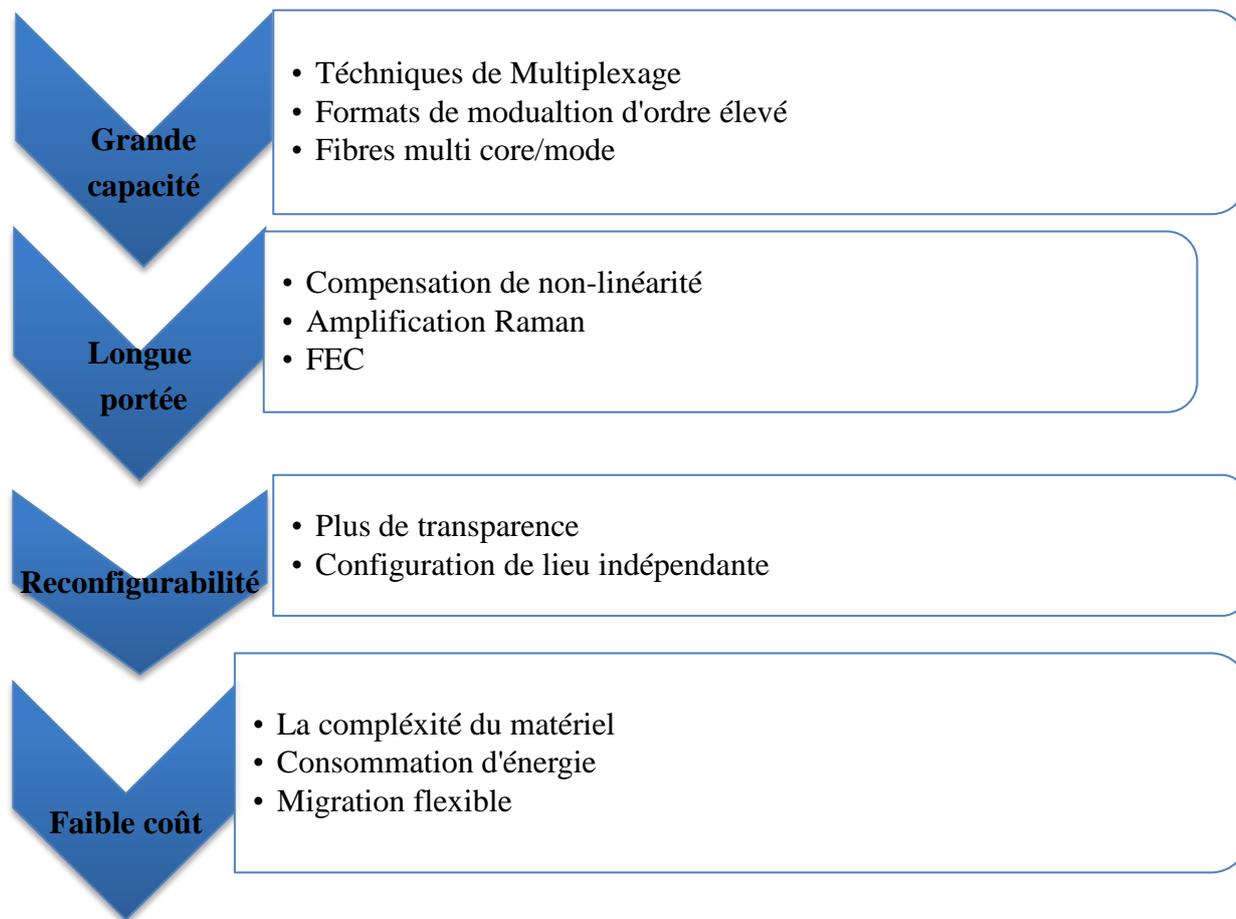


**Figure 1.1** : Prévision du trafic de données mobiles par Cisco [1].

Cette croissance phénoménale du trafic de données a fortement contribué au déploiement des systèmes optiques grâce à sa large bande passante et à sa faible atténuation. En particulier, depuis le milieu des années 2000s, l'introduction de techniques de détection cohérente et de traitement numérique avancé du signal (DSP) a considérablement augmenté la capacité des réseaux à fibres optiques. Depuis les années 1990, la capacité du système qu'une seule fibre peut fournir est passée de 20 Gb/s à 2 Pb/s. Du côté commercial, le débit de ligne par longueur d'onde de 100 Gb/s a été normalisé en 2010 et un débit de 1 Tb/s devrait être normalisé entre 2015 et 2020 [7].

Comme illustré sur la figure 1.2, la nouvelle génération des systèmes de communication optiques devraient s'adapter avec les caractéristiques suivantes :

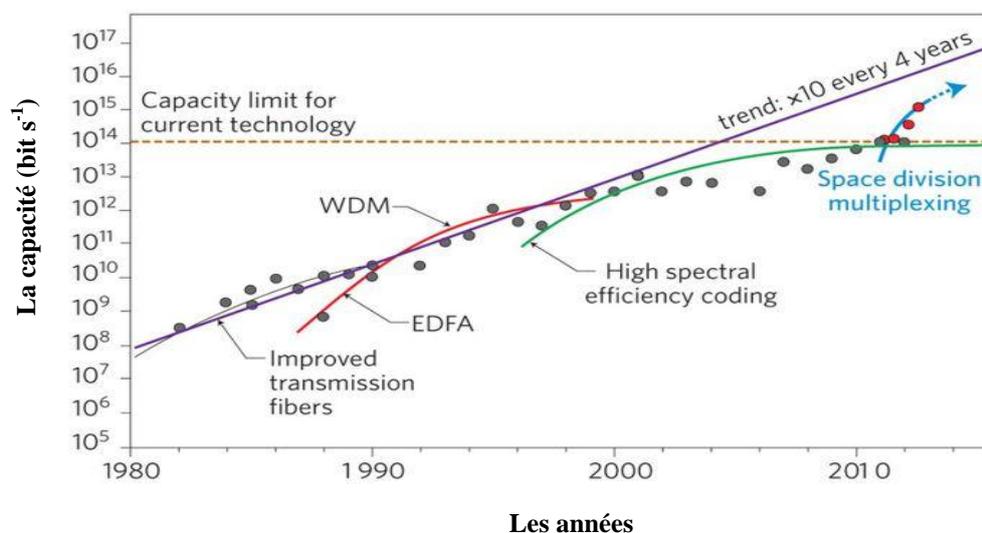
1. Capacité élevée, afin de suivre la croissance future du trafic de données. La capacité peut être augmentée en utilisant les techniques de multiplexage [8], les formats de modulation d'ordre élevé [3] et les fibres multi-mode/multi-cœurs [9].
2. Longue portée de transmission, qui est une exigence essentielle pour les transmissions optiques à longue distance (réseau de cœur). La portée de la transmission peut être étendue en utilisant les schémas de compensation des effets de non-linéarité [10], l'amplification Raman [11] et la correction avancée des erreurs de transmission (FEC : *Forward Error Correction*) [12].
3. La reconfigurabilité permet aux futurs réseaux optiques à travers une commande logicielle de configurer dynamiquement la longueur d'onde, la grille de canaux et le format de modulation sans intervention manuelle. L'agilité peut être activée en utilisant des techniques DSP indépendantes de la configuration de liaison et format de modulation transparent. Par conséquent, les ressources du réseau sont optimisées pour répondre à la dynamique du trafic imprévisible [13].
4. Rentabilité, le but ultime des futures conceptions des réseaux optiques est de réduire encore le coût par bit, qui peut être atteint par l'utilisation des algorithmes DSP efficaces sur le plan matériel/informatique et une migration flexible vers la prochaine génération de réseaux sans reconcevoir et réinstaller des transpondeurs ou des liaisons de transmission.



**Figure 1.2** : Caractéristiques principales des systèmes de communication à fibre optique de prochaine génération et de leurs techniques.

### 1.3. Évolution des communications optiques

La communication optique est une bonne solution pour répondre aux besoins de bande passante. Les performances des systèmes de transmission optique ont évolué pour répondre à cette demande et qui sont liées notamment à leur capacité, c'est-à-dire à la quantité d'informations qu'ils peuvent transmettre par seconde, et à la distance maximale que les signaux optiques peuvent atteindre sans être régénérés par des systèmes électroniques [14]. Ces performances ont augmenté de manière exponentielle suivant une loi de Moore. La figure 1.3 présente la capacité d'information transmise en fonction du temps et l'évolution de ces systèmes est décrite par ses générations au cours des années. On constate une multiplication par 10 tous les quatre ans de ce produit pour les systèmes optiques. Cette croissance a été assurée grâce à différentes technologies clés que nous allons énumérer.



**Figure 1.3 :** Illustration schématique de l'évolution des systèmes de transmission optiques.

Avant l'introduction des communications par fibre optique, les systèmes de communication par micro-ondes ont évolué considérablement au cours de la décennie des années 1950 et 1960. À la fin des années 1960, les systèmes micro-ondes ont pu fonctionner à un débit allant jusqu'à 200 Mb/s et touchaient alors à leur limite [15]. Par conséquent, de nouveaux efforts de recherche ont été déployés pour fournir une plus grande capacité. Il a été réalisé dans les années 1950 que l'onde optique pourrait augmenter la capacité du système de plusieurs ordres de grandeur en raison de sa haute fréquence porteuse. Depuis l'invention des "guides d'ondes diélectriques" en 1966 par Charles Kao et George Hockham de la compagnie "Standard Telephone Cables (STC) Ltd." à Harlow en Angleterre [16], la transmission de la lumière par fibre optique est devenue une des préoccupations majeures dans beaucoup de laboratoires de recherche.

Toutefois, les systèmes de communication par fibre optique ne se sont pas réalisés avant les années 1970, lorsque la source optique cohérente compacte (laser à semi-conducteur) et fibre optique à faible perte ( $\sim 20$  dB/km) étaient disponibles.

Après le premier essai sur le terrain réussi à Chicago en 1977, les systèmes de communication par fibre optique ont été commercialisés en 1980. La première génération de ce système fonctionnait à une longueur d'onde d'environ 800 nm et transmettait à un débit de 45 Mb/s avec une portée allant jusqu'à 10 km [15].

Au début des années 1980, la longueur d'onde de fonctionnement a été décalée à environ 1300 nm parce que les fibres optiques présentent une dispersion minimale et une atténuation inférieure à 0.5 dB/km dans cette région. Cela caractérise les systèmes de communication optiques de la deuxième génération, qui fonctionnaient à un débit allant jusqu'à 1.7 Gb/s avec une portée d'environ 50 km.

À la fin des années 80, la plupart des systèmes fonctionnaient dans la région des longueurs d'onde de 1550 nm avec une faible atténuation de 0.2 dB/km et avec la disponibilité de fibre à dispersion décalée, ce qui déplace la dispersion minimale vers cette région [17]. Les systèmes de communication par fibre optique de troisième génération ont été introduits avec un débit allant jusqu'à 4 Gb/s et une portée de 100 km.

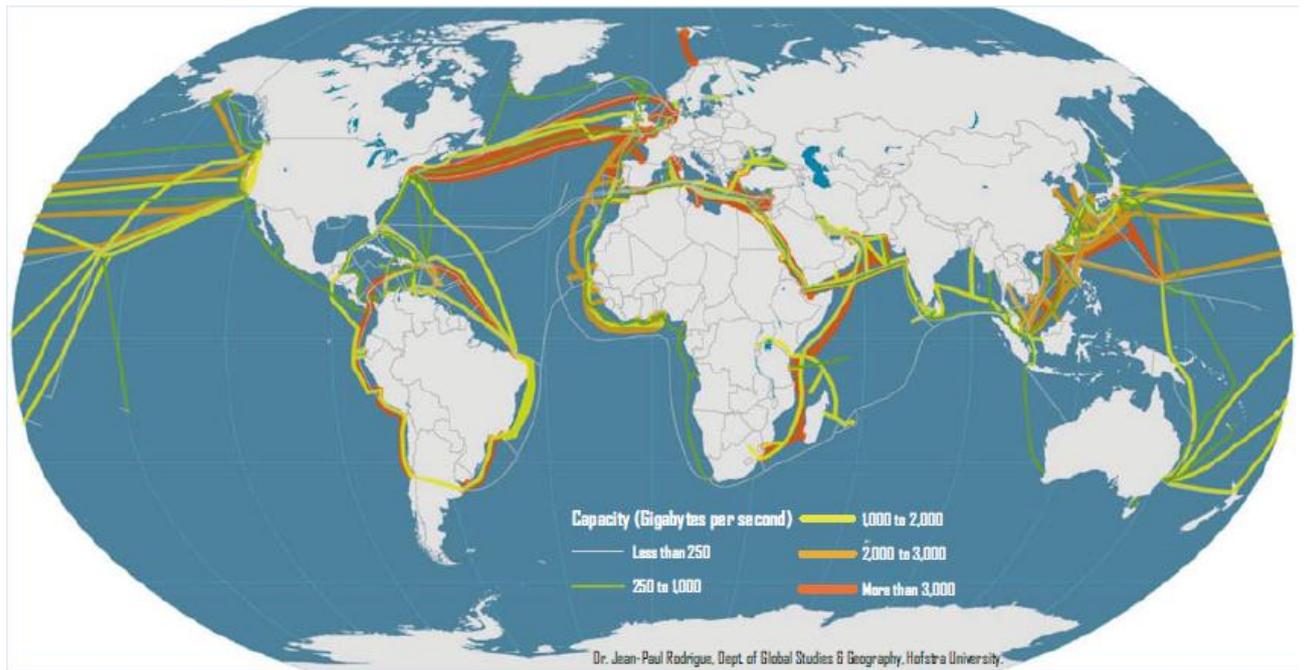
Dans les années 1990, l'utilisation de l'amplificateur à fibres dopées Erbium (EDFA) [18] et de la technique de (WDM) [19] ont révolutionné les communications par fibre optique en doublant la capacité du système tous les 6 mois, menant à la quatrième génération des systèmes de communication par fibre optique. En 2003, le débit binaire du système a atteint 3.7 Tb/s avec des milliers de kilomètres de transmission [20]. L'augmentation de la capacité se fera ensuite en réduisant progressivement l'espacement entre canaux de 100 GHz à 50GHz. Ceci aura pour conséquence de remplir progressivement la bande spectrale disponible des EDFA dans les transmissions WDM.

Au milieu des années 2000, grâce à l'avènement de l'électronique à grande vitesse, la détection cohérente [21] et les techniques avancées de DSP [22] ont été largement appliquées dans les systèmes de communication optiques de cinquième génération. La détection cohérente concerne à la fois l'information d'amplitude et de phase du signal optique.

Cela permet non seulement au DSP d'avoir une manipulation du champ électrique d'une manière complète sur l'amplitude et la phase du signal pour compenser ou atténuer les dégradations subies dans le canal de fibre optique, mais permet également la transmission et la réception de formats de modulation avancés à diversité de polarisation spectralement efficaces avec la mise en forme d'impulsion [23]. La conception du système de cette génération vise à des formats de modulation avancés [24], un débit symbole élevé, une grande capacité du système, une efficacité spectrale élevée et une longue portée de transmission.

En outre, Il y a eu un débat sur ce qui serait le moteur principal pour la prochaine génération des systèmes de communication optiques. Le multiplexage de division spatiale (SDM : *Space Division Multiplexing*) [25] a attiré un intense effort de recherche récente parce qu'il exploite les fibres multi-core et multi-mode pour surmonter la capacité limite de fibre monomode standard (SSMF : *Standard Single-Mode Fiber*) et a atteint un jalon de transmission de 1 Pb/s. La candidature de SDM reste à déterminer si elle peut considérablement réduire le coût global du système.

La figure 1.4 illustre la liaison des systèmes de transmission par fibre optique dans le monde qui transportent 99% du trafic mondial de télécommunications.



**Figure 1.4** : Réseau international des systèmes optiques sous-marin autour du monde.

(Source: dataset encoded by Greg Mahlknecht, <https://live.infrapedia.com>)

## 1.4. Architecture des réseaux optiques

### 1.4.1. Éléments constitutifs de réseaux optiques

Un réseau est un ensemble d'éléments de même nature reliés entre eux. Aujourd'hui, la quasi-totalité des équipements informatiques sont reliés au moyen de liens filaires (câbles cuivrés ou fibres optiques) ou radiofréquences (sans-fil). Ainsi connectés, ils forment chacun un point de raccordement vers les réseaux de télécommunication, qui s'imbriquent sur plusieurs échelles.

On distingue généralement trois strates dans les réseaux de communication optique, qui se différencient par leurs échelles de déploiement, le nombre et les distances séparant les nœuds de connexions, la capacité et le coût. Ces catégories sont représentées sur la figure 1.5 qui montre une architecture classique des réseaux de transmission optique.

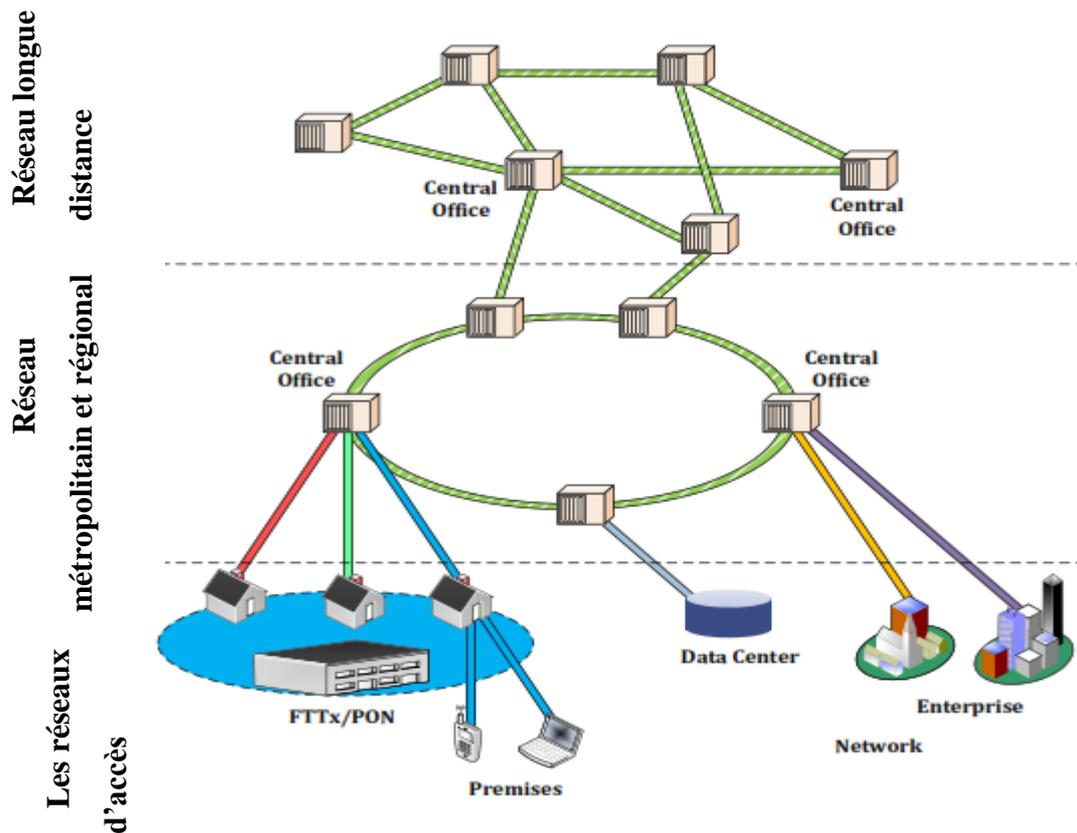


Figure 1.5 : Structure d'un réseau de fibre optique.

Les systèmes de transmission optiques sont classés selon plusieurs catégories en fonction des distances de transmission qu'ils réalisent et sont données dans le tableau 1.1.

Tableau 1.1 : Classification des systèmes de transmission optiques.

Catégorie Classe	Système	Distance (Km)
Ultra longue distance	Réseaux sous-marins et transocéaniques	>3000
Longue distance	Réseau terrestre	1000-3000
Étendu (WAN : Wide Area Network)	Réseau régional	1000-300
Métropolitain (MAN : Metropolitan Area Network)	Réseau métropolitain	<300
Local (LAN: Local Area Network)	Réseau d'accès, Centres de données.	<100

1.4.1.1. Les réseaux longues distances (Backbone / WAN)

- **Les réseaux sous-marins** : ce sont des réseaux déployés entre les continents. Par exemple les réseaux transatlantique (entre l'Europe et les USA sur des distances de transmission de 6000 Km) et transpacifique (entre le Japon et les USA qui atteignent

une longueur de 9000 Km). Les débits atteignent en pratique environ 2 Tbit/s par fibre optique. Les débits de transmission compris entre 100 et 400 Gbit/s par canal, et, en atteignant une capacité initiale estimée de 160 Tbit/s [26].

- **Les réseaux terrestres** : ce sont des réseaux étendus à l'échelle d'un pays ou d'un continent (200-6000 Km). Les débits par canal peuvent atteindre environ 400 Gbit/s et 1 Tbit/s [27].

#### 1.4.1.2. Les réseaux métropolitains (MAN)

Ce sont des réseaux à l'échelle d'une ville, qui sont généralement constitués d'anneaux de 80 à 150 Km de circonférence avec 6 à 8 nœuds, et d'autre part, des anneaux de 10 à 40 km de circonférence dotés de trois ou quatre nœuds avec des embranchements vers des sites distants. Les débits dans ce type de réseaux peuvent aller de 100 Mbit/s à 100 Gbit/s. AT&T a mené des essais en 2017 pour l'utilisation commerciale d'Ethernet 400 gigabits [28].

#### 1.4.1.3. Les réseaux locaux (LAN)

Ce sont des réseaux de distribution ou d'accès de courte distance, très proches des utilisateurs (entreprises, bâtiments). Le réseau local optique est souvent constitué par une partie en fibre optique suivie d'une partie en conducteur métallique qui va jusqu'au terminal de l'abonné. Les distances de transmission peuvent aller de quelques mètres à 50 Km, et les débits sont de l'ordre de 10 Mbit/s, et peuvent monter jusqu'à quelques Gbit/s [29].

Il y a différentes configurations selon la localisation de la terminaison du réseau optique, on parle de **FTTx** (Fiber To The ..., « *fibre jusqu'à ...* ») : quartier (**FTTN**, pour *Neighborhood*), au pied d'immeuble (**FTTB**, pour *Building*), au domicile ou au bureau (**FTTH / FTTO**, *Fiber To The Home / Fiber To The Office*).

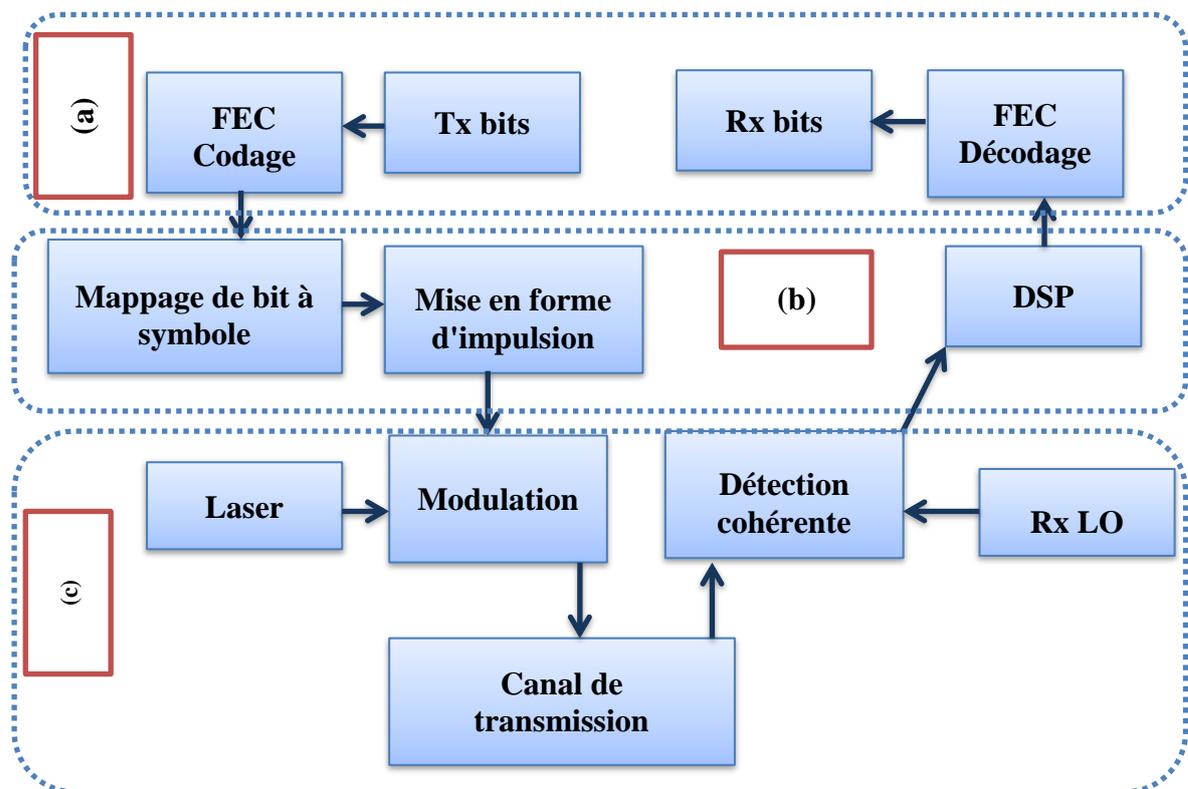
### 1.5. Principes fondamentaux de la communication optique cohérente

Dans cette partie, les éléments de base d'un système de communication optique cohérent sont expliqués. Le concept principal est de transmettre des bits d'information du point A vers le point C à travers une fibre optique.

La figure 1.6 illustre la configuration d'un système optique cohérent. Dans cette liaison, nous pouvons distinguer les trois parties principales : bloc émetteur, le canal de transmission, et le bloc récepteur. Le rôle d'un tel système est tout d'abord, au niveau de l'émetteur, de transmettre un signal optique continu et de le moduler en fonction des données binaires et du format choisi. Ensuite, ce signal optique se propage sur une distance donnée, dans une ligne

de transmission constituée d'une série de tronçons de fibre monomode séparés par des amplificateurs à fibres dopées à l'erbium ou amplificateurs Raman qui compensent les pertes produites le long de la fibre optique. Les amplificateurs et la fibre dégradent le signal soit en ajoutant du bruit et des effets linéaires, soit en distordant le signal avec des non-linéarités qui se produisent par l'effet Kerr. Ces effets déterminent le débit maximal pouvant être transmis sur une certaine distance et limitent la portée. Il existe également des techniques de multiplexage utilisées pour augmenter la capacité totale d'information transmise dans ces systèmes.

Enfin, le récepteur est la partie où le signal est acquis et traité de manière cohérente pour récupérer les données d'origine. Plusieurs techniques de traitement numérique sont utilisées pour atteindre cet objectif, et qui sont expliquées dans les sections suivantes. La performance de ces systèmes de transmission sera également évaluée par les caractéristiques : le rapport signal sur bruit optique, le taux d'erreurs binaires ainsi que le facteur de qualité  $Q^2$  (obtenu à partir du taux d'erreurs binaires).



**Figure 1.6 :** Configuration typique d'un système optique cohérent : (a) Niveau logique (b) Niveau du signal en bande de base (c) Niveau du signal optique.

### 1.5.1. L'émetteur

Premièrement, l'information à transmettre issue de la source est transformée en une série d'éléments binaires. Le débit binaire  $D$  est défini par le nombre d'éléments binaires transmis par unité de temps et exprimé en bit/s. Cette quantité est reliée à la durée d'un bit  $T_b$  par la relation  $D=1/T_b$ . Ensuite, coder les bits d'information en ajoutant les bits de redondance des codes correcteurs d'erreurs (FEC) à la séquence binaire afin de pouvoir corriger des erreurs introduites par le canal de transmission au récepteur.

Cette étape est suivie par mapper ces bits sur des symboles prédéfinis et enfin produire une forme d'onde numérique en domaine temporel. Selon le format de modulation utilisé, un symbole code un ou plusieurs bits. Le débit symbole est appelé la rapidité de modulation ( $R$ ), exprimé en baud ou symbole/s, donné en fonction du débit binaire par la relation  $R=D/n$  avec  $n$  est le nombre de bits. Finalement, la phase de modulation optique où les données doivent être inscrites sur une porteuse afin de se propager dans le canal de transmission.

#### 1.5.1.1. Séquence de données

La dégradation sur la qualité de transmission, qui est à l'origine de l'interférence entre symboles (ISI: *Inter Symbol Interference*), dépend de la séquence de données utilisée. L'information ou bien les trains de données binaires sont des séquences périodiques de longueur variable qui présente les propriétés de données aléatoires. La longueur des séquences pseudo-aléatoires  $L$  vaut  $q^m - 1$  où  $m$  est un entier et  $q$  est une puissance de 2 dont la valeur dépend du nombre d'états de modulation. Dans le cas où  $q = 2$  on parle de séquences pseudo-aléatoires binaires (ou séquences PRBS : *Pseudo-Random Binary Sequences*) [29] tandis que l'on parlera de séquences pseudo aléatoires quaternaires (PRQS : *Pseudo Random Quaternary Sequences*) lorsque  $q = 4$  [30]. La longueur des séquences binaires pseudo-aléatoires varie entre  $2^7-1$  et  $2^{31}-1$  bits.

#### 1.5.1.2. Génération de signaux électriques

Le codage électrique permet la génération des signaux électriques. Après l'application de FEC à la séquence de bits, les bits sont mappés sur des symboles du format de modulation utilisé. La séquence de symboles indépendante et identiquement distribuée à la forme d'une impulsion pour donner une représentation sur échantillonnée contenant la même information.

$$u_E(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} s_k g(t - kT_s) \quad (1.1)$$

Où  $S_k$  est le symbole à l'instant  $kT_s$  et  $g(t)$  est la forme de l'impulsion. La largeur de bande du signal obtenu est contrôlée par le filtre de mise en forme d'impulsions.

Dans l'étude théorique de la transmission optique, plusieurs formes d'impulsion optique peuvent être considérées (Duobinary (DB), Nyquist, Retour à zéro, retour à zéro à suppression de porteuse (CSRZ : *Carrier Suppressed Return to Zero*)) [31]. Les données électriques dans le format choisi sont une succession de tensions de niveau haut et de niveau bas (+ a Volt et - a Volt). Ils se distinguent par des paramètres tels que le profil d'intensité, le profil spectral, la durée  $T$  (égale à l'inverse du débit), la durée  $T_{FWHM}$  (à mi-hauteur de l'intensité maximale) et la largeur spectrale à 3 dB  $F_{FWHM}$ .

### 1.5.1.3. Le laser

Dans les systèmes que nous allons étudier, l'émetteur est tout d'abord constitué d'un laser (Light Amplification by Stimulated Emission of Radiation, généralement une diode laser) émettant en continu à une certaine longueur d'onde et à une certaine puissance. La puissance d'un signal lumineux s'exprime en mW, mais dans l'usage elle sera la plupart du temps exprimée en décibels-milliwatts (dBm), échelle en décibels dotée d'une référence absolue à 1 mW [32].

$$P_{dBm} = 10 \log_{10} \left( \frac{P_{mW}}{1mW} \right) \quad (1.2)$$

La fréquence de la lumière issue du laser  $\nu$  est reliée à la longueur d'onde  $\lambda$  par l'expression

$\lambda = c/\nu$  où  $c$  représente la vitesse de la lumière dans le vide. Dans les systèmes actuels où plusieurs signaux modulés sont générés puis transmis dans la fibre optique, les différentes longueurs d'onde utilisées sont généralement comprises entre 1.53 et 1.565  $\mu\text{m}$  (bande C (*Conventional*) de la fibre) et entre 1.565 et 1.625  $\mu\text{m}$  (bande L (*Long wavelength*)). Ces plages de longueurs d'onde proches de 1.55  $\mu\text{m}$  sont choisies car l'atténuation du signal optique autour de cette valeur est minimale.

L'espacement fréquentiel (élargissement spectral)  $\Delta\nu$  est approximativement relié à l'espacement en longueur d'onde  $\Delta\lambda$ , autour d'une longueur d'onde donnée  $\lambda$  par la relation :

$$\Delta\nu = - \left( \frac{c}{\lambda^2} \right) \Delta\lambda \quad (1.3)$$

En considérant par exemple des composantes spectrales centrées autour de 1.55  $\mu\text{m}$  et un décalage en longueur d'onde de 0.8 nm, nous obtenons un espacement  $\Delta\nu$  de 100 GHz. Le

signal émis en continu est ensuite modulé en fonction des informations à transmettre, du débit et du format de modulation choisis.

#### 1.5.1.4. La modulation externe

Pour éviter le chirp (c'est-à-dire une modulation parasite de la phase du signal optique en fonction de la puissance du signal de pompe) dans la modulation directe et pour pouvoir utiliser des formats de modulation plus variés avec un débit supérieur à 10 Gbit/s sur de longues distances, il est préférable d'utiliser un modulateur externe. La modulation externe consiste à transférer les données électriques sur un signal optique continu. Elle est obtenue en modulant optiquement le faisceau lumineux en sortie du laser et non plus le courant d'alimentation à l'entrée du laser.

Dans les systèmes cohérents, la technique courante pour la modulation externe est d'utiliser un interféromètre de Mach-Zehnder (*MZI* pour *Mach-Zehnder Interferometer*) et des cellules électro-optiques à base de niobate de lithium ( $LiNbO_3$ ) en raison de la très bonne propriété électro-optique du matériau (très faibles pertes de propagation aux longueurs d'onde des télécommunications, coefficients électro-optiques élevés, et des faibles pertes de couplage entre une fibre optique et des guides d'onde en  $LiNbO_3$ ).

Le principe du modulateur Mach-Zehnder (MZM : *Mach-Zehnder Modulator*) est basé sur l'effet électro-optique<sup>1</sup> qui permet de modifier l'indice de réfraction de l'un ou des deux bras de l'interféromètre en y appliquant un champ électrique [33]. Le changement d'indice  $\Delta n$  conduit à changer la phase optique  $\Delta\phi$  après l'application de la tension de polarisation  $V$  sur les bras du modulateur telle que :

$$\Delta\phi = \frac{2\pi}{\lambda} \Delta n L = \pi \frac{V}{V_\pi} \quad (1.4)$$

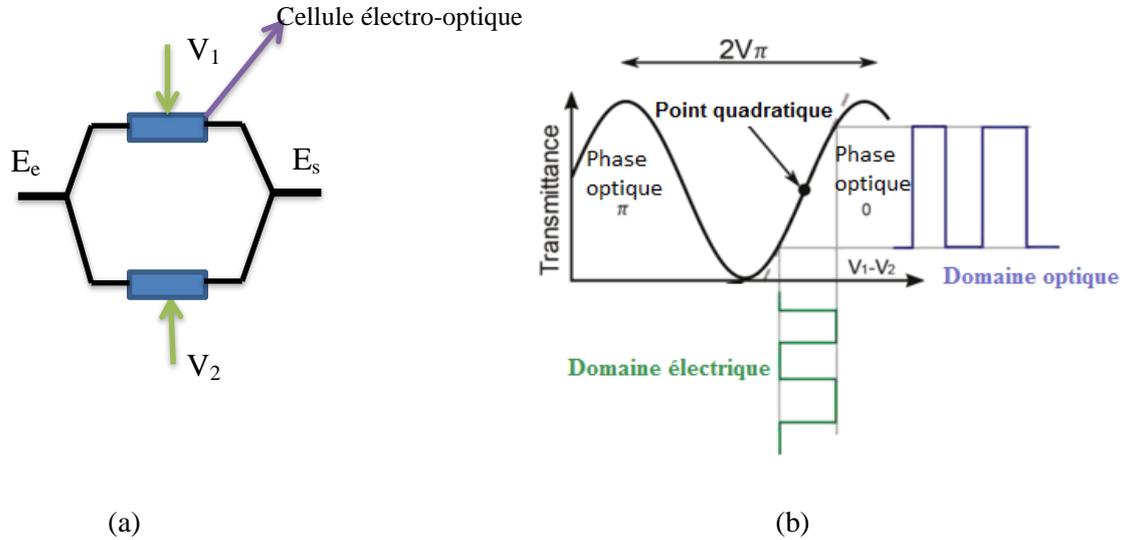
Où  $\lambda$  est la longueur d'onde de la lumière,  $L$  est la longueur des bras et  $V_\pi$  représente la tension qui entraîne un déphasage de  $\pi$  rad.

Le schéma d'un modulateur Mach-Zehnder est représenté à la figure 1.7(a). Une différence de potentiel conduit à un déphasage entre les deux ondes qui se propagent dans les deux bras de l'interféromètre de Mach-Zehnder qui recevant chacun la moitié de la puissance lumineuse initiale. Les deux ondes se recombinaient ensuite et donnent lieu à des interférences, qui

---

<sup>1</sup> L'effet électro-optique résulte du couplage entre un champ électrique et un champ optique. En d'autres termes, il décrit la variation d'indice de réfraction d'un milieu sous l'effet d'un champ électrique appliqué.

peuvent être constructives (maximum d'intensité transmise) ou destructives (minimum d'intensité transmise).



**Figure 1.7 :** (a) Schéma et (b) principe d'un modulateur Mach-Zehnder.

Le MZM est caractérisé par sa fonction de transfert décrite, dans sa forme idéale, par l'équation 1.5 [34].

$$E_s = E_e \cos\left(\pi \frac{(V_1 - V_2)}{2V_\pi}\right) e^{-i \cdot \left(\pi \frac{(V_1 + V_2)}{2V_\pi}\right)} \quad (1.5)$$

$E_e$  représente le champ électrique du signal optique d'entrée, continu car provenant directement de la source laser.  $E_s$  représente le champ électrique du signal de sortie et est donné par la relation  $E_s = |E_s| \exp(i\phi(t))$ , susceptible de présenter une modulation d'amplitude ou de phase.  $V_1$  et  $V_2$  sont les tensions électriques appliquées sur les deux bras du modulateur Mach-Zehnder et sont données par l'équation 1.6 [34].

$$\begin{aligned} V_1 &= \frac{V_\pi}{\pi} \left( \phi(t) + \cos^{-1} \left( \frac{|E_s|}{|E_e|} \right) \right) \\ V_2 &= \frac{V_\pi}{\pi} \left( \phi(t) - \cos^{-1} \left( \frac{|E_s|}{|E_e|} \right) \right) \end{aligned} \quad (1.6)$$

Le choix de la valeur de ces tensions permet de réduire le *chirp* du modulateur. En considérant  $V_1 = -V_2$ , le *chirp* du modulateur est nul. Un MZM est caractérisé par sa tension  $V_\pi$  comme mentionné ci-dessus, qui représente la tension demi-onde, où le différentiel de

tension à appliquer sur le MZM pour obtenir un déphasage de  $\pi$  entre les deux bras (figure. 1.7(b))  $V_\pi$  vaut typiquement environ 5 – 7 V [35].

#### 1.5.1.5. Les techniques de multiplexage

Les techniques de multiplexage sont utilisées pour satisfaire à l'augmentation d'efficacité spectrale (SE : *Spectral Efficiency*) de la transmission. L'efficacité spectrale est une valeur utilisée pour évaluer l'efficacité avec laquelle les informations sont transférées dans une bande passante donnée du canal et est définie comme :

$$SE = \frac{bR}{B} \quad \text{Équation 1.7}$$

Où  $b$  est le nombre de bits d'information par symbole et  $B$  est la largeur de bande utilisée en Hz. Les fibres optiques possèdent, dans la fenêtre spectrale généralement utilisée, une bande utilisable très importante (environ 15 THz autour de la longueur d'onde 1.55 nm : Bande C et L).

**Tableau 1.2:** Les différentes bandes de transmission de la fibre optique.

Bande	Description	Longueur d'onde (nm)
La bande O	Original	1260 à 1360
La bande E	Extended	1360 à 1460
La bande S	Short	1460 à 1530
La bande C	Conventional	1530 à 1565
La bande L	Long	1565 à 1625
La bande U	Ultra Long	1625 à 1675

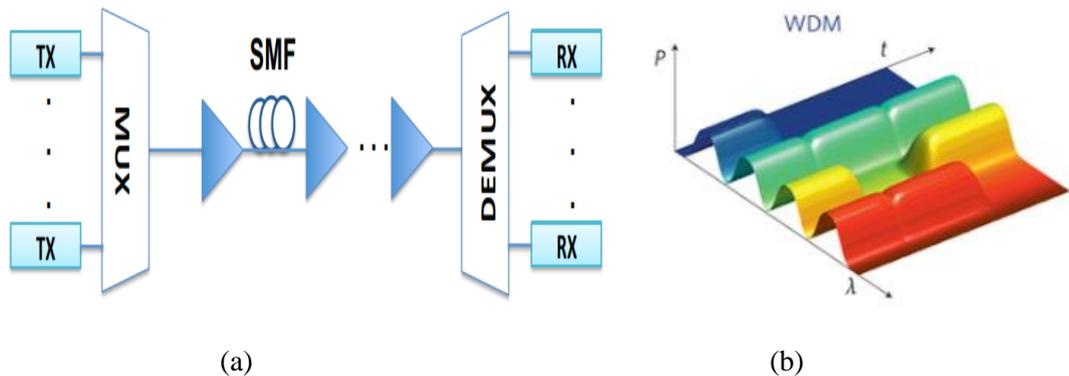
Les types de multiplexage plus utilisés dans les systèmes de transmission longues distances (terrestres et sous-marins), sont le multiplexage en longueur d'onde (WDM), le multiplexage en polarisation (PDM: *Polarization Division Multiplexing*) et le multiplexage spatial (SDM) [36].

#### A. Principe du multiplexage en longueur d'onde (WDM)

Le multiplexage en longueur d'onde (WDM) permet de transmettre simultanément l'information sur plusieurs longueurs d'onde différentes dans une même fibre, et de multiplier ainsi le débit de la liaison. Le signal optique composé de toutes ces longueurs d'onde va passer sur le canal, et le récepteur ou le nœud de répartition n'aura qu'à démultiplexer le signal

pour obtenir les différents canaux de départ. La figure 1.8(a) ci-dessous décrit le principe du multiplexage en longueur d'onde.

La densité spectrale d'information  $\eta$  définie par le rapport  $C_T / \Delta\nu_T$  où  $C_T$  et  $\Delta\nu_T$  sont respectivement la capacité totale d'information et la bande spectrale totale occupée par les signaux WDM, augmente quand  $\Delta\nu$  diminue à débit fixé. Nous représentons un exemple des spectres de trois canaux WDM à la figure 1.8(b).



**Figure 1.8** : (a) Principe du multiplexage en longueur d'onde ; (b) le spectre dans le cas de trois canaux de transmission.

Ce n'est plus l'axe du temps qui est découpé en période pour chaque utilisateur mais la bande passante. Donc, les systèmes WDM longues distances ont évolué en termes de nombre de canaux dans la bande de fonctionnement des amplificateurs EDFA (bande C) pour augmenter la capacité de la fibre. Divers types de systèmes WDM sont commercialisés comme les systèmes coarse WDM (CWDM) et dense WDM (DWDM). Actuellement, on parle de systèmes quasi-Nyquist WDM, Nyquist WDM et de super-Nyquist WDM. Ces trois derniers systèmes de transmission sont proposés pour la prochaine génération des systèmes WDM dont l'objectif est d'atteindre 400Gbps ou 1Tbps comme vitesse de transmission. Les systèmes WDM peuvent être classés selon le facteur de l'espacement des fréquences normalisé  $\delta$ , défini par  $\delta = \Delta f / R_s$ , qui est la relation entre l'espacement entre les canaux  $\Delta f$  et le débit de symbole  $R_s$ . Le tableau 1.3 montre les différents types de systèmes WDM [37].

**Tableau 1.3** : Classes des systèmes WDM.

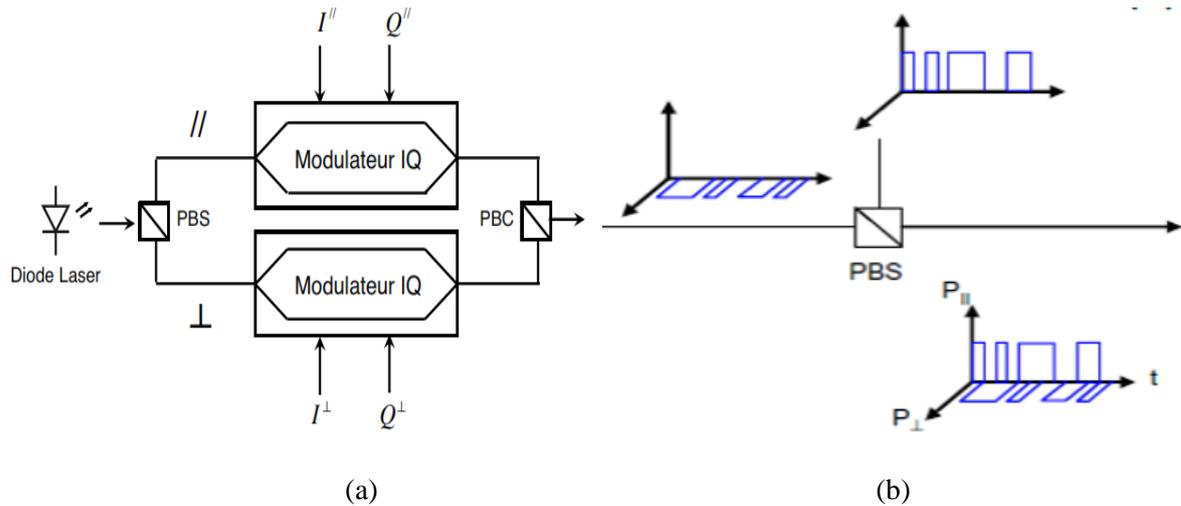
Définition	Facteur d'espace $\delta$
CWDM	$\delta > 50$
WDM	$\delta > 5$
DWDM	$1.2 < \delta \leq 5$
Quasi-Nyquist WDM	$1 < \delta \leq 1.2$
Nyquist WDM	$\delta = 1$
Super-Nyquist WDM	$\delta < 1$

Pour attribuer correctement les différents canaux du spectre optique, plusieurs grilles de fréquences ont été définies par l'Union internationale des télécommunications (ITU-T : *Telecommunication Standardization Sector of the International Telecommunications Union*). L'ITU-T G.694.1 est une norme de recommandation qui a été largement acceptée et utilisée dans les applications DWDM et propose des grilles avec un espacement des canaux de 12.5 GHz, 25 GHz, 50 GHz, 100 GHz et plus. Dans la bande C, il est ainsi possible de transporter environ 80 canaux espacés de 50 GHz [38].

La complexité des systèmes WDM augmente avec le nombre de canaux, car cette technique nécessite autant d'émetteurs-récepteurs. Par la suite, le canal de transmission correspondra à un signal modulé à transmettre. Les différents canaux WDM sont démultiplexés en fin de propagation à l'aide de filtres optiques ou de démultiplexeurs.

### B. Principe du multiplexage en polarisation

Le multiplexage en polarisation (PDM) est réalisé au niveau d'émission en utilisant les deux modes fondamentaux orthogonaux de la fibre optique monomode pour doubler l'efficacité spectrale de la transmission. La figure 1.9 illustre la configuration du multiplexage qui permet la transmission de signaux différents dans deux états de polarisation orthogonaux (X et Y) du signal optique. La structure de ce multiplexage se compose d'un séparateur de polarisation (PBS : *Polarization Beam Splitter*) pour séparer le champ optique du laser d'émission en deux champs de polarisation orthogonale. Après la modulation, les deux signaux sont recombinaés à l'aide d'un combineur optique (PBC : *Polarization Beam Combiner*). Afin de récupérer les données transmises, le bloc de traitement numérique doit effectuer la fonction de démultiplexage des signaux multiplexés en polarisation [19].



**Figure 1.9 :** (a) Structure de l'émetteur avec multiplexage en polarisation, (b) Principe du multiplexage en polarisation.

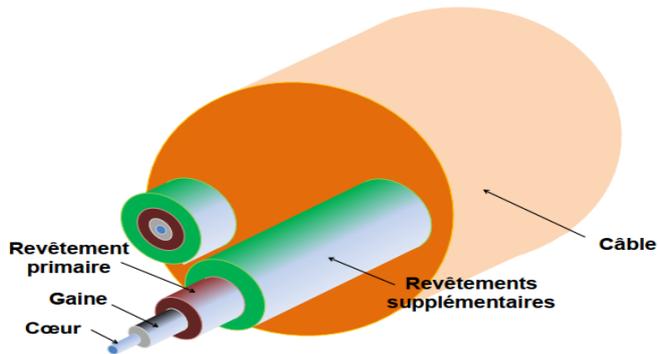
## 1.5.2. Propagation dans les fibres optiques

### 1.5.2.1. Structure de la fibre optique

Depuis son introduction en 1966 [16], la fibre optique est le support privilégié pour la plupart des liaisons de transmission actuelles car elle présente une faible atténuation autour de la longueur d'onde de  $1.55 \mu\text{m}$  ( $\approx 0.2 \text{ dB/km}$ ) par rapport à d'autres supports (cuivre, etc.), permettant ainsi la transmission des débits supérieurs sur les distances considérées (centaines de kilomètres) avant le recours à l'amplification. De plus, la largeur de bande optique d'une fibre est extrêmement élevée et est d'environ 20 THz dans la fenêtre de faible perte (de 1460 nm à 1625 nm).

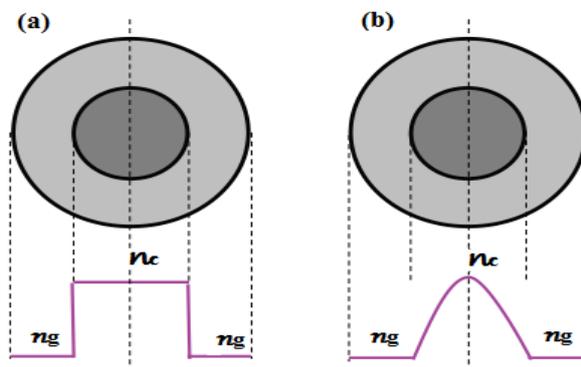
La structure d'une fibre optique standard est représentée sur la figure 1.10. Il s'agit d'un empilement de milieux ayant une symétrie cylindrique dont les noms sont le cœur d'indice de réfraction  $n_c$ , la gaine d'indice de réfraction  $n_g$ , les différents revêtements et le câble. Le cœur est le centre de la fibre, qui est entourée d'une gaine avec un indice de réfraction plus faible que celui du cœur de façon à faire propager la lumière essentiellement dans le cœur de la fibre. La gaine confine la lumière dans le cœur par réflexion interne totale et réduit les pertes de diffusion à la limite cœur/gaine. La fibre est protégée extérieurement par un revêtement primaire, offre résistance et protection et est réalisée en général par un matériau plastique.

Dans les réseaux de télécommunication, le cœur et la gaine sont généralement constitués de la silice dopée en oxyde de germanium ( $\text{GeO}_2$ ) et/ou de potassium ( $\text{P}_2\text{O}$ ) avec  $n_c=1.48$  et  $n_g$  en est inférieur de 0.2 [39].



**Figure 1.10** : Représentation de la structure d'un câble pour la transmission par fibre optique.

Le profil d'indice de réfraction  $n_c$  et  $n_g$ , donné à la figure 1.11(a) décrit la fibre à saut d'indice lorsque l'indice est constant à l'intérieur du cœur et de la gaine. Par contre, si l'indice du cœur varie en fonction de la distance à l'axe de la fibre, on parle de fibres à gradient d'indice (voir Figure 1.11(b)). Dans une fibre optique, la lumière peut suivre un ou plusieurs trajets appelés modes selon la valeur du rayon du cœur. Les fibres avec un seul mode sont dites fibres monomodes et celles avec plusieurs modes sont dites fibres multimodes.



**Figure 1.11** : Schéma décrivant le profil d'indice dans le cas d'une fibre à saut d'indice (a) et pour une fibre à gradient d'indice (b).

Pour une fibre optique monomode utilisée dans les systèmes de transmission longue distance, le diamètre du cœur est environ 4 à 9  $\mu\text{m}$  et 125  $\mu\text{m}$  pour la gaine alors que pour les fibres multimodes, ce diamètre peut être compris entre 50 et 200  $\mu\text{m}$ . La propagation d'une onde dans une fibre optique est décrite par l'équation de Schrödinger non-linéaire (NLSE) [40]. Elle permet de modéliser les dégradations dans les systèmes optiques longue distance.

Ces dégradations discutées dans ce qui suit peuvent être divisées en effets linéaires tels que perte de fibre, dispersion chromatique et dispersion du mode de polarisation et effets non linéaires tels que l'effet Kerr et les effets de diffusion non élastique.

### 1.5.2.2. Équation de propagation

La propagation de la lumière dans la fibre optique est décrite mathématiquement par l'existence d'un champ électrique  $\mathbf{E}$  et d'un champ magnétique  $\mathbf{H}$  qui oscillent sinusoïdalement. L'équation de propagation peut être déduite des équations de Maxwell. Ces équations de Maxwell fournissent des relations entre les variations des grandeurs électromagnétiques  $(\vec{E}, \vec{H}, \vec{D}, \vec{B})$ , tandis que  $\mathbf{D}$  et  $\mathbf{B}$  sont respectivement les inductions électriques et magnétiques.

Ces relations sont données par les équations 1.8 à 1.11 : [19]

$$\nabla \times \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \quad (1.8)$$

$$\nabla \times \vec{H} = \vec{J} + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} \quad (1.9)$$

$$\nabla \cdot \vec{D} = \rho \quad (1.10)$$

$$\nabla \cdot \vec{B} = 0 \quad (1.11)$$

où  $\rho$  représente la densité volumique de charge électrique et  $\vec{J}$  est de la densité de courant.

Les vecteurs  $\vec{D}$  et  $\vec{B}$  sont définis à l'aide des relations constitutives suivantes :

$$\vec{D} = \varepsilon_0 \vec{E} + \mathbf{P} \quad (1.12)$$

$$\vec{B} = \mu_0 \vec{H} + \mathbf{M} \quad (1.13)$$

où  $\varepsilon_0$  et  $\mu_0$  représentent respectivement la permittivité électrique et la perméabilité magnétique du vide,  $\varepsilon_0 = 8.854187817 \cdot 10^{-12} [F / m]$  et  $\mu_0 = 1.2566370614 \cdot 10^{-6} [H / m]$ .

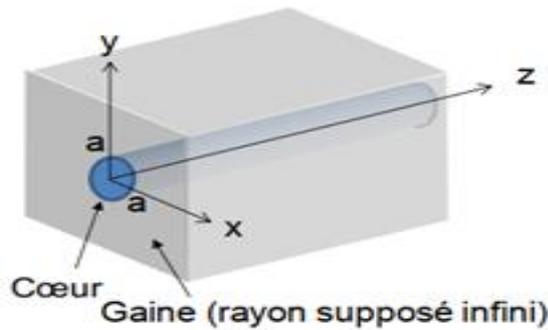
$\mathbf{P}$  et  $\mathbf{M}$  sont les polarisations électriques et magnétiques induites, respectivement. Les équations constitutives du milieu peuvent être écrites comme :

$$\vec{D} = \varepsilon_0 \varepsilon_r \vec{E} = \varepsilon_0 n^2(x, y, z) \vec{E} \quad (1.14)$$

$$\vec{B} = \mu_0 \vec{H} \quad (1.15)$$

où  $\varepsilon_r$  est la permittivité électrique relative.

La fibre optique est considérée comme un milieu invariant où l'amplitude du champ optique dans le plan  $(x, y)$  se propage dans la direction  $z$  comme indiqué à la figure 1.12.



**Figure 1.12** : Représentation de la fibre optique dans le repère choisi.

La propagation de l'onde électromagnétique dans la fibre optique est décrite comme suit :

$$\vec{E}(\vec{r}, t) = \frac{1}{2} \left( \vec{E}_V(\vec{r}, t) e^{-i\omega_0 t} + c.c \right) \quad (1.16)$$

Où  $\vec{E}_V(\vec{r}, t)$  représente l'enveloppe complexe du champ,  $r$  est lié à  $x$  et  $y$  par  $r = \sqrt{x^2 + y^2}$  et  $\omega_0$  est la fréquence angulaire centrale de l'onde porteuse.  $c.c$  est le complexe conjugué et son existence fait que  $E$  a toujours une valeur réelle.

La transformée de Fourier du champ électrique est définie à l'aide de l'équation 1.17.

$$\vec{E}(\vec{r}, \omega) = \int_{-\infty}^{+\infty} \left( \vec{E}_V(\vec{r}, t) e^{-i(\omega - \omega_0)t} dt \right) \quad (1.17)$$

Le champ électrique peut être décomposé en une fonction transverse qui dépend des coordonnées d'espace  $x$  et  $y$ , et en une fonction longitudinale donnée en fonction de  $z$  et  $t$ . Cela se reflète dans l'équation 1.18.

$$\vec{E}(\vec{r}, t) = \frac{1}{2} \left[ F(x, y) \left( A(z, t) e^{-i(\beta(\omega_0)z - \omega_0 t)} \right) + c.c \right] \hat{x} \quad (1.18)$$

où  $F(x, y)$  représente la distribution transverse du champ électrique et les deux autres termes reflètent la propagation des ondes dans la direction  $z$ .

Dans ce cas,  $A(z, t)$  est la fonction longitudinale représentant l'enveloppe lentement variable du champ électrique et  $e^{-i(\beta(\omega_0)z - \omega_0 t)}$  représente l'onde porteuse à la fréquence angulaire  $\omega_0$ , se propageant avec la constante de propagation  $\beta$  selon l'axe  $z$ .  $\hat{x}$  est un vecteur unitaire. L'expression de la polarisation électrique  $\mathbf{P}$  est donnée par les relations (1.19-1.20).

$$\vec{P}(\vec{r}, t) = \int_{-\infty}^{+\infty} \chi(\vec{r}, t) E(\vec{r}, t) dt \quad (1.19)$$

$$\vec{P}(\vec{r}, t) = \varepsilon_0 \left( \chi^{(1)} \cdot \vec{E}(\vec{r}, t) + \chi^{(2)} : \vec{E}(\vec{r}, t) \vec{E}(\vec{r}, t) + \chi^{(3)} : \vec{E}(\vec{r}, t) \vec{E}(\vec{r}, t) \vec{E}(\vec{r}, t) + \dots \right) \quad (1.20)$$

Où  $\chi^{(n)}$  représente le tenseur de susceptibilité diélectrique d'ordre  $n$ . À partir de l'équation 1.20, nous nous limiterons aux tenseurs de susceptibilité de l'ordre 1, 2 et 3.

Par la suite,  $\chi^{(1)}$  représente le tenseur susceptibilité linéaire. Le tenseur susceptibilité d'ordre 2 est responsable du dédoublement de fréquence, qui permet de générer une nouvelle onde par la différence ou de la somme des fréquences dans un cristal non-linéaire. La molécule d'oxyde de silice ( $SiO_2$ ) étant centro-symétrique, donc cette grandeur est nulle [41].

Par contre, le tenseur  $\chi^{(3)}$  est lié à la nature microscopique des non-linéarités optiques et sa valeur dépend des fréquences des ondes en interaction. Il est responsable des phénomènes de réfraction non linéaire, des diffusions Raman et Brillouin stimulées. La majorité des effets non linéaires dans la fibre optique proviennent de cette réfraction non linéaire (*type Kerr*), qui est dû à la dépendance de l'indice de réfraction à l'intensité du champ qui traverse la fibre [42]. Dans les systèmes de transmission optiques modernes, les signaux sont codés sur les deux axes de polarisation orthogonaux dans le sens de la propagation. Ainsi, lors de la modélisation du champ optique, la direction de polarisation doit être prise en compte. La polarisation induite est caractérisée par deux parties, comme le montre l'équation 1.21.

$$\vec{P}(r, t) = \vec{P}_L(r, t) + \vec{P}_{NL}(r, t) \quad (1.21)$$

Où : la polarisation linéaire est :

$$\vec{P}_L(r, t) = \varepsilon_0 \int_{-\infty}^{+\infty} \chi^{(1)}(t-t') \vec{E}(\vec{r}, t') \quad (1.22)$$

Le composant non linéaire est donné par :

$$\vec{P}_{NL}(r, t) = \varepsilon_0 \chi^{(3)} : \vec{E}(r, t) \vec{E}(r, t) \vec{E}(r, t) \quad (1.23)$$

$$\vec{P}_{NL}(r, t) = \varepsilon_0 \left( \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} \chi^{(3)}(t-t_1, t-t_2, t-t_3) : \vec{E}(\vec{r}, t_1) \vec{E}(\vec{r}, t_2) \vec{E}(\vec{r}, t_3) dt_1 dt_2 dt_3 \right) \quad (1.24)$$

Cette estimation de la réponse instantanée non linéaire du matériau pour l'effet Kerr reste valable lorsque l'on considère des impulsions de durée  $> 1ps$ , comme c'est le cas pour les impulsions se propageant dans la fibre optique [19]. L'équation suivante peut être écrite dans le domaine fréquentiel :

$$\vec{P}_L(\vec{r}, \omega) = \varepsilon_0 \chi^{(1)}(\omega) \vec{E}(\vec{r}, \omega) \quad (1.25)$$

En prenant le rotationnel de l'équation 1.8, nous obtenons l'équation 1.26.

$$\nabla \times \nabla \times \vec{E} = -\frac{\partial \nabla \times \vec{B}}{\partial t} \quad (1.26)$$

En remplaçant  $\vec{B}$  par son expression dans équation 1.15 et en utilisant les relations 1.11, 1.14 et 1.17 pour obtenir l'équation d'onde décrivant la propagation de la lumière dans la fibre optique, l'équation 1.26 devient :

$$\nabla \times \nabla \times \vec{E} = -\mu_0 \frac{\partial \nabla \times \vec{H}}{\partial t} = -\mu_0 \frac{\partial^2 \vec{D}}{\partial t^2} = -\mu_0 \left( \varepsilon_0 \frac{\partial^2 \vec{E}}{\partial t^2} + \frac{\partial^2 \vec{P}_L}{\partial t^2} + \frac{\partial^2 \vec{P}_{NL}}{\partial t^2} \right) \quad (1.27)$$

En remplaçant  $\mu_0$  par  $1/(c^2 \varepsilon_0)$  où  $c$  est la vitesse de la lumière dans le vide, nous obtenons l'équation 1.28.

$$\nabla \times \nabla \times \vec{E}(\vec{r}, t) + \frac{1}{c^2} \frac{\partial^2 \vec{E}(\vec{r}, t)}{\partial t^2} = -\frac{1}{c^2 \varepsilon_0} \left( \frac{\partial^2 \vec{P}_L(\vec{r}, t)}{\partial t^2} + \frac{\partial^2 \vec{P}_{NL}(\vec{r}, t)}{\partial t^2} \right) \quad (1.28)$$

L'équation 1.28 dans le domaine fréquentiel est :

$$\nabla \times \nabla \times \vec{E}(\vec{r}, \omega) - \frac{\omega^2}{c^2} \vec{E}(\vec{r}, \omega) = \frac{\omega^2}{c^2 \varepsilon_0} \left( \vec{P}_L(\vec{r}, \omega) + \vec{P}_{NL}(\vec{r}, \omega) \right) \quad (1.29)$$

En utilisant la propriété suivante :

$$\nabla \times \nabla \times \vec{E} = \nabla(\nabla \cdot \vec{E}) - \nabla^2 \vec{E} \quad (1.30)$$

De plus la quantité :  $\nabla(\nabla \cdot \vec{E}) = \nabla \left( \nabla \cdot \frac{\vec{D}}{\varepsilon} \right)$

La grandeur  $\varepsilon$  appelée la constante diélectrique du matériau et est supposée ne pas dépendre des coordonnées d'espace  $x$ ,  $y$  et  $z$  [11].

$$\varepsilon(\omega) = 1 + \chi^{(1)}(\omega) + \varepsilon_{NL} \quad (1.31)$$

La contribution non linéaire de cette constante est définie comme :

$$\varepsilon_{NL} = \frac{3}{4} \chi^{(3)} |\vec{E}(\vec{r}, t)|^2 \quad (1.32)$$

Sachant que la fibre étant un milieu diélectrique, isotrope et non magnétique, donc  $\vec{J} = 0$  et

$\rho = 0$ , on trouve  $\nabla \cdot \vec{D} = 0$ . Ce qui donne,  $\nabla \times \nabla \times \vec{E} = -\nabla^2 \vec{E}$ .

Enfin, l'équation de propagation des ondes s'écrit :

$$-\nabla^2 \vec{E}(\vec{r}, \omega) - \frac{\omega^2}{c^2} \vec{E}(\vec{r}, \omega) = \frac{\omega^2}{c^2 \varepsilon_0} (\vec{P}_L(\vec{r}, \omega) + \vec{P}_{NL}(\vec{r}, \omega)) \quad (1.33)$$

### 1.5.2.3. L'équation de Schrödinger non-linéaire (NLSE)

L'équation de Schrödinger non-linéaire décrit l'évolution du champ électrique d'un signal optique, subissant l'influence des effets linéaires et non-linéaires au sein d'une fibre optique. L'équation de propagation pour un champ vectoriel dans les directions X et Y est nommé par l'équation de Schrödinger non linéaire couplée (CNLSE : *Coupled Nonlinear Schrödinger Equation*), comme le cas de la double polarisation (DL : *Dual Polarisation*).

Le champ électrique  $E(t)$  d'une impulsion lumineuse suivant la direction z, est donné par :

$$E(z, t) = A(z, t) \exp[i(\beta_0 z - \omega_0 t)] \quad (1.34)$$

$A(z, t)$  est l'enveloppe des impulsions optiques,  $\omega_0$  est la fréquence de porteuse. L'expression de l'équation de Schrödinger non linéaire est régie par transformation l'équation d'onde (1.33) comme [19] :

$$\frac{\partial A(z, t)}{\partial z} + \beta_1 \frac{\partial A(z, t)}{\partial t} + \frac{i}{2} \beta_2 \frac{\partial^2 A(z, t)}{\partial t^2} + \frac{\alpha}{2} A(z, t) = i\gamma |A|^2 A(z, t) \quad (1.35)$$

Cette équation décrivant la propagation de l'enveloppe de l'onde fait apparaître plusieurs termes, chacun modélisant un effet de propagation particulier. À noter que tous les effets de propagation n'y sont pas pris en compte, notamment ceux liés à la polarisation du signal et aux effets non-linéaires autres que l'effet Kerr.

Le terme  $\frac{\alpha}{2} A(z, t)$  de l'équation correspond à l'atténuation de la fibre, et les termes

$\beta_1 \frac{\partial A(z, t)}{\partial t}$  et  $\beta_2 \frac{\partial^2 A(z, t)}{\partial t^2}$  correspondent à la dispersion de vitesse de groupe. Le terme

$i\gamma|A|^2$  correspond à l'impact de l'effet Kerr, où l'expression du coefficient non-linéaire  $\gamma$  est donnée par :

$$\gamma = \frac{2\pi n_2}{\lambda A_{eff}} \quad (1.36)$$

où  $n_2$  est l'indice de réfraction non linéaire de la fibre, le paramètre  $\lambda$  est la longueur d'onde centrale du signal et est relié à la fréquence  $\omega$  par la relation :  $\omega = 2\pi c/\lambda$ .

Le paramètre  $\gamma$  donne une mesure de la sensibilité de la fibre aux effets non linéaires qui peuvent avoir lieu lors de la propagation d'une impulsion dans une fibre optique. Sa valeur dans les fibres monomode standard est de  $2 \text{ W}^1\text{Km}^{-1}$  à  $1500 \text{ nm}$ , mais elle varie, de même que  $n_2$ , avec le type de dopage et la surface effective.

$A_{eff}$  est l'aire effective de la fibre et représente le confinement du signal dans une section de la fibre. Plus l'aire effective est faible, plus l'intensité du signal est élevée, et donc plus l'effet Kerr se manifeste facilement. Son expression est donnée en fonction de la distribution transverse du champ  $F(x, y)$  par [19] :

$$A_{eff} = \frac{\left( \iint |F(x, y)|^2 dx dy \right)^2}{\iint |F(x, y)|^4 dx dy} \quad (1.37)$$

L'aire effective peut être augmentée afin de réduire l'impact des effets non-linéaires. Dans une fibre monomode standard,  $A_{eff}$  vaut  $80 \mu\text{m}^2$ .

#### 1.5.2.4. La résolution des équations de propagation

Pour résoudre le NLSE et les CNLSEs, la méthode de Fourier itérative à pas séparés (SSFM : *Split-Step Fourier Method*) [43] est généralement appliquée pour modéliser la propagation dans la fibre optique car la méthode analytique s'avère impossible. La méthode SSF suppose que les deux effets linéaires et non linéaires peuvent être découplés et appliqués successivement à l'impulsion considérée. Les équations de propagation sont d'abord séparées en une partie linéaire et une partie non linéaire sur une petite distance. Dans le cas plus général de l'équation de Schrödinger non linéaire couplée, nous obtenons :

$$\frac{\partial A_p(z, t)}{\partial z} = L^{(p)}(z, t) + N^{(p)}(z, t) \quad (1.38)$$

L'opérateur linéaire  $L$  représente la dispersion chromatique et l'atténuation, et dont l'expression est donnée par :

$$L^{(p)} = -\frac{\alpha^{(p)}}{2} A_p - \beta_1^{(p)} \frac{\partial A_p}{\partial t} - \frac{i}{2} \beta_2^{(p)} \frac{\partial^2 A_p}{\partial t^2} + \frac{1}{6} \beta_3^{(p)} \frac{\partial^3 A_p}{\partial t^3} \quad (1.39)$$

La partie non linéaire est :

$$N^{(p)} = i\gamma \left( |A_p|^2 A_p + \frac{2}{3} |A_q|^2 A_p + \frac{1}{3} A_q^2 A_p^* \right) \quad (1.40)$$

Les paramètres  $p$  et  $q$  avec  $p, q \in \{x, y\} \wedge p \neq q$  représentent les deux composantes de polarisation du champ électrique. Après cette séparation, les équations différentielles sont résolues séparément comme :

$$\frac{\partial A_p(z, t)}{\partial z} = L^{(p)}(z, t) \quad (1.41)$$

Et :

$$\frac{\partial A_p(z, t)}{\partial z} = N^{(p)}(z, t) \quad (1.42)$$

Pour des petits segments  $\Delta z$  suffisant (règle générale : le déphasage non linéaire maximal doit rester inférieur à 0.05 radian), les équations 1.41 et 1.42 sont résolues alternativement. En conséquence, la propagation en petites étapes linéaires et non linéaires alternées à travers la fibre fournit bonne approximation numérique de la solution réelle du NLSE et des CNLSEs. Après avoir fractionné la fibre en sections de longueur  $\Delta z$  et, de manière itérative, de calculer le champ complexe en sortie de chaque section  $A(z + \Delta z, t)$  à partir des valeurs en entrée  $A(z, t)$ . La propagation de  $z$  à  $z + \Delta z$  est effectuée en deux étapes. Dans l'étape linéaire décrite par l'équation 1.39 où  $N=0$ , l'évolution du champ dans une polarisation  $p$  ne dépend pas du champ dans la polarisation orthogonale  $q$  et donc l'équation 1.41 peut être résolu indépendamment pour  $p = x$  et  $p = y$ . La solution à l'équation 1.41 peut être écrite ainsi :

$$A_p(z + \Delta z, t) = \exp \left( \Delta z \cdot \left( -\frac{\alpha^{(p)}}{2} - \beta_1^{(p)} \frac{\partial}{\partial t} - \frac{i}{2} \beta_2^{(p)} \frac{\partial^2}{\partial t^2} + \frac{\beta_3^{(p)}}{6} \frac{\partial^3}{\partial t^3} \right) \right) \cdot A_p(z, t) \quad (1.43)$$

Le terme exponentiel peut être évalué dans le domaine fréquentiel. Pour accélérer cette méthode, nous appliquons l'algorithme de la transformée de Fourier rapide (FFT : *Fast Fourier Transform*),  $i(\partial/\partial t)$  est remplacé par  $\omega$  et le terme est calculé à une fréquence donnée  $\omega = \omega_0$ .

Ensuite, la transformée de Fourier inverse (iFFT : *Inverse Fast Fourier Transform*) est appliquée pour récupérer l'enveloppe du signal dans le domaine temporel et le résultat obtenu est multiplié par le champ électrique à l'entrée de l'étape linéaire :

$$A_p(z + \Delta z) = FT^{-1} \left( \Delta z \cdot \left( -\frac{\alpha^{(p)}}{2} A_p + i \left( \beta_1^{(p)} \omega + \frac{\beta_2^{(p)}}{2} \omega^2 + \frac{\beta_3^{(p)}}{6} \omega^3 \right) \right) \right) \cdot A_p(z) \quad (1.44)$$

où FT est la transformée de Fourier.

Contrairement au comportement dans l'étape linéaire, les champs des deux polarisations orthogonales s'influencent mutuellement au cours de l'étape non linéaire donnée par l'équation 1.42. Par conséquent, sa solution est calculée conjointement pour les deux polarisations en utilisant  $N^{(x)}$  avec  $p = x$  et  $q = y$  et en utilisant  $N^{(y)}$  avec  $p = y$  et  $q = x$ .

En appliquant la notation vectorielle pour le champ électrique  $\underline{A} = [A_x, A_y]^T$ , l'étape non linéaire basée sur l'équation 1.40 et l'équation 1.42 peut être réécrite comme ;

$$\frac{\partial \underline{A}}{\partial z} = i \gamma \left( |\underline{A}|^2 \underline{A} - \frac{1}{3} (A^{*T} \sigma_3 \underline{A}) \sigma_3 \underline{A} \right) \quad (1.45)$$

Avec  $\sigma_3$  est la troisième matrice de Pauli définie comme :

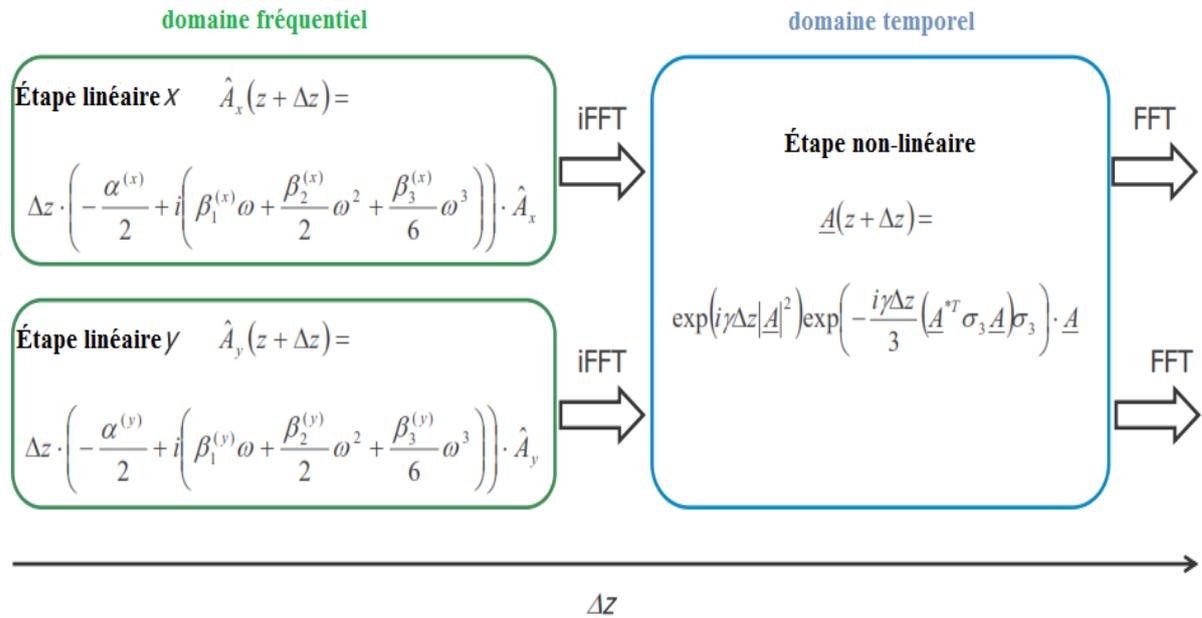
$$\sigma_3 = \sigma_z = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & -1 \end{bmatrix} \quad (1.46)$$

Enfin, la solution à l'équation 1.45 pour des pas  $\Delta z$  suffisamment courts est donnée par :

$$\underline{A}(z + \Delta z) = \exp(i \gamma \Delta z |\underline{A}|^2) \exp\left(-\frac{i \gamma \Delta z}{3} (A^{*T} \sigma_3 \underline{A}) \sigma_3\right) \cdot \underline{A} \quad (1.47)$$

Notez que l'argument dans la première exponentielle est un scalaire, alors que l'argument dans la deuxième exponentielle est une matrice  $2 \times 2$ . Par conséquent, le deuxième opérateur " *exp* " représente la fonction exponentielle de la matrice.

La mise en œuvre pratique d'un outil de simulation pour la propagation sur une fibre optique monomode peut être résumée comme indiqué à la figure 1.13.



**Figure 1.13** : Visualisation schématique de la méthode de Fourier itérative à pas séparés.

Dans le cas du NLSE, la solution est identique, avec une seule équation pour la partie linéaire et la partie non linéaire. Les effets supplémentaires tels que les rotations de polarisation peuvent être inclus par des étapes de calcul supplémentaires.

Dans les sous-sections suivantes, nous soulignons dans une brève description les causes et les impacts des différents types de dégradations à l'intérieur d'une fibre optique monomode standard (SMF).

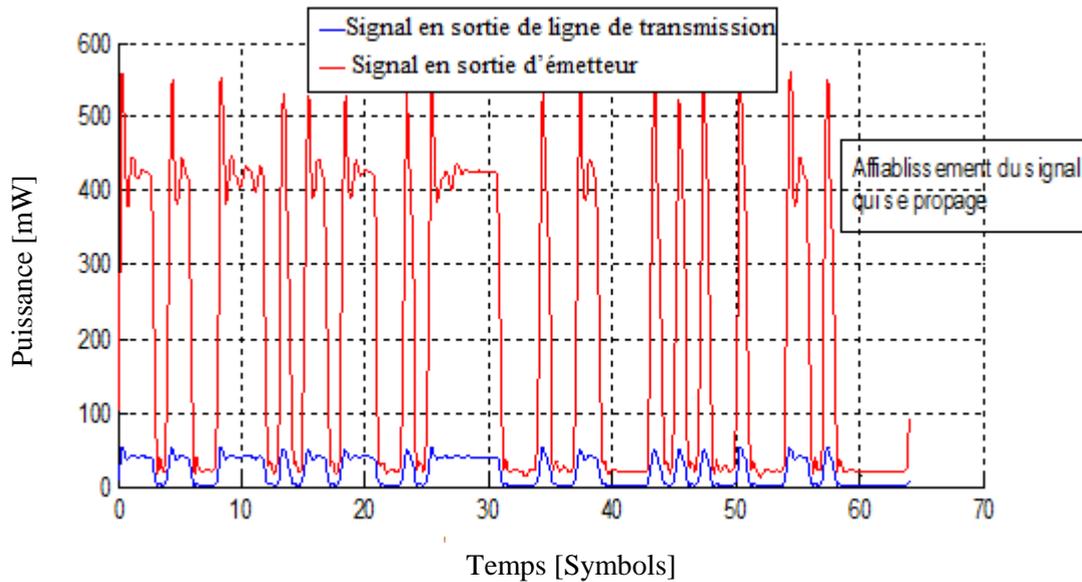
#### 1.5.2.5. Les effets linéaires

L'expression « effets linéaires » décrit toutes les dégradations de transmission qui sont indépendantes du signal lui-même et représentent donc une réponse linéaire du matériau de la fibre à l'excitation électromagnétique induite par le signal, via la susceptibilité  $\chi^{(1)}$ . Aujourd'hui, la plupart des effets de transmission linéaire peuvent être compensés par des algorithmes appropriés dans une unité de traitement de signal numérique (DSP) au niveau du récepteur. Nous en dénombrons trois principaux : l'atténuation, la dispersion chromatique et la dispersion modale de polarisation.

#### A. Atténuation du signal optique

En réalité, les matériaux ne sont pas transparents, et ils n'ont pas un indice de réfraction pur. Ces matériaux sont tous plus au moins absorbants, et l'énergie absorbée sera convertie en chaleur. Cette absorption est le plus souvent exprimée sous forme d'une

atténuation. Donc, l'atténuation décrit la perte d'énergie du signal pendant la propagation (Figure 1.14).



**Figure 1.14** : L'effet d'atténuation.

Étant donné que les récepteurs nécessitent une certaine quantité minimum de puissance optique pour une récupération précise du signal, l'atténuation de la fibre, qui résulte principalement de l'absorption de matériau et de la diffusion de Rayleigh, limite de manière inhérente les performances des systèmes de communication optiques [37]. Les modifications de l'amplitude  $A$  d'un signal se propageant dans une fibre optique sont régies par l'équation :

$$\frac{\partial A}{\partial z} + \frac{\alpha}{2} A = 0 \quad 1.48)$$

La solution de cette équation différentielle du premier ordre est la suivante :

$$P_L = P_0 \exp(-\alpha L) \quad 1.49)$$

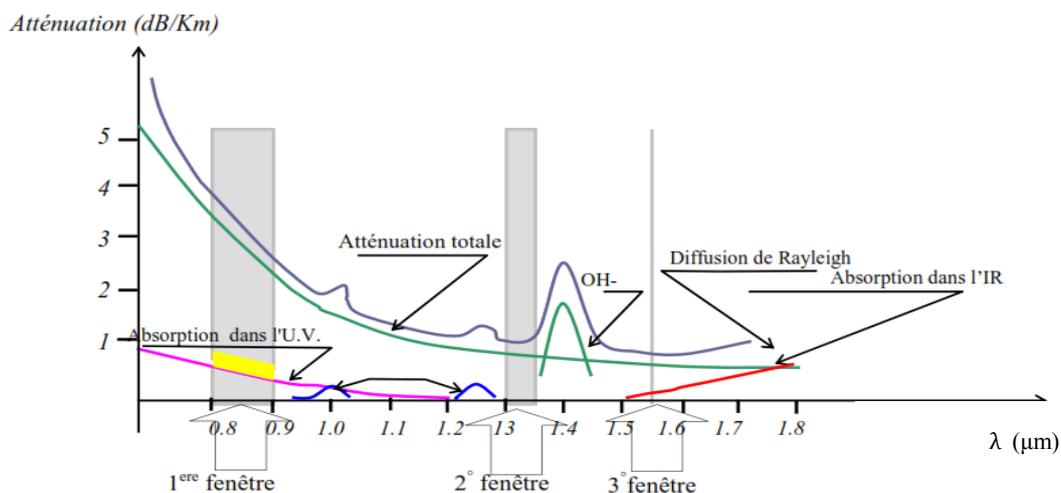
La puissance optique qui se propage le long de la fibre décroît de manière exponentielle avec la distance de transmission. Soient  $P_0$  et  $P_L$  les puissances à l'entrée et à la sortie d'une fibre de longueur  $L$ .

où  $\alpha$  est le coefficient d'atténuation linéaire ( $\text{km}^{-1}$ ). Le coefficient d'atténuation en  $\text{dB} \times \text{km}^{-1}$  est relié au coefficient d'atténuation linéaire sur la base de la relation :

$$\alpha(\text{dB}/\text{km}) = -\frac{10}{L} \log_{10} \left( \frac{P_L}{P_0} \right) \approx 4.343 \times \alpha \quad 1.50)$$

avec :  $10 \log_{10}(e) = 4.343$

L'allure typique de l'atténuation des fibres optiques, due aux phénomènes de diffusion et d'absorption, en fonction de la longueur d'onde est indiquée dans la figure 1.15.



**Figure 1.15** : Courbe de l'atténuation d'une fibre en fonction de la longueur d'onde [44].

Nous notons sur cette figure que l'atténuation est causée par différents mécanismes : principalement la diffusion Rayleigh due aux impuretés, l'absorption matérielle par les ions  $OH^1$  et la silice [45]. L'absorption matérielle est la conversion de l'énergie des ondes électromagnétiques en d'autres formes telles que les vibrations. Elle peut être intrinsèque à la silice et se présente dans les bandes infrarouge et ultraviolette. Un autre type d'absorption est lié aux impuretés dans la fibre.

Les principales impuretés responsables de l'absorption extrinsèque dans la fibre sont les ions  $OH^1$ . Les pertes  $OH^1$  significatives se produisent à  $0.95 \mu\text{m}$ ,  $1.25 \mu\text{m}$  et  $1.4 \mu\text{m}$ . La norme SMF G.652 ne présente pas de pic  $OH^1$  à  $1.4 \mu\text{m}$ , ce qui permet la transmission dans toute la région située entre  $1.3$  et  $1.7 \mu\text{m}$ .

La diffusion de Rayleigh est due aux inhomogénéités du matériau avec une taille inférieure à 0.03 fois la longueur d'onde. La perte associée est inversement proportionnelle à la longueur d'onde lumineuse suivant la formule :  $\alpha_R = k/\lambda^4$  où  $k$  est la constante du matériau comprise entre 0.7 et 0.8 (en fonction de quantité de substances ajoutées). Ainsi, la perte de diffusion de Rayleigh est réduite à la longueur d'onde élevée. Cependant, cela limite l'utilisation de fibres à une longueur d'onde courte.

Le coefficient minimal d'atténuation atteint  $0.2 \text{ dB} \times \text{km}^{-1}$  à  $1.55 \mu\text{m}$ . C'est la plage privilégiée pour les communications optiques (fenêtre télécom). À cette longueur d'onde, la principale contribution est la diffusion Rayleigh.

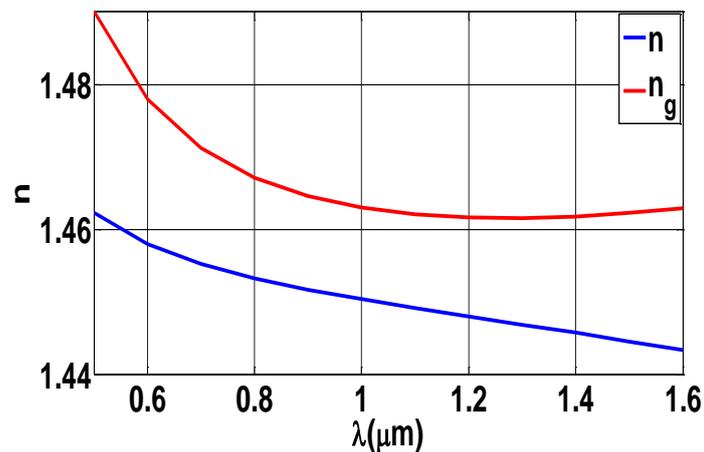
Enfin, en plus de l'absorption et de la diffusion Rayleigh, nous pouvons avoir des pertes par courbure et des pertes introduites lors de la connexion de deux tronçons de fibre. Cette perte de puissance est compensée par l'amplification du signal pendant la propagation dans la fibre. Dans cette thèse, nous nous limitons à l'utilisation des amplificateurs à fibre dopée à l'erbium.

## B. Dispersion chromatique

La dispersion chromatique résulte du changement de l'indice de réfraction  $n_\lambda$  en fonction de la longueur d'onde lors de la propagation dans la fibre optique. La dépendance entre l'indice de réfraction et la longueur d'onde est décrite par l'équation de Sellmeier [46].

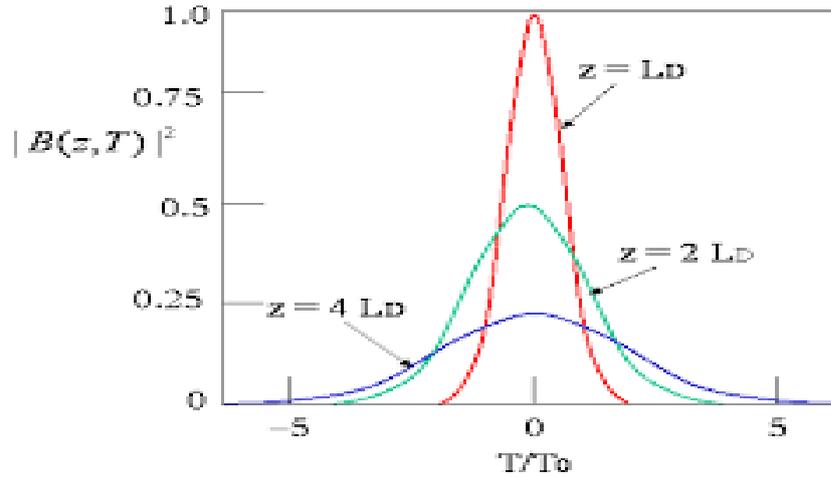
$$n_\lambda = \sqrt{1 + \frac{0.6961663\lambda^2}{\lambda^2 - 0.0684043^2} + \frac{0.4079426\lambda^2}{\lambda^2 - 0.1162414^2} + \frac{0.8974794\lambda^2}{\lambda^2 - 9.896161^2}} \quad (1.51)$$

Cette relation est représentée graphiquement pour le cas de la Silice (massif) sur la figure 1.16.



**Figure 1.16 :** Évolution de l'indice de réfraction de la silice pure ( $n$ ) et de l'indice de groupe ( $n_g$ ) en fonction de la longueur d'onde.

Sur cette figure, on peut voir que l'indice de réfraction varie significativement avec la longueur d'onde et il décroît lorsque la longueur d'onde augmente. Cette modification représente la dispersion du matériel qui est résultat de sa polarisabilité électronique. Elle se manifeste par un changement de la vitesse de propagation de l'onde. Comme le spectre d'un signal modulé est réparti sur une certaine gamme de fréquences, ses composantes de fréquences se propagent à des vitesses de groupe différentes, ce qui entraîne une déformation du signal. La variation de la vitesse du groupe en fonction de la fréquence provoque un élargissement temporel des impulsions. Cet élargissement entraîne une réduction de la puissance aux crêtes des impulsions comme le montre la figure 1.17.



**Figure 1.17** : Illustration de l'élargissement temporel de l'enveloppe de l'impulsion lumineuse après propagation dans le canal optique.

La partie réelle de la susceptibilité linéaire  $\chi^{(1)}(\omega)$  est liée à l'indice de réfraction linéaire  $n(\omega)$  et  $n(\omega)$  est lié à la constante de propagation  $\beta(\omega)$  par le nombre d'onde  $k_0$  par les relations suivantes :

$$n(\omega) = 1 + \frac{1}{2} \text{Re}[\chi_{xx}^{(1)}(\omega)] \quad (1.52)$$

$$n(\omega) = \frac{\beta(\omega)}{k_0} \quad (1.53)$$

Pour estimer cet effet linéaire, on développe en série de Taylor, la constante de propagation  $\beta$  du mode fondamental guidé dans la fibre optique autour de la fréquence centrale  $\omega_0$  par :

$$\beta(\omega) = n(\omega) \frac{\omega}{c} = \beta_0 + \beta_1(\omega - \omega_0) + \frac{1}{2} \beta_2(\omega - \omega_0)^2 + \frac{1}{6} \beta_3(\omega - \omega_0)^3 + \dots \quad (1.54)$$

Avec :  $\beta_i(\omega) = \left( \frac{d^i \beta}{d\omega^i} \right)_{\omega=\omega_0}$  est la dérivée d'ordre  $i$  ( $i = 1, 2, 3, \dots$ ) à  $\omega = \omega_0$  de la constante

de propagation  $\beta$ .

Dans l'équation 1.54,  $\beta_0$  représente un déphasage constant. Les paramètres  $\beta_1$  et  $\beta_2$  sont reliés à l'indice effectif de la fibre optique  $n$  par les équations suivantes.

$$\beta_1 = \left. \frac{d\beta}{d\omega} \right|_{\omega=\omega_0} = \frac{1}{v_g} = \frac{n_g}{c} = \frac{1}{c} \left( n + \omega \frac{dn}{d\omega} \right) \quad (1.55)$$

Avec :  $v_g$  est la vitesse de déplacement de l'enveloppe du signal (vitesse de groupe).  $\beta_1$  est inversement proportionnelle à la vitesse de groupe et représente le déphasage linéique dans le cœur.

Le paramètre  $\beta_2$  est un paramètre important pour la conception de systèmes de transmission optique, qui responsable de l'élargissement temporel des impulsions exprimée en  $s^2m^{-1}$ . Il régit l'effet de dispersion chromatique ou bien la dispersion de la vitesse de groupe (GVD : *Group Velocity Dispersion*).

$$\beta_2 = \frac{d\beta_1}{d\omega} = \frac{1}{c} \left( 2 \frac{dn}{d\omega} + \omega \frac{d^2n}{d\omega^2} \right) \quad 1.56$$

Le paramètre de dispersion chromatique notée  $D$  qui donne l'écart du temps d'arrivée en  $ps$  de deux impulsions de longueurs d'onde centrales différentes de  $1nm$  et envoyées en même temps dans une fibre de  $1 km$  de longueur. Cette grandeur  $D$  s'exprime en  $ps.nm^{-1}.km^{-1}$  et est donnée par l'équation 1.57:

$$D(\lambda) = \left( \frac{d\beta_1}{d\lambda} \right)_{\lambda=\lambda_0} \approx \frac{\lambda}{c} \frac{d^2n}{d\lambda^2} = -\frac{2\pi c}{\lambda_0^2} \beta_2 \Leftrightarrow \beta_2 = -\frac{\lambda_0^2}{2\pi c} D \quad 1.57$$

Les valeurs typiques de la dispersion chromatique pour différents types de fibres actuelles sont entre  $-200 ps.nm^{-1}.km^{-1}$  et  $+22 ps.nm^{-1}.km^{-1}$  à une longueur d'onde  $1550nm$ . Sur une large bande de fréquences, comme c'est le cas dans les systèmes de transmission WDM,  $D$  n'est pas constant mais il varie en fonction de la longueur d'onde  $\lambda$ . La dépendance en longueur d'onde de  $D$  est régie par la pente de dispersion chromatique  $S$  [ $ps/nm^2/km$ ] donnée par la relation 1.58.

$$S = \frac{dD}{d\lambda} = \left( \frac{4\pi c}{\lambda^3} \right) \beta_2 + \left( \frac{2\pi c}{\lambda^2} \right)^2 \beta_3 \quad 1.58$$

où  $\beta_3 = \left. \frac{d^2\beta}{d\omega^2} \right|_{\omega=\omega_0}$  représente le terme de dispersion d'ordre 3.

Si la dispersion chromatique n'est pas compensée, elle provoque rapidement de graves dégradations du signal. Cette limitation a conduit au développement de modules compensateurs de dispersion (*DCMs : Dispersion Compensating Modules*), qui peuvent être réalisés par des fibres spéciales conçues pour avoir une valeur de dispersion chromatique opposée à la fibre de ligne (*DCF : Dispersion Compensating Fiber*) [47] ou par les Réseaux de Bragg en Fibre (*FBG : fiber Bragg gratings*) [48].

Dans le cas de la fibre SMF, la dispersion est nulle pour une longueur d'onde proche de  $1.31 \mu\text{m}$ . La dispersion est de  $17 \text{ ps.nm}^{-1}.\text{km}^{-1}$  à  $1.55 \mu\text{m}$ , et sa pente est de  $0.057 \text{ ps.nm}^{-2}.\text{km}^{-1}$ . La valeur de dispersion chromatique est de  $-80 \text{ ps.nm}^{-1}.\text{km}^{-1}$  pour les fibres à compensation de dispersion avec une pente d'environ  $-0.27 \text{ ps.nm}^{-2}.\text{km}^{-1}$ .

Il est possible de décaler la dispersion de la fibre de sorte qu'elle soit nulle pour une longueur d'onde autour de  $1.55 \mu\text{m}$  correspondant à des pertes minimales. Ces fibres sont appelées fibres à dispersion décalée (DSF : *Dispersion Shifted Fiber*) [49].

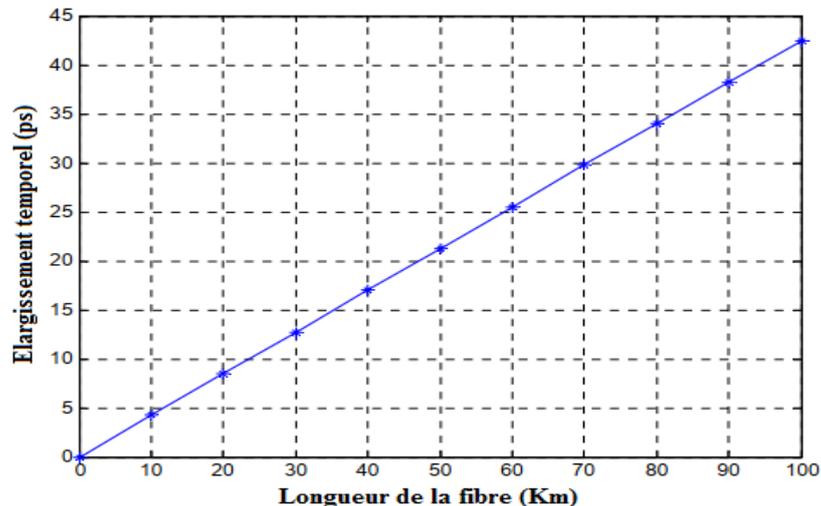
La propagation d'un signal le long de la fibre de transmission, y compris la perte et la dispersion chromatique, est décrite, comme on l'a vu, par l'équation de Schrödinger linéaire (LSE : *Linear Schrödinger Equation*).

$$\frac{\partial A}{\partial z} = -\frac{\alpha}{2}A - \beta_1 \frac{\partial A}{\partial t} - \frac{i}{2}\beta_2 \frac{\partial^2 A}{\partial t^2} + \frac{1}{6}\beta_3 \frac{\partial^3 A}{\partial t^3} \quad (1.59)$$

Pour un signal optique ayant un spectre de largeur  $\Delta\lambda$ , l'élargissement temporel  $\tau$  peut s'écrire :

$$\tau = \frac{dt_g}{d\lambda} \Delta\lambda = \frac{d\left(\frac{L}{v_g}\right)}{d\lambda} \Delta\lambda = L.D.\left(-\frac{\lambda^2}{2\pi c}\right) \Delta\omega \quad (1.60)$$

Notons que  $t_g$  est le temps de groupe.



**Figure 1.18** : Élargissement temporel en fonction de la longueur de la fibre.

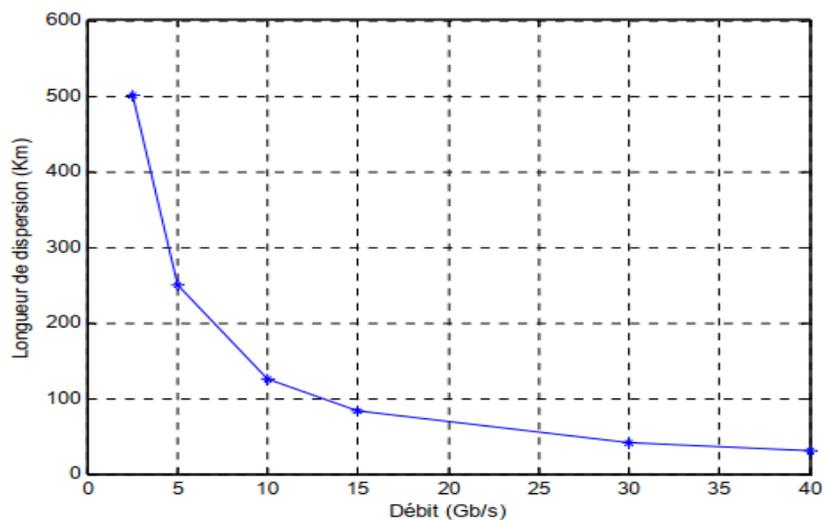
Les impulsions élargies commencent à interférer avec les impulsions dans les intervalles de symbole voisins, un effet appelé interférence entre symbole (ISI : *Inter-symbol Interference*) qui provoque des erreurs lors de l'utilisation de décision sur le symbole basées sur des seuils

au niveau du récepteur. Il limite alors le débit de la transmission, la capacité de transfert d'informations et la bande passante optique.

Pour une impulsion avec une largeur initiale  $T_0$  se propageant dans une fibre de dispersion  $D$ , on utilise un paramètre appelé la longueur de dispersion chromatique ( $L_D$ ). Elle représente la distance de transmission au bout de laquelle une impulsion s'élargira de l'intervalle d'un bit, et est défini par [50] :

$$L_D = \frac{T_0^2}{|\beta_2|} \approx \frac{1}{2D \cdot \Delta\lambda \cdot D_c} \quad \text{1.61)$$

La largeur d'impulsion  $T_0$  est inversement proportionnelle au débit de transmission ( $D_c$ ) comme  $T_0 \propto 1/D_c$ . Par conséquent, on peut facilement voir à partir d'équation 1.61 que l'impact de la dispersion chromatique limite également le débit qu'on peut transmettre (la dispersion dépend du carré du taux de données). Cette limitation est d'autant plus drastique que le débit de transmission est élevé.



**Figure 1.19:** Variation de la longueur de dispersion en fonction du débit.

### C. Dispersion de mode de polarisation (PMD)

Dans une fibre réelle, l'indice de réfraction peut varier suivant les deux axes de polarisation, l'axe pour lequel l'indice de réfraction est plus petit est appelé « axe rapide » tandis que l'axe d'indice de réfraction le plus élevé est appelé « axe lent ». Cette propriété est appelée la biréfringence. Les constantes de propagation des deux modes suivant les deux états de polarisation orthogonaux (axes x et y) notées  $\beta_x$  et  $\beta_y$  sont différentes. La valeur de la biréfringence de la fibre est définie par [19] :

$$\nabla n = |n_x - n_y| = \frac{\lambda}{2\pi} |\beta_x - \beta_y| \quad (1.62)$$

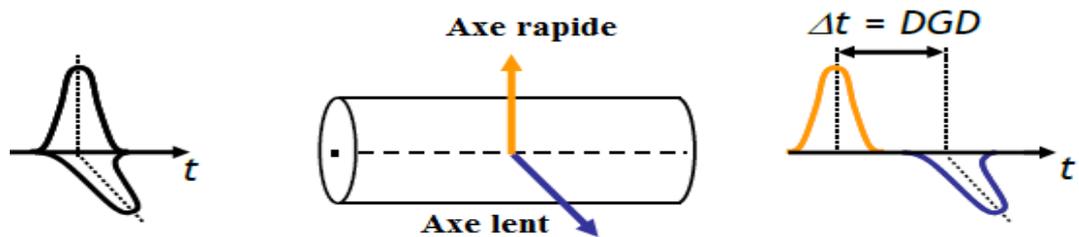
où  $n_x$  et  $n_y$  sont les indices de réfraction du mode pour les deux états de polarisations orthogonales.

Les fibres optiques monomodes permettent en fait la propagation de deux modes de propagation dont les polarisations sont orthogonales. Lorsque la fibre présente une symétrie circulaire, ces deux modes de polarisation se propagent avec la même vitesse de groupe. En revanche, lorsque la symétrie circulaire est brisée, ce qui est en pratique toujours le cas, les deux projections du signal sur deux axes orthogonaux ne se propagent pas à la même vitesse de groupe. Nous avons alors un décalage temporel entre les projections orthogonales du signal optique suivant les deux axes orthogonaux (Figure 1.20).

Ce décalage temporel est appelé retard différentiel de groupe (DGD : *Differential Group Delay* en *ps*) et ce phénomène est appelé dispersion de mode de polarisation (PMD : *Polarization Mode Dispersion*) [51]. Dans le cas d'une fibre de biréfringence constante, le DGD est donné par la relation :

$$DGD = L \left| \frac{1}{v_{gx}} - \frac{1}{v_{gy}} \right| = L |\beta_{1x} - \beta_{1y}| = \frac{\omega \nabla n}{c} \quad (1.63)$$

Où  $L$  est la longueur de la fibre et  $\beta_{1x}$  et  $\beta_{1y}$  sont les dérivées premières de la constante de propagation suivant les états de polarisation orthogonaux  $x$  et  $y$ .

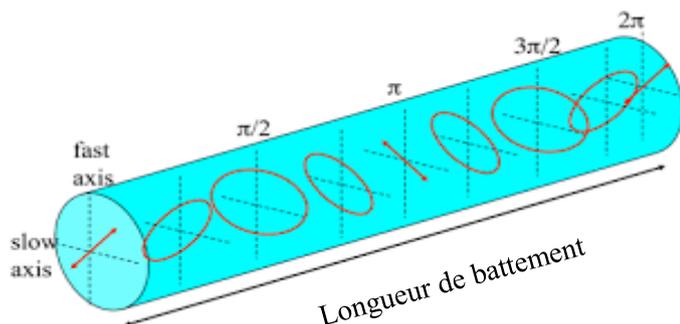


**Figure 1.20** : Schéma de principe décrivant la dispersion de mode de polarisation.

Le retard de phase entre les deux états de polarisation, dû à la biréfringence, entraîne une évolution périodique de la polarisation et la période de cette variation est connue sous le nom de la longueur du battement ( $L_B$  : the *beat length*) (voir figure 1.21) qui s'écrit sous la forme suivante [52] :

$$L_B = \frac{2\pi}{|\beta_x - \beta_y|} = \frac{\lambda}{\nabla n} \quad (1.64)$$

Cette longueur de battement correspond à la distance traversée pour retrouver l'état de polarisation initial et ainsi obtenir un déphasage de  $2\pi$ .



**Figure 1.21** : Évolution des états de polarisation et représentation de la longueur de battement.

Pour les états de polarisation, le temps d'arrivée est maximal sur l'un des axes et minimal sur l'autre. Ces états sont appelés états principaux de polarisation (PSP : *Principal State of Polarization*). La différence de vitesse de groupe des états de polarisation conduit à une déformation du signal. Cette déformation des impulsions conduit à des fluctuations d'amplitude et à de la gigue temporelle (si un état de polarisation concentre plus d'énergie que l'autre, l'impulsion déformée à son maximum d'intensité est décentrée par rapport au temps bit).

La solution consiste en l'utilisation des fibres dites à maintien de polarisation (PMF : *Polarization Maintaining Fibers*) [53] qui ont des axes propres connus et indépendants des conditions extérieures, et leur biréfringence est uniforme et constante le long de la fibre. Dans le cas des fibres à maintien de polarisation, les états principaux correspondent aux axes propres de la fibre.

Un signal polarisé envoyé dans une PMF sur un de ces axes propres conservera sa polarisation après propagation. Son DGD sera alors nul. Les PMF sont surtout employées au niveau de l'émetteur, notamment entre la source et le modulateur qui est sensible à la polarisation du signal.

La PMD est définie comme la valeur moyenne du DGD. Les différentes valeurs de DGD mesurées à la sortie de la fibre à différents instants sont caractérisées par une distribution maxwellienne. Le DGD moyen correspond à la racine carrée de la distance de transmission  $L$  et est lié au coefficient  $k$  de la PMD de la fibre. Il est exprimé en  $ps \times km^{-1/2}$  et calculé selon la formule suivante [54] :

$$\langle DGD \rangle = k \sqrt{L} \quad (1.65)$$

Les fibres monomode standard ont utilisé une valeur de PMD tel que  $k < 0.1 \text{ps} \times \text{km}^{-1/2}$ , donc aucune compensation PMD n'est requise.

### 1.5.2.6. Caractéristiques non linéaires de la fibre optique

Les effets de propagation linéaires sont indépendants de la puissance optique des signaux se propageant dans une même fibre, et aucune interaction n'est prise en compte. Mais lorsque cette puissance augmente, la réponse non linéaire du matériau via la susceptibilité  $\chi^{(3)}$  devient significative et donne lieu à de nouveaux effets de propagation, les effets non linéaires. Les effets non linéaires les plus courants dans les systèmes optiques sont possible de les classer en deux catégories : l'effet Kerr (induite par l'indice de réfraction non linéaire), la diffusion Raman stimulée (SRS : *Stimulated Raman Scattering*) et la diffusion Brillouin stimulée (SBS : *Stimulated Brillouin Scattering*) [55].

#### 1.5.2.6.1. L'effet Kerr optique

Les effets non-linéaires subis par le signal optique au cours de sa propagation proviennent majoritairement de l'effet Kerr optique. Lorsque les ondes lumineuses intenses traversent le cœur d'une fibre optique qui présente une susceptibilité d'ordre 3 dont la partie réelle est non nulle, on découvre une modification des propriétés optiques de ce milieu et le vecteur de polarisation n'est plus proportionnel au champ électrique qui se traduit par un changement dans l'indice de réfraction en fonction de la forte intensité du signal lumineux incident [56]. Ce phénomène se traduit par une modulation de l'indice de réfraction du milieu non-linéaire en réponse de l'intensité de l'onde qui traverse le matériau [57,58].

L'indice de réfraction, se composant d'une partie linéaire  $n_0$  (en l'absence de signal optique) et d'une partie non linéaire  $n_2$ , qui dépend de l'intensité optique dans la fibre (effet Kerr), s'exprime sous la forme suivante [19] :

$$n = n_0 + n_2 |E|^2 \quad (1.66)$$

La valeur de coefficient non-linéaire de la silice  $n_2$  est comprise entre  $2.5 \times 10^{-20} \text{ m}^2 \cdot \text{W}^{-1}$  et  $3.2 \times 10^{-20} \text{ m}^2 \cdot \text{W}^{-1}$ . Ce dernier est donné par la relation suivante [19] :

$$n_2 = \frac{\varepsilon_0 \chi^{(3)}}{8n_0} \quad (1.67)$$

L'intensité du champ optique appliqué ( $I$ ) en ( $\text{W} \cdot \text{m}^{-2}$ ) est donnée par :

$$I = \frac{1}{2} \varepsilon_0 c n_0 |E|^2 \cong |E|^2 \quad (1.68)$$

### 1.5.2.6.2. Effets non-linéaires

Dans l'effet Kerr, la phase devient dépendante de l'intensité du champ électrique. Celle-ci se décompose en automodulation de phase (SPM), en modulation de phase croisée (XPM), en mélange à quatre ondes (FWM) et en modulation de polarisation croisée (XPoIM). Le changement de phase est donné par [19] :

$$\phi = \phi_L + \phi_{NL} \quad (1.69)$$

Avec :

$$\phi = n(\omega, E) k_0 L_{eff} = \left( n_0(\omega) + n_2 |E|^2 \right) k_0 L_{eff} \quad (1.70)$$

où  $k_0 = 2\pi/\lambda$  et  $L_{eff}$  est la longueur effective donnée par :

$$L_{eff} = [1 - \exp(-\alpha L)] / \alpha \quad (1.71)$$

Maintenant, nous décomposons le champ optique dans l'équation (1.35) en trois composantes de champ  $A_0$ ,  $A_1$  et  $A_2$ , chacune décrivant un canal WDM différent avec  $\Delta\beta$  décrivant la relation de phase entre elles.

Pour illustrer l'influence de la non-linéarité, nous nous limitons aux distorsions de petits signaux, et l'équation 1.35 est séparée en trois équations couplées. Pour le canal WDM  $A_0$  :

$$\frac{\partial A_0}{\partial z} + \frac{\alpha}{2} A_0 + \frac{i}{2} \beta_2 \frac{\partial^2 A_0}{\partial t^2} = \underbrace{i \gamma |A_0|^2 A_0}_{SPM} + \underbrace{2i \gamma (|A_1|^2 + |A_2|^2) A_0}_{XPM} + \underbrace{i \gamma \sum_{l,m \neq 0} A_l A_m A_{l+m}^* \exp(i \Delta\beta z)}_{FWM} \quad (1.72)$$

où \* représente le complexe conjugué.

Chaque contribution non linéaire sur le côté droit de l'équation décrit un effet non linéaire différent, en fonction des canaux WDM impliqués. Dans la suite, une description détaillée de ces effets sera donnée.

#### A. Automodulation de phase (SPM, Self Phase Modulation)

Lorsque la variation de phase induite par la variation d'indice se fait en fonction de la puissance du signal lui-même, on parle de SPM [59]. L'automodulation de la phase se traduit par l'accumulation d'une phase non linéaire générée au cours de la propagation et qui va engendrer, contrairement à la dispersion, un élargissement du spectre des impulsions. L'impact du SPM peut être étudié en négligeant les effets de la dispersion chromatique ( $\beta_2 = \beta_3 = 0$ ) dans l'équation du NLSE (Équation 1.35):

$$\frac{\partial A(z,t)}{\partial z} = -\frac{\alpha}{2} A(z,t) + i\gamma |A|^2 A(z,t) \quad (1.73)$$

La solution de cette équation est donnée par :

$$A(z,T) = A(0,T) \cdot \exp(-\alpha z/2) \cdot \exp(i\phi_{SPM}(z,T)) \quad (1.74)$$

où  $A(0,T)$  : est l'amplitude du champ à  $z = 0$ ,  $T$  : correspond à un état de déplacement référence avec  $T = t - \beta_1 z$  et la modulation de phase est définie comme suit :

$$\phi_{SPM}(z,T) = \gamma |A(0,T)|^2 L_{eff} \quad (1.75)$$

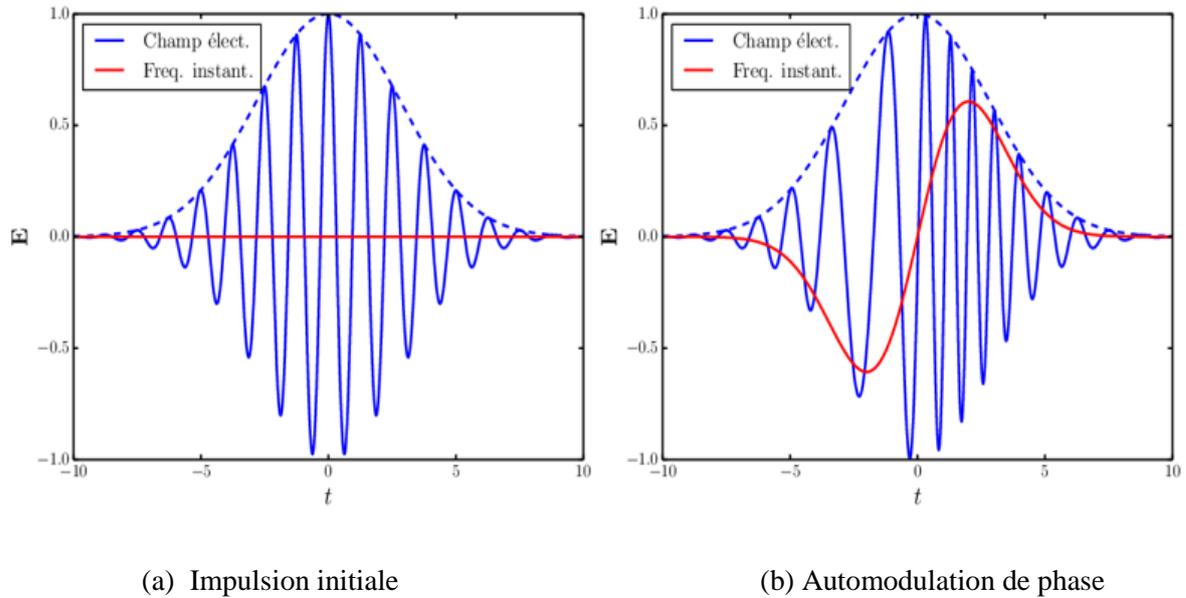
Avec  $L_{eff}$  est la longueur effective telle que définie dans l'équation 1.71. On peut conclure de l'équation 1.74 que le SPM n'affecte que la phase du signal et non sa forme.

Ce déphasage, en raison de la dépendance de la fréquence d'une onde vis-à-vis de sa phase instantanée se traduit par un élargissement spectral d'impulsions brèves et symétriques injectées en entrée de la fibre. Une variation temporelle de la phase, à travers l'impulsion, implique que la fréquence optique instantanée diffère de sa valeur centrale  $\omega_0$ . Ce glissement de fréquence optique  $\delta\omega$  est donné par l'expression [60] :

$$\delta\omega(t) = -\frac{\partial\phi_{SPM}(t)}{\partial t} = n_2 k_0 L_{eff} \frac{\partial|A|^2}{\partial t} \quad (1.76)$$

Avec  $\omega = \omega_0 - \delta\omega$ , Lorsque  $\phi_{NL}(z,t)$  n'est plus négligeable devant  $\pi$ , l'automodulation de phase doit être prise en compte.

La figure 1.22 montre l'allure d'un signal impacté par la SPM. Comme la phase non linéaire varie temporellement, la fréquence instantanée varie également le long de l'impulsion. L'automodulation de phase modifie alors le profil spectral de l'impulsion en générant des photons de fréquences inférieures à la fréquence porteuse sur le front montant de l'impulsion et relativement supérieures sur le front descendant.



**Figure 1.22** : Illustration de l'effet d'automodulation de phase.

Donc, la SPM génère une fluctuation de phase de l'impulsion mais aucun changement de son intensité. C'est la dispersion chromatique de la fibre qui transformera cette fluctuation de phase en fluctuation d'intensité. Le Chirp produit par la SPM est utilisé pour diminuer les effets de la dispersion qui provoque l'élargissement de l'impulsion [61].

Notons que la SPM se produit à l'intérieur d'un signal optique, donc elle peut se manifester dans les systèmes optiques monocanal. Aussi, la SPM devient une des limitations principales dans les systèmes cohérents où la dispersion chromatique n'est pas compensée optiquement dans la ligne de transmission.

En présence d'un signal multiplexé en longueur d'onde, l'effet Kerr conduit à l'effet de modulation de phase croisée que nous introduisons dans la suite.

## B. Modulation de phase croisée (*XPM, Cross Phase Modulation*)

L'effet XPM intervient quand il y a deux ondes de fréquences différentes au moins qui se propagent simultanément dans la fibre. Par définition, c'est un déphasage non linéaire d'un champ optique induit par la co-propagation des champs à différentes longueurs d'onde. Il conduit à la modulation de phase d'une onde par l'autre [62]. Il résulte de l'interaction non-linéaire entre les différents canaux d'un signal WDM, qui ne se manifestent donc qu'en transmission WDM. La variation d'indice peut se faire en fonction de la puissance des canaux voisins. La XPM est générée aussi par l'influence du décalage de phase non linéaire induit par le multiplexage en polarisation (PDM) [63].

XPM provient de la multiplication de  $A_n$  avec le terme  $\sum_{m, m \neq n}^N 2|A_m(z)|^2$  dans la partie non linéaire de l'équation 1.72.

Ici, la variation lente de l'enveloppe du champ électrique  $A_n$  à la fréquence porteuse  $\omega_n$  subit un changement de phase causé par le champ électrique autour des autres fréquences porteuses  $\omega_m$  se propageant dans la même fibre optique. Le décalage est proportionnel à l'intensité des canaux voisins. En outre, le facteur 2 dans l'expression mathématique indique que pour la même puissance par canal, XPM est deux fois plus forte que SPM.

Dans ce cas, on suppose que l'enveloppe du champ électrique  $A(z,t)$  incident a deux canaux de transmission  $A_1$  et  $A_2$ , de pulsations respectives  $\omega_1$  et  $\omega_2$ , polarisés suivant l'axe x et se propagent simultanément dans un fibre optique. L'équation est donnée par [64] :

$$A(z,t) = \frac{1}{2} \left[ \hat{x} \left( A_1(z,t) e^{-i\omega_1 t} + A_2(z,t) e^{-i\omega_2 t} \right) + c.c \right] \quad (1.77)$$

La polarisation non-linéaire est :

$$P_{NL}(r,t) = \frac{1}{2} \left[ \hat{x} \left( P_{NL1}(r,t) e^{-i\omega_1 t} + P_{NL2}(r,t) e^{-i\omega_2 t} \right) + c.c \right] \quad (1.78)$$

La composante du troisième ordre de la polarisation du matériau s'écrit [64] :

$$P_{NL} = \frac{1}{2} \left[ P_{NL}(\omega_1) e^{-i\omega_1 t} + P_{NL}(\omega_2) e^{-i\omega_2 t} + P_{NL}(2\omega_1 - \omega_2) e^{-i(2\omega_1 - \omega_2)t} + P_{NL}(2\omega_2 - \omega_1) e^{-i(2\omega_2 - \omega_1)t} + c.c \right] \quad (1.79)$$

Les composantes à  $\omega_1$  et  $\omega_2$ , s'écrivent [64] :

$$P_{NL}(\omega_i) = \frac{3}{4} \epsilon_0 \chi_3 \left( |A_i|^2 + 2|A_j|^2 \right) A_i \quad (1.80)$$

où  $i$  et  $j$  valent ici 1 et 2, ou 2 et 1. Le terme  $|A_i|^2$  correspond à la SPM, le terme  $2|A_j|^2$  correspond à une modulation de phase induite par l'autre signal, que nous avons évoqué ci-dessus.

Les composantes aux pulsations  $(2\omega_1 - \omega_2)$  et  $(2\omega_2 - \omega_1)$  correspondent à un mélange à quatre ondes dégénérées, que nous allons expliquer dans le prochain paragraphe.

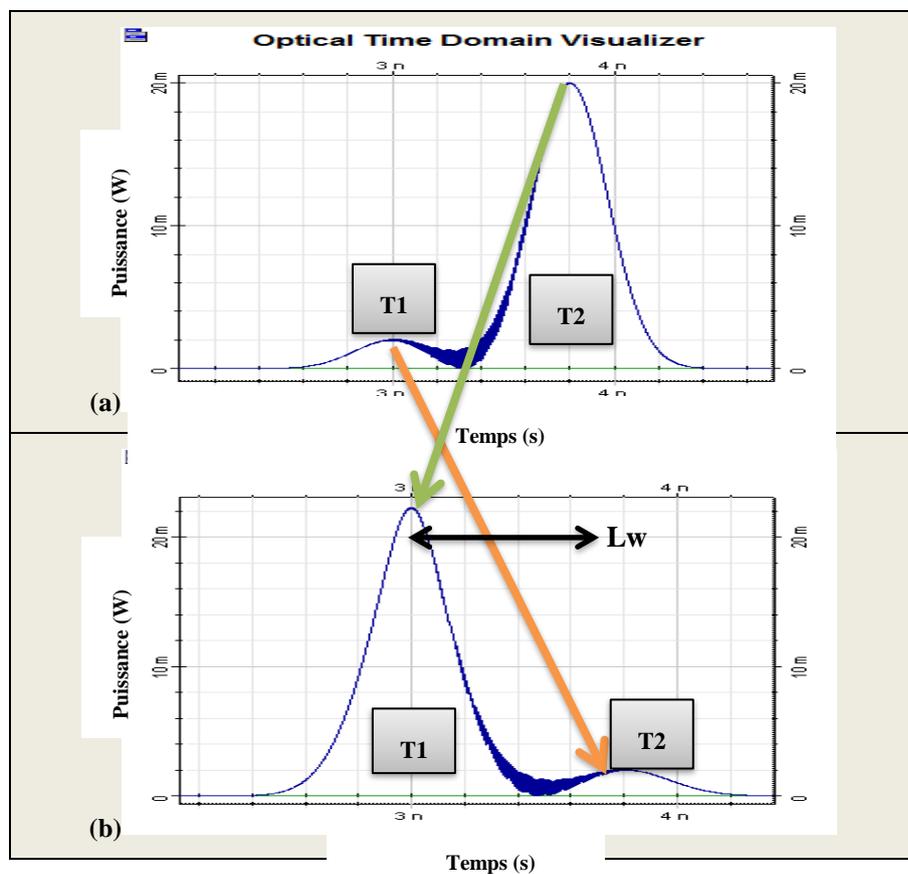
On peut trouver une expression pour le déphasage XPM dû à deux canaux voisins par :

$$\phi_{XPM} = n_2 k_0 L \left( |A_1|^2 + 2|A_2|^2 \right) \quad (1.81)$$

De ce fait, le déphasage non linéaire d'un canal de longueur d'onde  $\lambda_j$  dépend de sa puissance  $P_j$  ainsi que de la puissance d'autres canaux co-propagateurs  $P_i, i \neq j$ .

La figure 1.23 visualise ce comportement à l'aide de l'exemple de deux impulsions se propageant à deux longueurs d'onde porteuses différentes.

Les impulsions montrées à la figure 1.23(a) subissent un décalage de phase présenté à la figure 1.23(b), qui est proportionnel à l'impulsion sur l'autre longueur d'onde porteuse. Le déphasage XPM est en général responsable d'un élargissement spectral asymétrique des impulsions par rapport à leurs fréquences initiales. Cette asymétrie est due à la différence des vitesses de groupe entre les deux composantes spectrales.



**Figure 1.23** : Visualisation d'effet XPM dans le cas de deux canaux.

De plus, XPM évolue avec la longueur de déplacement dite de « *walk-off* » qui est définie comme la longueur de propagation pour laquelle une impulsion se déplaçant plus rapidement est décalée d'un bit par rapport à une impulsion se déplaçant plus lentement d'un canal de co-propagation. La longueur de « *walk-off* »,  $L_w$ , pour deux canaux situés à  $\lambda_1$  et  $\lambda_2$  est définie par [64] :

$$L_w = \frac{T_s}{|d_{12}|} \quad (1.82)$$

Où  $T_s$  est le temps symbole et  $d_{12}$  est le paramètre de « *walk-off* », défini comme :

$$d_{12} = 1/v_{g1} - 1/v_{g2} = D\Delta\lambda \quad (1.83)$$

Avec  $v_{g1}$  et  $v_{g2}$  sont les vitesses de groupe associées aux deux canaux et  $\Delta\lambda = |\lambda_1 - \lambda_2|$ .

XPM est plus important lorsque la différence GVD des canaux est faible, de sorte que les canaux WDM voisins se propagent simultanément le long de la ligne de transmission. À partir de l'équation 1.82, on peut également conclure que XPM évolue avec la largeur d'impulsion et donc avec le débit des données. Plus le débit de données est élevé, plus la largeur d'impulsion est petite et, par conséquent, plus la longueur de déplacement est petite. À des débits de données de 40 Gbit/s et plus, l'influence de la XPM peut être négligée dans la plupart des cas [65].

L'effet XPM est inversement proportionnel à l'espacement des canaux et augmente avec le nombre de canaux. Enfin, XPM dépend de la polarisation des canaux WDM. L'effet XPM est plus fort pour les canaux co-polarisés et le plus faible pour les canaux WDM polarisés orthogonaux (multiplexés en polarisation) [66].

### C. Mélange à quatre ondes (FWM, *Four Wave Mixing*)

Le mélange à quatre ondes a été largement étudié dans le contexte des systèmes de transmission WDM. Cet effet est un processus de mélange entre trois ondes continues de fréquences porteuses  $\omega_i$ ,  $\omega_j$  et  $\omega_k$  se propageant le long d'une fibre, qui en génère une quatrième onde centrée sur la fréquence  $\omega_{ijk} = \omega_i + \omega_j - \omega_k$  [67].

La polarisation non linéaire conduisant à une génération de ce produit d'intermodulation par FWM s'écrit [68] :

$$P_{NL}(\omega_{ijk}) = \frac{3}{4} \varepsilon_0 \chi^{(3)} A_i A_j A_k^* \quad (1.84)$$

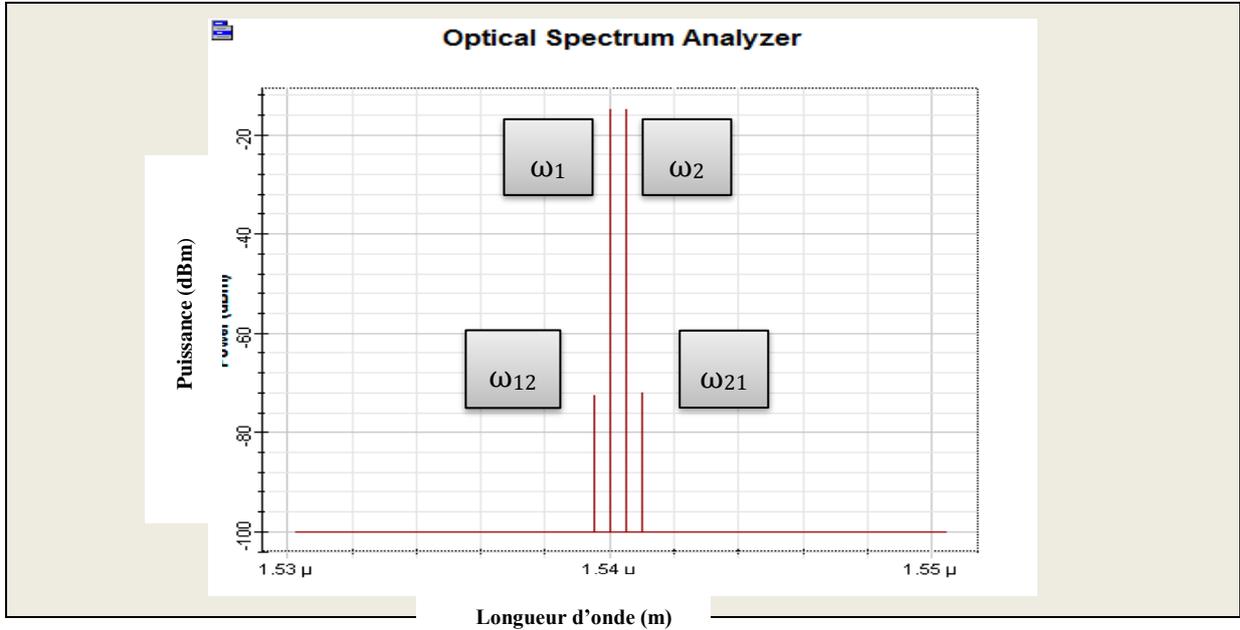
Lorsque l'espacement entre canaux est constant, les fréquences générées se coïncident aux fréquences déjà existantes. Les nouvelles fréquences générées par FWM sont appelées produits d'intermodulations (figure 1.24).

Dans un système multi-canaux avec des longueurs d'onde  $N$ , le nombre de signaux  $M$  générés par FWM est exprimé comme :

$$M = \frac{N^2(N-1)}{2} \quad (1.85)$$

Le mélange d'énergie optique aux deux fréquences différentes  $\omega_1$  et  $\omega_2$  produisent deux nouveaux composants optiques à des fréquences différentes  $\omega_{12}$  et  $\omega_{21}$  qui peut être déterminé comme suit [68] :

$$\begin{aligned}\omega_{12} &= 2\omega_1 - \omega_2 \\ \omega_{21} &= 2\omega_2 - \omega_1\end{aligned}\quad (1.86)$$



**Figure 1.24** : Génération de nouvelles longueurs d'ondes par mélange à quatre ondes.

Le transfert d'énergie entre les canaux de co-propagation conduit à un épuisement de la puissance, qui dégrade les performances (dégradation de rapport signal-bruit). La puissance transférée au composant FWM à l'extrémité de la fibre est donnée par [69] :

$$P_m(L) = \eta_{FWM} (\gamma L)^2 P_i P_j P_k e^{-\alpha L} \quad (1.87)$$

Où  $L$  est la longueur de fibre,  $\eta_{FWM}$  est l'efficacité du processus FWM. De plus,  $P_x$  ( $x = i, j$  et  $k$ ) représente la puissance lancée par le  $x^{\text{ième}}$  canal à l'entrée de la fibre. L'efficacité du mélange à quatre ondes est définie par [69] :

$$\eta = \frac{\alpha^2}{\alpha^2 + \Delta\beta^2} \left[ 1 + \frac{4e^{-\alpha L} \sin^2(\Delta\beta L/2)}{(1 - e^{-\alpha L})^2} \right] \quad (1.88)$$

Elle dépend des pertes de la fibre, de la distance de propagation et d'une autre grandeur  $\Delta\beta$ , le facteur d'accord de phase, exprimé par [69] :

$$\Delta\beta = \beta_i + \beta_j - \beta_k - \beta_{ijk} \quad (1.89)$$

La condition d'accord de phase parfait est nécessaire pour obtenir une efficacité de mélange à quatre ondes maximales. Cette condition est traduite par l'égalité :  $\Delta\beta=0$ .

On remarque que l'effet FWM dépend de la dispersion de la fibre et de l'espacement des canaux. Augmenter la dispersion des fibres limite les interactions entre les signaux et réduit le transfert de puissance aux nouveaux signaux générés. Par conséquent, la FWM est négligée, ce qui est le cas de la fibre SMF. Aussi, l'augmentation de l'espacement des canaux diminue également l'effet FWM [70].

Pour les systèmes optiques multicanaux à haut débit, le facteur FWM est devenu plus crucial et donc leur compensation sera nécessaire. Sinon, FWM peut être utilisé pour l'amplification paramétrique, la conjugaison de phase optique, conversion de longueur d'onde, démultiplication de canaux OTDM (*Optical Time Domain Multiplexing*) [70].

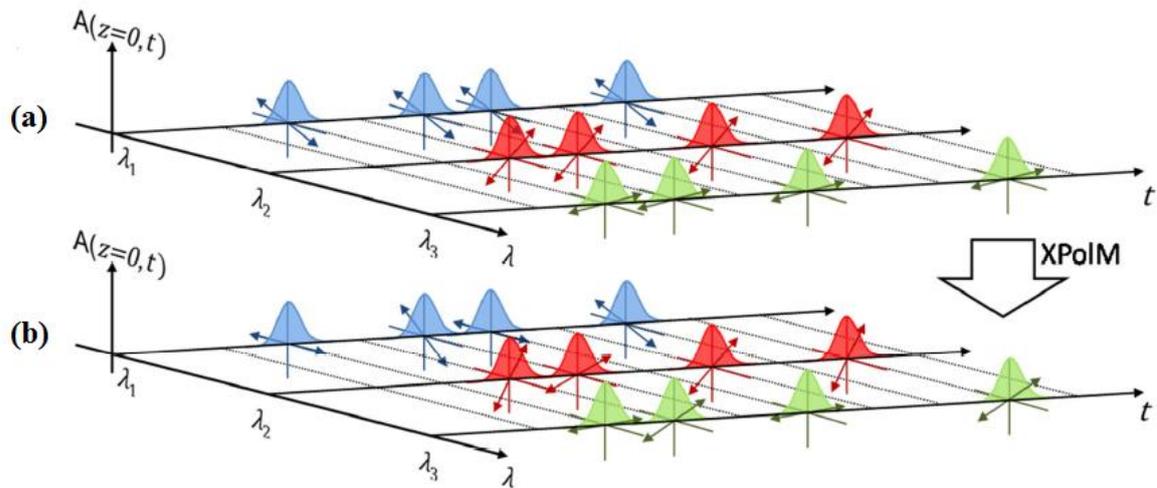
#### D. Cross Polarisation Modulation (XPoIM)

La modulation de la polarisation croisée décrit un déphasage dépendant de la polarisation causée par les fluctuations d'intensité dans les axes de polarisation orthogonaux des canaux voisins, entraînant une rotation de leur état de polarisation (SOP : *State Of Polarization*). Dans les systèmes WDM, le grand nombre de canaux portant des séquences inconnues fait que XPoIM se traduit essentiellement par une diffusion SOP aléatoire [71]. Par conséquent, l'état de polarisation varie en fonction du signal lui-même lorsqu'il se propage le long de la fibre [72] :

$$\frac{ds}{dz} = \gamma \begin{pmatrix} s_1 \\ s_2 \\ s_3 \\ s_4 \end{pmatrix} \times s \quad (1.90)$$

$s$  est le vecteur Stokes avec ses composantes  $s_1 = |A_x|^2 - |A_y|^2$ ,  $s_2 = 2Re(A_x A_y^*)$  et  $s_3 = 2Im(A_x A_y^*)$ ,  $\gamma$  est le coefficient non linéaire de la fibre.

La figure 1.25 montre la rotation de polarisation induite qui dépend de l'effet XPoIM par l'évolution de la SOP dans les systèmes de transmission WDM. Trois canaux WDM polarisés sont lancés dans une fibre aux longueurs d'onde  $\lambda_1$ ,  $\lambda_2$  et  $\lambda_3$  (figure 1.25(a)). La SOP de chaque impulsion dépend de la SOP<sub>s</sub> des impulsions temporairement alignées dans les canaux voisins, comme l'indique la figure 1.25(b).



**Figure 1.25 :** (a) Trois canaux WDM polarisés sont montrés avant d'être lancés dans une fibre, (b) après que XPolM ait agi sur eux [72].

XPolM est particulièrement nocive dans les systèmes multiplexés de polarisation, car le SOP est dispersé sur une échelle de temps beaucoup plus rapide qu'un égaliseur adaptatif serait capable d'y faire face [73]. Cela génère une diaphonie dans les systèmes multiplexés par polarisation et dégrade la compensation de PMD.

Le deuxième mécanisme qui peut générer des effets non linéaires est l'effet Raman et Brillouin spontanés. Ces altérations non linéaires sont causées par une interaction de la lumière avec les molécules de silice de la fibre de transmission.

### E. Diffusions Raman et Brillouin stimulées

Les effets non linéaires discutés précédemment sont élastiques dans le sens où il n'y a pas d'énergie échangée entre le champ électrique et le milieu diélectrique. La classe des effets non linéaires résultant de diffusions stimulées inélastiques consiste en un transfert d'une partie de l'énergie du champ optique vers le milieu non linéaire. Ces effets sont connus sous les noms de diffusion Raman stimulée (SRS) et diffusion Brillouin stimulée (SBS) [74,75].

Ces phénomènes ont pour effet, un transfert de puissance vers des fréquences plus basses, créant ainsi une perte de puissance du signal d'entrée.

La diffusion Raman stimulée peut être utilisée pour l'amplification de signaux optiques. Une amplification distribuée autour de 1550nm est obtenue en injectant dans la fibre optique une pompe optique puissante à une longueur d'onde proche de 1450nm. L'intérêt de ce type d'amplification est double : le bruit optique engendré par amplification est relativement faible du fait du gain distribué, et la bande de gain optique peut être très large et dépasser 70nm en utilisant plusieurs longueurs d'onde de pompe [76]. La diffusion Brillouin, limite la puissance

des signaux modulés en intensité que l'on peut injecter dans la fibre optique. Cette limitation disparaît en fait pour les signaux modulés en phase [77].

Ces effets peuvent être négligés car ils ne se manifestent qu'à des puissances d'entrée supérieures aux valeurs typiques utilisées dans les systèmes de communication optiques [19].

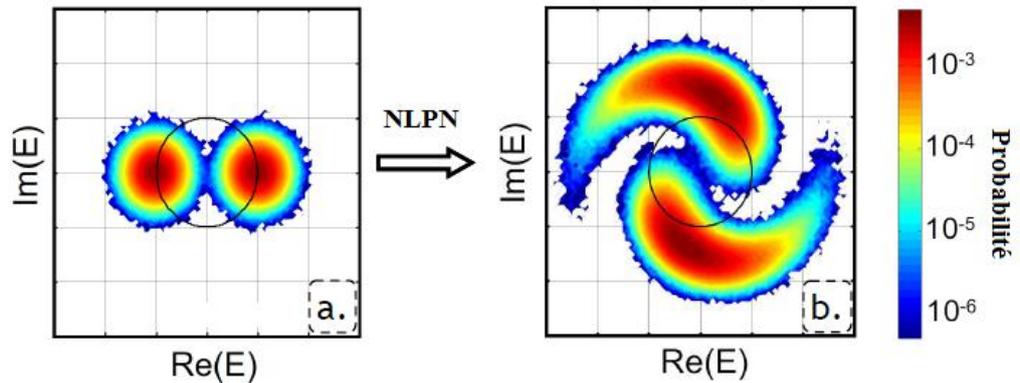
#### **F. Bruit de phase non-linéaire (NLPN : Nonlinear Phase Noise)**

Gordon et Mollenauer (G-M) ont proposé en 1990 [78] que l'interaction entre l'effet Kerr non linéaire et le bruit d'émission spontanée amplifié (ASE : *Amplified Spontaneous Emission*) (produit par les amplificateurs optiques dans la liaison) peut générer un changement de phase non linéaire du signal optique conduisant à un décalage de phase stochastique non désirée et dégradant les performances des systèmes optiques à modulation de phase.

Ce bruit de phase non linéaire où le bruit Gordon-Mollenauer est particulièrement dommageable dans la transmission longue distance et peut entraîner des distorsions significatives du diagramme de constellation. Dans le cas de transmission à compensation optique, le réalignement partiel des impulsions engendre des déformations en forme de haricot du diagramme de constellation. Pour la transmission sans compensation, cela se traduit généralement par la propagation symétrique d'un point de constellation [79].

Pour illustrer l'effet de NLPN, considérant le diagramme de constellation d'un signal optique BPSK (*Binary Phase-shift Keying*) dans lequel les symboles correspondent à 0 et  $\pi$ . En l'absence de bruit ASE, toutes les impulsions/symboles contiennent la même énergie. Lorsque le bruit ASE est ajouté au signal optique, chacun des symboles se voit affecté d'une fluctuation aléatoire de puissance et le décalage de phase induit est donc le même pour tous les symboles.

La distribution des symboles est élargie de façon isotrope dans le plan complexe en raison de l'interaction entre l'ASE et le signal optique, comme le montre la figure 1.26(a). La puissance du symbole varie aléatoirement autour d'une valeur moyenne du fait de l'ASE, la phase non linéaire associée variera aussi comme la puissance du symbole. Par conséquent, le déphasage non linéaire subi par les symboles plus puissants est plus grand que celui de symboles moins puissants. Il en résulte une forme d'hélice pour les symboles. Cela provoque la forme typique « yin-yang » induite par le PNLN sur la constellation de la figure 1.26(b).



**Figure 1.26** : Effet du bruit de phase non-linéaire sur un signal BPSK.

Différentes méthodes ont été proposées pour combattre cet effet basé sur les amplificateurs optiques semi-conducteurs (SOA : *Semiconductor Optical Amplifiers*) à compensation d'atténuation ou conjugaison de phase [80].

#### 1.5.2.7. Amplification optique du signal

Le récepteur optique a normalement une sensibilité de puissance, ce qui signifie que le signal doit arriver au récepteur avec une puissance supérieure à une certaine puissance pour assurer la démodulation réussie des données transmises. Sans compensation des pertes de la fibre, la portée maximale de transmission d'un système optique devrait être limitée à quelques centaines de kilomètres de propagation et nous aurions besoin de régénérer le signal pour de plus longues distances. Pour pallier à cela, les amplificateurs optiques doivent être placés périodiquement le long de la ligne optique pour redonner de l'énergie au signal afin qu'il puisse être détecté de manière optimale.

On distingue principalement trois types d'amplificateurs optiques : les amplificateurs à fibre dopée Erbium (EDFA) [81], les amplificateurs Raman [82], et les amplificateurs à semi-conducteur [83,84].

Les EDFAs sont les amplificateurs optiques les plus utilisés dans les systèmes de transmission optiques. Après leur invention en 1986 [85], ces amplificateurs ont été commercialisés au milieu des années 1990, éliminant ainsi la nécessité de la régénération des signaux, c'est-à-dire évite la conversion optique-électrique-optique qui demande une électronique à haute vitesse. En outre, l'EDFA supporte également les systèmes WDM. Il fournit une fenêtre d'amplification optique d'une largeur de bande de 35 à 40 nm dans les bandes C et L [86]. L'EDFA se compose de fibre de silice dopée à l'erbium ( $Er^{+3}$ ) et par des lasers semi-conducteurs à 980nm et 1480nm. Il utilise le processus d'émission stimulée pour amplifier les

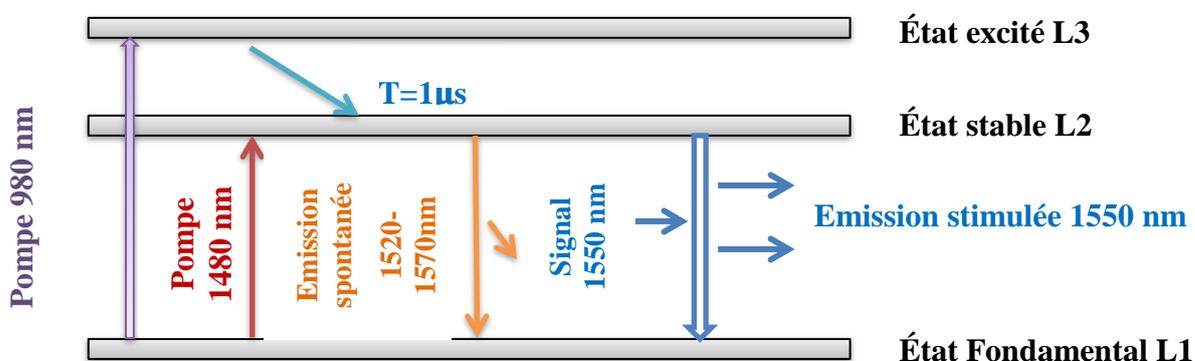
signaux optiques transmis et le principe est basé sur des ions Erbium excités  $Er^{3+}$  à un niveau d'énergie supérieur [87].

Sous l'action du signal de pompe à 980 nm, les ions  $Er^{3+}$  à un niveau d'état fondamental L1 sont excités en un état d'énergie L3. La durée de vie d' $Er^{3+}$  en L3 est environ 1 $\mu$ s. Ensuite les ions  $Er^{3+}$  peuvent rejoindre leur état stable L2 ou niveau fondamental par émission stimulée. La pompe peut également fonctionner à 1480nm pour exciter les ions  $Er^{3+}$  directement à l'état stable L2 [87]. Ce phénomène est appelé inversion de population parce que le nombre d'atomes à l'état excité est supérieur à celui de l'état fondamental et celle-ci s'obtient à l'aide du pompage.

Le signal optique passant par l'EDFA excite les ions  $Er^{3+}$  pour revenir au niveau d'état fondamental L1. Ce retour est accompagné d'une émission de photons dans la plage de longueur d'onde 1520nm à 1570nm [88].

Ce processus est connu sous le nom d'émission stimulée. Les photons générés en raison de l'émission stimulée ont les mêmes propriétés que le signal d'entrée et sont responsables de l'amplification du signal. Malheureusement, l'émission stimulée est accompagnée par une émission spontanée.

Une fois dans cet état excité, les ions  $Er^{3+}$  ont une durée de vie limitée, certains des ions  $Er^{3+}$  reviennent spontanément à leur état fondamental L1 et émettent des photons de manière aléatoire. Ce processus est appelé l'émission spontanée et lorsque certains de ces photons se propagent dans la direction du signal, ils agissent comme des photons bruyants et ils sont également amplifiés. Ce phénomène génère du bruit appelé bruit d'émission spontanée amplifiée (ASE) susceptible d'interagir avec le signal optique transmis [89]. La Figure 1.27 détaille le principe du processus EDFA avec émission stimulée et spontanée.



**Figure 1.27** : Principe d'un amplificateur dopé à l'erbium.

L'atténuation du signal est alors éliminée à la sortie de l'EDFA mais le bruit ASE dégrade le rapport signal sur bruit (SNR : *Signal to Noise Ratio*).

Ces amplificateurs peuvent être caractérisés par leur gain  $G$  et leur facteur de bruit souvent noté  $NF$  (*Noise Figure*). Le facteur de bruit est défini comme le rapport signal-bruit à l'entrée de l'amplificateur sur le rapport signal-bruit à la sortie [90] :

$$NF = \frac{SNR_{in}}{SNR_{out}} \quad (1.91)$$

Donc, le facteur de bruit mesure la dégradation du SNR et les valeurs typiques de  $NF$  sont de l'ordre de 4 à 6 dB. Les EDFA sont également insensibles à la polarisation et ont un gain élevé, un facteur de bruit faible.

Dans les communications optiques, la quantité de bruit ASE présente dans un signal est donnée par le rapport signal à bruit optique (OSNR).

#### 1.5.2.8. Rapport signal à bruit optique d'un canal (OSNR)

Comme nous l'avons vu précédemment, les amplificateurs optiques sont les sources de bruit additif. Pendant le processus d'amplification, le bruit ASE est ajouté au signal optique de telle sorte que le rapport signal à bruit optique du signal amplifié est dégradé par rapport à l'OSNR du signal d'entrée.

Le paramètre OSNR est défini comme le rapport de la puissance totale du signal optique sur la puissance totale du bruit mesurée dans une bande de référence donnée  $B_{ref}$ , les puissances étant mesurées sur les deux polarisations orthogonales [91]:

$$OSNR = \frac{P_s}{P_{ASE}} = \frac{P_s}{2B_{ref} N_{ASE}} \quad (1.92)$$

où  $P_s$  est la puissance moyenne totale du signal sur les deux états de polarisation à la sortie des  $N$  amplificateurs et  $P_{ASE}$  est la puissance totale du bruit ASE généré par l'EDFA.

La bande spectrale de référence  $B_{ref}$  dans laquelle est considéré le bruit est généralement fixée à 0.1 nm, soit de manière équivalente à 12.5 GHz à 1550 nm dans les systèmes de transmission optiques.

Le facteur 2 résulte des deux modes de polarisations orthogonales du champ optique. La densité spectrale de bruit  $N_{ASE}$  de l'EDFA est considérée comme constante dans la largeur de bande de référence et est exprimée par :

$$N_{ASE} = n_{sp} h\nu (G - 1) \quad (1.93)$$

Avec  $n_{sp}$  est un facteur d'émission spontanée (typiquement parmi 1 et 1.5),  $h$  la constante de Planck ( $6.626068 \cdot 10^{-34}$  J·s) et  $\nu$  la fréquence d'un photon du signal. La valeur de la densité spectrale de bruit est déterminée par les caractéristiques des amplificateurs qui sont répartis tout le long de la ligne de transmission, notamment de leur gain et de leur facteur de bruit. Le facteur de bruit ( $NF$ ) est donné par :

$$NF = 2n_{sp} \frac{G-1}{G} + \frac{1}{G} \approx 2n_{sp} \frac{G-1}{G} \approx 2n_{sp} \quad (1.94)$$

Dans ces systèmes nous pouvons dire que :

$$2P_{ASE} = NF \cdot h\nu G \quad (1.95)$$

Compte tenu de cette dernière équation, l'équation 1.92 est alors donnée comme suit :

$$OSNR = \frac{P_{s,s}}{NF \cdot h\nu GN_{spans} B_{ref}} = \frac{P_{s,e}}{NF \cdot h\nu N_{spans} B_{ref}} \quad (1.96)$$

Où  $P_{s,e}$  est la puissance du signal à l'entrée des amplificateurs.

L'OSNR en dB est écrit par l'équation suivante :

$$OSNR [dB] = P_{s,e} [dBm] - N_F [dB] - 10 \log(N_{spans}) - 10 \log(h\nu B_{ref}) \quad (1.97)$$

En considérant  $B_{ref}$  égale à 12.5 GHz, nous obtenons le résultat:

$$-10 \log(h\nu B) \approx 58 dBm \quad (1.98)$$

De plus, la puissance à l'entrée des amplificateurs est reliée à la puissance moyenne en entrée de fibre  $P_m$  par la relation :

$$P_{s,e} [dBm] = P_m - L_{span} \cdot \alpha_{dB \cdot km^{-1}} \quad (1.99)$$

où  $L_{span}$  est la longueur d'un tronçon de fibre. La nouvelle expression de l'OSNR est donnée par :

$$OSNR_{0.1nm} [dB] = P_m - L_{span} \cdot \alpha - N_F [dB] - 10 \log(N_{spans}) + 58 \quad (1.100)$$

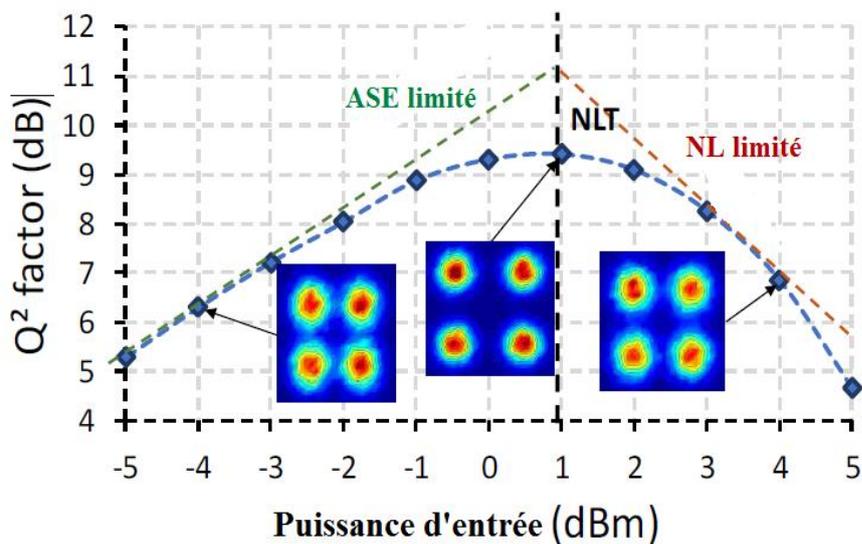
### 1.5.2.9. Relation entre l'OSNR et la non-linéarité de la fibre

Si nous considérons que le rapport OSNR de la ligne est donné par l'équation (1.96), il semble que plus la puissance d'entrée est élevée, plus l'OSNR devient meilleur et donc la qualité du signal aussi. Mais ce n'est pas tout à fait vrai, car à une puissance plus élevée, les effets non linéaires de la fibre s'accroissent et deviennent la principale dégradation du

système. C'est la raison pour laquelle nous devons trouver un compromis entre l'OSNR et la non-linéarité des fibres.

Dans la figure 1.28, nous pouvons observer le facteur  $Q^2$  en fonction de la puissance par canal. Nous observons que pour les faibles puissances d'entrée, la qualité du signal limitée par le bruit ASE afin que le facteur  $Q^2$  augmente linéairement avec la puissance, et donc le rapport OSNR. Lorsque la puissance augmente, la fibre ajoute finalement des distorsions non linéaires qui dégradent les performances, de sorte que le facteur  $Q^2$  diminue malgré que l'OSNR augmente. Nous appelons cette région NL limité. Nous définissons le seuil de non-linéarité (NLT) comme la puissance optimale à l'entrée d'un tronçon de fibre où la performance atteint son maximum. Le seuil de non-linéarité dépend de la configuration de la liaison, tel que le type de fibre, la longueur de la fibre, la dispersion de la fibre...

Les effets non linéaires de la fibre s'accumulent périodiquement le long du passage à travers les différentes portées de transmission, définissant le seuil de Shannon non linéaire qui limite l'efficacité spectrale à n'importe quelle distance de transmission. Il est également possible d'augmenter ce seuil par l'utilisation des techniques de compensation non linéaire telles que la rétro-propagation numérique (DBP) qui réduit la non-linéarité de la fibre.



**Figure 1.28** : Évolution des performances en fonction de la puissance par canal.

En général, les effets non linéaires dégradent les performances de la communication optique par distorsion des impulsions optiques. Cependant, ces effets augmentent le taux de transmission au détriment de la consommation d'énergie. Ces distorsions non linéaires sont difficiles à compenser dans les systèmes de transmission utilisant la modulation d'intensité avec détection directe (IM/DD : *Intensity Mode/ Direct Detection*). Par contre, dans les

systèmes cohérents, plusieurs technologies sont utilisées basées sur la résolution de l'équation non linéaire de Schrödinger et l'équation de Manakov afin de combattre ces distorsions et augmenter les débits de transmission.

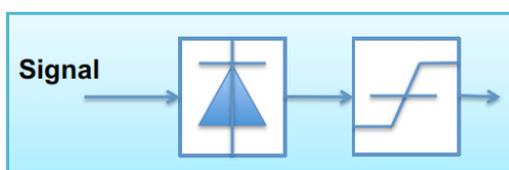
Dans ce qui suit, une description succincte d'un récepteur optique cohérent à double polarisation (DP) est donnée, suivie des différents algorithmes du bloc traitement numérique du signal (DSP) dans le récepteur cohérent pour récupérer les données.

### 1.5.3. Réception cohérente associée au traitement numérique du signal

Le choix du type de détection a un impact sur le modèle du canal de transmission et la modulation utilisés. La détection directe où l'information est contenue dans l'amplitude du signal peut être utilisée. C'est une détection quadratique : la photodiode n'est sensible qu'à l'intensité du champ optique reçu. Ainsi, le seul format de modulation compatible est la modulation d'amplitude OOK et la décision est liée à l'intensité du signal [92]. Un photodétecteur assure la conversion du signal optique en domaine électrique en créant un courant proportionnel à l'intensité du signal. L'expression du courant généré est donnée par :

$$I = R.E^2 \quad (1.101)$$

où  $R$  est la responsivité du photodétecteur et  $E$  l'amplitude du champ optique. Le principe du récepteur basé sur la détection directe est illustré à la figure 1.29.



**Figure 1.29** : Principe d'une détection directe.

Augmenter le débit de 40Gbps à 100Gbps par canal n'a pas été possible par l'utilisation de la modulation d'amplitude OOK à cause de l'impact élevé de la dispersion et les effets non linéaires. En plus, accroître le débit total par fibre en agrandissant le nombre de canaux WDM n'a pas été possible aussi à cause de la bande passante de l'EDFA. Ces contraintes ont orienté la recherche à se concentrer sur l'augmentation de l'efficacité spectrale et par suite utiliser des modulations à efficacité spectrale élevée.

Pour cette raison, la détection cohérente a remplacé la détection directe puisqu'elle permet d'utiliser les modulations multi-états. Ces modulations encodent l'information sur la phase et la polarisation en plus de l'amplitude déjà utilisée dans la modulation OOK dans les systèmes

à détection directe. L'introduction de la détection cohérente a relancé l'augmentation de la capacité de systèmes optiques.

### 1.5.3.1. Détection cohérente

La détection cohérente a été introduite pour la première fois par DeLange en 1970 [93]. Sa complexité élevée, en plus de la performance des systèmes à détection directe permettant de générer la capacité souhaitée, ont défavorisé son déploiement. Cependant, au début des années 2000, la nécessité d'accroître le débit et l'efficacité spectrale ainsi que la disponibilité des convertisseurs analogiques numériques (ADCs : *Analog to Digital Converters*) à grande vitesse ont permis de relancer l'idée d'utilisation de la détection cohérente pour profiter de ses avantages.

En fait, c'est la technique de détection la plus appropriée pour les transmissions longues distances, grâce à sa meilleure sensibilité et à sa grande efficacité spectrale par rapport à la détection directe. Un autre avantage majeur de la détection cohérente est la possible combinaison avec des algorithmes de traitement numérique du signal.

Par conséquent, les distorsions linéaires et non linéaires peuvent être atténuées efficacement dans le domaine électrique, ce qui évite l'utilisation de la compensation optique. Elle a été employée dans le standard actuel 100 Gbps par longueur d'onde. Les systèmes de transmission à détection cohérente sont aussi adoptés pour la prochaine génération de systèmes WDM à 400 Gbps/1 Tbps [94].

En 1986, Davis [95] réalise un premier récepteur cohérent utilisant la « *diversité de phase* » : les composantes en phase et en quadrature sont détectées et recombinaées pour extraire le signal d'intérêt. La détection cohérente reposant sur les interférences de deux signaux qui sont généralement polarisés est sensible aux fluctuations de polarisations introduites par la propagation dans la fibre optique. En 1987, Okoshi [96] présente le premier récepteur cohérent utilisant simultanément la « *diversité de phase* » et la « *diversité de polarisation* ».

Au niveau du récepteur utilisé actuellement dans les systèmes multiplexés en longueur d'onde et en polarisation, comme le montre dans la figure 1.30, le signal reçu est d'abord passé par un récepteur cohérent à diversité de phase et de polarisation. Un mixeur cohérent est constitué de deux hybrides  $90^\circ$  (pour deux polarisations orthogonales X et Y), qui assurent la séparation du signal en composantes de phase (I) et quadrature (Q). Ensuite, les signaux sont passés par des photodiodes et des convertisseurs analogiques numériques. Puis, le bloc de traitement numérique du signal est utilisé pour compenser les effets non linéaires et la dispersion chromatique avant la récupération du signal transmit.

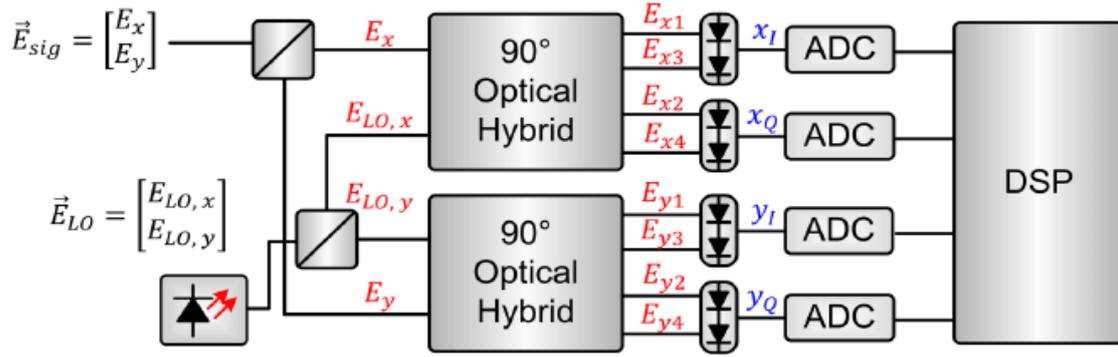


Figure 1.30 : Structure d'un récepteur cohérent à diversité de polarisation.

### a) Mixeur cohérent

Le mixeur cohérent permet de récupérer toute l'information associée à la phase et à la polarisation du signal transmis en faisant mélanger le signal reçu avec une onde continue générée par un oscillateur local (LO: *local oscillator*). L'oscillateur local produit une fréquence très proche de la fréquence du signal reçu et sert de référence de phase absolue.

En général, et suivant que la fréquence intermédiaire (IF : *Intermediary Frequency*) est égale ou non à zéro [19], on peut en déterminer les différents types de technique de détection cohérente telles que présentées dans le tableau 1.4.

$$f_{IF} = f_s - f_{LO} \quad 1.102)$$

Tableau 1.4 : La bande passante requise pour des récepteurs cohérents.

Type de récepteur cohérent	Fréquence intermédiaire (IF)	Bande passante minimale du photodétecteur
Homodyne	0	$f_B$
Intradyne	$\approx 0$	$f_B$
Hétérodyne	$IF \geq f_B$	$2f_B$

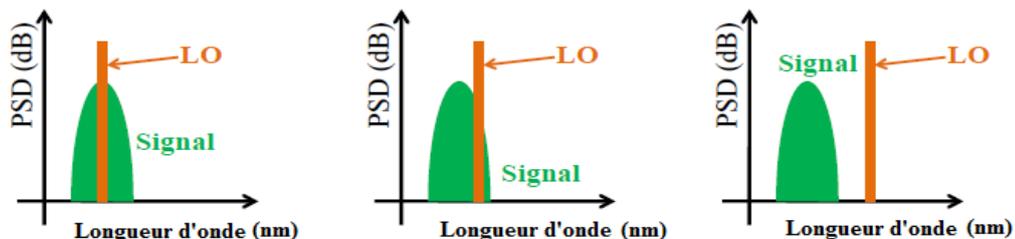
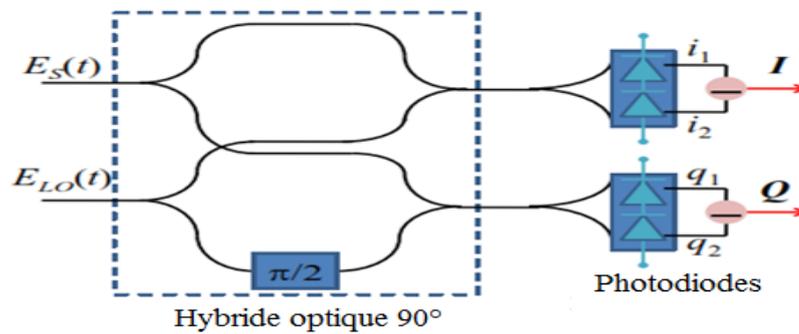


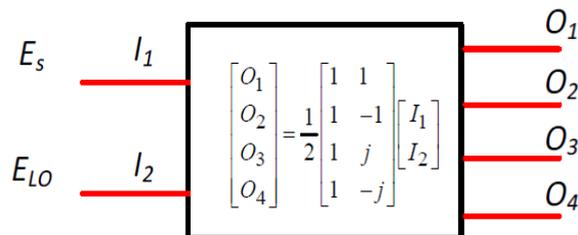
Figure 1.31: Classification de la détection cohérente avec (a) la détection homodyne, (b) la détection intradyne et (c) la détection hétérodyne.

Un schéma du mixeur optique cohérent standard avec la diversité de polarisation est illustré à la figure 1.32.



**Figure 1.32** : Schéma de principe du mixeur cohérent pour chaque composante en polarisation.

Les sorties de l'oscillateur local et du signal reçu sont d'abord divisées en deux polarisations orthogonales «  $x$  » et «  $y$  » après avoir traversées les séparateurs de faisceaux de polarisation (PBS), et dirigées vers les deux hybrides optiques de 90 degrés dont les sorties sont reliées à des photodétecteurs équilibrés. Ce schéma permet la conversion du signal en bande de base et la séparation des composants IQ de chaque polarisation.



**Figure 1.33** : Fonction de transfert de l'hybride optique à quatre-vingt-dix degrés.

Un hybride optique à 90° est un coupleur à fibre optique 2x2 avec la propriété d'avoir un déphasage de  $\pi/2$  entre ses sorties à passage direct et à couplage croisé. En combinant ces coupleurs optiques dans la configuration montrée à la figure 1.32, avec un déphasage supplémentaire de 90° dans un bras, une détection des parties réelles et imaginaires est réalisée. La fonction de transfert de l'hybride optique à 90° est illustrée à la figure 1.33.

Soient  $E_s$  le signal optique reçu et  $E_{LO}$  le signal optique issu du laser oscillateur local. Ces signaux peuvent s'écrire sous la forme :

$$E_s = E_x \hat{x} + E_y \hat{y} \quad (1.103)$$

Où  $\hat{x}$  et  $\hat{y}$  sont les vecteurs unitaires suivant les axes de polarisation et les deux composantes de polarisations orthogonales  $E_x$  et  $E_y$  sont donnés par les équations suivantes :

$$E_x = \sqrt{A_x} e^{i(\omega_s t + \varphi_{sx})} \quad (1.104)$$

$$E_y = \sqrt{A_y} e^{i(\omega_s t + \varphi_{sy})} \quad (1.105)$$

$A_x$  et  $A_y$  sont les puissances des deux composantes en polarisation du signal reçu.  $\varphi_{sx}$  et  $\varphi_{sy}$  sont les phases des signaux  $E_x$  et  $E_y$ .  $\omega_s$  est la pulsation du signal optique reçu.

Aussi, le signal de l'oscillateur local est donné par :

$$E_{LO} = E_{LO,x} \hat{x} + E_{LO,y} \hat{y} \quad (1.106)$$

$$E_{LO} = \sqrt{A_{LO}} e^{i(\omega_{LO} t + \varphi_{LO})} \quad (1.107)$$

Où  $A_{LO}$ ,  $\omega_{LO}$  et  $\varphi_{LO}$  sont la puissance, la pulsation et la phase du signal de l'oscillateur local, respectivement.

Ensuite, les deux composantes du signal  $E_s$  sont séparées à l'aide d'un PBS et la puissance du signal  $E_{LO}$  est divisée en deux parties égales à l'aide d'un coupleur 50/50 et envoyée vers les deux mixeurs cohérents.

$$E_s = \begin{bmatrix} E_x \\ E_y \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} \sqrt{A_x} e^{i(\omega_s t + \varphi_{sx})} \\ \sqrt{A_y} e^{i(\omega_s t + \varphi_{sy})} \end{pmatrix} \quad (1.108)$$

$$E_{LO} = \begin{bmatrix} E_{LO,x} \\ E_{LO,y} \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \begin{pmatrix} \sqrt{A_{LO}} e^{i(\omega_{LO} t + \varphi_{LO})} \\ \sqrt{A_{LO}} e^{i(\omega_{LO} t + \varphi_{LO} + \frac{\pi}{2})} \end{pmatrix} \quad (1.109)$$

À la sortie d'hybride optique  $90^\circ$ , les expressions des signaux sont données par les relations suivantes :

$$E_{X1} = \frac{1}{2} \sqrt{A_{sx}} e^{i(\omega_s t + \varphi_{sx})} - \frac{1}{2\sqrt{2}} \sqrt{A_{LO}} e^{i(\omega_{LO} t + \varphi_{LO})} \quad (1.110)$$

$$E_{X3} = \frac{1}{2} \sqrt{A_{sx}} e^{i(\omega_s t + \varphi_{sx} + \frac{\pi}{2})} - \frac{1}{2\sqrt{2}} \sqrt{A_{LO}} e^{i(\omega_{LO} t + \varphi_{LO})} \quad (1.111)$$

$$E_{X2} = -\frac{1}{2}\sqrt{A_{sx}}e^{i(\omega_s t + \varphi_{sx})} + \frac{1}{2\sqrt{2}}\sqrt{A_{LO}}e^{i(\omega_{LO} t + \varphi_{LO} + \frac{\pi}{2})} \quad (1.112)$$

$$E_{X4} = \frac{1}{2}\sqrt{A_{sx}}e^{i(\omega_s t + \varphi_{sx} + \frac{\pi}{2})} + \frac{1}{2\sqrt{2}}\sqrt{A_{LO}}e^{i(\omega_{LO} t + \varphi_{LO} + \frac{\pi}{2})} \quad (1.113)$$

$$E_{Y1} = \frac{1}{2}\sqrt{A_{sy}}e^{i(\omega_s t + \varphi_{sy})} - \frac{1}{2\sqrt{2}}\sqrt{A_{LO}}e^{i(\omega_{LO} t + \varphi_{LO})} \quad (1.114)$$

$$E_{Y3} = \frac{1}{2}\sqrt{A_{sy}}e^{i(\omega_s t + \varphi_{sy} + \frac{\pi}{2})} - \frac{1}{2\sqrt{2}}\sqrt{A_{LO}}e^{i(\omega_{LO} t + \varphi_{LO})} \quad (1.115)$$

$$E_{Y2} = -\frac{1}{2}\sqrt{A_{sy}}e^{i(\omega_s t + \varphi_{sy})} + \frac{1}{2\sqrt{2}}\sqrt{A_{LO}}e^{i(\omega_{LO} t + \varphi_{LO} + \frac{\pi}{2})} \quad (1.116)$$

$$E_{Y4} = \frac{1}{2}\sqrt{A_{sy}}e^{i(\omega_s t + \varphi_{sy} + \frac{\pi}{2})} + \frac{1}{2\sqrt{2}}\sqrt{A_{LO}}e^{i(\omega_{LO} t + \varphi_{LO} + \frac{\pi}{2})} \quad (1.117)$$

En utilisant les photodétecteurs équilibrés pour détecter les paires de sorties dont la différence de phase entre les composants LO est de  $180^\circ$ , nous obtenons les expressions des photocourants en polarisation  $x$  :

$$x_I = R\sqrt{\frac{A_x A_{LO}}{2}} \cos((\omega_s - \omega_{LO})t + \varphi_{sx} - \varphi_{LO}) \quad (1.118)$$

$$x_Q = R\sqrt{\frac{A_x A_{LO}}{2}} \sin((\omega_s - \omega_{LO})t + \varphi_{sx} - \varphi_{LO}) \quad (1.119)$$

Les mêmes expressions sont valables pour la polarisation  $y$  uniquement en remplaçant les indices.

$$y_I = R\sqrt{\frac{A_y A_{LO}}{2}} \cos((\omega_s - \omega_{LO})t + \varphi_{sy} - \varphi_{LO}) \quad (1.120)$$

$$y_Q = R\sqrt{\frac{A_y A_{LO}}{2}} \sin((\omega_s - \omega_{LO})t + \varphi_{sy} - \varphi_{LO}) \quad (1.121)$$

Le signal de la bande de base à la sortie des photodétecteurs est ensuite échantillonné et converti au domaine numérique par des convertisseurs analogiques-numériques.

### b) Convertisseurs analogiques/numériques

Les quatre convertisseurs analogiques-numériques échantillonnent les composantes de signal en phase et en quadrature des deux polarisations à la sortie du récepteur optique cohérent à diversité de polarisation.

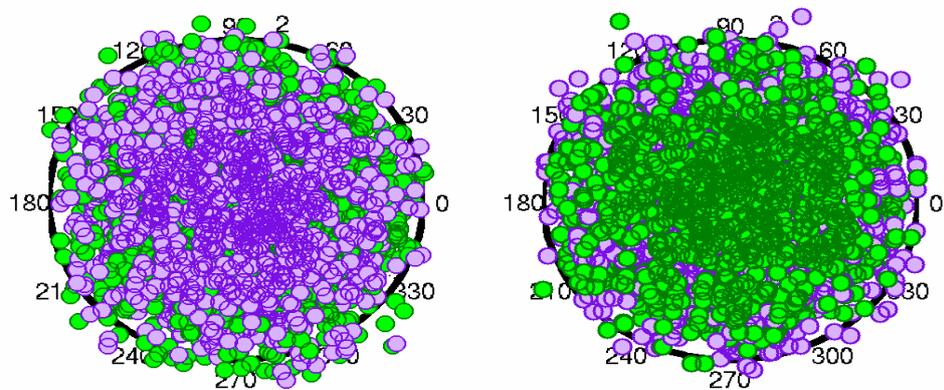
Pour assurer la conservation de toute l'information du signal analogique, le taux d'échantillonnage des ADCs doit vérifier le critère de Shannon-Nyquist [97]. Selon le théorème d'échantillonnage, les signaux reçus en phase et en quadrature doivent être échantillonnés à un taux égal ou supérieur au double de la fréquence maximale du signal (bande de base) pour éviter les déformations.

Pratiquement, dans un transpondeur spécialement conçu pour les systèmes cohérents, la bande passante de 3 dB de l'ADC est d'environ 0.5 à 0.8 fois le débit de symbole et le taux d'échantillonnage est exactement le double du débit de symbole [98]. Ainsi, pour le format de modulation PDM-QPSK, les signaux analogiques sont échantillonnés à 56 GSamples/s pour un débit binaire de 112 Gb/s.

Il faut donc choisir au moins deux échantillons par symbole pour ne pas perdre une partie de l'information portée par le signal analogique. Afin d'avoir le DSP fonctionnant à exactement deux échantillons par symbole, la première étape est de rééchantillonner le signal numérique utilisant une technique d'interpolation. Ensuite, le signal en bande de base est reconstruit à travers les parties réelles et imaginaires des deux composantes en polarisation données à partir des courants de sortie des huit photodiodes de manière à :

$$E_{sx} = x_I + ix_Q = R \sqrt{\frac{A_{sx} A_{LO}}{2}} e^{i((\omega_s - \omega_{LO})t + \varphi_{sx} - \varphi_{LO})} \quad (1.122)$$

$$E_{sy} = y_I + iy_Q = R \sqrt{\frac{A_{sy} A_{LO}}{2}} e^{i((\omega_s - \omega_{LO})t + \varphi_{sy} - \varphi_{LO})} \quad (1.123)$$

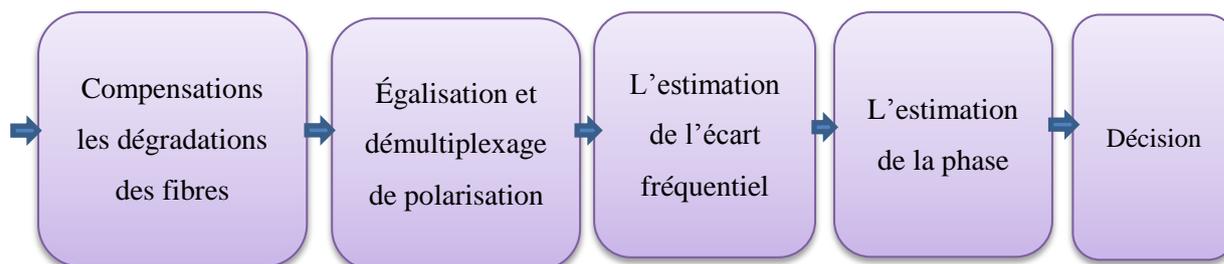


**Figure 1.34** : Diagramme de constellation (des deux polarisations) de PDM-QPSK à 112 Gbps après ré-échantillonnage et reconstruction du signal [99].

La figure 1.34 montre le diagramme de constellation des deux polarisations après rééchantillonnage et reconstruction du signal PDM-QPSK à 112 Gbps. Comme on peut l'observer à cette étape, le diagramme de constellation de chaque polarisation porte un mélange des deux signaux de polarisations envoyées (représentés en vert et violet) sur chaque constellation depuis le signal entrant. Les signaux à la sortie des convertisseurs sont traités à l'aide du bloc de traitement numérique du signal afin de récupérer l'information transmise.

### 1.5.3.2. Les algorithmes de traitement numérique du signal

Cette partie présente les techniques de traitement numérique du signal utilisé après la détection cohérente présentées ci-dessus. Ces techniques ont pour but de rendre la transmission robuste aux distorsions et perturbations du canal optique, et de récupérer l'information à partir des signaux analogiques correspondant à la transposition dans le domaine électrique du signal optique reçu. La figure 1.35 illustre l'architecture des algorithmes utilisés dans la partie numérique du récepteur optique cohérent.



**Figure 1.35** : Schéma bloc du traitement numérique du signal pour les récepteurs optiques cohérents.

Ses différentes fonctions peuvent être divisées en :

#### a) Compensation des effets de la fibre

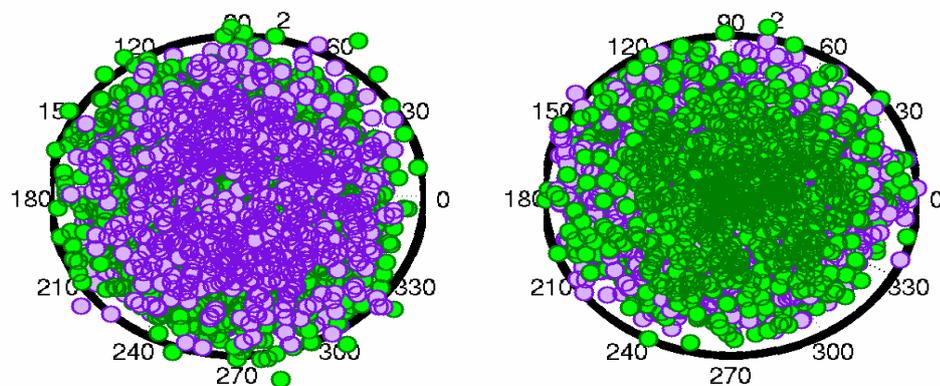
Les récepteurs optiques cohérents nécessitent l'égalisation des canaux pour éviter l'interférence entre symboles qui résultent des dégradations de fibres telles que les effets linéaires ou non linéaires. Lorsque la dispersion chromatique (CD) est un phénomène statique indépendant de la polarisation, elle peut être compensée avant d'égaliser et démultiplexer le signal reçu pour récupérer les deux signaux de polarisations orthogonales transmises du côté de l'émetteur. Cette méthode permet d'éviter la compensation optique pour une transmission très longue distance à très haut débit [99].

Ainsi, puisque nous connaissons approximativement la quantité résiduelle de dispersion chromatique, on utilise l'expression analytique bien connue de la CD pour concevoir le filtre qui la compense. Dans cette expression, les effets non-linéaires et la dispersion de mode de polarisation ne sont pas pris en compte :

$$H(z, \omega) = \exp\left(-i \frac{D \lambda^2}{4\pi c} \omega^2 z\right) \quad (1.124)$$

Un tel filtre est en pratique irréalisable car sa réponse impulsionnelle est infinie et non causale. Alternativement, la CD peut être égalisée dans le domaine temporel avec un filtre à réponse impulsionnelle finie (FIR : *Finite Impulse Response*) équivalant à l'équation 1.124. Cette technique a été discutée en détail dans [100,101]. La longueur des filtres FIR dépend de la dispersion cumulée à compenser.

Lorsque les effets non linéaires sont pris en compte aussi, la définition de l'égalisation du canal peut être étendue par le concept de rétropropagation numérique (DBP) [102]. Cette égalisation non linéaire sera étudiée dans le Chapitre 3. À la sortie de cette opération, les deux signaux de polarisation sont encore mélangés, comme on peut le voir à la figure 1.36. Par conséquent, l'étape suivante consiste à égaliser le signal et à démultiplexer les deux composantes de polarisation.



**Figure 1.36** : Diagramme de constellation (des deux polarisations) de 112 Gbps PDM-QPSK après compensation de la dispersion chromatique.

### b) Le démultiplexage en polarisation et l'égalisation

La partie la plus importante dans le DSP est le démultiplexage du signal reçu pour récupérer les deux signaux émis suivant les deux composantes en polarisation. Cela peut être fait en utilisant des filtres FIR adaptatifs à l'aide de l'algorithme à module constant (CMA : *Constant Modulus Algorithm*) proposé dans [103]. Les filtres sont disposés dans une structure

papillon et sont continuellement mis à jour pour suivre les dégradations de transmission telle que la PMD, la diaphonie de polarisation et des CD résiduels, etc. De plus, cet égaliseur effectue le démultiplexage en polarisation en séparant le mélange des symboles transmis sur chacune des deux polarisations.

Toutes ces perturbations peuvent être modélisées dans la matrice de Jones de la ligne de transmission. Ainsi, les signaux reçus à l'entrée du démultiplexeur en polarisation  $E_{Rx\_e}$  et  $E_{Ry\_e}$  suivant les deux états de polarisation sont un mélange des deux composantes en polarisation du signal émis.

$$\begin{pmatrix} E_{Rx\_e} \\ E_{Ry\_e} \end{pmatrix} = J \cdot \begin{pmatrix} E_{Ex} \\ E_{Ey} \end{pmatrix} \quad (1.125)$$

Par conséquent, la tâche de l'égaliseur est d'estimer l'inverse de la matrice de Jones de manière à inverser les effets induits par la propagation du canal afin de retrouver les signaux émis. Les signaux  $E_{Rx\_s}$  et  $E_{Ry\_s}$  à la sortie du bloc de démultiplexage en polarisation sont obtenus par la relation suivante [104]:

$$\begin{bmatrix} E_{Rx\_s} \\ E_{Ry\_s} \end{bmatrix} = J^{-1} \cdot \begin{pmatrix} E_{Rx\_e} \\ E_{Ry\_e} \end{pmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} h_{xx} & h_{yx} \\ h_{xy} & h_{yy} \end{bmatrix}}_H \cdot \begin{bmatrix} E_{Rx\_e} \\ E_{Ry\_e} \end{bmatrix} \quad (1.126)$$

Où  $h_{xx}$ ,  $h_{xy}$ ,  $h_{yx}$  et  $h_{yy}$  sont les coefficients de filtre *FIR* adaptatif espacés de  $T/2$  (également connu sous le nom de taps). La configuration de filtre mettant en œuvre cette opération mathématique peut être considérée comme un système à entrées et sorties multiples (MIMO : *Multiple Input Multiple Output*) avec deux entrées et deux sorties représentées dans la structure papillon sur la figure 1.37.

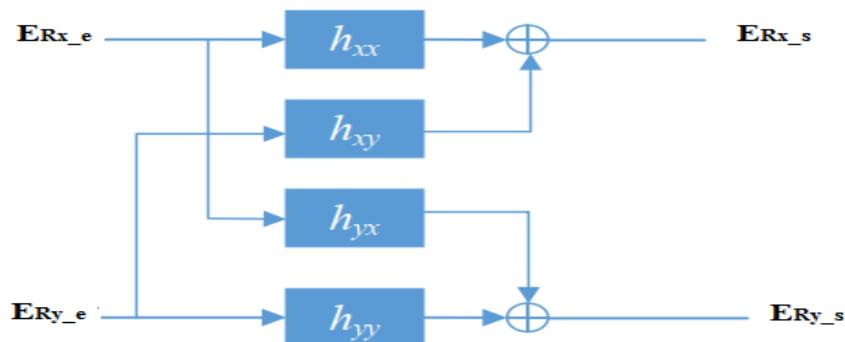


Figure 1.37 : Schéma d'un égaliseur MIMO 2×2.

$$E_{Rx\_s} = h_{xx} E_{Rx\_e} + h_{xy} E_{Ry\_e} \quad (1.127)$$

$$E_{Ry\_s} = h_{yx} E_{Rx\_e} + h_{yy} E_{Ry\_e} \quad (1.128)$$

En pratique, cette phase est réalisée en utilisant quatre filtres *FIR* dont les réponses impulsionnelles sont représentées par 4 vecteurs ( $h_{xx}$ ,  $h_{xy}$ ,  $h_{yx}$  et  $h_{yy}$ ) de taille  $M$ . La mise à jour des coefficients des filtres  $h_{xx}$ ,  $h_{xy}$ ,  $h_{yx}$  et  $h_{yy}$  se fait en fonction des sorties de l'égaliseur.

$$\begin{aligned} h_{xx} &= h_{xx} + \mu \varepsilon_x \cdot E_{Rx\_e}^* & h_{yx} &= h_{yx} + \mu \varepsilon_y \cdot E_{Ry\_e}^* \\ h_{xy} &= h_{xy} + \mu \varepsilon_x \cdot E_{Rx\_e}^* & h_{yy} &= h_{yy} + \mu \varepsilon_y \cdot E_{Ry\_e}^* \end{aligned} \quad (1.129)$$

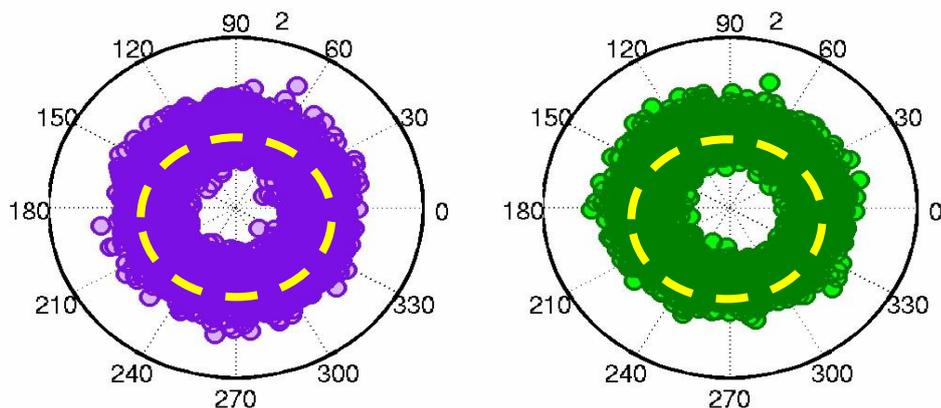
où  $\mu$  est le pas d'adaptation encore appelé paramètre de convergence de l'algorithme utilisé pour contrôler la vitesse d'adaptation et l'erreur résiduelle des coefficients de filtre adaptés [105].

Pour une modulation de phase, les coefficients des vecteurs  $h_{xx}$ ,  $h_{xy}$ ,  $h_{yx}$  et  $h_{yy}$  peuvent être mis à jour en utilisant l'algorithme adaptatif du module constant qui minimise les termes d'erreur de manière itérative [105]:

$$\varepsilon_x = 1 - |E_{Rx\_s}|^2 \quad (1.130)$$

$$\varepsilon_y = 1 - |E_{Ry\_s}|^2 \quad (1.131)$$

Une fois que les deux composantes en polarisation du signal reçu ont été démultiplexées par l'égaliseur adaptatif aveugle, le suivi de la phase doit être effectué dans le domaine numérique depuis l'oscillateur local qui n'est pas optiquement verrouillé en phase sur le signal reçu, sinon, le diagramme de constellation attendu (quatre pointes situées à  $+\pi/4$ ,  $+3\pi/4$ ,  $-3\pi/4$  et  $-\pi/4$ ) ressemble à un cercle épais, comme il apparaît à la figure 1.38. Ce décalage de phase sera récupéré par l'estimateur de fréquence et de phase du bloc suivant dans le traitement numérique du signal.



**Figure 1.38** : Diagramme de constellation (des deux polarisations) de 112 Gbps PDM-QPSK après égalisation et démultiplexage de polarisation [99].

### c) L'estimation de l'écart fréquentiel (CFE : Carrier Frequency Estimation)

Une fois la synchronisation entre les horloges de l'émetteur et du récepteur réalisée, le signal reçu reste altéré par le bruit de phase. Il est lié à la différence de fréquence entre les lasers à d'émission et à l'oscillation locale (décalage de fréquence) et le bruit de phase provenant par l'émetteur (bruit de phase laser) et des lasers LO.

En raison de l'influence de l'imperfection de la fabrication des dispositifs optiques et de la variation de l'environnement, les fréquences de l'émetteur et des lasers LO ne sont pas tout à fait cohérentes. En outre, l'émission spontanée de photons (inévitable) dans la cavité laser est responsable le bruit de phase des lasers (LPN : *laser phase noise*) dans l'onde lumineuse émise, et il est toujours modélisé par un processus aléatoire de Wiener.

Il peut apparaître sous la forme d'une dérive continue de la fréquence, sous la forme de sauts rapides de la phase ou par la combinaison des deux. Ce bruit a comme conséquence le fait que la phase de la porteuse n'est pas toujours à la même position d'une impulsion à l'autre, introduisant souvent un bruit sur le décalage de fréquence. La grande quantité de bruit de phase supplémentaire est très nuisible au signal modulé en phase.

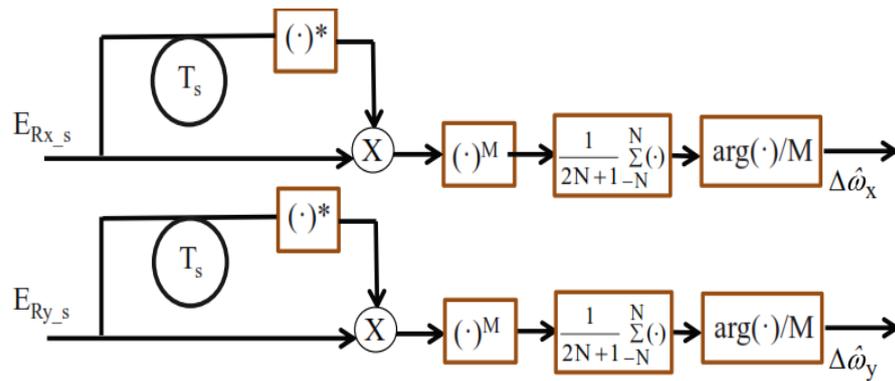
Dans la pratique, la fonction d'estimation de l'écart fréquentiel est habituellement séparée en l'estimation de la phase du signal (CPE : *Carrier Phase Estimation*) pour améliorer l'efficacité de la récupération de la phase porteuse car elle réduit la quantité de bruit de phase qu'elle doit suivre [106]. De plus, de nombreux schémas de récupération la phase ne sont impartiaux qu'en présence d'un décalage de fréquence nul.

Selon le principe de fonctionnement, les algorithmes de décalage de fréquence peuvent être divisés en trois catégories [107,108]. Pour les systèmes de communication optiques cohérents,

l'estimation de l'écart fréquentiel utilise l'opération de puissance M-ème pour supprimer la composante de modulation et extraire le décalage de fréquence résiduel, soit dans les méthodes basées sur la phase différentielle dans le domaine temporel [109], soit dans les méthodes basées sur la FFT dans le domaine fréquentiel [110,111].

L'algorithme de puissance M-ème fonctionne bien pour les signaux modulés M-PSK où la modulation peut être supprimée avec le fonctionnement de puissance M-ème. Cependant, pour une mQAM plus générale, le nombre de symboles appropriés pour l'opération de puissance M-ème diminue avec l'ordre de la constellation, ce qui diminue la performance de l'algorithme. Ensuite, l'angle récupéré dans la phase porteuse est utilisé pour garder la trace du décalage de fréquence.

La figure 1.39 montre un schéma fonctionnel de l'estimateur proposé dans [107] pour les systèmes de transmission utilisant une détection intradyne et une modulation de phase à M états.



**Figure 1.39 : Principe de l'estimation du décalage de fréquence dans le bloc numérique de traitement du signal.**

En supposant qu'à la sortie de l'algorithme CMA, les symboles associés aux signaux sont uniformément échantillonnés à intervalles espacés par  $T_s$  et sont donnés par :

$$E_{Rx\_s}(k) = e^{i(k\Delta\omega T_s + \varphi_{sx,k} + \varphi_{bx,k})} \quad (1.132)$$

$$E_{Ry\_s}(k) = e^{i(k\Delta\omega T_s + \varphi_{sy,k} + \varphi_{by,k})} \quad (1.133)$$

Où  $k$  est un entier et  $T_s$  est la durée d'un symbole.  $\Delta\omega$  est l'écart de fréquence à estimer,  $\varphi_{sx,k}$  et  $\varphi_{sy,k}$  sont les phases contenant l'information transmise,  $\varphi_{bx,k}$  et  $\varphi_{by,k}$  sont les termes de phase comprenant la différence de phase moyenne entre le signal et l'oscillateur local.

Dans cette opération, le symbole reçu à l'instant  $t = kT_s$  est tout d'abord multiplié par le complexe conjugué du symbole précédent. Il en résulte un nombre complexe dont la phase est

égale à la différence dans la phase des deux symboles (la quantité  $\Delta\omega$ ). Ensuite la modulation est supprimée par l'élévation à la puissance M, puis le moyennage sur  $2N+1$  symboles permet de réduire le bruit. Finalement, l'écart fréquentiel estimé est obtenu en divisant l'argument de la somme par  $MT_s$ .

Les valeurs de l'écart fréquentiel estimées entre deux échantillons consécutifs suivant les deux états de polarisation  $\Delta\hat{\omega}_{x,y}$  sont obtenus par :

$$\Delta\hat{\omega}_{x,y}(k) = \frac{1}{MT_s} \arg \left( \frac{1}{2N+1} \left( \sum_{l=K-N}^{l=K+N} \left( E_{Rx,y_s}(l) \cdot E_{Rx,y_s}^*(l-1) \right)^M \right) \right) \quad (1.134)$$

Après quelques étapes de calculs et en négligeant le bruit de phase pour simplifier, nous obtenons l'équation 1.135.

$$\Delta\hat{\omega}_{x,y}(k) = \frac{1}{MT_s} \arg \left( \frac{1}{2N+1} \left( \sum_{l=K-N}^{l=K+N} e^{i(M\Delta\omega T_s + M(\varphi_{sx,y}(l) - \varphi_{sx,y}(l-1)))} \right) \right) \quad (1.135)$$

Pour la modulation à quatre niveaux de phase ( $\pi/4, 3\pi/4, -3\pi/4$  et  $-\pi/4$ ), on peut montrer

$$\text{que } e^{i(M(\varphi_{sx,y}(l) - \varphi_{sx,y}(l-1)))} = \mathbf{1}.$$

Lorsque l'écart de fréquence est estimé, la correction est faite en multipliant chaque symbole par  $e^{-ik\Delta\hat{\omega}_{x,y}(k)T_s}$ .

Dans la section suivante, nous présentons l'algorithme d'estimation de la phase qui est utilisée pour compenser l'effet de bruit de phase laser.

#### d) Estimation de la phase du signal (CPE)

Après compensation des décalages de fréquence, l'estimation de la phase est utilisée pour récupérer puis supprimer le décalage de phase restante,  $\phi$ , entre l'oscillateur local et le signal. Divers algorithmes ont été proposés pour le CPE. Dans les systèmes des modulations de phase à M états (avec  $M=2^n$  où  $n$  est un entier), l'estimation de phase Viterbi et Viterbi (VVPE : *Viterbi and Viterbi phase estimation*) peuvent être utilisée [112].

#### ➤ Algorithme d'estimation de la phase de Viterbi et Viterbi

L'algorithme de *Viterbi&Viterbi* (V&V) est un algorithme de récupération de la phase porteuse, capable de compenser le bruit de phase laser et même la distorsion de phase optique non linéaire en signaux QPSK. C'est un algorithme d'estimation de la phase porteuse sans l'aide des données relatives aux paramètres du récepteur appelés aussi aveugles (NDA : *Non-*

*Data-Aided* or *Blind*) [113]. Les algorithmes aveugles utilisent une fonction non linéaire fonctionnant sur les symboles reçus pour supprimer l'influence de la modulation sur la phase reçue.

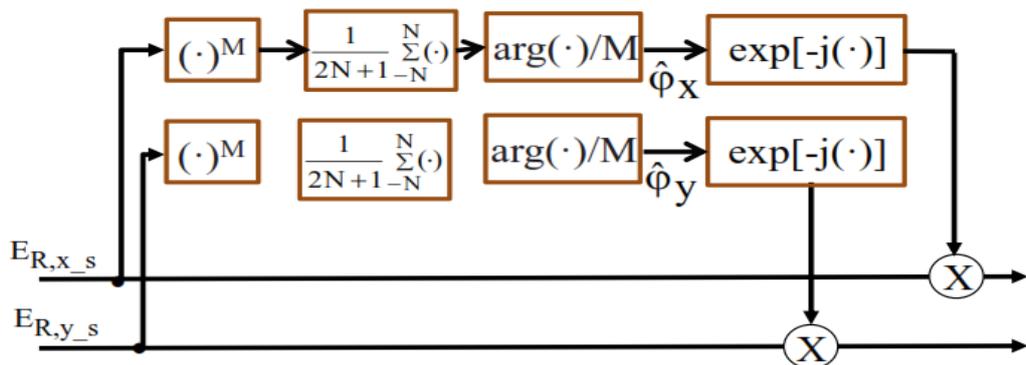
Dans cette estimation, l'élévation à la puissance  $M$  du symbole complexe est premièrement prise afin de supprimer toute information encodée dans la phase du signal ( $M$  est le nombre de niveaux de phase de la modulation, c'est-à-dire, quatre pour une modulation QPSK). Deuxièmement, la moyenne du signal est calculée sur les symboles  $2N+1$  afin de réduire le bruit et d'améliorer le SNR de la référence de phase estimée [114].

Ensuite, l'argument est pris puisque l'essentiel est la phase. Après, comme donnée par l'équation ci-dessous, la phase résultante est divisée par  $M$  pour corriger l'élévation initiale à la puissance  $M$  ; le résultat est défini sur l'intervalle  $[-\pi, \pi]$ . La constellation est tournée par une rotation d'un angle multiple de  $2\pi/M$  qui génère des erreurs de transmission. Ici, la fonction «*unwrap*» de Matlab peut être appliquée aux phases estimées afin d'obtenir une phase continue sans les sauts de phase.

Enfin, la phase estimée est supprimée en multipliant les symboles complexes reçus suivant les deux états de polarisation à l'instant  $k$  par  $e^{-i\hat{\phi}_x(k)}$  et  $e^{-i\hat{\phi}_y(k)}$ . Le schéma décrivant le principe de l'algorithme de *Viterbi&Viterbi* est montré à la figure 1.40.

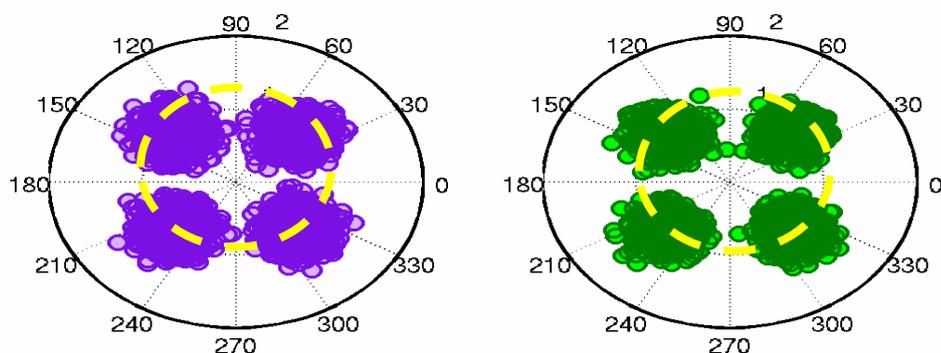
L'équation suivante explique cet algorithme où la phase estimée  $\hat{\phi}_{x,y}(k)$  sur chacun des états de polarisation à l'instant  $kT_s$  est donnée par :

$$\hat{\phi}_{x,y}(k) = \frac{1}{M} \arg \left( \frac{1}{2N+1} \sum_{l=k-N}^{l=k+N} (E_{R_{x,y-s}}(l))^M \right) \quad (1.136)$$



**Figure 1.40** : Principe de l'estimation de phase en utilisant l'algorithme de Viterbi&Viterbi. Le déballage suivant (Subsequent unwrapping) est utilisé pour pouvoir suivre de grandes variations temporelles des excursions de la phase du signal [115]. À la sortie de ce bloc, les

signaux sur les deux polarisations sont démultiplexés et les symboles sur chaque polarisation peuvent être identifiés, comme observé sur la figure 1.41.

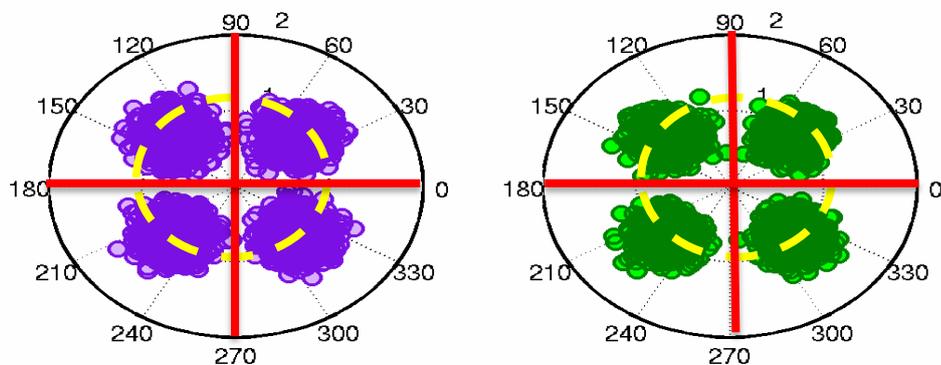


**Figure 1.41** : Diagramme de constellation (des deux polarisations) de 112 Gbps PDM-QPSK après CPE.

#### e) Estimation et décodage des symboles

Après la récupération de la phase, le signal numérique est prêt à être traité par le bloc de décision. Ce processus peut être exécuté par un module de correction d'erreur (FEC) avec décision de seuil sur les symboles reçus tandis que le décodage différentiel est utilisé pour éviter la propagation d'erreur catastrophique dans cas des glissements de cycle. Il est également possible d'utiliser l'estimation des symboles suivie d'une FEC déterminée. Donc, le modèle extrait de la séquence est comparé avec l'originale émise, et les erreurs sont trouvées et calculées par la méthode de Monte-Carlo (décrite dans l'annexe A). Il en résulte le taux d'erreurs binaire.

Pour des raisons pratiques, la performance mesurée du système n'est généralement pas exprimée en BER mais en Q facteur. Ici, le BER résultant peut être converti en facteur de qualité Q. Ces critères de qualité seront présentés de manière détaillée dans l'annexe A.



**Figure 1.42** : Diagramme de constellation (des deux polarisations) de 112 Gbps PDM-QPSK avec le block de décision.

## 1.6. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté le système de transmission cohérent optique. Nous avons identifié ses éléments de base : l'émetteur, le canal et le récepteur. L'émetteur est la partie où les données à transmettre sont générées et transférées dans le champ lumineux. Certaines techniques de multiplexage sont utilisées du côté de l'émetteur pour maximiser le débit dans la ligne de transmission, comme le multiplexage par division de longueur d'onde et le multiplexage par division de polarisation. Ensuite, les effets que subit le signal optique lors de sa propagation le long d'une fibre sont expliqués, en particulier les effets non linéaires qui deviennent plus importants à grande vitesse et leur compensation est nécessaire pour maintenir une longue distance de transmission. Ces effets sont décrits par l'équation non linéaire de Schrödinger (NLSE). Nous avons enfin détaillé l'architecture du récepteur numérique cohérent où le signal est acquis et traité de manière cohérente pour récupérer le signal de données d'origine.

Les principales techniques de traitement numérique du signal pour compenser les distorsions linéaires et non linéaires du canal de transmission optique et récupérer l'information des signaux transmis ont été présentées.

Dans le chapitre suivant, nous évaluons l'intérêt de l'égalisation adaptative fréquentielle pour la compensation des effets linéaires dans un système de transmission optique haut débit.

## Chapitre 2

# ANALYSE ET COMPENSATION DE LA DISPERSION CHROMATIQUE

---

### 2.1 Introduction

Les systèmes de communication optiques à haut débit posent le défi de leur tolérance aux dégradations linéaires et non linéaires des fibres optiques [116-118]. Les récepteurs optiques cohérents utilisant le circuit et des algorithmes de traitement numérique du signal (DSP) correspondants peuvent atténuer les dégradations de la fibre dans le système de transmission optique, y compris l'égalisation de la dispersion chromatique (CD) avec des filtres numériques.

Ce chapitre décrit de manière détaillée la compensation de la CD basée sur le DSP. Les simulations numériques permettent d'étudier l'égalisation CD dans le domaine fréquentiel afin d'estimer les performances du système optique cohérent PDM-QPSK utilisant les formats de modulation choisis.

Les performances de la compensation de dispersion chromatique par l'égalisation dans le domaine fréquentiel (FDE) sont analysées en évaluant le taux d'erreur binaire en fonction du rapport signal-bruit optique, et les résultats de la compensation sont également comparés pour deux systèmes de communication présents. De plus, l'efficacité de l'utilisation de la FDE à des taux symboles différents est traitée en termes de complexité et de performance. Enfin, nous estimerons la portée maximale offerte pour différentes configurations du système.

Nous donnons à présent un bref aperçu de l'évolution et de l'état actuel des recherches liées à nos travaux.

### 2.2 L'état de l'art

Les récepteurs optiques cohérents utilisant des filtres numériques permettent l'égalisation significative de la dispersion chromatique dans le domaine électrique, au lieu de la compensation par les fibres de compensation de dispersion (DCF) ou par les modules de compensation de dispersion (DCM) dans le domaine optique [119]. Cela pourrait économiser les coûts des systèmes optiques et augmenter la tolérance aux effets non linéaires. Plusieurs

filtres numériques ont été appliqués pour cette compensation dans le domaine temporel (TDE : *Time-Domain Equaliser*) et fréquentiel [120-122].

H. Bülow et al. ont rapporté une égalisation de CD en utilisant la méthode d'estimation de séquence de la vraisemblance maximum (MLSE : *Mean Least Sequence Error*) [123], et qui était le premier égaliseur DSP proposé. Cet égaliseur électronique est mis en œuvre à l'aide de l'algorithme de Viterbi, où l'on cherche la séquence de bits la plus probable formée par une série de signaux déformés. Le MLSE n'est pas adapté à une distorsion spécifique, mais il est optimal pour tout type de signal déformé optiquement et détecté par la photodiode à condition que l'interférence entre les symboles ne dépasse pas les symboles égalisés avec une certaine période d'échantillonnage.

S. J. Savory a utilisé un filtre à réponse impulsionnelle finie dans le domaine temporel (FD-FIR : *Fractional Delay Finite-length Impulse Response*) pour compenser la dispersion chromatique pour des distances de 1000 km et de 4000 km sans utiliser une DCF [124]. La réalisation du filtre FD-FIR se produit par la digitalisation de la fonction inverse de la réponse impulsionnelle pour le canal optique dans le domaine temporel. La fenêtre temporelle du filtre FD-FIR peut être tronquée par utilisation de la fréquence Nyquist, qui est déterminée pour éviter le phénomène de repliement (aliasing phenomenon) dans les systèmes numériques.

M. Kushnerov et al. ont utilisé une égalisation dans le domaine fréquentiel (FDE) pour compenser la CD dans les systèmes de communication cohérents [125], et qui sont considérés comme les égaliseurs numériques les plus efficaces pour la compensation de dispersion chromatique. La mise en œuvre de ces égaliseurs provient de la réponse impulsionnelle inversée de la fibre optique dans le domaine fréquentiel. L'une des réalisations les plus populaires des FDE est le filtre numérique aveugle [126], qui sera discuté plus tard dans ce manuscrit. Il a été démontré que les FDE sont plus efficaces que le filtre FD-FIR et les filtres numériques adaptatifs dans le domaine temporel lorsque la dispersion chromatique accumulée est supérieure à 3000 ps/nm dans les systèmes de transmission cohérents.

## **2.3 Étude théorique de la compensation dispersion chromatique optique et numérique**

### **2.3.1 Compensation optique de la dispersion chromatique**

La dispersion chromatique est une conséquence du retard de groupe dépendant de la longueur d'onde dans la fibre optique telle que vue dans la section 1.4.2.5.B. Si deux

longueurs d'onde sont séparées par  $\Delta\lambda$  nm, alors l'étalement temporel  $\Delta t$  (en ps) est donné par :

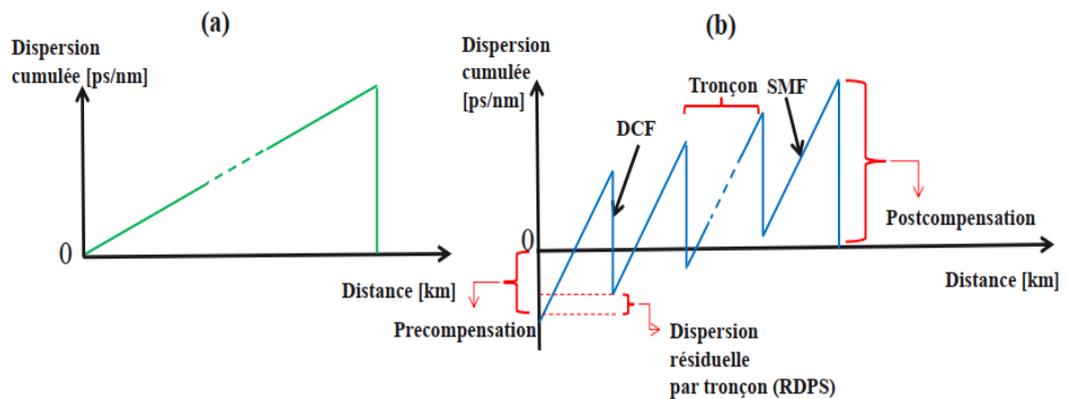
$$\Delta t = D_z \Delta\lambda \quad (2.1)$$

Il est possible de compenser la dispersion accumulée dans la fibre durant la propagation par une des fibres à compensation de dispersion, en considérant une dispersion résiduelle par tronçon (RDPS: *Residual dispersion Per Span* [ps×km<sup>-1</sup>]) nulle.

Nous supposons dans cette partie de l'étude que les effets non linéaires et la dispersion de mode de polarisation sont négligeables et ne sont pas donc prises en compte. La longueur de la DCF est calculée par la relation [127] :

$$D_{SMF} \times L_{SMF} = -D_{DCF} \times L_{DCF} \quad (2.2)$$

où  $D_{SMF}$  et  $D_{DCF}$ ,  $L_{SMF}$ , désignent les dispersions chromatiques et les longueurs des fibres SMF et DCF, respectivement. Le graphe de la dispersion accumulée en fonction de la distance est donné à la figure 2.1.



**Figure 2.1** : La dispersion accumulée en fonction de la distance dans les cas : (a) « sans DCF » et (b) « avec DCF ».

Plutôt que de compenser toute la dispersion accumulée enfin la propagation comme montré dans la figure 2.1(a), il est possible de répartir la compensation de dispersion comme c'est illustré à la figure 2.1(b). C'est le principe de la gestion de dispersion en ligne. Si toute la dispersion accumulée à chaque tronçon (*span*) n'est pas compensée, nous avons alors une RDPS non nulle. Trois sortes de compensation de dispersion sont possibles, la pré-, la post- et la symétrique [128].

Quand la compensation se fait à l'émission on parle de pré-compensation et quand elle est faite à la réception on parle de postcompensation. La dernière technique nécessite un nombre pair de compensations, car il s'agit de réaliser alternativement une pré-compensation

de dispersion, de l'amplification, de la post-compensation, de l'amplification et ainsi de suite. Cependant, le bruit ASE généré par l'amplificateur EDFA augmentera et réduira le rapport signal sur bruit optique, dégradant les performances du système et augmentant sa complexité et son coût. De plus, les techniques de compensation optiques ne permettent pas de s'adapter à la commutation dynamique des canaux. Pour résoudre ces problèmes, cette dégradation de la transmission optique peut être éliminée dans le domaine électronique à l'aide de récepteurs numériques cohérents. Ainsi, la compensation numérique de CD peut être réalisée avec des égaliseurs de réponse impulsionnelle finie dans le domaine temporel (TD-FIR : *Time Domain Finite Impulse Response*) ou avec des égaliseurs de domaine fréquentiel (FDE).

### 2.3.2 Égalisation électronique de la dispersion chromatique

La complexité de la mise en œuvre et les algorithmes d'égalisation sont deux problèmes pour la conception de blocs DSP. Les égaliseurs de domaine temporel ne sont utilisés que sur les systèmes optiques de courtes distances car, d'une part, la consommation d'énergie augmente de manière exponentielle avec leur complexité de calcul et d'une façon linéaire avec la quantité maximale de dispersion [129] et d'autre part, il faut utiliser un nombre élevé de coefficients complexe (number of taps) requis pour le filtre FIR dans les transmissions longues distances comme montrés dans le tableau 2.1.

Pour toutes ces raisons, les égaliseurs de domaine temporel sont remplacés par les égaliseurs de domaine fréquentiel dans les systèmes de transmission longue distance [130].

**Tableau 2.1** : Nombre de coefficients complexe requis pour l'égalisation en fonction de la rapidité de modulation et de la distance parcourue sur la fibre SMF.

<b>Distance</b> <b>Rapidité de modulation</b>	500 km	1000 km	1500 km	2000 km
10.7 Gbaud	4	60	80	100
28 Gbaud	0	1	30	580
	60	0	0	

### 2.3.2.1 Égalisation de domaine fréquentiel basé sur la méthode par chevauchement et sauvegarde

L'égalisation de domaine fréquentiel (FDE) est considérée comme une solution efficace dans les systèmes optiques cohérents pour les liaisons non compensées. Sa mise en œuvre s'avère moins complexe en termes de synchronisation et de ressources de mémoire qui permettent de réduire le coût et une grande applicabilité pour différentes distances de la fibre [131].

L'égalisation dans le domaine fréquentiel repose sur l'utilisation de la transformée de Fourier discrète (DFT : *Discrete Fourier Transform*), qui fait appel à la transformée de Fourier rapide (FFT). Dans les FDEs, les FFT sont exécutés en utilisant l'algorithme de radix-2 ou radix-4. Dans nos travaux de recherche, l'implémentation de FDE avec la méthode par chevauchement et sauvegarde (OLS: *overlap-save*) est appliquée pour compenser la dispersion chromatique dans les systèmes optiques cohérents à haute vitesse.

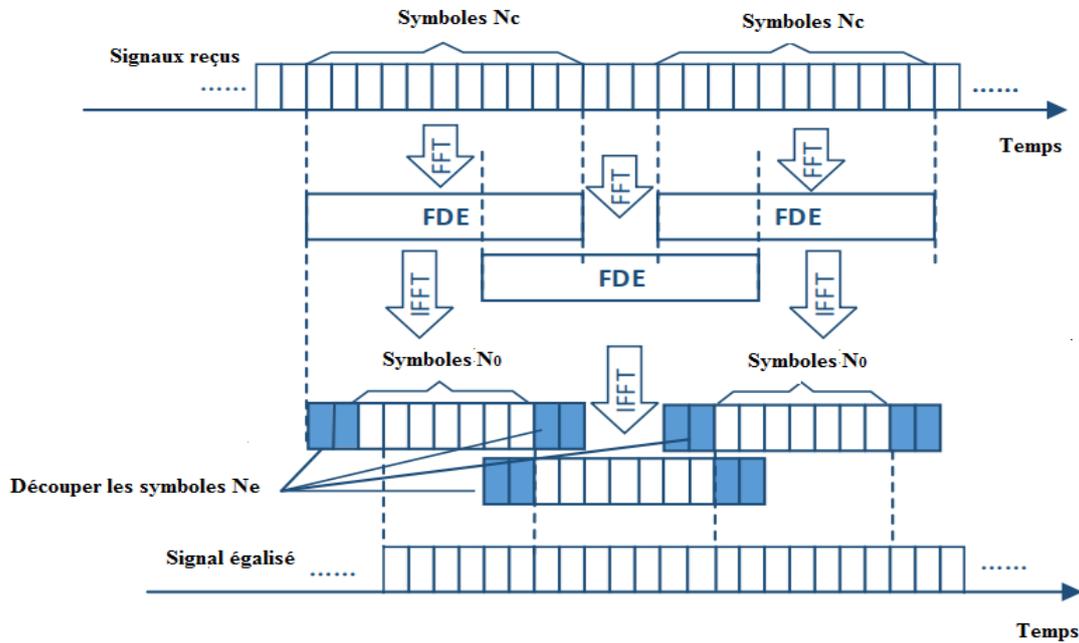
La technique « overlap-save » effectue un traitement par blocs dans le domaine fréquentiel visant à reproduire le filtrage d'une séquence très longue (théoriquement infinie) par un filtre FIR à  $N$  coefficients. Elle opère par blocs d'échantillons de taille  $P = L + N$ , où chaque bloc contient les derniers échantillons  $N$  du bloc précédent (overlap) suivi de nouveaux échantillons  $L$ . La transformée de Fourier discrète sur  $P$  points est calculée pour chaque bloc de la séquence à filtrer, tandis que la DFT sur  $P$  points de la réponse impulsionnelle du filtre FIR équivalent est calculée une fois pour toutes puis stockée en mémoire.

Pour chaque bloc, ces deux DFTs sont ensuite multipliées terme à terme avant de calculer la transformée de Fourier discrète inverse (IDFT : *Inverse Discrete Fourier Transform*). Cela revient à effectuer la convolution circulaire de chaque bloc avec la réponse impulsionnelle du filtre FIR.

Dans le résultat du traitement d'un bloc, on note que les  $N$  premiers échantillons filtrés sont corrompus par les alias spectraux provenant du caractère circulaire de la convolution. Les premiers éléments  $N$  du résultat de chaque bloc sont donc éliminés pour ne conserver (save) que les termes de convolution linéaire. Tandis que les derniers  $L$  points sont identiques au résultat obtenu par une convolution linéaire dans le domaine du temps.

Le recouvrement sur  $N$  échantillons des blocs successifs en entrée permet d'éviter la perte d'information lors de la suppression des éléments d'*aliasing*. Ainsi, la sortie reconstituée par la concaténation des derniers éléments  $L$  de chaque bloc filtré est identique à la sortie obtenue par le filtrage avec le filtre FIR équivalent.

La figure 2.2 illustre le schéma de l'égalisation overlap du domaine fréquentiel (OFDE : *Overlap Frequency Domain Equalizer*) pour une compensation de CD [132].



**Figure 2.2** : Mise en œuvre pratique de la FDE pour la compensation de CD.

Les signaux reçus sont d'abord divisés en blocs superposés avec un certain chevauchement, où la longueur du bloc est appelée la taille FFT. La séquence transmise dans chaque bloc est transformée en données dans le domaine fréquentiel par l'opération FFT pour la mise en œuvre de la compensation CD bloc par bloc, puis multipliée par la fonction de transfert de la FDE. Ensuite, les séquences de données sont transformées en signaux dans le domaine temporel par l'opération inverse FFT avec les premiers symboles  $N_e$  et les derniers symboles  $N_e$  ne devant pas être supprimés. Les symboles centraux  $N_0$ , qui sont zéros interférence de bloc, sont extraits. Enfin, les blocs de données traitées sont combinés, et les échantillons de chevauchement bilatéraux sont éliminés symétriquement.

La taille FFT peut être configurable à condition qu'elle soit plus grande que le chevauchement. Le chevauchement minimal requis dans la méthode OLS peut être calculé à partir de l'élargissement de la largeur d'impulsion (PWB : pulse width broadening) :

$$N_e = 2 \times \left\lceil \frac{T_p}{2T} \right\rceil + 2 = 2 \times \left\lceil \frac{1}{\pi c T^2} \sqrt{\pi^2 c^2 T^4 + 4\lambda^4 D^2 z^2} \right\rceil + 2 \quad (2.3)$$

$$T_p = \frac{2}{\pi c T} \sqrt{\pi^2 c^2 T^4 + 4\lambda^4 D^2 z^2} \quad (2.4)$$

où  $T_p$  est la largeur de durée d'une impulsion élargie,  $T$  est la période d'échantillonnage.

Cependant, une taille optimale de FFT peut être sélectionnée pour obtenir la complexité minimale pour l'égalisation du domaine fréquentiel. La complexité en FDE pour différentes tailles de FFT à l'aide de plusieurs algorithmes FFT classiques (tels que l'opération FFT radix-2 et radix-4) est évaluée par le nombre de multiplications par symbole (Mul/Sym), qui peut être calculé comme :

$$N_{Mul} = \frac{N_{FFT} \cdot [6C \cdot \log_2(N_{FFT}) + 3]}{N_{FFT} - N_e + 1} \quad (2.5)$$

où  $N_{FFT}$  est la taille FFT en FDE,  $N_e$  est le requis chevauchement (Overlap) dérivé de la dispersion de fibres, et  $C$  est une constante positive variant pour différents algorithmes FFT. Dans les algorithmes FFT classiques,  $C = 1/2$  correspond à l'algorithme FFT radix-2 (taille FFT égale à la puissance de deux), et  $C = 3/8$  correspond à l'algorithme FFT radix-4 (Taille FFT égale à la puissance de quatre) [100].

Dans notre travail, la taille FFT dans le FDE pour la compensation de la dispersion est déterminée par la valeur de la puissance de deux plus proche et plus grande que deux fois la valeur minimale de chevauchement requise, puisque l'algorithme FFT radix-2 est appliqué.

## 2.4 Méthodologie de travail

Dans cette partie, les simulations numériques sont effectuées pour un système optique cohérent 112-Gbit/s PDM-QPSK avec différentes techniques de compensation en domaine électrique et optique pour valider la tolérance des filtres de compensation numériques de dispersion chromatique.

Parallèlement, puisque le signal transmis est influencé par la dispersion chromatique qui produit l'élargissement temporel, nous utilisons également différentes formes d'impulsion pour obtenir la compensation optimale la plus robuste de la CD dans le système cohérent choisi. Sur la base de cette configuration, nous discuterons également des modules mathématiques de l'émetteur standard PDM-QPSK, du canal optique et du récepteur cohérent.

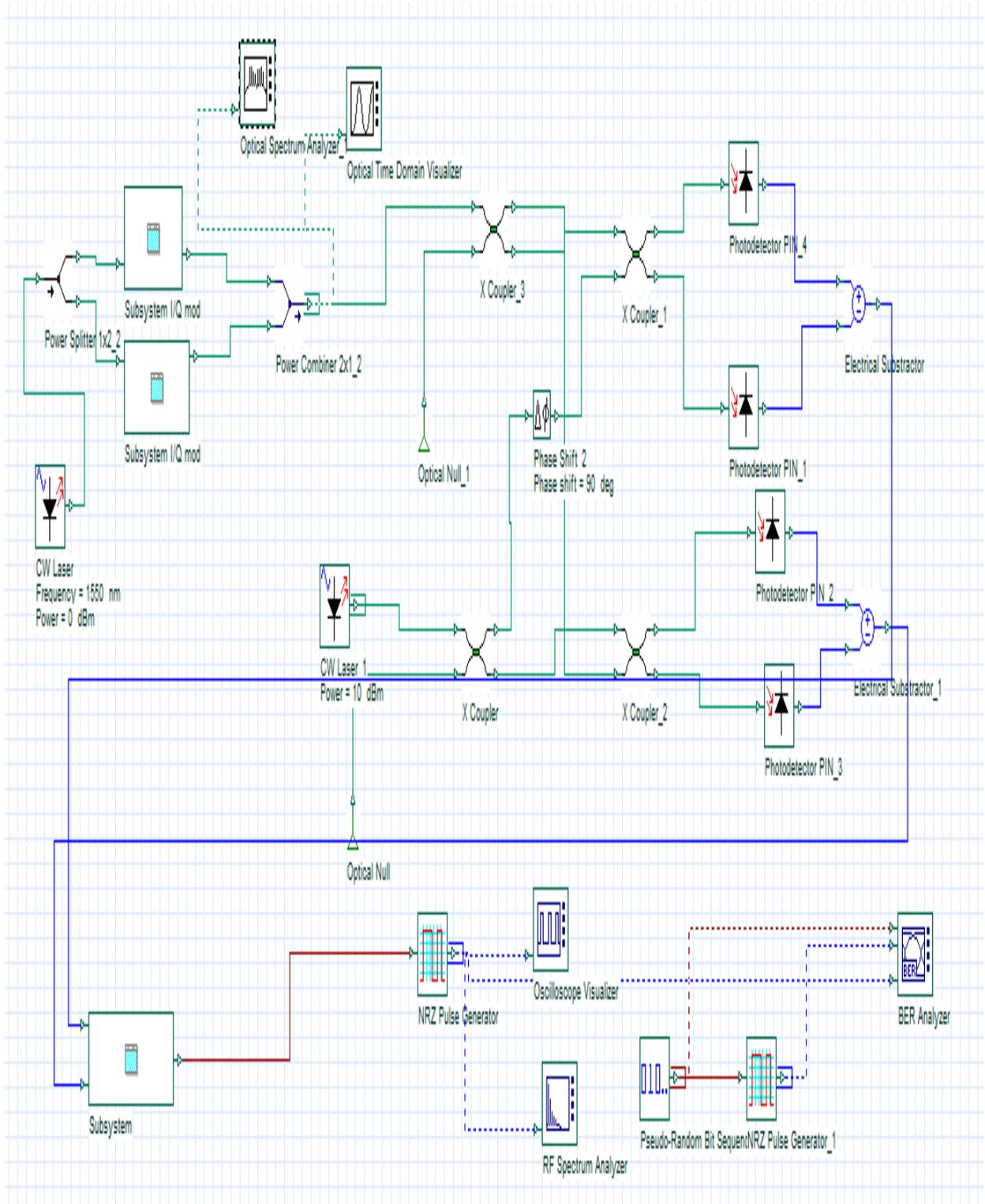
### 2.4.1 Simulation numérique

La simulation numérique d'un système de transmission optique est effectuée en deux étapes. Premièrement, l'état de l'onde optique est calculé de proche en proche tout le long du système en tenant compte des différents effets de propagation qui opèrent sur l'onde afin d'obtenir son état final au niveau du récepteur. Ceci permet de visualiser les comportements et l'influence de chaque opérateur. Deuxièmement, le calcul d'un critère de qualité du signal

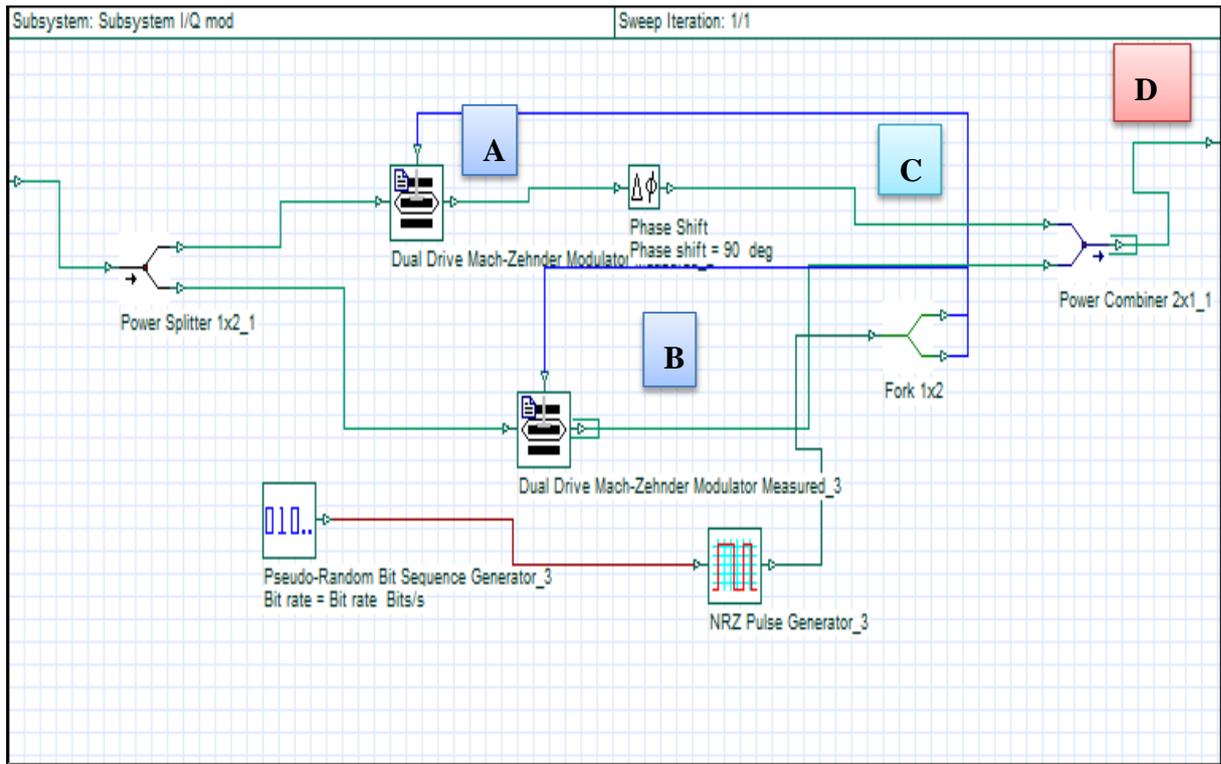
parmi ceux précédemment cités (BER, Q, OSNR...) est effectué pour estimer la performance de la transmission. De plus, nous évaluons le taux d'erreur binaire en fonction du rapport signal sur bruit optique par appliquer la méthode de comptage d'erreurs de Monte-Carlo. La vue d'ensemble des outils nécessaires à la mise en œuvre du système est présentée à la figure 2.3.

Cette partie est organisée comme suit : premièrement nous décrivons la configuration de simulation et le descriptif le système. Les deux méthodes de compensation de CD sont introduites. Ensuite, nous présentons les résultats obtenus. Enfin, nous tirons des conclusions. Les analyses numériques sont simulées par les plateformes OPTISYSTEM 10.0 et MATLAB. OptiSystem est un progiciel de simulation de systèmes de communication optiques pour la conception, le test et l'optimisation de pratiquement tous les types de liaison optique dans la couche physique d'un large spectre de réseaux optiques, des systèmes de diffusion vidéo analogiques à la distance très longue (sous-marine). OptiSystem sert un large éventail d'application, de la conception de réseau CATV/WDM et la conception de l'anneau SONET/SDH à la conception de carte et d'émetteur, canal, amplificateur et conception de récepteur. OptiSystem contient un composant MATLAB qui permet à l'utilisateur d'appeler MATLAB dans son environnement pour intégrer de nouveaux composants ou modèles dans le logiciel. OptiSystem utilise le MATLAB.dll pour évaluer le script MATLAB dans le composant pour effectuer les calculs.

## 2.4.1.1 Configuration et paramètres du système



(a)



(b)

**Figure 2.3 :** (a) Schéma du système optique cohérent PDM-QPSK à 112 Gbps, (b) modulateur IQ.

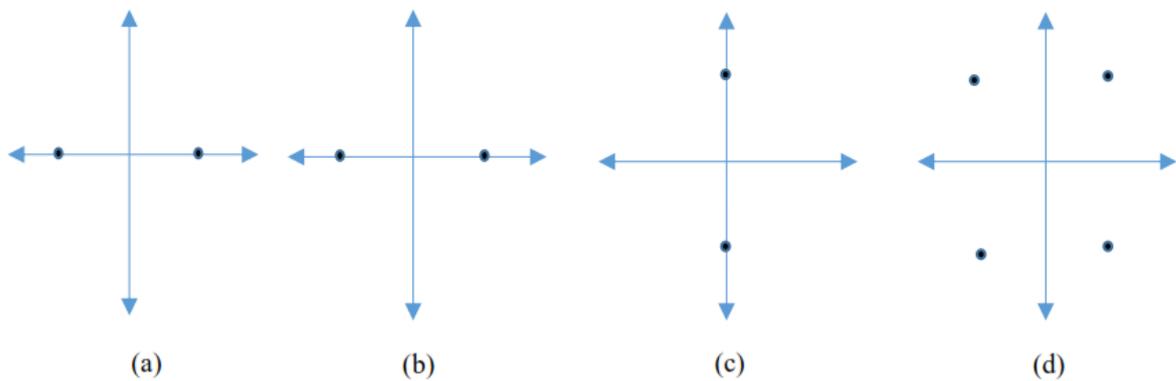
La figure 2.3 représente la configuration du système optique cohérent PDM-QPSK à 112 Gbps. À côté de l'émetteur, les données sont produites par les quatre générateurs de séquence de bits pseudo-aléatoires (PRBS) de longueur  $N_{\text{bit}}$ . Ensuite, la série de bits sont mappés en symboles et convertis en formes d'impulsion par le générateur du signal. Le signal continu issu de la source laser est d'abord séparé en deux voies par un coupleur 3 dB.

Sur chaque voie est effectuée une modulation QPSK par deux modulateurs MZ, codés par les données électriques (les séquences I et Q) de 28 Gbaud. Chacun des deux modulateurs IQ parallèles reçoit la moitié de la puissance du laser. Un déphasage de  $\pi/2$  est appliqué au signal modulé sur la voie de la séquence Q, ce qui justifie le terme de Quadrature pour désigner cette séquence. Les signaux issus des deux voies interfèrent ensemble et donnent ainsi, sur le port constructif le signal QPSK. Selon cette méthode présentée, le signal QPSK a obtenu les niveaux de phase de  $\pi/4$ ,  $3\pi/4$ ,  $-3\pi/4$  et  $-\pi/4$ , mais les différentiels entre ses différents niveaux sont toujours des multiples de  $\pi/2$ . L'intensité du signal QPSK reste constante au cours du temps, excepté au niveau des transitions de phase où des diminutions d'intensité sont observées.

Le modulateur MZ est caractérisé par sa fonction de transfert décrite, dans sa forme idéale, par l'équation :

$$E_s = \sqrt{2}E_e \left( E_I + E_Q \exp\left(\frac{\pi}{2} + V_{bias}\right) \right) \quad (2.6)$$

où  $E_s$  est le champ optique en sortie du modulateur avec  $E_e$  représente l'entrée de l'enveloppe complexe de champ électrique.  $E_I$  et  $E_Q$  sont le champ électrique en phase et en Quadrature à deux bras du MZM. Aussi,  $V_{bias} = 0$  et  $V_\pi = 1$ .



**Figure 2.4:** Constellation de signaux : (a) au point A ; (b) au point B ; (c) au point C ; (d) au point D.

Après, ces deux signaux orthogonaux QPSK sont combinés avec le mélangeur de faisceau de polarisation (PBC) pour former le signal optique PDM-QPSK qui se propage dans le canal. Le tableau 2.2 présente les paramètres de la simulation.

**Tableau 2.2 :** Paramètres utilisés dans la simulation de l'émetteur.

Format de modulation	PDM-QPSK
$R_{bit}$	112Gbps
$R_{sym}$	28 Gbaud
$N_{bit}$	$2^{12}$
Échantillonné/ bit	64
Nombre d'échantillons	262114
Longueur d'onde ( $\lambda$ )	1550 nm

Pour la ligne de transmission, nous insérons une fibre SMF dont les caractéristiques sont détaillées au tableau 2.3 suivies par l'amplificateur optique (EDFA) qui est utilisé pour éliminer les pertes accumulées dans la ligne avec des valeurs de gain et de bruit de 15 dB et 5 dB, respectivement [133]. La dispersion en mode de polarisation et le bruit de phase sont également considérés à l'exception des effets non linéaires qui ne sont pas pris en compte. Ensuite, un filtre optique avec une largeur de bande passante  $B_0=2\times R_{sym}$  est inséré pour annuler le bruit ASE.

**Tableau 2.3:** Paramètres utilisés pour la liaison optique à  $\lambda = 1550$  nm.

Paramètres	SSMF
Longueur (L) [km]	75
Atténuation ( $\alpha$ ) [dB/km <sup>-1</sup> ]	0.2
Dispersion chromatique (D) [ps/nm/km]	16.75
La pente de la dispersion (s)	0.08
Aire effective de la section ( $A_{eff}$ ) [ $\mu\text{m}^2$ ]	80
Indice de réfraction non linéaire ( $n_2$ ) [ $\text{m}^2/\text{W}$ ]	$2.21\times 10^{-20}$
Coefficient de non-linéarité ( $\gamma$ ) [ $\text{W}^{-1}\times\text{km}^{-1}$ ]	1.31

Au niveau du récepteur, les signaux optiques reçus et l'onde continue (CW : *Continuous Wave*) d'un oscillateur local sont divisés et mélangés de manière cohérente en deux branches polarisées orthogonalement par un diviseur de faisceau à polarisation (PBS). Les signaux sont détectés et convertis par les photodiodes (PD<sub>S</sub>) pour générer quatre signaux électriques. Ces signaux sont traités par un filtre passe-bas (filtre de Bessel d'ordre 5) avec une bande passante de 3dB qui représente 0.75 fois la rapidité de modulation ( $R_{sym}$ ) pour la suppression des interférences.

Ensuite, les convertisseurs analogiques/numériques (ADC) échantillonnent les signaux entrants de manière synchrone par deux échantillons par symbole avec une résolution effective de 4 bits. Le taux d'échantillonnage égale à 56 GSym/s. Ensuite, les signaux numérisés sont traités à l'aide de l'unité DSP pour compenser les dégradations et récupérer les données [134].

La compensation de dispersion électronique a été mise en œuvre à l'aide d'un égaliseur de domaine fréquentiel, tandis que l'algorithme du module constant avec nombre de prises égale à 3 est réalisé comme solution de démultiplexage de polarisation (Figure 2.9).

Comme dernière étape, l'estimation de la phase est effectuée à l'aide d'un algorithme Viterbi-Viterbi [135], suivi par un bloc de décision et d'évaluation du taux d'erreur binaire (BER : *Bit Error Rate*).

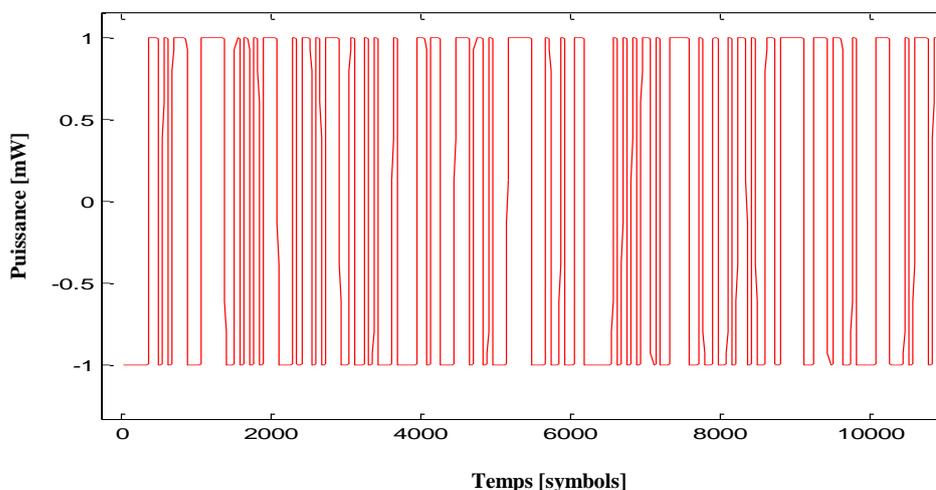
Dans tous les résultats présentés dans le manuscrit, on néglige les bruits des photodiodes car le bruit d'ASE est prépondérant. La méthode de Monte-Carlo (MC) [136] est d'abord utilisée pour estimer les performances du système à travers le taux d'erreurs binaire avec au moins 400 erreurs comptées puis ce taux est converti en facteur de qualité  $Q^2$  par l'équation suivante:

$$Q = 20 \log_{10} \left[ \sqrt{2} \operatorname{erfc}^{-1}(2BER) \right] \quad (2.7)$$

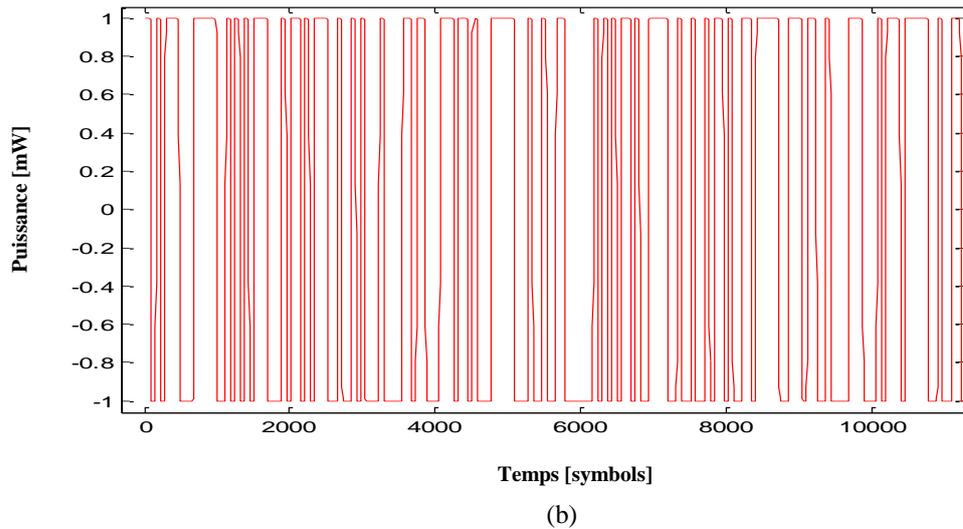
où "*erfc*" est la fonction d'erreur.

## 2.4.2 Résultat de simulations et discussion

Dans cette section, les résultats de simulations numériques sont présentés et discutés afin de suivre les transformations successives du signal pendant sa propagation. Les simulations numériques ont été effectuées pour un système de transmission cohérent 0.3RZ-PDM-QPSK de 112 Gbps. Les signaux électriques sont visualisés sous forme de réponse temporelle. La séquence binaire initiale séparée en deux sous-séquences modulées avec le quart du débit binaire (28 Gbaud). Ces sous-séquences (I/Q) sont représentées dans la figure 2.5(a) et (b).

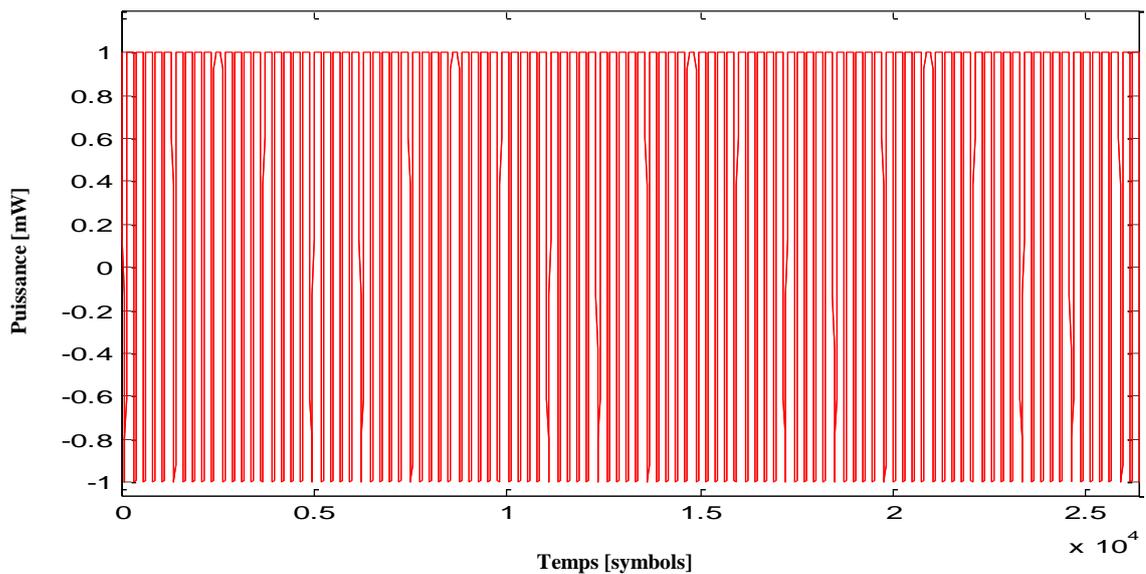


(a)



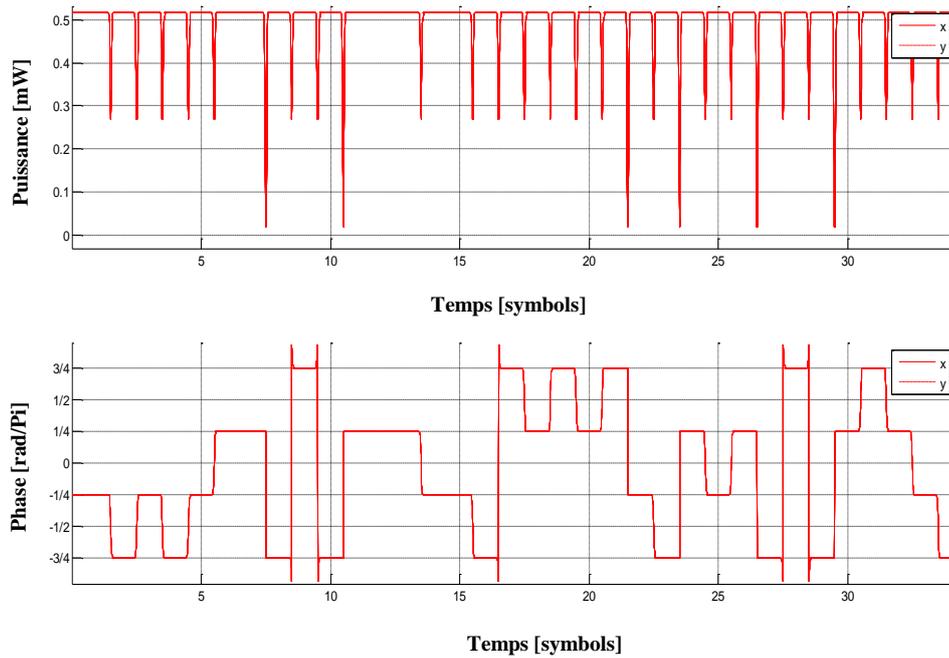
**Figure 2.5 :** La séquence (a) en phase (I) et (b) en quadrature (Q).

La représentation temporelle de signal électrique est illustrée dans la figure 2.6 qui représente des impulsions retour à zéro avec un rapport cyclique égal à 0.3 (0.3 RZ).

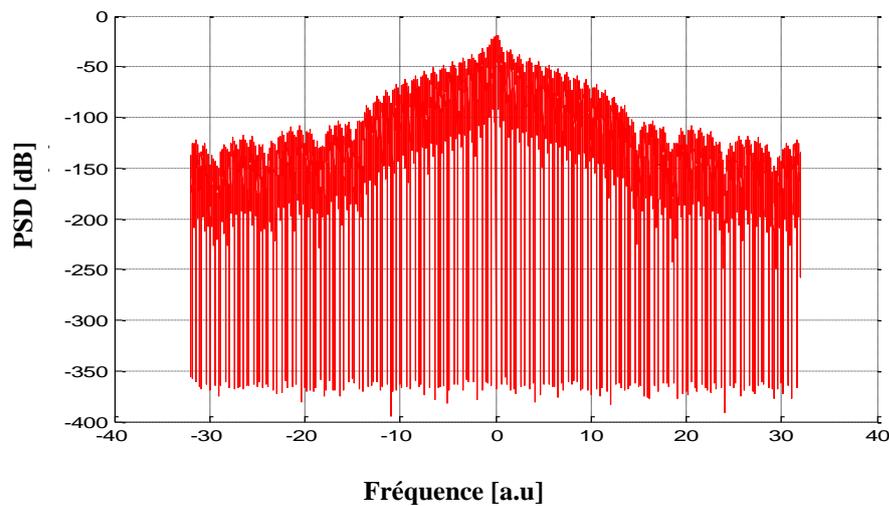


**Figure 2.6 :** Le signal électrique.

La figure 2.7 montre l'évolution temporelle de l'amplitude et la phase du signal optique QPSK transmit. Les quatre niveaux de la phase ( $3\pi/4$ ,  $\pi/4$ ,  $-\pi/4$ ,  $-3\pi/4$ ) sont observés. De plus, le spectre d'un signal optique modulé 0.3 RZ-QPSK est représenté en figure 2.8.



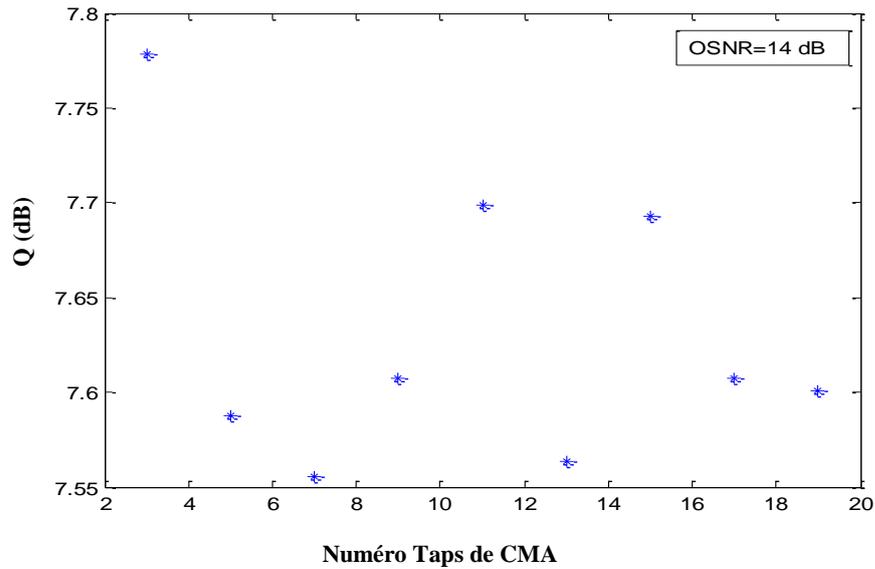
**Figure 2.7** : Trace temporelle en amplitude et en phase d'un signal optique PDM-QPSK pour la polarisation X et Y.



**Figure 2.8** : Spectre optique d'un signal PDM-QPSK.

Pour choisir le nombre optimal de taps de l'algorithme CMA, le facteur de qualité est calculé en fonction du nombre de taps, comme illustré dans la figure suivante.

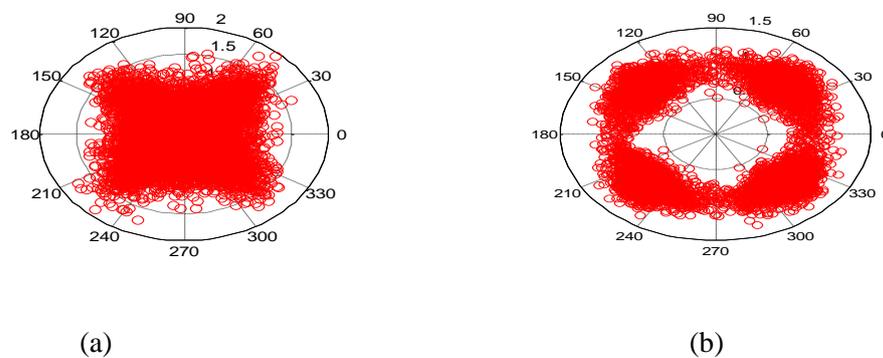
À la suite de la simulation, il a été constaté que l'utilisation de l'algorithme CMA avec 3 taps donne un meilleur facteur de qualité du signal égal à 7.77 dB.

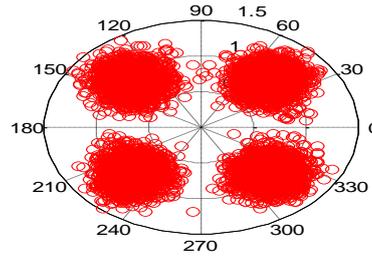


**Figure 2.9 :** Le facteur de qualité en fonction du numéro Taps de CMA.

Les diagrammes de constellation électrique du signal reçu générés à chaque étape des algorithmes DSP sont détaillés dans les figures 2.10. Un diagramme de constellation est généralement utilisé pour représenter le signal sous forme de diagramme à deux dimensions sur un plan complexe et permet de visualiser à la fois l'amplitude et la phase. La figure 2.10(a) montre la forme de la constellation électrique de la polarisation X avant l'algorithme DSP dans lequel le signal reçu est impacté par la CD accumulée où la fermeture signifie que le signal est perdu.

Après avoir appliqué la compensation électronique et le démultiplexage de polarisation, le module constant du signal QPSK apparaît clairement à la figure 2.10(b) sous forme de cercle. Enfin, l'étape de la récupération de la phase est illustrée à la figure 2.10(c) où les données sont restaurées et sont formées de quatre points qui signifient les quatre états de phase. Chaque point est distant d'environ  $90^\circ$  de ses deux plus proches voisins.





(c)

**Figure 2.10** : Diagrammes de constellation du signal reçu à la polarisation X (a) Avant DSP, (b) après CMA, (c) après l'estimation de phase.

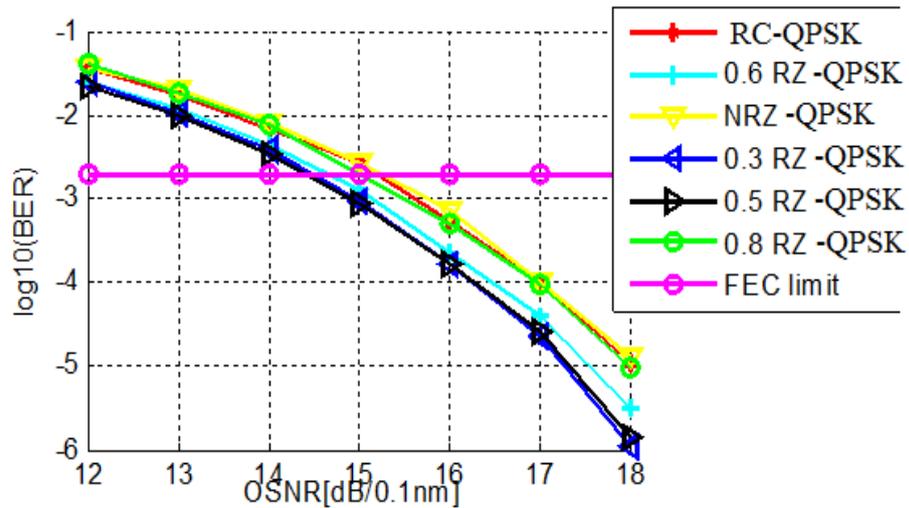
Les FECs actuellement utilisés sont capables de ramener le taux d'erreurs de la transmission après correction à une valeur inférieure à  $10^{-12}$  pour un taux d'erreurs avant correction de  $4 \times 10^{-3}$  au plus, et cela en augmentant le débit d'à 7 %. Dans tous les cas de simulation, nous considérons la limite de taux d'erreur binaire est fixée par  $3.8 \times 10^{-3}$ .

#### 2.4.2.1 Comparaison entre les techniques de compensations

Pour assurer une meilleure qualité de transmission possible, il est nécessaire de compenser la dispersion accumulée dans les fibres de ligne le long de la transmission. Dans cette partie, nous allons donner une analyse comparative des performances du système de transmission cohérent 0.3RZ-PDM-QPSK à 112 Gbps obtenues dans le cas de la compensation optique et numérique. Nous comparerons également les résultats de simulations numériques obtenus avec différentes formes d'impulsions appliquées au système PDM-QPSK.

On commence par la comparaison des performances des formats de modulation en matière d'OSNR comme est illustré dans la figure 2.11. Dans nos simulations, la valeur optimale de la puissance est égale -4 dBm pour éliminer les effets non linéaires. Pour le taux d'erreur binaire à la limite FEC, le rapport OSNR minimal requis est d'environ 14.39 dB pour 0.3RZ-QPSK. Pour le même BER, l'OSNR est de 14.46 dB/0.1 nm pour 0.5 RZ-QPSK et 14.62 dB/0.1 nm pour 0.6 RZ-QPSK.

Lorsque le rapport OSNR est supérieur à 15 dB/0.1 nm, le BER atteint le seuil de FEC dans les autres formats étudiés NRZ-QPSK, 0.8RZ-QPSK et RC (Raised Cosine)-QPSK. Par conséquent, les valeurs d'OSNR requises sont de 15 dB/0.1 nm, 15.19 dB/0.1 nm et 15.23 dB/0.1 nm, respectivement.



**Figure 2.11** : Sensibilité du récepteur pour différents formats de modulation.

On voit que les formats modulation avec un rapport cyclique faible nécessitent moins d'OSNR pour obtenir le BER cible spécifié. Plus la largeur d'impulsion est étroite, plus la sensibilité du système est élevée.

Par conséquent, nous avons choisi le format 0.3RZ-QPSK qui donne une meilleure qualité de transmission par rapport aux autres formats et ce résultat correspond aux travaux [137-139] où on montre que les formats RZ-QPSK à faible rapport cyclique ont une tolérance plus élevée au CD et à la non-linéarité en raison de la réduction de l'interaction impulsion à impulsion.

Pour cette raison, nous avons choisi ce format pour la comparaison entre la compensation optique et électronique. Le système 0.3RZ-PDM-QPSK a été simulé pour une boucle de recirculation de 16 tronçons. Chaque tronçon comprend 75 km de fibre et d'amplificateur optique EDFA. Pour la compensation optique, nous considérons une ligne optique constituée d'un ensemble de SMF et DCF. Les paramètres caractéristiques de la DCF sont donnés dans le tableau 2.4. Nous commençons d'abord nos simulations pour le système de transmission modélisé pour trouver la puissance optimale pour chaque méthode.

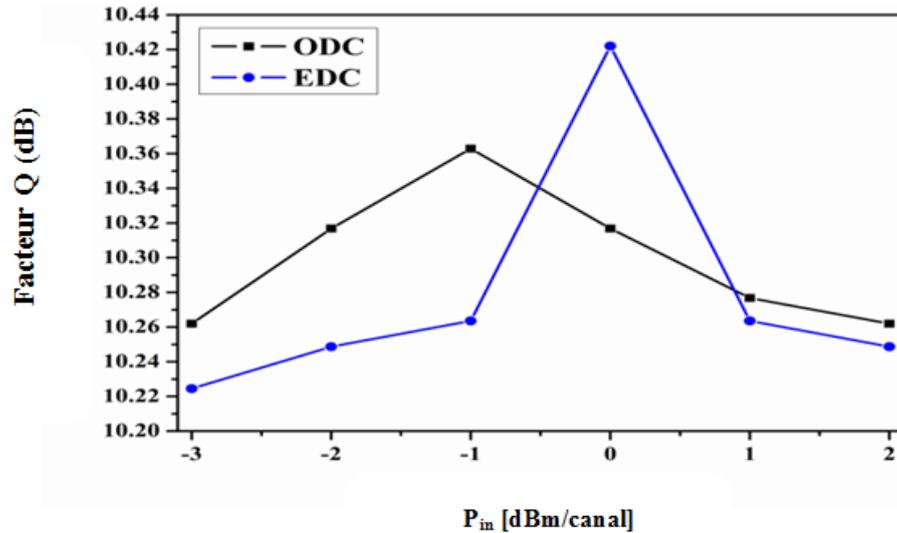
**Tableau 2.4** : Paramètres caractéristiques de la fibre DCF simulée.

Paramètres	DCF
Longueur (L) [km]	$L_{DCF}$
Atténuation ( $\alpha$ ) [ $dB/km^{-1}$ ]	0.5
Dispersion chromatique (D) [ $ps/nm/km$ ]	-85
La pente de la dispersion (S) [ $ps$ ]	-0.21
Aire effective de la section ( $A_{eff}$ ) [ $\mu m^2$ ]	22
Indice de réfraction non linéaire ( $n_2$ ) [ $m^2/W$ ]	$2.8 \times 10^{-20}$
Coefficient de non-linéarité ( $\gamma$ ) [ $W^{-1} \times km^{-1}$ ]	4.27

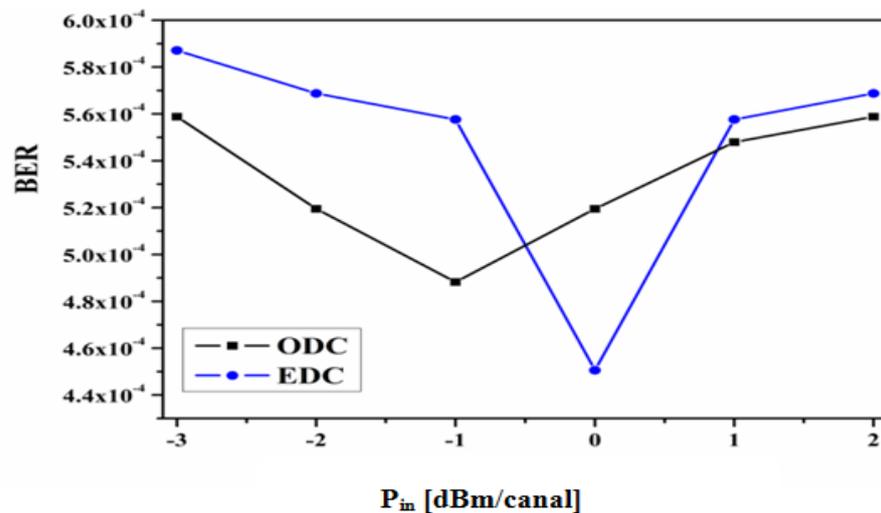
La compensation de la dispersion chromatique se fait de deux manières pour le système 112 Gbps 0.3RZ-PDM-QPSK représentées à la figure 12(a) et (b). La performance de transmission en termes de facteur de qualité Q et le taux d'erreur binaire est présentée en fonction de la puissance moyenne ( $P_{in}$ ) injectée dans la fibre.

Dans ces configurations, la DCF est mis en œuvre à la fin de la liaison optique, tandis que le FDE est appliqué dans le récepteur cohérent. La puissance d'entrée de la fibre  $P_{in}$  varie entre -3 et 2 dBm avec un rapport signal sur bruit optique fixe à 16 dB.

Pour la compensation électronique, le FDE à base d'algorithme FFT radix-2 de taille 1024 ( $2^{10}$ ) points peuvent facilement compenser jusqu'à 20100 ps/nm pour le système 0.3RZ-PDM-QPSK à 112 Gb/s. Cela correspond à la tolérance de CD sur la distance de liaison de 1200 km avec presque aucune ou une faible pénalité OSNR. Le nombre de multiplications complexes pour le symbole est 42.21.



(a)



(b)

**Figure 2.12:** Performances du système en fonction de la puissance moyenne  $P_{in}$  dans les configurations ODC et EDC après 1200 km (a) Facteur Q et (b) BER.

À des puissances inférieures, les performances du système sont limitées par le bruit ASE. On voit que plus la puissance augmente, plus le taux d'erreur binaire devient faible et le facteur Q devient plus grand de manière linéaire jusqu'à ce qu'il atteigne la puissance optimale. On sélectionne la valeur qui correspond à un facteur Q maximum et à un BER minimum. -1dBm est considérée comme la puissance optimale pour la compensation optique à BER de  $4.9 \times 10^{-4}$  et un facteur Q de 10.36 dB. Pour la compensation électronique, la puissance de 0dBm atteint la meilleure performance avec un BER de  $4.5 \times 10^{-4}$  et un facteur Q d'environ 10.44 dB. Avec

l'augmentation du niveau de puissance, les valeurs BER deviennent importantes en raison de la dégradation par la non-linéarité des fibres.

On constate une amélioration dans la configuration du système basée sur la compensation FDE de la dispersion qui offre des meilleures performances. Par conséquent, nous allons utiliser la compensation électronique avec une puissance d'injection par span égale 0 dBm pour les mesures suivantes.

#### 2.4.2.2 Évaluation des performances de la configuration de base

D'autres techniques ont été suggérées, comme le choix de la forme d'impulsion optimale pour la tolérance de CD en réduisant l'occupation spectrale et en minimisant les interférences entre symboles.

Jain et Kumar [140] ont proposé une nouvelle forme d'impulsion qui peut améliorer les performances des systèmes QPSK, PM-QPSK et 16QAM pour un débit de symboles de 25 GBaud. Il est comparé à l'impulsion rectangulaire sous OSNR de 6 dB en termes d'effets du bruit de phase laser, de la dispersion chromatique et de l'automodulation de phase.

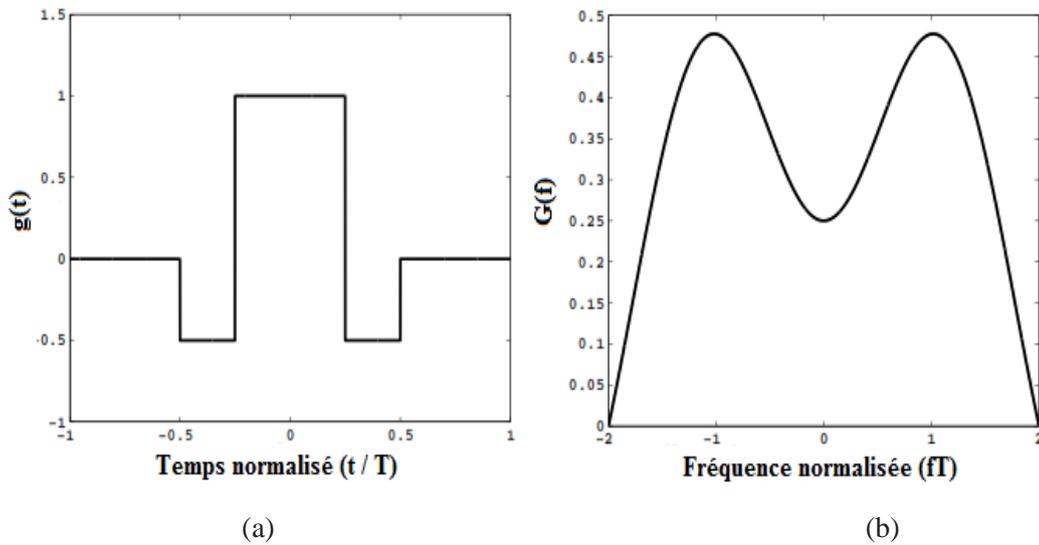
La largeur de bande l'impulsion proposée dans [140] est plus petite que celle de l'impulsion rectangulaire et présente également des transitions de phase plus douces. L'impulsion proposée est définie par l'équation :

$$g(t) = \text{rect}\left(\frac{2t}{T}\right) - \left(\frac{1}{2}\right)\text{rect}\left[\frac{4\left(t - \frac{3T}{8}\right)}{T}\right] + \left(\frac{1}{2}\right)\text{rect}\left[\frac{4\left(t - \frac{3T}{8}\right)}{T}\right] \quad (2.8)$$

où  $\text{rect}(t/T)$  est l'impulsion rectangulaire de durée T. La réponse fréquentielle de l'impulsion est obtenue par la transformée de Fourier de (2.5) et donnée par la forme suivante :

$$G(f) = \left(\frac{T}{2}\right)\text{sinc}\left(\frac{fT}{2}\right) - \left(\frac{T}{4}\right)\cos\left(\frac{3\pi fT}{4}\right)\text{sinc}\left(\frac{fT}{4}\right) \quad (2.9)$$

Nous avons représenté les tracés temporels et fréquentiels de cette impulsion dans la figure 2.13(a) et (b).



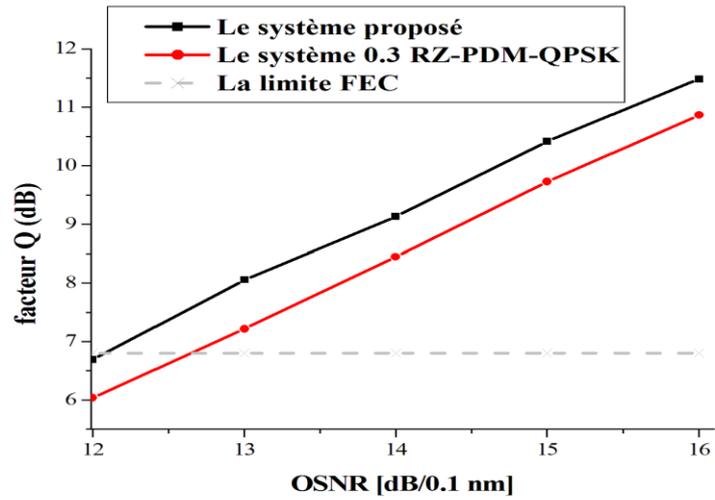
**Figure 2.13** : Impulsion proposée : (a) dans le temps et (b) réponse en fréquence.

Les performances du système proposé sont testées à l'aide de cette l'impulsion proposée. Dans cette section, nous étudierons la tolérance de la dispersion chromatique pour les deux systèmes choisis. Les performances du système proposé sont comparées par rapport au système 0.3RZ-PDM-QPSK.

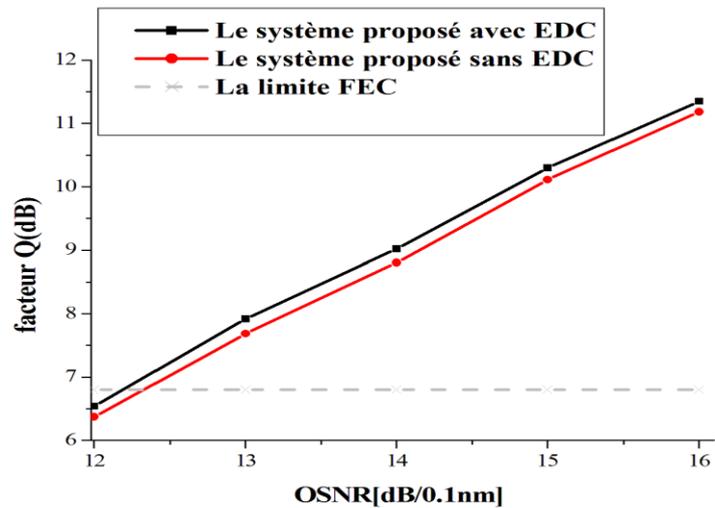
### 2.4.2.3 Analyse de la compensation électronique

En commençant par étudier les performances du système proposé et du système 0.3 RZ-PDM-QPSK à 112 Gbps dans une configuration sans fibre de transmission (0 km) (configuration back-to-back : btb), nous évaluerons ensuite l'influence de la dispersion chromatique sur les deux systèmes d'une liaison non compensée de 1200 km. Le rapport signal sur bruit optique est varié entre 12 à 16 dB en utilisant une source de bruit ASE. Enfin, nous analyserons les performances de ces systèmes après avoir appliqué une compensation électronique.

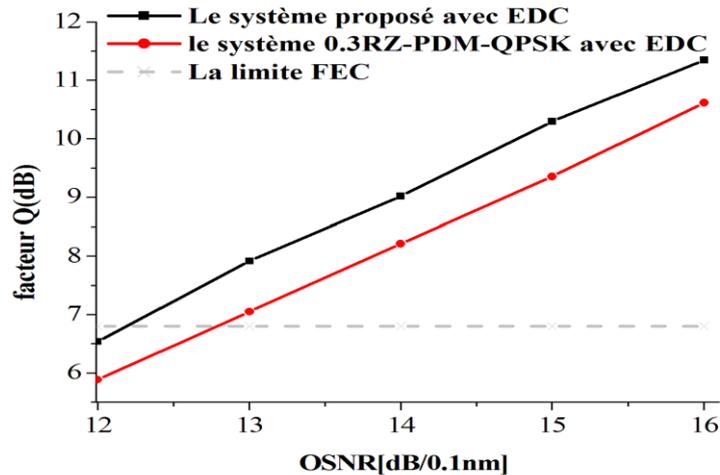
La figure 2.14 présente le facteur de qualité  $Q$  mesuré dans les deux systèmes en fonction du rapport signal sur bruit optique dans la configuration btb qui est prise comme référence. Nous avons comparé les performances des deux systèmes en termes de facteur de qualité  $Q$  en fonction de l'OSNR (0.1 nm) après une propagation sur 1200 km dans le cas (a) du système proposé « sans » et « avec » compensation électronique et (b) des deux systèmes utilisant la compensation électronique (voir figure 2.15(a) et (b)).



**Figure 2.14** : Facteur Q en fonction de l'OSNR mesuré à 0.1 nm dans les deux systèmes pour la configuration btb.



(a)



(b)

**Figure 2.15** : Performance de transmission en termes de facteur Q en fonction du rapport signal sur bruit optique mesuré à 0.1 nm pour 1200km dans les cas : (a) du système proposé « avec EDC » et « sans EDC », (b) des deux systèmes utilisant EDC.

D'après le tableau 2.5, nous pouvons présenter les résultats du rapport OSNR requis autour du seuil de FEC ( $3.8 \times 10^{-3}$ ) pour les deux systèmes.

**Tableau 2.5**: Rapport OSNR requis au seuil de FEC.

Configurations	Système 0.3RZ-PDM-QPSK	Système proposé
Transmission back-to-back	12.67	12.15
Transmission sans EDC	13	12.29
Transmission avec EDC	12.81	12.21

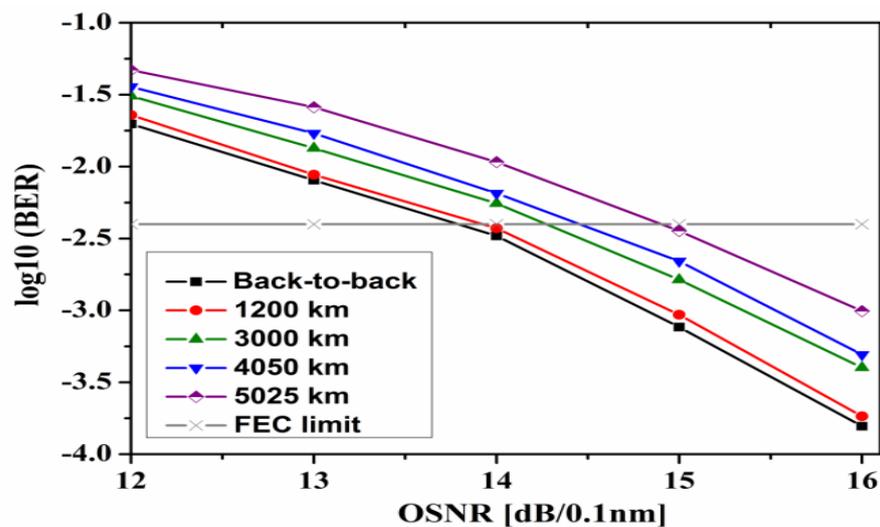
On peut voir que les deux systèmes présentent des performances similaires pour les configurations btb et de compensation électronique de dispersion. De plus, la pénalité de l'OSNR dans le système 0.3RZ-PDM-QPSK dépasse celle du système proposé. Elle diminue de 0.33 dB à 0.14 dB après l'utilisation d'EDC. Pour le système proposé, les pénalités de 0.14 dB et 0.06 dB sont obtenues. À partir de ces résultats, le système proposé a donné une meilleure tolérance d'OSNR que l'autre système. En outre, l'efficacité de la technique EDC est prouvée pour une distance de 1200 km. Dans ce qui suit, nous étudierons la performance de transmission pour les deux systèmes à travers différentes longueurs de fibre.

#### 2.4.2.4 Influence de la distance de transmission sur la compensation électronique

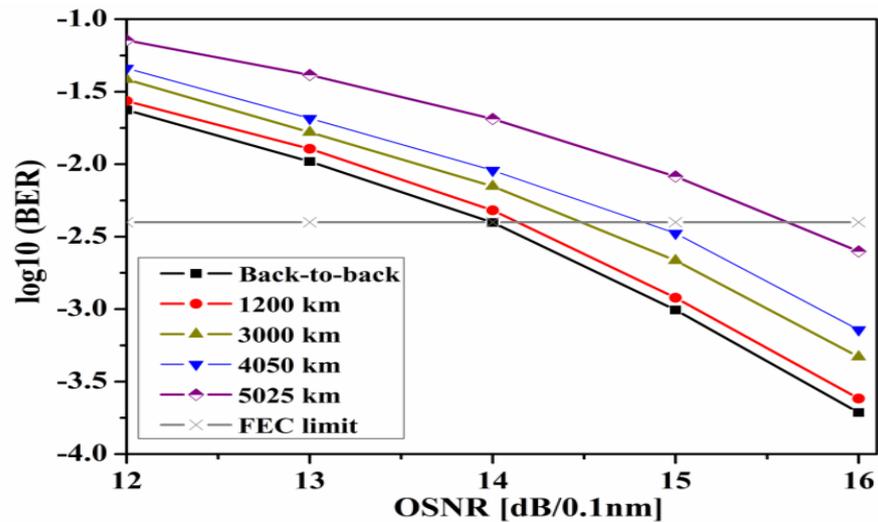
Pour étudier l'influence de la distance de transmission sur la compensation électronique, des simulations ont été effectuées pour différentes longueurs de fibre (c.-à-d. différentes quantités de CD). La comparaison des performances des deux systèmes est évaluée en fonction du taux d'erreur binaire aux configurations btb et des différentes distances de transmission. Le taux d'erreur binaire est généré après la compensation de CD. La ligne de transmission comprend 16, 40, 54 et 67 tronçons de 75 km de fibre monomode. Cela correspond à des distances de liaison de 1200 km, 3000 km, 4050 km et 5025 km, respectivement. Le taux d'erreur binaire de transmission btb est mesuré pour les deux systèmes et reporté ici comme référence.

Les FDE basés sur FFT de 1024 ( $2^{10}$ ), 4026 ( $2^{12}$ ) et 8192 ( $2^{13}$ ) points peuvent facilement compenser jusqu'à 20100 ps/nm, 50250 ps/nm et 67837.5 ps/nm de CD, respectivement. Une FFT de 16384 ( $2^{14}$ ) suffit pour estimer la CD dans la plage de 84168.75 ps/nm. Par conséquent, dans ce cas, la taille FFT de l'égaliseur de domaine fréquentiel ne doit pas être élevée à la puissance suivante de 2 (pour une distance de fibre beaucoup plus grande), ce qui réduit le temps de calcul. En outre, il a été observé que lorsque la longueur FFT de l'égaliseur CD change à la puissance suivante de 2, la tolérance à la CD de l'égaliseur augmente également de deux fois. Les nombres de multiplications complexes pour le symbole sont 47.60, 48.02 et 48.855 pour les distances 3000 km, 4050 km, et 5025 km, respectivement.

La figure 2.16 montre les courbes BER donné au niveau du récepteur en fonction du rapport OSNR mesuré dans le but d'analyser les performances de transmission des deux systèmes sur différentes longueurs de fibre.



(a)



(b)

**Figure 2.16** : Taux d'erreur binaire en fonction du rapport signal sur bruit optique mesuré à 0.1nm pour différentes longueurs de transmission dans (a) système proposé (b) système 0.3RZ -PDM-QPSK.

Le rapport signal sur bruit optique requis à la limite FEC en transmission btb est évalué à 13.75dB et 14dB pour le système proposé et le système 0.3RZ-PDM-QPSK, respectivement. Nous calculons la pénalité d'OSNR pour un BER de  $3.8 \times 10^{-3}$  à différentes distances de transmission et les résultats sont résumés dans le tableau 2.6, où (a) indique le système proposé et (b) se réfère au système 0.3RZ-PDM-QPSK.

**Tableau 2.6** : Pénalité d'OSNR à BER de  $3.8 \times 10^{-3}$ , (a) système proposé et (b) système 0.3RZ-PDM-QPSK.

Distance (km)	La pénalité d'OSNR (a)	La pénalité d'OSNR (b)
1200	0.11 dB	0.18 dB
3000	0.47 dB	0.52 dB
4050	0.64 dB	0.84 dB
5025	1.09 dB	1.66 dB

Nous pouvons voir que les performances des deux systèmes sont inversement proportionnelles au taux d'erreur binaire et à la distance de transmission. En fait, une petite différence entre les deux systèmes à 1200 km est observée pour une faible pénalité OSNR de

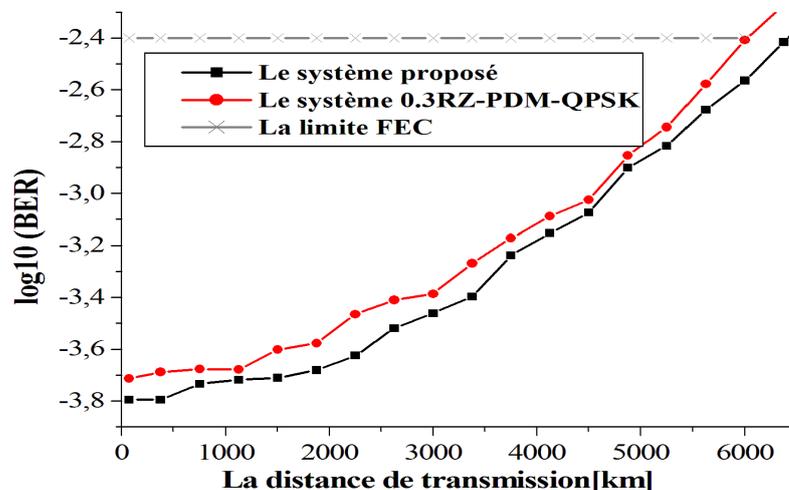
0.2 dB. Ceci est dû à la robustesse de l'impulsion utilisée et à l'efficacité de la technique de compensation numérique pour les distances courtes.

En outre, la pénalité d'OSNR augmente proportionnellement à la distance comme cela est montrée pour le système 0.3RZ-PDM-QPSK. Ceci est dû à l'accumulation du bruit ASE et la dispersion chromatique dans les longues distances de transmission. Ce qui permet l'élargissement temporel des impulsions transmises et augmente l'interférence entre les symboles. Néanmoins, il est confirmé que le FDE est une meilleure option pour les liaisons de fibre avec une grande CD. Ainsi, il a été observé que le système proposé montre des performances robustes sur de grandes distances de transmission.

#### 2.4.2.5 La distance de transmission maximale tolérable

La portée de transmission atteignable lorsque les performances des systèmes sont encore adéquates est calculée après l'utilisation de la compensation électronique. Nous considérons pour cette étude un rapport signal sur bruit optique exprimé sur une bande spectrale de 0.1 nm égal à 16 dB avec une puissance optimale de 1 dBm. La comparaison entre les BERs mesurés par rapport aux distances de transmission est présentée dans la figure 2.17.

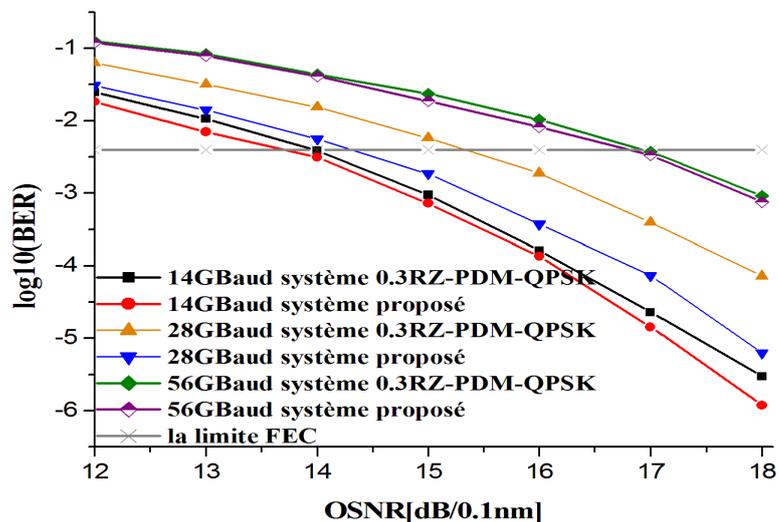
D'après les résultats obtenus, on peut voir que les valeurs du taux d'erreur binaire ont augmenté de façon exponentielle avec les distances les plus élevées. Les deux systèmes ont réalisé une distance de transmission allant jusqu'à 5000 km. La distance maximale qui peut être atteinte à  $3.8 \times 10^{-3}$  pour le système 112 Gbps 0.3RZ-PDM-QPSK est de 6000 km avec un facteur Q de 9.24 dB. Au même BER, la portée est augmentée à 6412.5 km avec une amélioration de 6.88%. Le facteur Q est égal 9.45 dB.



**Figure 2.17** : BER en fonction de la distance de transmission.**2.4.2.6 Influence du débit de symboles sur la tolérance à la dispersion chromatique****a) Caractérisation de la transmission back-to-back**

Les performances des systèmes à la transmission back-to-back (btb) avec des débits différents de symboles sont d'abord étudiées. Les deux systèmes sont étudiés pour des débits de symboles variant entre 14 Gbaud, 28 Gbaud et 56 Gbaud, respectivement.

La figure 2.18 illustre les résultats d'évaluation de la sensibilité OSNR dans la configuration back-to-back pour chaque débit de symbole. Le tableau 2.7 présente les exigences d'OSNR btb pour les deux systèmes dans la limite FEC. L'intervalle de variation de l'OSNR est de 12 à 18dB.

**Figure 2.18** : Évaluation de la sensibilité d'OSNR à différents débits de symbole.**Tableau 2.7** : L'OSNR btb à BER de  $3.8 \times 10^{-3}$ .

Débit de symbole (Gbaud)	Le système 0.3RZ-PDM-QPSK	Le système proposé
14	13.91 dB	13.67 dB
28	15.31 dB	14.28 dB
56	16.90 dB	16.81 dB

On observe que la dégradation du BER suit une relation proportionnelle avec des débits de symbole plus élevés. De plus, il y a une amélioration des performances du système proposé avec une meilleure sensibilité d'OSNR comparativement à l'autre système.

### b) Portée maximale sur différents débits de symbole

La portée de chaque système pour les trois débits de symboles est calculée après l'application de la compensation électronique. Le BER, mesuré en fonction de la distance de 75 km à 8400 km est tracé dans la figure 2.19. La valeur de l'OSNR est fixée à 18 dB. De plus, la distance maximale dans tous les cas est présentée dans le tableau 2.8.

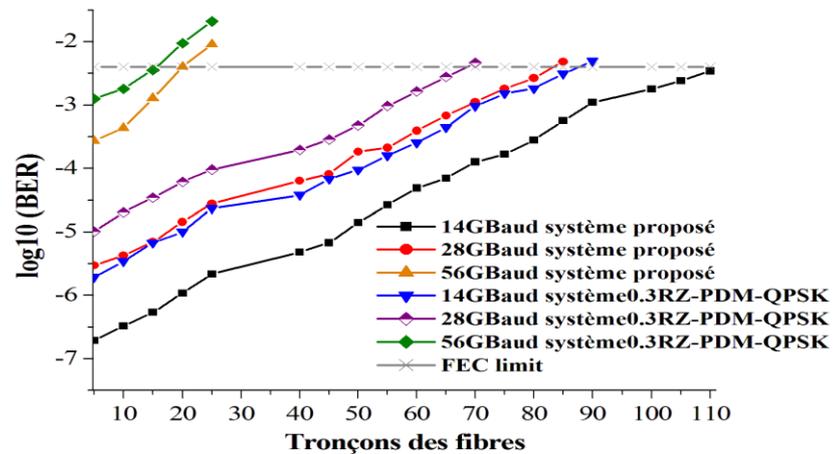


Figure 2.19 : Le BER mesuré en fonction la distance de transmission.

Tableau 2.8 : Distance maximale réalisable à BER de  $3.8 \times 10^{-3}$ .

Debit de symbole (Gbaud)	Le système 0.3RZ-PDM-QPSK	Le système proposé	Improvement de la portée
14	6600 km	8362.5 km	39.38%
28	5212.5 km	6262.5 km	20.14%.
56	1162.5 km	1500 km	29.03%.

À des débits de symbole plus élevés, la dégradation de la tolérance à la CD est observée dans les résultats de simulation. Le taux d'erreur binaire est augmenté avec réduisant la portée maximale.

Ces résultats sont améliorés en utilisant le système proposé. Cela peut également aider à augmenter le nombre de tronçons de fibre requise pour le système optique cohérent très longue distance.

## 2.5 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons démontré la robustesse de la compensation de dispersion chromatique dans les systèmes optiques cohérents PDM-QPSK monocanal pour différentes formes d'impulsion et à différents débits de symboles en termes de facteur Q, de BER et de pénalité OSNR. De plus, une étude approfondie des différentes techniques de compensation de dispersion a été présentée.

Les résultats de la simulation ont indiqué que l'égaliseur de domaine fréquentiel présente la meilleure performance pour le système avec une puissance optimale injectée de 0 dBm par rapport à la compensation optique de dispersion chromatique basée sur les fibres de compensation de dispersion. Ensuite, le système proposé a donné une meilleure tolérance à la dispersion chromatique en abaissant la pénalité de l'OSNR à 0.6 dB à la puissance de lancement optimale par rapport au système 0.3 RZ-PDM-QPSK.

De plus, l'influence des distances de transmission sur les performances des deux systèmes a été étudiée pour les distances 1200, 3000, 4050 et 5025 km, respectivement. Il est à noter qu'avec l'augmentation de la distance, le système proposé atteint une performance minimale de BER accompagné d'un accroissement de 6.88% dans la portée comparée au système 0.3RZ-PDM-QPSK.

Enfin, l'influence de débits de symboles plus élevés sur la tolérance à la CD pour les deux systèmes a été examinée. Les performances attendues du système proposé se continuent, même à des taux de symboles plus élevés et à des valeurs OSNR plus faibles. La distance de transmission maximale a été améliorée pour 14, 28 et 56 Gbaud.

## Chapitre 3

# COMPENSATION DES EFFETS NON LINEAIRES

---

### 3.1. Introduction

L'importance des effets non linéaires de la fibre réside dans leur effet sur la prochaine génération de systèmes de transmission WDM longue distance.

Dans ce chapitre, nous décrivons brièvement l'évolution des techniques de compensation de la non-linéarité de la fibre. L'impact et l'atténuation possible de la non-linéarité entre les canaux sont étudiés dans les systèmes cohérents multiplexés en longueur d'onde et polarisation. L'algorithme de rétropropagation numérique (DBP) est ensuite proposé pour compenser les dégradations non linéaires dans ces systèmes. D'autre part, nous nous concentrons sur la transmission monocanal et multicanaux basées sur des systèmes PDM-16QAM et PDM-QPSK avec différents nombres de canaux et liens de configurations envisagés. Ces systèmes sont évalués à travers la simulation.

### 3.2. Techniques de compensation des effets non linéaires : l'état de l'art

Dans les liaisons de communication par fibre optique, la perte encourue par le signal en propagation est surmontée en utilisant des amplificateurs optiques. Cependant, pendant le processus d'amplification, le bruit est également ajouté au signal, limitant la portée et le débit [141]. Pour élever ces performances, la puissance optique peut être augmentée. Néanmoins, accroître la puissance optique du signal provoque des distorsions dues aux non-linéarités du type Kerr dans la fibre optique, ce qui limite la capacité de transmission [142]. Lorsque la transmission WDM est introduite pour augmenter la capacité des fibres optiques, la non-linéarité et la dispersion peuvent affecter considérablement la qualité du signal.

Ces distorsions peuvent être dues aux effets intra-canaux ou entre les canaux (intercanaux). Le battement non linéaire dans la bande de signal provoque l'effet intracanal qui conduit à l'auto-modulation de phase (SPM) dans le cas de transmission monocanal. Les effets non linéaires intercanaux sont causés par l'interaction entre les bandes de signaux voisins qui conduit aux autres effets non linéaires, à savoir XPM, XPolM ou FWM. Les systèmes de

transmission WDM sont fortement vulnérables aux effets intercanaux. Ces dégradations sont devenues plus fortes et réduisent considérablement les performances de transmission avec des largeurs de bande de transmission plus grandes, un débit et des formats de modulation d'ordre plus élevé [143,144].

En outre, les performances du système WDM à débit de symbole élevé sont limitées par ces effets, qui augmentent relativement avec un nombre de canaux plus élevé et un espacement de canaux réduit [145]. Le tableau 3.1 résume la variation de la non-linéarité optique induite par l'effet Kerr en fonction du débit et de l'espacement entre canaux.

**Tableau 3.1:** La non-linéarité de la fibre optique par rapport au débit binaire et l'espacement des canaux.

Type	SPM	XPM	XPolM	FWM
Débit binaire ↗	↗	↗	↗	aucun effet
Espacement des canaux ↘	aucun effet	↗	↗	↗

Par conséquent, l'atténuation ou la compensation de ces déficiences non linéaires est un sujet d'actualité pour augmenter la capacité des fibres sans perte de performance du système.

Ces interférences non linéaires peuvent être compensées de façon optique ou numérique après la phase de détection suivant plusieurs approches proposées [146,147]. Certaines de ces techniques telles que la conjugaison de phase optique (OPC : *optical phase conjugation*) [148], la rétropropagation numérique (DBP) [149,150], la transformation de Fourier non linéaire [151] et l'égaliseur non linéaire Volterra (VNLE : *Volterra-based nonlinear equalizer*) [152] ont attiré plus d'attention et ils peuvent être présentés comme des méthodes prometteuses pour faire face à la non-linéarité des fibres.

Ces techniques fournissent une solution numérique approximative de l'équation de Manakov (NLSE en cas de transmission à polarisation unique) donnée par :

$$\begin{aligned}
 \frac{\partial E_x}{\partial z} &= -\frac{\alpha}{2} E_x + \frac{i\beta_2}{2} \frac{\partial^2 E_x}{\partial t^2} - i\gamma \frac{8}{9} \left( |E_x|^2 + |E_y|^2 \right) E_x \\
 \frac{\partial E_y}{\partial z} &= -\frac{\alpha}{2} E_y + \frac{i\beta_2}{2} \frac{\partial^2 E_y}{\partial t^2} - i\gamma \frac{8}{9} \left( |E_y|^2 + |E_x|^2 \right) E_y
 \end{aligned} \quad (3.1)$$

Où  $E_x$  et  $E_y$  sont les enveloppes du champ électrique pour les polarisations x et y. La solution de l'équation de Manakov n'est pas connue analytiquement ; elle l'est seulement pour des cas particuliers tels proposés pour DBP ou VNLE.

### 3.1.1 Technique de compensation rétropropagation numérique

Grâce à l'introduction de la détection cohérente, l'atténuation de la non-linéarité à l'aide du DSP au niveau de l'émetteur ou du récepteur a été utilisée. Parmi les techniques de compensation de non-linéarités proposées, la rétropropagation numérique (DBP) s'est avérée être l'approche la plus prometteuse. L'étude récemment proposée a démontré que l'équation de Schrödinger non linéaire peut être résolue dans le domaine numérique pour compenser toutes les distorsions non linéaires déterministes dans une configuration PDM-WDM.

Le concept DBP consiste à transmettre le signal reçu à travers une fibre fictive avec des paramètres inverses. Il est basé sur la méthode de Fourier à pas fractionnés (SSFM) [153], qui représente une technique efficace et largement utilisée pour résoudre l'équation 3.1.

La méthode SSF divise la liaison fibrée en plusieurs étapes avec une petite distance. Pour chaque étape, la liaison optique est modélisée comme une concaténation d'opérateurs linéaires et non linéaires, comme indiqué à la section (1.4.2.5). Par conséquent, pour une taille de pas suffisamment petite  $h$ , l'équation (3.1) est scindée en l'opérateur linéaire  $D$  et l'opérateur non linéaire  $N$  et peut être écrite comme (Conf. Figure 3.1):

$$E_{x/y}(z+h, T) \approx \exp\left(\hat{D} \frac{h}{2}\right) \exp(\hat{N} h_{eff}) \exp\left(\hat{D} \frac{h}{2}\right) E_{x/y}(z, T) \quad (3.2)$$

$$\text{Où :} \quad \hat{D} = -i \frac{\beta_2}{2} \frac{\partial^2}{\partial t^2} - \frac{\alpha}{2}, \text{ et } \hat{N} = i \gamma \frac{8}{9} (|E_y|^2 + |E_x|^2)$$

$$h_{eff} = \frac{(1 - \exp(-\alpha h))}{\alpha} \quad (3.3)$$

$h_{eff}$  indique la longueur effective du pas (step size). Le signal transmis peut-être ensuite calculé à partir de l'équation inverse de Manakov qui gouverne la propagation des ondes à l'intérieur de la fibre virtuelle (Figure 3.1):

$$\frac{\partial E_{x/y}}{\partial z} = (\hat{D}^{-1} + \hat{N}^{-1}) E_{x/y} \quad (3.4)$$

Différentes façons de DBP ont été proposées en fonction de l'ordre de mise en œuvre des opérateurs linéaires et non linéaires [154]. La méthode SSF symétrique (S-SSFM : *Symmetrized SSFM*) est la plus couramment utilisée. De préférence, l'opérateur linéaire est appliqué en premier lieu parce que les effets non linéaires sont plus importants à puissance d'entrée élevée, ce qui est le cas à la fin de la fibre virtuelle.

La mise en œuvre de l'opérateur linéaire est effectuée dans le domaine fréquentiel. L'opérateur linéaire D compense le CD et sa sortie est donnée par :

$$Z_{x/y}^{CD}(\omega, z) = E_{x/y}(\omega, z) \exp -i h \left( \frac{\alpha}{2} + \frac{\beta_2}{2} \omega^2 \right) \quad (3.5)$$

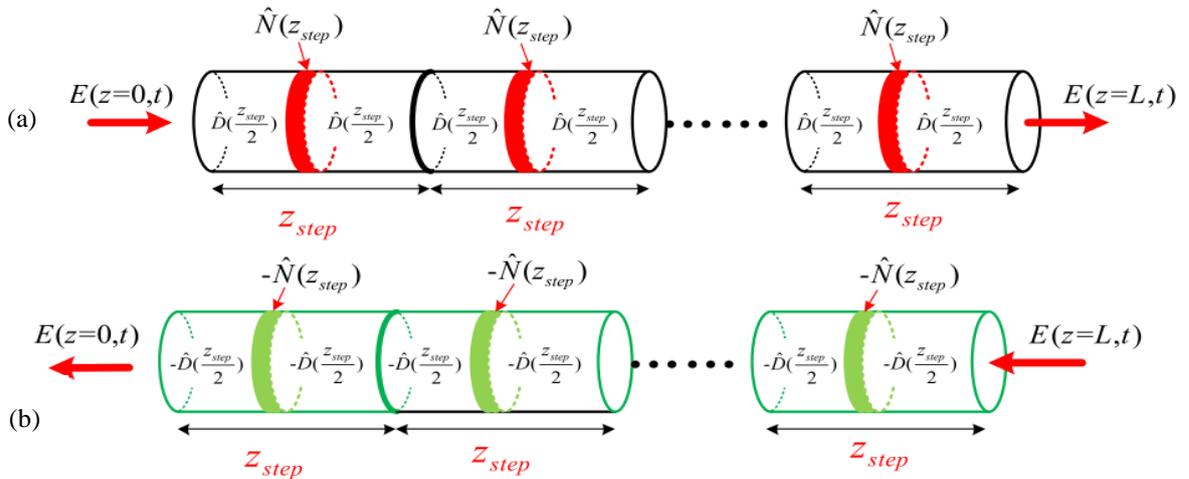
Après cela, l'opérateur non linéaire est appliqué dans le domaine temporel pour compenser les effets non linéaires induits par l'effet Kerr. La sortie de l'égaliseur est exprimée par [155] :

$$Z_{x/y}(t, z) = Z_{x/y}^{CD}(t, z) \exp -i \varphi \gamma \frac{8}{9} h \left( |Z_x^{CD}|^2 + |Z_y^{CD}|^2 \right) \quad (3.6)$$

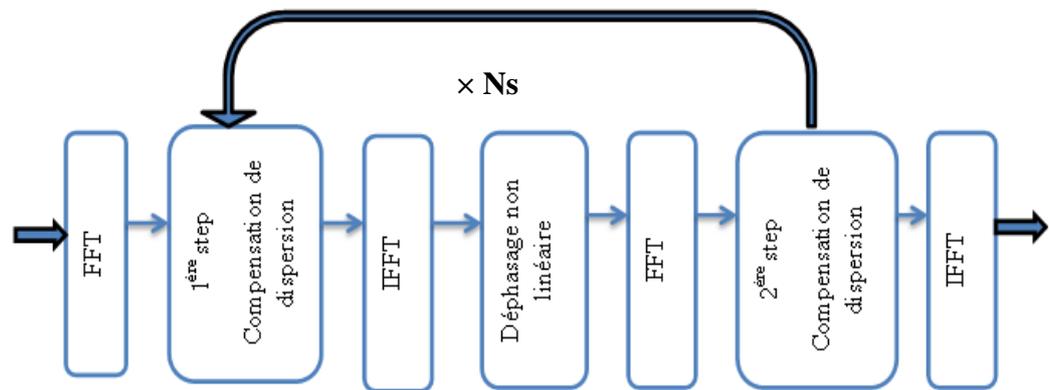
Où  $\varphi$  est une variable qui converge avec un nombre croissant d'étapes vers 1. La technique du DBP a été évaluée par des simulations et des recherches expérimentales. Comme le montre la figure 3.2 où  $N_s$  est le nombre d'étapes, le DBP peut être réalisé en une seule étape par portée ou en plusieurs étapes par portée. C'est une technique précise et elle fournit des performances élevées à une petite taille de pas. Pour une compensation parfaite, une très petite taille de pas est choisie de sorte que la phase non linéaire ne dépasse pas 0.05 rad [156]. Par conséquent, le signal transmis peut être exactement récupéré en utilisant cette méthode.

Cependant, il a une charge de calcul élevée pour la mise en œuvre en temps réel lorsque le nombre d'étapes de traitement par intervalle augmente. Certaines nouvelles approches sont proposées pour réduire la complexité du DBP en fonction des SSFM telle que SSFM pondéré (weighted SSFM) [157].

Dans le système de transmission WDM, les performances DBP sont affectées par des effets non linéaires selon les bandes de copropagation telles que FWM, XPM et XpolM.

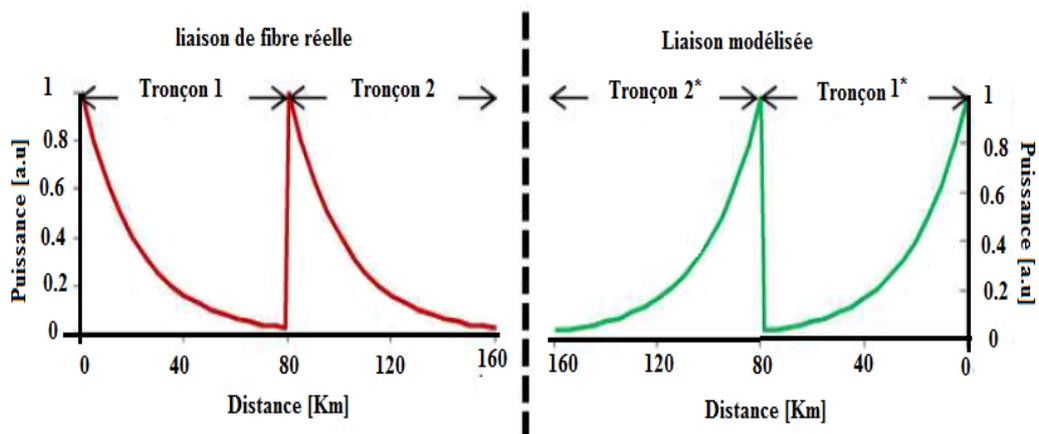


**Figure 3.1 :** (a) Processus de propagation directe (FP : Forward propagation) à travers la fibre, (b) Propagation de rétropropagation numérique à travers la fibre virtuelle.



**Figure 3.2** : Schéma fonctionnel de la méthode de rétropropagation numérique.

Sur la figure 3.3, la puissance d'un système optique à deux tronçons et le modèle de liaison inverse correspondant sont tracés en fonction de la distance de propagation. Notons que la distance diminue lorsque le signal est « virtuellement » propagé par le modèle de liaison inverse.



**Figure 3.3** : Puissance par rapport à la distance de propagation d'une liaison optique à deux tronçons (gauche) et de la liaison de rétropropagation correspondante (à droite) lors de l'utilisation de la NLSE inverse.

### 3.1.2 Progrès récents de l'algorithme Digital Backpropagation (DBP)

Théoriquement, la méthode DBP a un grand potentiel pour compenser la distorsion du signal causée par des dégradations linéaires et non linéaires sur le domaine complexe de signal qui est aujourd'hui disponible à travers le récepteur cohérent. Il a été démontré que la compensation DBP apporte une bonne amélioration pour le système QPSK jusqu'à 2000 km de transmission ainsi que pour les signaux QAM d'ordre élevé. Aussi dans les systèmes

WDM, une amélioration du facteur Q de 4 dB a été observée dans la transmission 16-QAM par utilisation de l'équation de Manakov pour l'algorithme DBP [158].

Un DBP à une seule étape (une étape par tronçon) est appliqué pour la transmission monocanal tandis que la transmission WDM requière un DBP de plusieurs-étapes (>10 pas par tronçon) pour atténuer de manière optimale les non-linéarités entre canaux.

Afin de rendre possible une véritable mise en œuvre du système avec DBP, l'objectif principal de la recherche actuelle est d'améliorer les performances du DBP afin d'élargir la taille des pas autorisés et en conséquence de réduire la complexité. Certaines solutions pour des algorithmes DBP améliorés ont été proposées ces dernières années, telles que le déplacement de la position pour les opérateurs non linéaires et l'application d'une taille de pas non uniforme pour améliorer les performances DBP par rapport à la manière conventionnelle utilisée [159].

DBP a été étudié expérimentalement dans une série de travaux récents de l'Université College de Londres. Makovejs et al. ont étudié l'amélioration des performances du système monocanal 112 Gbit/s PDM-16QAM après la compensation non linéaire. On constate que la distance de transmission maximale peut être augmentée de 1440 km (EDC seulement) à 2400 km (DBP) [160]. Savory et al. ont étudié expérimentalement le système WDM PDM-NRZ-QPSK de 112 Gbit/s. Il a été constaté que, grâce à la compensation non linéaire intracanal, la distance de transmission maximale d'un système à canal unique a été augmentée de 46%, tandis que celle d'un système WDM avec espacement des canaux de 100 GHz a été augmentée de 23% respectivement [161]. Millar et al. ont étudié les systèmes 10.7 Gbaud PDM-QPSK et PDM-16QAM et ont signalé que les portées de transmission ont été étendues à 7780 km et 1600 km, respectivement [162]. Behrens et al. ont étudié un système PDM-16QAM de 224 Gbit/s et ont prouvé que la distance de transmission maximale peut être augmentée de 18 à 25% avec la mise en œuvre du DBP [163].

Un système PDM-QPSK de 112 Gbit/s a été étudié et proposé par l'Université College Cork en 2011. La méthode de simplification a révélé l'effet de corrélation des symboles adjacents et a permis de réaliser une réduction remarquable du coût de calcul [164]. De même, l'utilisation d'une rétropropagation corrélée (CBP : *Correlated Backpropagation*) pour la compensation de non-linéarité a été rapportée dans un système PDM-QPSK de 112 Gbit/s [165], et la taille des pas de DBP peut être augmentée de 70%.

Dou et al. ont proposé une méthode de pré-distortion à faible complexité pour la compensation de non-linéarité intra-canal et ont expérimentalement testé cette approche dans un système cohérent PDM-QPSK de 43 Gbit/s [166]. D'autres groupes ont également apporté

une contribution impressionnante à ce domaine, et d'autres détails se trouvent dans les références [167-170]. Le tableau 3.2 présente les résultats expérimentaux récents faisant appel à la méthode de rétropropagation numérique pour compenser les effets de non-linéarité.

**Tableau 3.2** : Démonstrations expérimentales de la méthode de rétropropagation numérique pour compenser les effets non-linéarité dans des transmissions monocanal et WDM.

Année	Format de modulation	Débit	Nombre de canaux	Espacement des canaux	Amélioration des performances
2009 [171]	PDM-QPSK	112 Gbps	19	100 GHz	2dB (Q)
2009 [172]	PDM-QPSK	112 Gbps	40	100 GHz	1.7dB (Q)
2009 [173]	PDM-QPSK	112 Gbps	72	50 GHz	0.25dB (Q)
2010 [174]	PDM-QPSK	112 Gbps	10	50 GHz	3% la portée
2011 [175]	PDM-QPSK	112 Gbps	40	100 GHz	1.2dB (Q)
2011 [176]	PDM-QPSK	224 Gbps	40	100 GHz	1.3dB (Q)
2011 [177]	PDM-QPSK	112 Gbps	80	50 GHz	0.9dB (Q)
2011 [178]	PDM-QPSK	112 Gbps	40	100 GHz	1.6dB (Q)
2012 [179]	PDM-QPSK	112 Gbps	1		31.6% la portée
2013 [180]	PDM-16QAM	240 Gbps	5	40 GHz	1 dB (Q)
2014 [181]	PDM-QPSK	112 Gbps	1		18% la portée
2014 [182]	PDM-QPSK	112 Gbps	80	50 GHz	63% la portée , 1 dB (Q)
2015 [183]	PDM-16QAM	224 Gbps	5	50 GHz	2.2dB (Q)
2016 [184]	PDM-QPSK	200 Gbps	1		1.5dB (Q)
2016 [185]	DP256QAM/1024 QAM	10 GBaud	5	50 GHz	0.6 dB (Q)
2017 [186]	PDM-64QAM	64 GBaud	10	100 GHz	0.7dB (Q)
2018 [187]	PM-16QAM	256 Gbps	21	50 GHz	15 % la portée
2019 [188]	PDM-QPSK/ PDM-16QAM	64/256 Gbps	3	17 GHz	Réduire le BER à 3 et 0.7
2019 [189]	PDM-32QAM	349.4 Gbps	1		36% la portée 0.6 dB (Q)
2020 [190]	PDM-16QAM	80 Gbps	1		Réduire le BER à 1.1 dB

### **3.3. Compensation de l'effet de l'auto-modulation de phase dans un système optique cohérent monocanal longue distance**

#### **3.3.1. Introduction**

L'auto-modulation de phase devient l'un des principaux effets non linéaires destructeurs dans les systèmes monocanal PDM-QPSK longue distance à grande vitesse. Il provoque un agrandissement temporel des impulsions transmises qui se traduit par une interférence intersymboles.

Dans le travail [191], les auteurs ont analysé et simulé cet effet dans le système optique de 10Gbps NRZ-OOK utilisant les logiciels MATLAB et OPTISYSTEM. Ensuite, dans le travail [192], on a étudié l'influence de l'auto-modulation de phase sur le facteur de qualité d'un système de transmission optique à 10 Gbps. Une amélioration du facteur Q est démontrée après avoir appliqué les trois modèles de récepteurs.

Les résultats obtenus réduisent l'équipement requis pour une transmission longue distance sur une longueur de portée croissante à 120 km. La qualité du signal s'est améliorée avec un OSNR de 10 dB, 15 dB et 20 dB de 3.51, 3.46 et 3.41, respectivement.

En 2018 [193], la comparaison entre les formats de modulation retour à zéro à suppression de porteuse (CSRZ) et duobinaire a été étudiée à un débit binaire de 40 Gbps avec une puissance d'entrée de 20 dBm sous l'effet non linéaire de l'auto-modulation de phase. Le système duobinaire a donné de meilleures performances avec un facteur Q de 5.57 dB par rapport au système CSRZ.

Récemment, l'étude [194] a compensé l'effet de l'auto-modulation de phase dans le système optique de 10 Gbps et a augmenté la transmission jusqu'à 3500 km en utilisant un tronçon de fibre 100 km. L'analyse a été effectuée à différentes valeurs d'OSNR de 12 dB, 16 dB et 24 dB et a atteint un facteur Q maximal de 3.51 dB.

La plupart des études précédentes se sont concentrées sur l'effet SPM dans les formats de modulation OOK et la modulation par déphasage différentiel (DPSK) aux débits 10 Gbps et 40 Gbps. Aussi, la compensation a été faite optiquement au moyen du réseau de Bragg à fibre optique (FBG).

L'objectif de notre travail est d'étudier l'influence de l'effet de l'auto-modulation de phase sur le système optique cohérent PDM-0.3RZ-QPSK longue distance à grande vitesse.

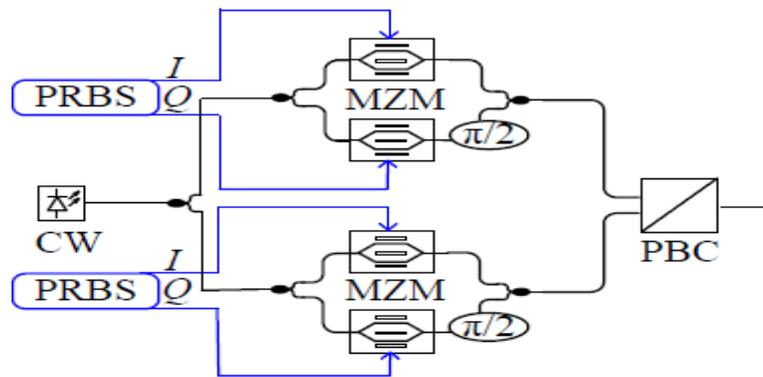
Nous augmentons le débit binaire jusqu'à 128 Gbps (32 Gbaud) en raison de la demande requise en haute capacité. En outre, le 0.3RZ-QPSK est proposé comme un format de modulation optimale qui maximise la robustesse contre la distorsion non linéaire [195-197].

De plus, l'algorithme de rétropropagation numérique est appliqué comme compensation électronique pour éliminer simultanément les effets de l'auto-modulation de phase et de dispersion chromatique.

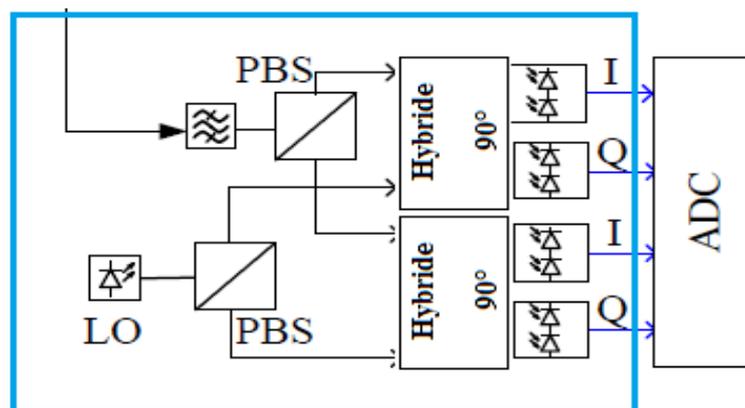
Nous commençons le travail par la configuration du système et les différents algorithmes DSP et nous discuterons les résultats obtenus.

### 3.3.2. Configuration du système et Simulation

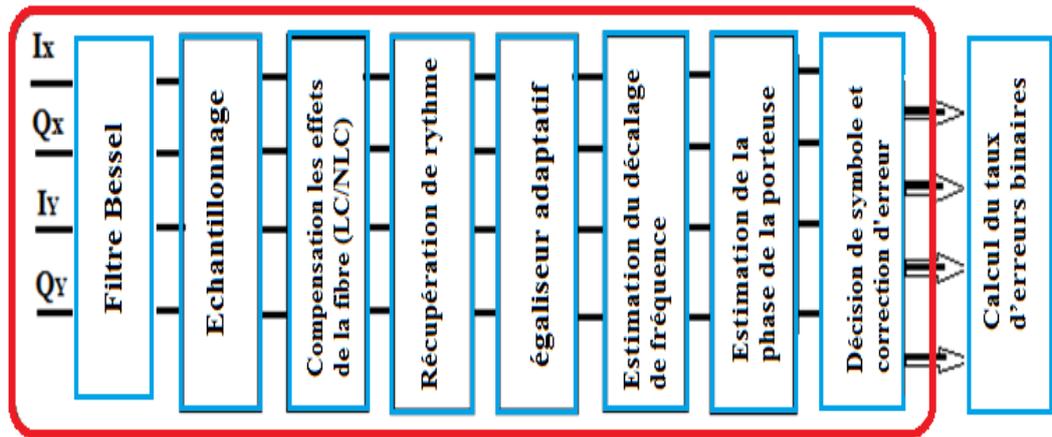
Dans cette sous-section, la combinaison de la détection cohérente avec l'algorithme DSP est proposée pour compenser l'effet de l'auto-modulation de phase dans le système QPSK à double polarisation. Le schéma de configuration du système optique PDM-QPSK avec récepteur numérique cohérent est illustré à la figure 3.4. Cette configuration est simulée par MATLAB pour évaluer ses performances.



(a)



(b)



(c)

**Figure 3.4:** Modèle pour la simulation du système PDM-QPSK cohérent. (a) Émetteur PDM-QPSK, (b) Tête du récepteur optique cohérent, (c) Schéma bloc des algorithmes du traitement numérique du signal.

Du côté de l'émetteur, les données sont produites par le générateur de séquence de bits pseudo-aléatoire (PRBS) de longueur  $N_{\text{bit}}$ . Ensuite, les séries de bits sont mappées en symboles et converties en signaux électriques sous forme d'impulsions. La puissance d'onde continue du laser est divisée en deux porteuses par un séparateur de faisceau de polarisation. Chacun des deux modulateurs I-Q parallèles reçoit la moitié de la puissance laser. Ces modulateurs transfèrent les quatre signaux électriques de 32 Gbaud en deux signaux orthogonaux 0.3RZ-QPSK.

De plus, ces deux signaux sont multiplexés avec un combinateur de faisceau polarisation pour former le signal optique PDM-0.3RZ-QPSK qui se propage dans le canal. Le tableau 3.3 montre les paramètres de simulation.

**Tableau 3.3:** Les paramètres de simulation à l'émetteur.

Format	PDM-QPSK
$R_{\text{bit}}$	128 Gbps
$R_{\text{sym}}$	32 Gbaud
$N_{\text{bit}}$	$2^{12}$
Échantillons / bit	64
Nombre d'échantillons	262114
Longueur d'onde ( $\lambda$ )	1550nm

La ligne de

transmission est composée de tronçons de fibre monomode standard et d'amplificateurs à fibre dopée à l'erbium. Après cela, nous avons inséré le filtre optique avec une bande passante de 35 GHz pour annuler le bruit.

L'auto-modulation de phase et la dispersion chromatique sont les principales dégradations du canal en négligeant les autres effets. Le canal est simulé à l'aide d'une méthode de la transformée Fourier à pas fractionnés de l'équation Manakov avec une taille de pas déterminée. Les caractéristiques de la liaison optique sont résumées dans le tableau 3.4.

**Tableau 3.4:** Paramètres de ligne de transmission.

SSMF	Paramètres
Atténuation ( $\alpha$ )	0.22 dB/km
Dispersion (D)	17 ps/nm/km
La pente de dispersion (S)	0.08 ps/nm <sup>2</sup> /km
Indice de réfraction non linéaire ( $n_2$ )	$2.6 \times 10^{-20}$ m <sup>2</sup> /W
Coefficient non linéaire ( $\gamma$ )	1.31
Zone efficace de la fibre ( $A_{\text{eff}}$ )	80 $\mu\text{m}^2$
Longueur de tronçon	80 km
Gain EDFA	15 dB
Figure de bruit EDFA	5 dB
Nombre des étapes de simulation	Un pas par tronçon
la taille de l'étape NLC	80 km

Du côté du récepteur, les signaux optiques et le laser de l'oscillateur local sont mélangés et détectés de manière cohérente à l'aide d'un hybride optique de  $4 \times 90^\circ$  (détection Homodyne). Ensuite, les signaux en phase et en quadrature sont convertis par les photodiodes pour générer quatre signaux électriques. Ces signaux sont traités par un filtre passe-bas de Bessel d'ordre 5 avec une bande passante 3dB de  $0.75 \times R_{\text{sym}}$  pour la suppression des interférences. De plus, les convertisseurs analogique-numérique [198,199] échantillonnent de manière synchrone les signaux entrants par 2 échantillons par symbole ( $S_a/S_{\text{sym}}$ ). Le taux d'échantillonnage est deux fois supérieur à  $R_{\text{sym}}$ . Les signaux numérisés sont traités à l'aide des unités DSP [200,201] pour atténuer les altérations et récupérer les données.

La compensation électronique des interférences linéaires et non linéaires est mise en œuvre à l'aide de l'algorithme de rétropropagation numérique basée sur la solution inverse de l'équation de Manakov. Le S-SSFM est exécuté une fois par tronçon lors de l'utilisation du DBP, donc le nombre d'étapes du DBP pour l'ensemble de la liaison est égal au nombre de

tronçons de transmission. Par conséquent, la taille du pas est égale à la longueur du tronçon de la fibre.

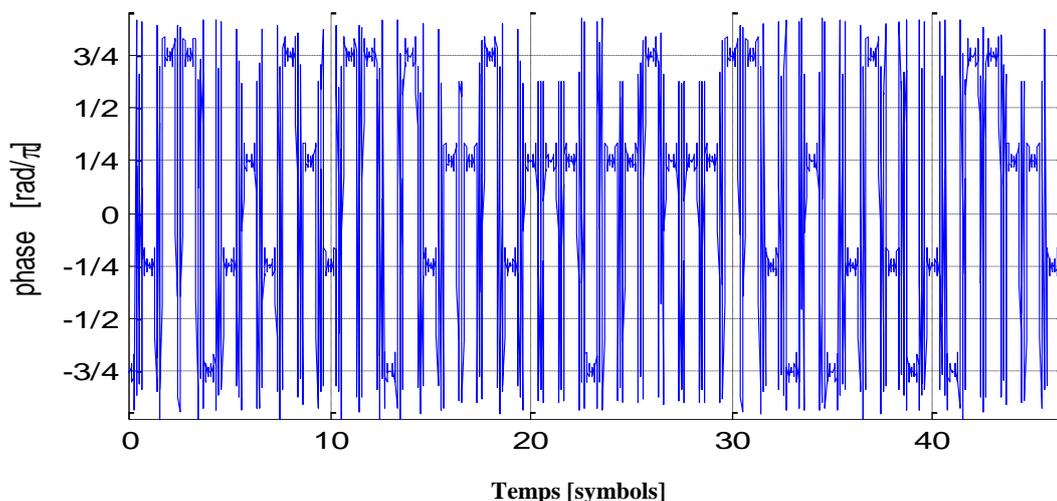
Pour chaque longueur de pas  $z$ , deux calculs de l'opérateur linéaire et un calcul de l'opérateur non-linéaire sont effectués. Le CD linéaire et la perte de fibre sont compensés pour la longueur de fibre  $z/2$  dans le domaine fréquentiel par la transformée de Fourier rapide. Ensuite, le déphasage de phase non linéaire dans le domaine temporel est compensé. Enfin, le CD et la perte de l'autre demi-pas  $z/2$  sont encore compensés dans le domaine fréquentiel [146] tandis que l'égaliseur à algorithme à module constant de 7 taps est réalisé comme une solution pour le démultiplexage de polarisation. Enfin, l'estimation de la phase est effectuée en utilisant l'algorithme Viterbi-Viterbi suivi d'une décision et évaluation BER par la méthode de Monte Carlo.

### 3.3.3. Résultats de la simulation et discussion

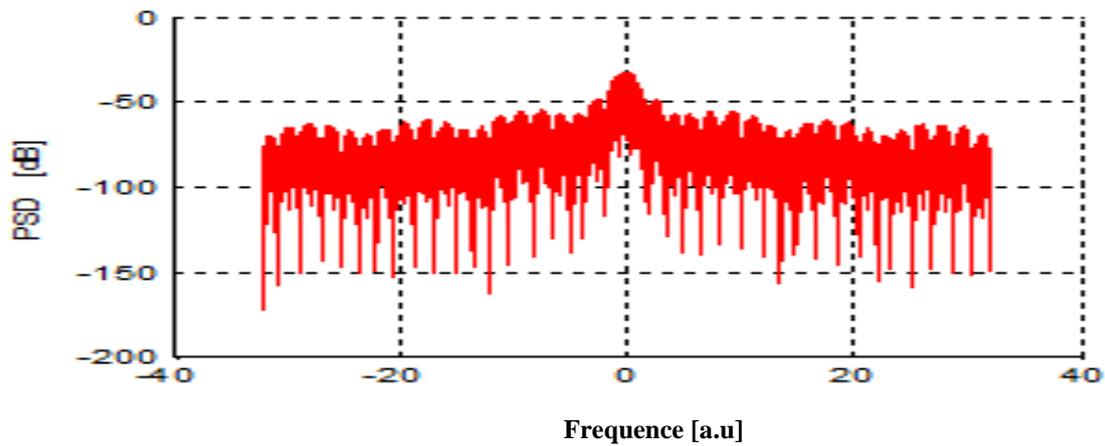
Dans cette partie, les résultats des simulations numériques sont présentés au fur et à mesure de la propagation du signal. La performance de la compensation DBP est étudiée et les caractéristiques de transmission du système PDM-0.3RZ-QPSK sont évaluées sous différentes configurations.

Le coefficient non linéaire et le nombre de pas par tronçon dans le module DBP sont toujours les mêmes que ceux de la fibre de transmission pour garantir un fonctionnement optimal de l'algorithme DBP.

La figure 3.5 montre l'évolution temporelle de la phase du signal optique PDM-0.3RZ-QPSK. Les niveaux à quatre phases du signal optique ( $3\pi/4$ ,  $\pi/4$ ,  $-\pi/4$ ,  $-3\pi/4$ ) sont observés. De plus, le spectre optique est illustré à la figure 3.6.

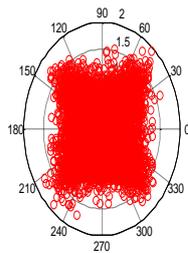


**Figure 3.5 :** Représentation temporelle de la phase du signal optique.

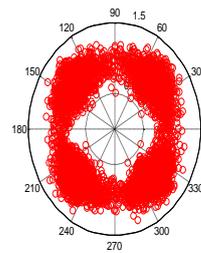


**Figure 3.6** : Spectre optique.

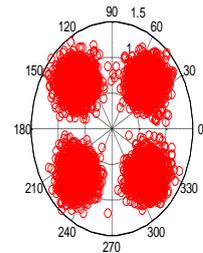
Les diagrammes de constellation des signaux reçus en polarisation X à travers des blocs DSP à OSNR de 16dB sont présentés à la figure 3.7.



(a) à l'entrée du DSP



(b) après CMA



(c) après CPE

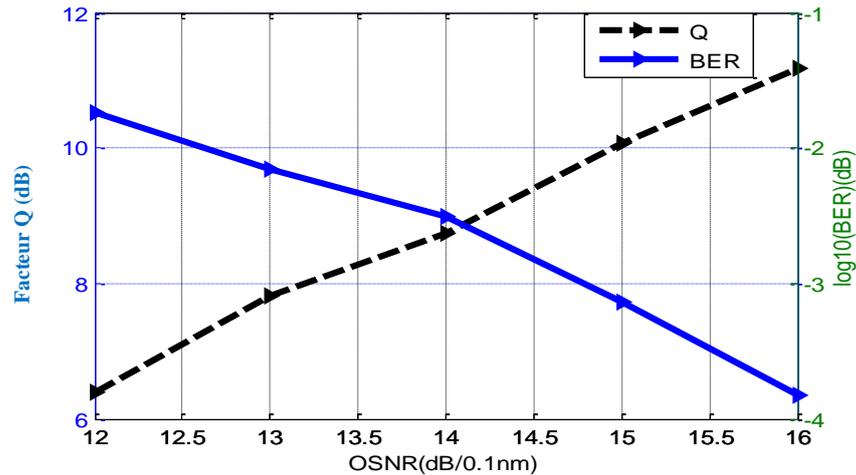
**Figure 3.7** : Constellations électriques en polarisation X.

La figure 3.7(a) montre la constellation électrique en polarisation X avant exécution des algorithmes DSP dans lesquels le signal reçu est déformé par les dégradations accumulées des fibres. Après application de l'algorithme DBP et le démultiplexage de la polarisation, le module constant du signal QPSK apparaît clairement à la figure 3.7(b) comme un cercle. Enfin, l'étape de la récupération de phase est illustrée à la figure 3.7(c). Les données sont restaurées et façonnées en quatre points qui indiquent les quatre états de phase.

### 3.3.3.1. Performance de la compensation non linéaire

#### a) Performances en configuration dos à dos (back-to-back)

Dans la figure 3.8, les performances dos à dos (btb) sont présentées à travers le facteur de qualité Q et le taux d'erreur binaire en fonction du rapport signal sur bruit optique à une résolution de 0.1nm. L'OSNR requis du système au BER de  $3.8 \times 10^{-3}$  est de 14.25 dB.



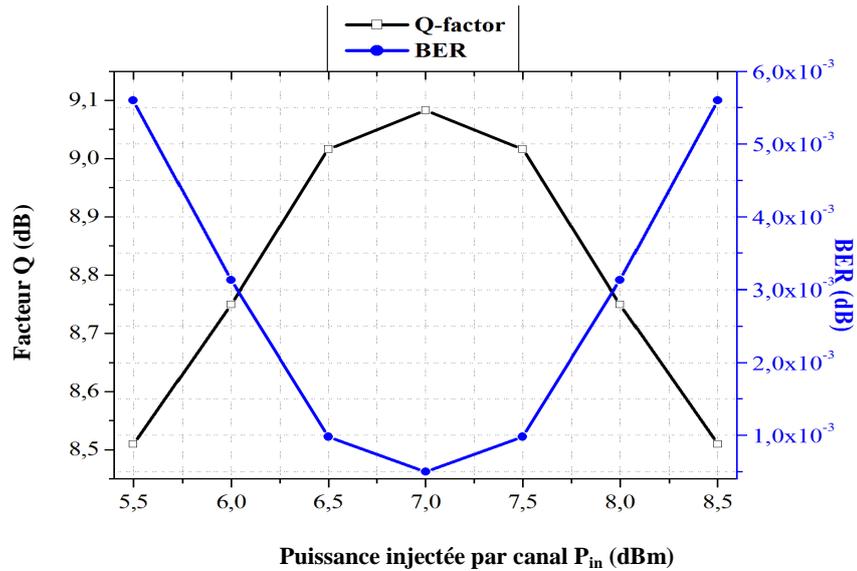
**Figure 3.8** : Les performances btb du système par rapport l'OSNR.

### b) Performances de transmission sans compensation

Tout d'abord, nous calculons la puissance injectée optimale pour le système PDM-0.3RZ-QPSK monocanal à 128 Gbps au cours d'une fibre SSMF non compensée en présence de l'effet SPM non linéaire. Dans ces mesures, la ligne de transmission est caractérisée par une distance de 900 km, correspondant à 12 tronçons (75 km SSMF).

Les performances de la puissance de lancement sont illustrées dans la figure 3.9. Cette figure montre le facteur Q et le BER par rapport à la puissance d'entrée pour une configuration PDM-0.3RZ-QPSK à canal unique.

Nous notons que lorsque la puissance de lancement  $P_{in}$  augmente, le facteur Q diminue avec l'augmentation du BER jusqu'à ce qu'il atteigne la valeur optimale à l'OSNR=16 dB. Cette valeur est sélectionnée correspondante au facteur Q maximum et au BER minimum. Elle est évaluée à 7 dBm et a été trouvée à un BER de  $5 \times 10^{-4}$  avec un facteur Q de 9.08 dB. Par la suite, l'influence de la dégradation est observée après l'accroissement de la puissance due à l'augmentation de la non-linéarité des fibres.



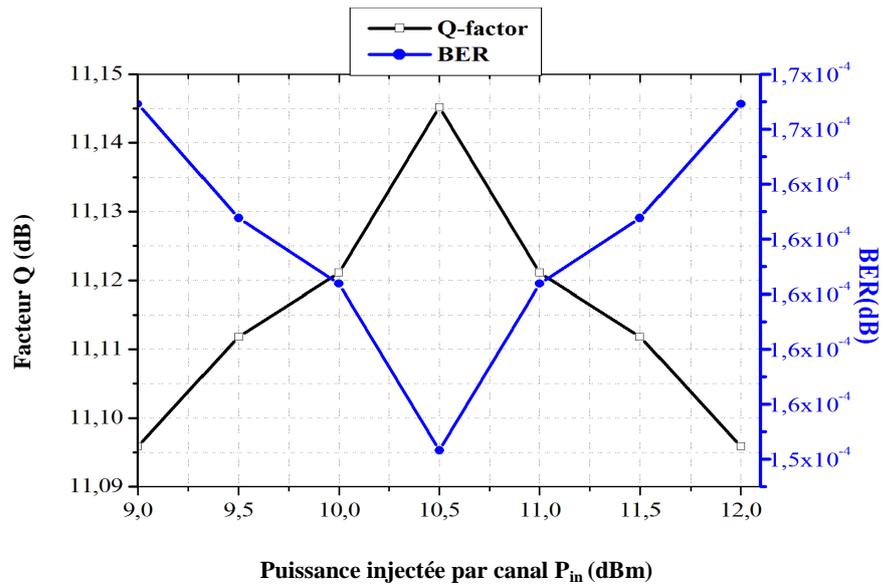
**Figure 3.9** : Puissance d'entrée du canal  $P_{in}$  en fonction de facteur Q et BER pour la transmission PDM-0.3RZ-QPSK monocanal sur 900 km sans compensation.

### c) Performances de la transmission avec compensation

Nous avons appliqué la même simulation précédente et utilisé l'algorithme de rétropropagation numérique comme technique de compensation pour éliminer les effets linéaires et non linéaires. Dans la figure 3.10, les performances du système sont mesurées en fonction de la puissance d'entrée de la fibre.

À des puissances inférieures, les performances du système sont limitées par le bruit de l'ASE et la dispersion, puis le BER diminue et le facteur Q augmente jusqu'à atteindre 10.5 dBm. Cette valeur est considérée comme la puissance optimale correspondant au BER de  $1.54 \times 10^{-4}$  et au facteur Q de 11.145 dB. À mesure que le niveau de puissance augmente, les valeurs de BER deviennent importantes en raison de la dégradation non linéaire.

Il est montré qu'après utilisation de l'algorithme DBP, la puissance injectée optimale peut être améliorée comparativement à la configuration sans compensation au moyen de réduction des effets de non-linéarité de la fibre.

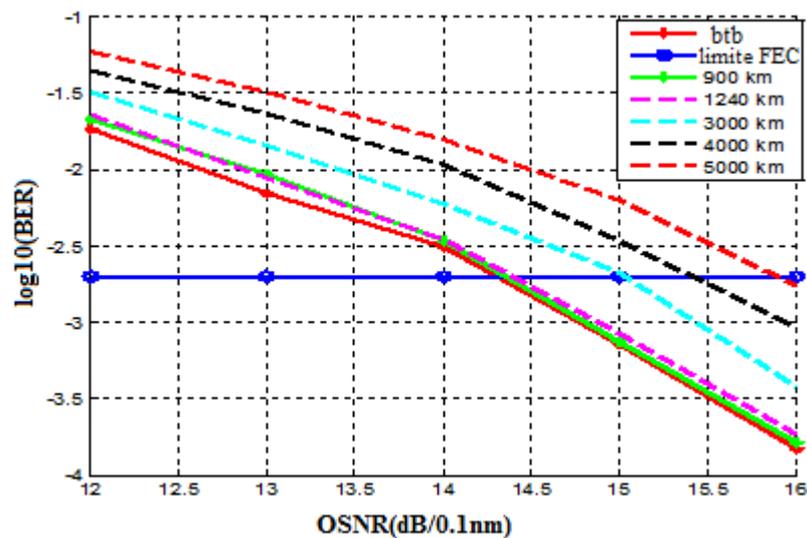


**Figure 3.10** : Puissance injectée par canal  $P_{in}$  par rapport à facteur Q et BER sur 900 km avec compensation.

Dans la suite, nous allons étudier l'influence de la distance sur les performances du système.

#### d) Performances du système en fonction de la distance de transmission

La performance du système est examinée en termes de taux d'erreur binaire à travers différentes distances de transmission. La figure 3.11 détaille la performance BER après diverses longueurs de fibres de transmission (900, 1240, 3000, 4000 et 5000 km) en fonction du rapport signal sur bruit optique.



**Figure 3.11**: BER en fonction du rapport signal sur bruit du signal optique à différentes distances de transmission.

En comparant les résultats, on peut montrer qu'en augmentant la distance, l'OSNR augmente aussi. Les OSNR requis au taux d'erreur binaire de  $3.8 \times 10^{-3}$  (limite FEC) sont obtenus dans le tableau 3.5. La pénalité d'OSNR s'accroît linéairement avec la distance, tandis que l'influence du SPM et du CD est également plus grande, ce qui dégrade la qualité du signal et augmente le BER.

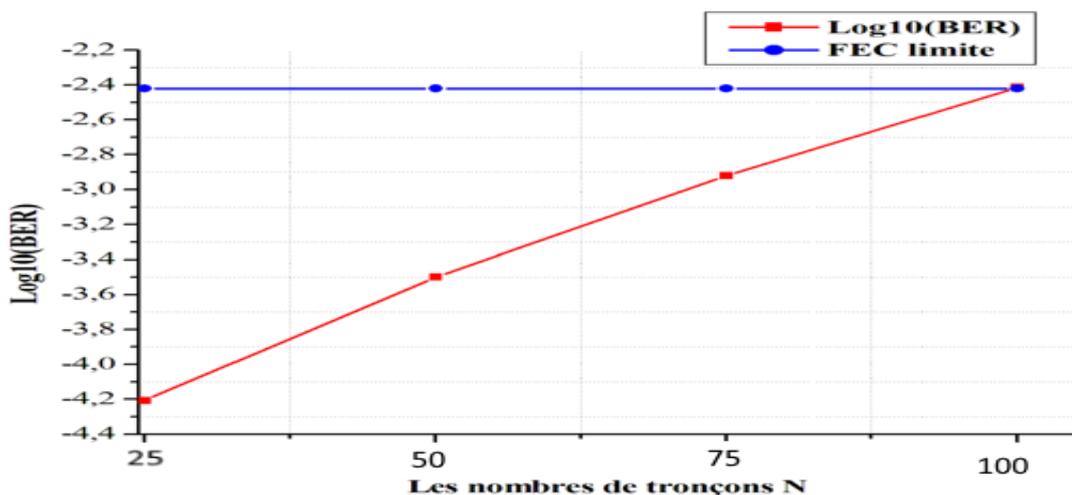
**Tableau 3.5** : OSNR requis à la limite de la FEC.

Distance (kilomètres)	OSNR (dB/0.1nm)
0 (btb)	14.25
900	14.3
1240	14.4
3000	15
4000	15.4
5000	15.9

**e) Analyse la portée de la transmission**

Dans cette section, nous calculons la distance maximale atteignable lorsque les performances des systèmes sont encore adéquates après la compensation. La mesure est effectuée à la puissance optimale de -1 dBm et un OSNR fixe de 17 dB/0.1 nm.

La figure 3.12 montre les performances du système par rapport à la portée de transmission après l'application du DBP. Il est clair que lorsque le nombre de tronçons N (transmission de distance) augmente, le BER mesuré devient également plus élevé. Au BER du seuil FEC, la distance maximale réalisable est d'environ 7500km (100 tronçons).



**Figure 3.12** : Taux d'erreur binaire en fonction du nombre de tronçons N.

### 3.3.4. Conclusion

Dans ce travail, nous avons analysé les performances de la compensation de non-linéarité de la fibre du système 32 Gbaud PDM-0.3RZ-QPSK avec la présence des effets de l'auto-modulation de phase et de la dispersion chromatique basée sur l'algorithme de rétropropagation numérique comme technique d'atténuation dans cette transmission monocanal. Les performances du système ont été comparées entre DSP sans et avec compensation de non-linéarité et évaluées en termes de puissance de lancement optimale et de taux d'erreur binaire.

Les résultats montrent que les performances ont été améliorées après la configuration DBP. La puissance de seuil non linéaire s'est étendue de 3.5 dB par rapport au cas non compensé avec un taux d'erreur binaire qui a atteint  $1.54 \times 10^{-4}$  et un facteur Q de 11.15 dB. De plus, les résultats ont montré que la distance a grandement influencé le rendement de la compensation. Par conséquent, notre étude quantifie la portée maximale à 7500 km.

## 3.4. Compensation des effets non linéaires dans un système DWDM de 40×32 GBaud longue distance

### 3.4.1. Introduction

La génération actuelle de systèmes optiques cohérents tient compte, dans le but d'améliorer les performances du système [116], des facteurs suivants : coût de transmission, consommation d'énergie, distorsions de non-linéarité et sa complexité. L'émergence de l'ultra-haute vitesse attire l'attention sur la modulation de format PDM-QPSK comme solution combinée à la compensation électronique au niveau récepteur cohérent. De plus, le multiplexage dense par répartition en longueur d'onde (DWDM) permet de maximiser l'efficacité spectrale avec une grille de fréquences plus étroite sur une distance plus longue [202].

Les effets non linéaires entre les canaux représentent la principale limitation de la prochaine génération de systèmes de transmission DWDM. En fait, le signal se propageant dans la liaison optique est influencé par ces distorsions à une puissance de seuil lorsqu'il est représenté par la phase de variation du signal pendant une longue distance, ce qui indique l'effet Kerr optique. Dans le travail présenté dans l'article [203], les auteurs ont analysé expérimentalement la technique de rétropropagation numérique en utilisant la méthode améliorée de SSFM (ESSFM : *the enhanced split-step Fourier method*) à des signaux PDM-QPSK de 112 Gbps avec une longueur  $2^{11}$  sur une distance de 3200km. L'algorithme ESSFM

offre de meilleures performances par rapport au DBP classique avec moins de complexité, de latence et de consommation d'énergie.

Récemment, l'étude [204] a atténué les effets de non-linéarité des fibres dans le système 8×32 Gbaud PDM-QPSK en utilisant la conjugaison de phase optique multiple (OPC). L'étude a permis d'obtenir un seuil non linéaire de 2 dBm (c.-à-d. la puissance de lancement optimale du signal) avec un facteur Q maximal de 9.2 dB. Les résultats ont étendu la distance sur 3600 km.

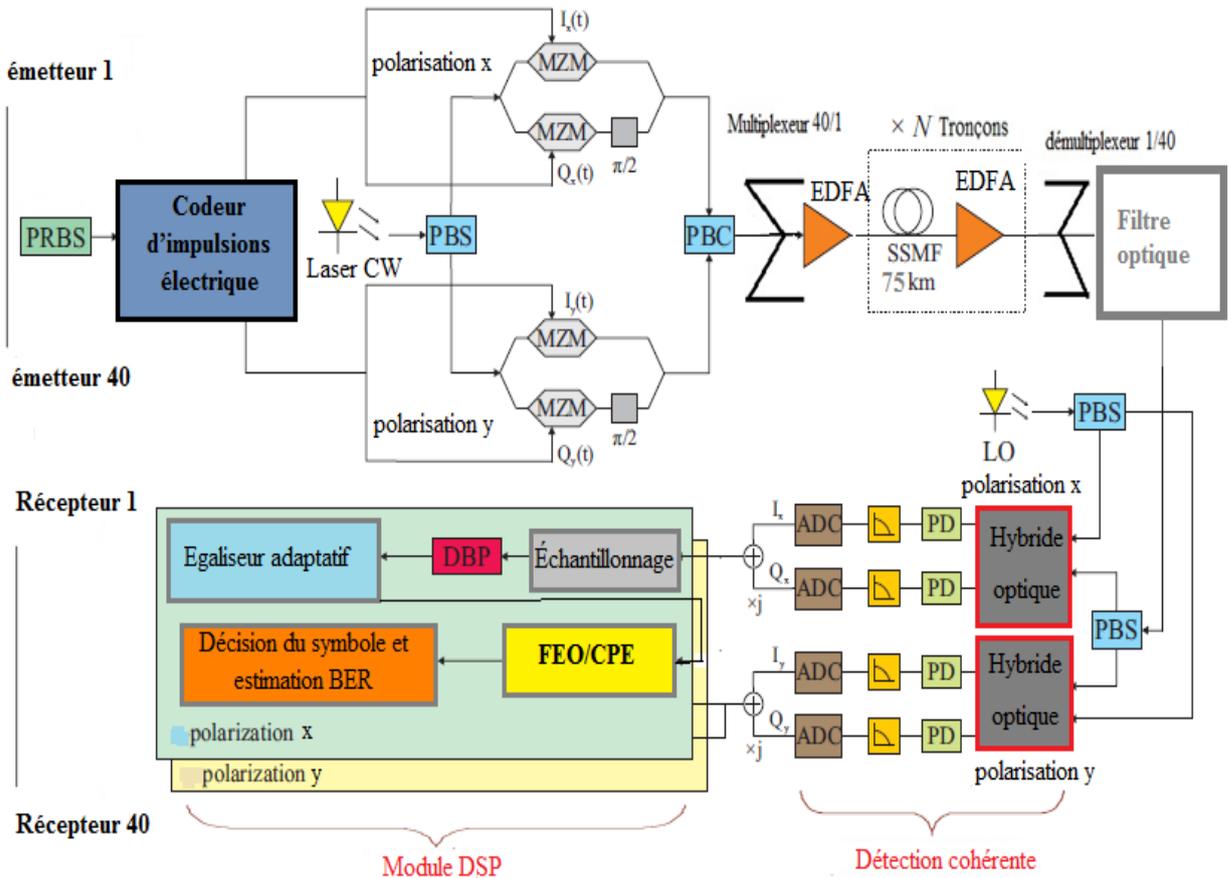
L'objectif de notre travail est d'analyser l'efficacité de l'utilisation du DBP pour la compensation de non-linéarité sur le réseau DWDM en prenant en compte les effets non linéaires (SPM et XPM) et de la dispersion chromatique. Cette analyse est basée sur la transmission multicanaux d'un système optique cohérent PDM-0.3 RZ-QPSK.

Afin d'augmenter le débit d'information réalisable, nous élevons le nombre de canaux transmis jusqu'à 40 avec un espacement de 50 GHz à une rapidité de modulation de 32 Gbaud. La capacité totale transmise est de 5.12 Tbps.

En outre, l'algorithme de rétropropagation numérique est appliqué comme compensation électronique pour éliminer simultanément les effets linéaires et non linéaires. La stratégie est basée sur l'approximation numérique de la solution l'équation de Schrödinger non linéaire. Les performances du système sont évaluées en termes de facteur Q, de taux d'erreur binaire, de puissance de lancement optimale et de la pénalité d'OSNR. Ensuite, l'estimation de la distance maximale tolérable qui peut être atteinte pour les deux configurations est effectuée.

### **3.4.2. Configuration de la simulation**

La figure 3.13 illustre la configuration de la simulation d'une transmission multicanaux 128 Gb/s PDM-0.3RZ-QPSK sur une liaison SSMF non compensée avec égalisation DBP.



**Figure 3.13** : Schéma de principe du système WDM-PDM-QPSK.

Du côté de l'émetteur, les signaux optiques PDM-QPSK de 128 Gb/s fonctionnant à 1550nm de longueur d'onde sont générés par un modulateur Mach-Zehnder pour obtenir une forme d'impulsion 0.3RZ et une modulation de phase des signaux. Un laser à onde continue à 1550nm est divisé en deux polarisations orthogonales qui sont modulées indépendamment par des modulateurs Mach-Zehnder.

Les données de l'émetteur sont formées par une séquence binaire pseudo-aléatoire de longueur  $2^{12}$  avec codage différentiel pour améliorer la tolérance au bruit de phase. Le débit de symbole correspondant est de 32 Gbaud. Pour le système WDM, les signaux à différentes longueurs d'onde de 40 émetteurs espacés de 50 GHz (0.4 nm) sont combinés par un multiplexeur optique (40/1) et se propagent simultanément avec une capacité totale de 5.12 Tbps sur le canal optique. La liaison de transmission comprend une boucle de recirculation de N tronçons de fibre optique monomode standard (SSMF) suivi par d'amplificateur EDFA, en tenant compte de l'impact de la dispersion chromatique et les effets non linéaires SPM et XPM.

À la fin de chaque tronçon, les pertes de puissance accumulées sont éliminées par l'EDFA. Le bruit ASE n'est pas inclus dans cette simulation car seule la compensation de la distorsion du signal est considérée. Les détails de la transmission sont résumés dans le tableau 3.6.

**Tableau 3.6** : Paramètres de la ligne de transmission.

SSMF	Paramètres
Longueur de tronçon	80 km
Nombre de tronçon	1.....65
Atténuation ( $\alpha$ )	0.22 dB/km
Dispersion chromatique (D)	17 ps/ nm $\times$ km <sup>-1</sup>
Pente de dispersion (S)	0.08 ps/nm <sup>2</sup> /km
Longueur d'onde ( $\lambda$ )	1550 nm
Indice de réfraction non linéaire ( $n_2$ )	2.6 $\times$ 10 <sup>-20</sup> m <sup>2</sup> /W
Zone effective ( $A_{\text{eff}}$ )	80 $\mu\text{m}^2$
Dispersion en mode de polarisation (PMD)	0.1 ps $\times$ km <sup>-1/2</sup>
Gain	15 dB
Figure de bruit	5 dB

Le signal global optique WDM-PDM-0.3RZ-QPSK est séparé par le démultiplexeur (1/40) en 40 signaux avant de les transmettre au récepteur. Après transmission par la fibre, un filtre optique gaussien de 3<sup>ème</sup> ordre avec une bande passante de 35 GHz est utilisé pour éliminer le bruit optique hors bande.

Le signal reçu est détecté de manière cohérente via deux hybrides optiques par un oscillateur local (LO) avec la même longueur d'onde centrale que celle de l'émetteur (détection homodyne). Après la conversion dans le domaine électrique, le signal obtenu déformé passe un filtre électrique passe-bas de Bessel de 5<sup>ème</sup> ordre avec une bande passante de  $0.75 \times R_{\text{sym}}$  pour chacun des bras en phase et en quadrature pour l'anti-repliement. Par la suite, le signal en bande de base est numérisé jusqu'à 2 échantillons par symbole à 56 GSa/s en utilisant un convertisseur analogique-numérique (ADC) avec une résolution de 5 bits et une bande passante électrique de 30 GHz avant de passer au module DSP.

Le module DSP comprend l'égalisation DBP standard pour la compensation des interférences linéaires et non linéaires. Dans cette égalisation, la liaison complète est divisée en étapes

élémentaires uniformes. L'algorithme DBP est exécuté quatre fois par tronçon (4 steps/span), donc la taille d'étape est égale à la longueur du tronçon de la fibre /4.

Après cela, les quatre filtres adaptatifs de l'algorithme de module constant avec 7 taps sont utilisés pour le démultiplexage de la polarisation et pour éliminer également la PMD et la dispersion résiduelle. Ensuite, l'algorithme Viterbi-Viterbi est effectué pour l'estimation de la fréquence et de la phase porteuse (CFE/CPE).

Enfin, les blocs d'estimation/décodage des symboles sont utilisés pour la découverte des symboles détectés et la récupération des données.

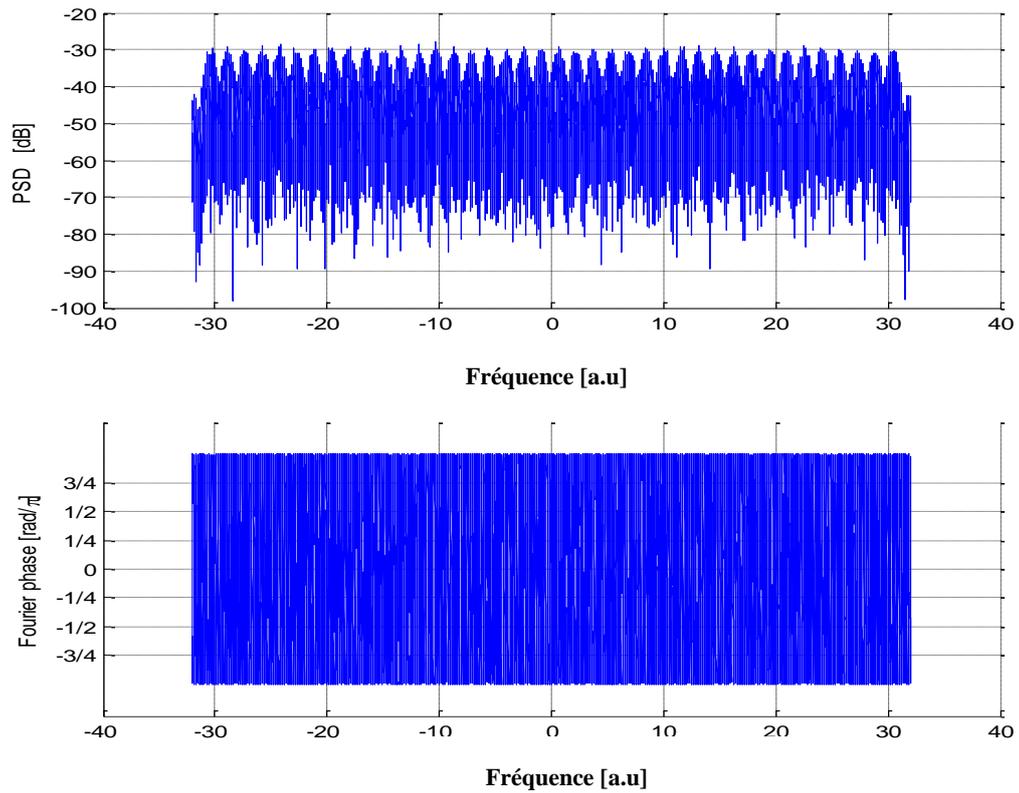
La performance est évaluée en fonction de l'estimation du BER par la méthode de Monte-Carlo qui est ensuite convertie en facteur Q. Dans ce modèle numérique, les effets de polarisation et le bruit de laser sont négligés.

### **3.4.3. Résultats de simulation et discussion**

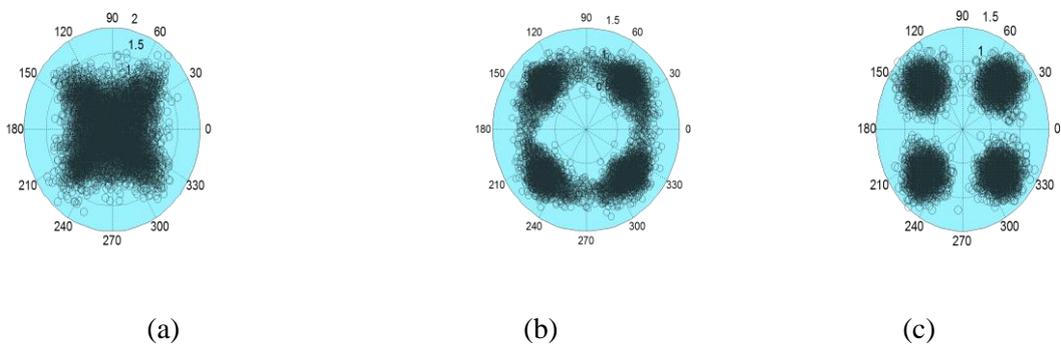
Les résultats de la simulation sont évalués pour le système 40×32 Gbaud PDM-0.3RZ-QPSK avec un espacement fréquentiel de 50 GHz, qui sont mesurés dans le cas d'un dos-à-dos (BTB) et pour différentes distances de transmission.

La figure 3.14 montre le spectre optique des 40 signaux multiplexés et leur phase en quatre états en quatre phases ( $3\pi/4$ ,  $\pi/4$ ,  $-\pi/4$ ,  $-3\pi/4$ ).

Les schémas de constellation des signaux reçus de polarisation X à travers des blocs DSP sont montrés dans la figure 3.15. Le signal déformé au niveau du récepteur cohérent est affiché dans la figure 3.15(a). Le module constant des symboles QPSK est clairement reconnaissable après application de l'algorithme CMA, comme le montre la figure 3.15(b). Ensuite, la récupération des symboles QPSK à la fin des blocs DSP est illustrée sur la figure 3.15(c).

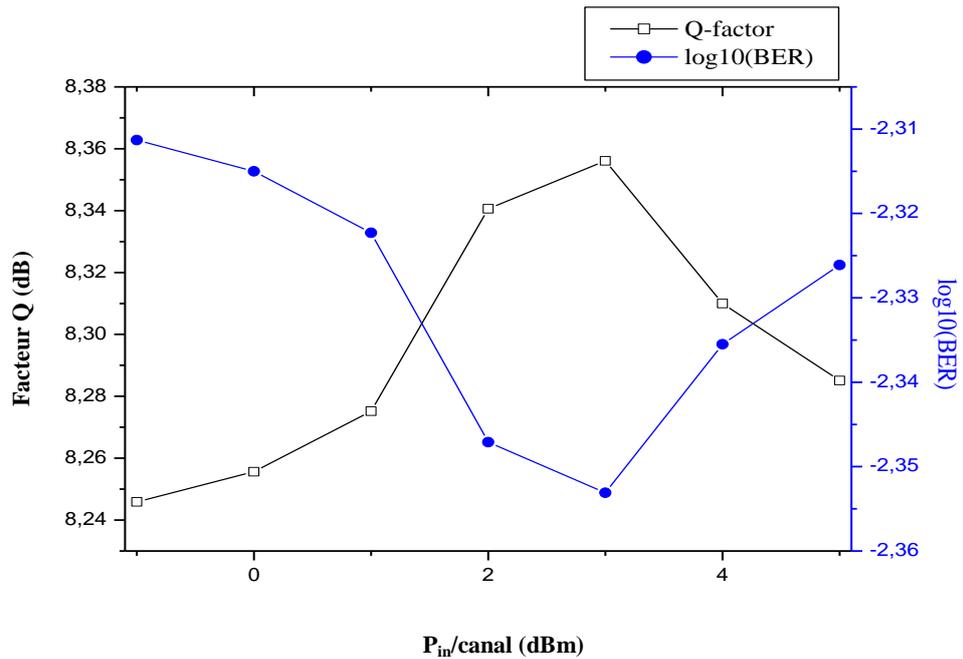


**Figure 3.14** : Spectre optique des signaux DWDM et la phase du signal optique.



**Figure 3.15** : Diagrammes de constellation pour la polarisation X : (a) à l'entrée du récepteur cohérent, (b) après CMA et (c) après CPE.

La performance de la puissance injectée par canal d'un système WDM  $40 \times 128$  Gbps sur un SSMF non compensé de 1040 km (13 tronçons) est montrée à la figure 3.16.

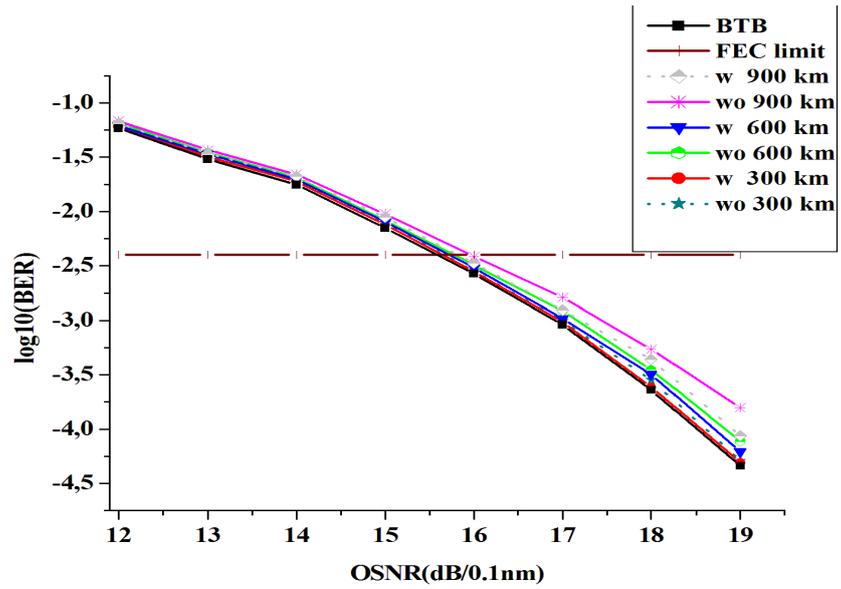


**Figure 3.16** : Performances de la transmission en fonction de la puissance de lancement optique par canal (dBm) après une transmission de 1040 km.

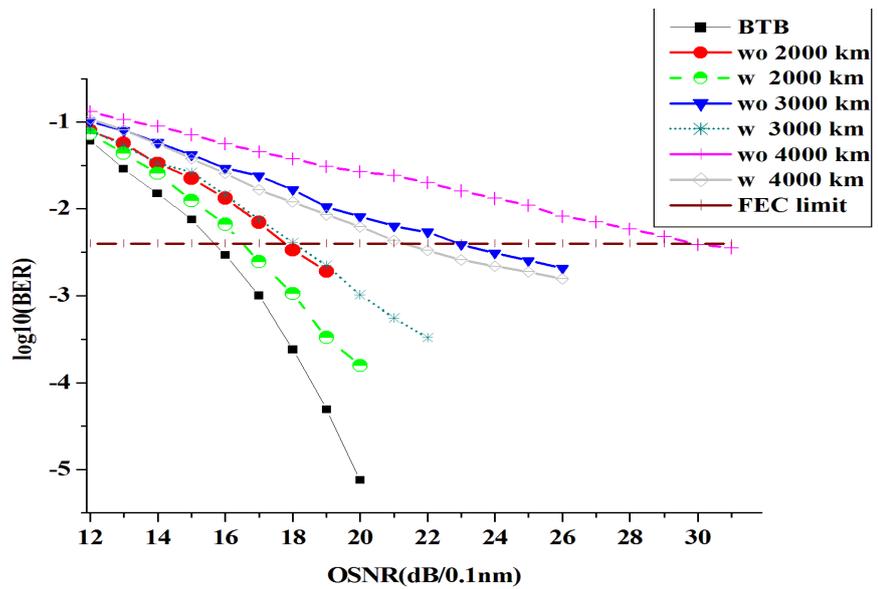
Les performances du système sont tracées en termes du facteur de qualité (Q) et du taux d'erreur binaire (BER) en fonction des puissances injectées par canal. Nous notons qu'à mesure que la puissance  $P_{in}$  augmente, le facteur Q diminue avec un BER qui augmente jusqu'à atteindre la puissance de lancement 3 dBm. À cette valeur optimale, les performances de transmission sont évaluées avec un BER de  $3.5 \times 10^{-3}$  et un Q de 8.35dB. La dégradation de la performance est ensuite observée après l'augmentation de la puissance due à l'influence des altérations non linéaires.

### 3.4.3.1. Performance de la compensation non linéaire

Les figures 3.17(a) et (b) présentent les résultats du système  $40 \times 128$  Gbps PDM-0.3RZ-QPSK avant (wo : without) et après (w : with) NLC sur différentes distances de transmission. Les performances du système sont évaluées en mesurant le BER et l'OSNR requis à la limite de la correction d'erreur ( $3.8 \times 10^{-3}$ ) dans chaque cas. Les résultats sont résumés dans le tableau 3.7.



(a)



(b)

**Figure 3.17** : Performances de transmission à 3dBm sans et avec NLC ; (a) inférieur à 1000 km et (b) supérieur à 1000 km.

**Tableau 3.7** : L'OSNR mesuré (dB/0.1nm) au seuil FEC.

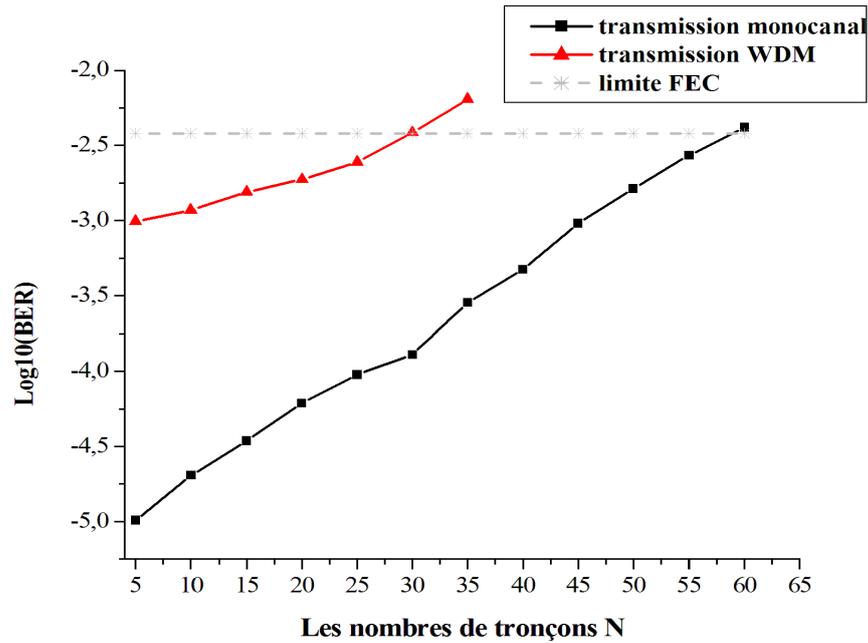
La portée (km)	sans NLC	avec NLC
BTB (0)	15.56	
300	15.67	15.64
600	15.77	15.72
900	15.95	15.81
2000	17.72	16.50
3000	22.95	18.14
4000	29.82	21.36

Une mineure pénalité OSNR est observée dans les transmissions inférieures à 1000 km avant et après NLC avec un facteur Q de 8.66 dB. En revanche, des pénalités importantes sont notables après avoir augmenté la distance (au-dessus de 1000 km) à raison des distorsions accumulées. Après l'application de l'algorithme DBP, les effets non linéaires sont éliminés et la pénalité OSNR est réduite. En 4000 km, une amélioration de la sensibilité OSNR de 8.46 dB est obtenue avec un facteur Q de 8.38 dB.

#### 3.4.3.2. Mesure de la portée maximale

Dans cette section, nous calculons la distance de transmission maximale atteignable lorsque les performances du système sont encore adéquates après la compensation.

La figure 3.18 présente les performances du système en fonction de la portée après application de l'algorithme DBP. La valeur OSNR est fixée à 17 dB. Il est clair qu'à mesure que les nombres de tronçons N (distance de transmission) augmentent, le BER mesuré augmente.



**Figure 3.18** : Performances du système en fonction de nombres de tronçons N à transmission monocanal et WDM.

Au BER du seuil FEC, la distance maximale réalisable est de 2400km (30 tronçons) pour la transmission DWDM. De plus, une portée maximale de 4800km (60 tronçons) est atteinte pour la transmission monocanal. Les performances sont rapidement dégradées dans la transmission DWDM en raison du signal affecté par les dégradations accumulées et rendent difficile la récupération du signal transmis.

#### 3.4.4. Conclusion

La compensation de la non-linéarité pour la transmission DWDM 40×128 Gbps PDM-0.3RZ-QPSK avec un espacement de 50 GHz a été étudiée. Le SPM et le XPM sont pris en compte dans cette configuration. La comparaison des performances entre DSP sans et avec compensation a été évaluée à la puissance de lancement optimale de 3 dBm.

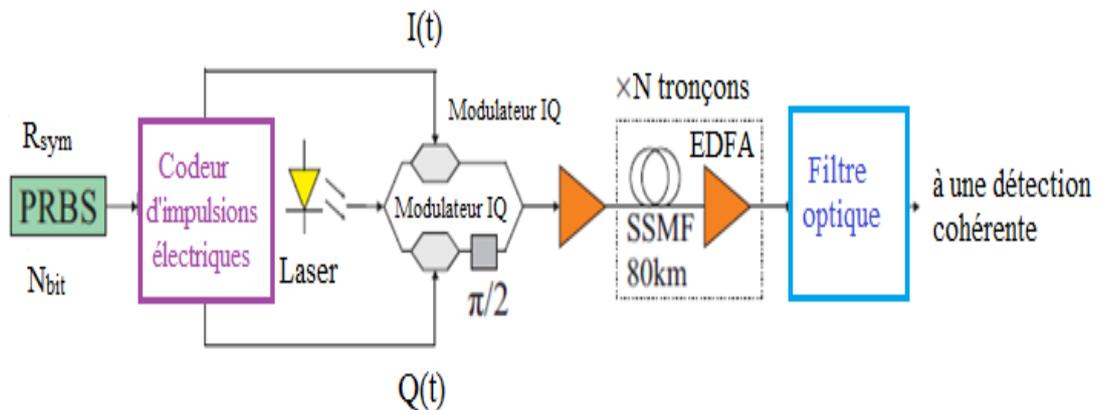
Les résultats obtenus montrent une amélioration des performances du système après l'utilisation de l'algorithme de rétropropagation numérique. La portée maximale atteinte dans la transmission DWDM est d'environ la moitié de la distance de transmission d'un canal (2400 km).

### 3.5. Compensation non linéaire dans des systèmes optiques cohérents PDM-16QAM et PDM-QPSK de 32 Gbauds

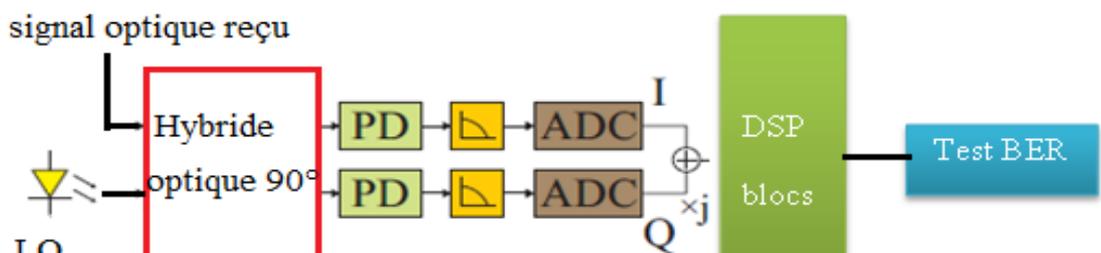
Dans cette partie, nous étudions la compensation des non-linéarités de fibre par la rétropropagation numérique dans les systèmes optiques basés sur la modulation d'amplitude en quadrature 16 niveaux multiplexés en polarisation (PDM-16 QAM) et de modulation de phase en quadrature 0.3 retour à zéro multiplexé en polarisation (PDM-0.3RZ-QPSK). La comparaison est effectuée pour un même débit de symbole. Les performances des systèmes sont mesurées en termes de taux d'erreur binaire, de pénalité OSNR et de portée maximale. Nous étudions l'efficacité de la technique de rétropropagation numérique pour compenser l'effet d'auto-modulation de phase dans les systèmes 32 GBaud PDM-0.3RZ-QPSK et PDM-16QAM. Nous discutons également l'effet de la puissance injectée par canal sur les performances du système.

#### 3.5.1. Simulation et configuration du système

La Figure 3.19 illustre la configuration complète du système de transmission PDM-16QAM qui est utilisé dans la simulation. Pour la génération du signal PDM-0.3RZ QPSK, le système décrit dans la section précédente est employé.



(a)



(b)



(c)

**Figure 3.19** : Configuration de simulation d'un système de transmission PDM-16QAM ; (a) Émetteur, (b) Structure du récepteur cohérent, (c) Bloc DSP.

À l'émetteur, la séquence binaire pseudo-aléatoire de longueur  $N_{\text{bit}}$  appliquée pour former les signaux électriques à 4 niveaux par mise en forme d'impulsion. De plus, les deux modulateurs IQ génèrent des signaux optiques de 32 Gbaud basés sur de la commande des signaux électriques à 4 niveaux, puis se combinent par le mélangeur de faisceau de polarisation (PBC) pour constituer une double polarisation. Les paramètres de la simulation sont les mêmes que ceux du tableau 3.8.

Le signal résultant est transmis sur la liaison optique construite d'une boucle de recirculation d'une fibre monomode standard amplifiée par EDFA. La perte de fibre accumulée est totalement éliminée par l'amplificateur dans chaque tronçon. Aucune compensation optique en ligne pour la dispersion chromatique n'est employée.

La puissance de lancement dans le SSMF et le gain unitaire de la boucle sont contrôlés par un atténuateur optique (AO). La puissance de bruit d'EDFA en dehors de la bande passante du canal est réduite par un filtre optique passe-bande avec une bande passante de 50 GHz.

**Tableau 3.8** : Les paramètres de simulation.

Format	PDM-QPSK	PDM-16QAM
$R_{\text{bit}}$	128 Gbps	256 Gbps
$R_{\text{sym}}$	32 Gbaud	32 Gbaud
$N_{\text{bit}}$	$2^{12}$	$2^{16}$
Échantillons / bit	64	4
Nombre d'échantillons	262114	262114
Longueur d'onde ( $\lambda$ )	1550nm	1550nm

L'effet intra-canal SPM est la principale dégradation de la liaison de transmission en négligeant les autres effets. Les caractéristiques de la liaison optique sont résumées au tableau 3.9. Après la transmission sur un nombre souhaité de tronçons en cascade, le signal est couplé au récepteur numérique cohérent.

**Tableau 3.9** : Paramètres de la ligne de transmission.

SSMF	paramètres
Atténuation ( $\alpha$ )	0.22 dB/km
Dispersion chromatique (D)	16.5 ps/ (nm·km)
La pente de la dispersion (S)	0.088 ps/ (nm <sup>2</sup> ·km)
Longueur d'onde ( $\lambda$ )	1550 nm
Indice de réfraction non linéaire ( $n_2$ )	$2.6 \times 10^{-20}$ m <sup>2</sup> /W
Zone efficace de fibre ( $A_{\text{eff}}$ )	80 $\mu\text{m}^2$
Longueur de tronçon	80 km
Gain d'EDFA	15
Figure de bruit EDFA	5 dB

Un récepteur homodyne de diversité-polarisation avec un bloc de traitement numérique de signal est utilisé. Les signaux reçus sont mélangés au laser de l'oscillateur local (LO) et sont détectés de manière cohérente à l'aide d'un hybride optique de  $4 \times 90^\circ$ . Ces signaux optiques sont alors convertis dans le domaine électrique en utilisant des photodiodes (PDs), puis le signal est échantillonné par des ADCs de résolution 5 bits et 7 bits à 56 GSym/s pour les systèmes PDM-0.3RZ-QPSK et PDM-16QAM, respectivement.

Après la quantification, les signaux échantillonnés sont envoyés à l'étape de traitement numérique des signaux (DSP).

La distorsion non linéaire et le CD sont compensés à l'aide de l'algorithme DBP [205], en résolvant l'équation de Manakov avec l'utilisation de la méthode de Fourier symétrique à deux étapes par tronçon. Pour chaque étape, 50% du CD est d'abord compensée, puis le NLC est exécuté, et enfin, les 50% restants du CD sont compensés. DBP a été réalisé avec un pas fixe de  $\Delta z = 20$  km (4 étapes / tronçon).

Par ailleurs, l'égalisation adaptative basée sur l'algorithme multi-module (MMA) avec 15 taps [206] est utilisé pour la séparation de polarisation. L'algorithme à module constant de 7 taps est appliqué pour le système PDM-0.3RZ-QPSK.

La récupération de la synchronisation est obtenue au moyen de l'algorithme Gardner [207] et pour la récupération de la phase porteuse, nous exploitons l'algorithme CPE en deux étapes (l'algorithme de Viterbi&viterbi adapté) à 16QAM [208].

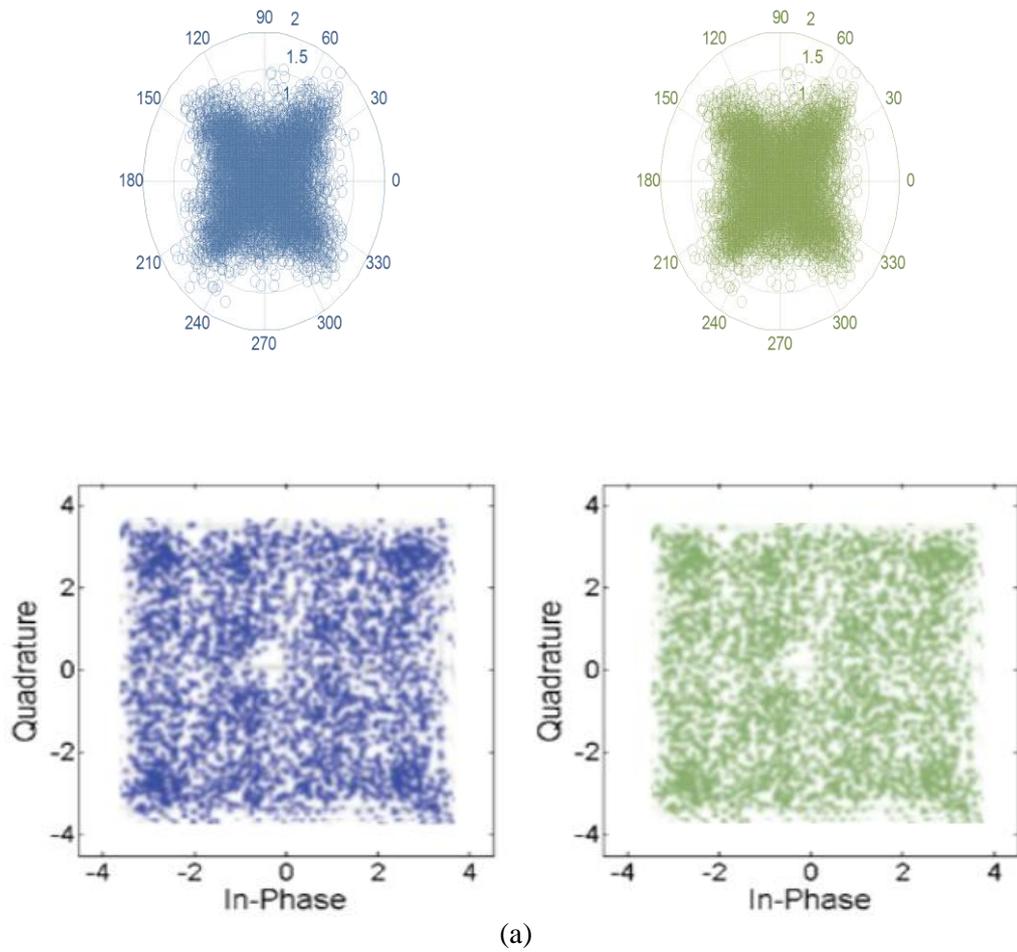
La correction du décalage de fréquence et l'estimation de la phase de la porteuse dans le système PDM-0.3RZ-QPSK sont corrigées et récupérées avec des algorithmes DSP comme décrit dans la section (3.2.2).

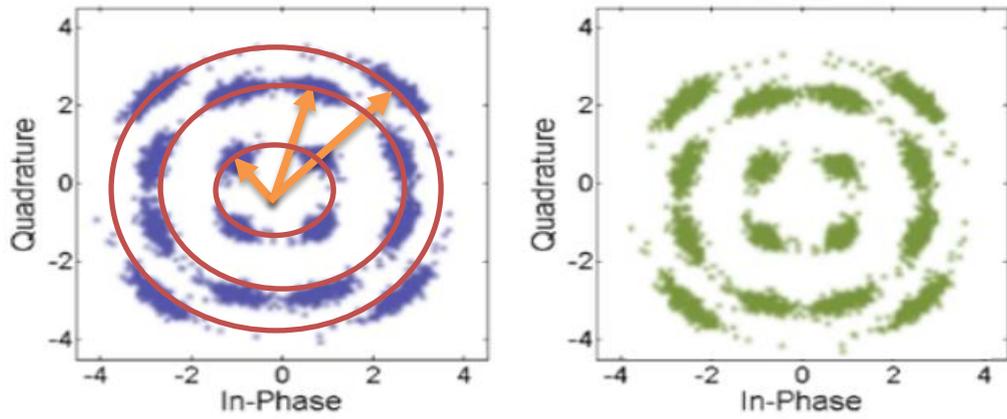
Après la chaîne DSP, les symboles sont décodés pour obtenir les bits reçus en utilisant une correction d'erreur directe de décision dure (HD-FEC : *Hard Decision Free Error Correction*). Les bits reçus sont ensuite comparés aux bits transmis afin d'obtenir la quantité de bits détectés incorrectement, à partir de laquelle le BER est calculé. Enfin, le facteur de qualité (Q) peut être calculé à partir du BER reçu utilisant l'estimation de Monte-Carlo.

Par conséquent, pour toutes les valeurs BER présentées dans ce travail, il faut transmettre suffisamment de symboles pour qu'environ 400 erreurs soient mesurées en moyenne.

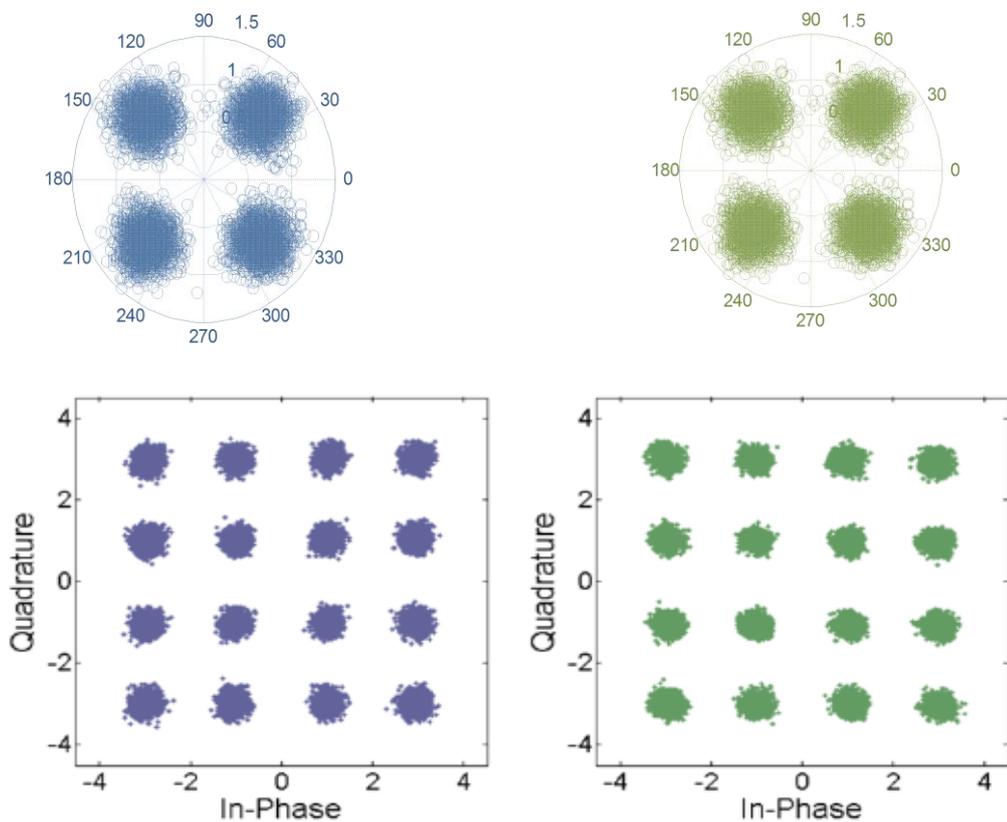
### **3.5.2. Résultats de simulation et discussion**

Dans cette section, nous évaluons les caractéristiques de transmission des systèmes PDM-0.3RZ-QPSK et PDM-16QAM sous différentes configurations. Le paramètre non linéaire et le nombre d'étapes par portée dans le module DBP sont toujours les mêmes que ceux de la fibre de transmission pour garantir un fonctionnement optimal du DBP. La figure 3.20 montre les constellations récupérées des signaux QPSK et 16 QAM reçus avant et après les algorithmes DSP à OSNR de 16 dB.





(b)



(c)

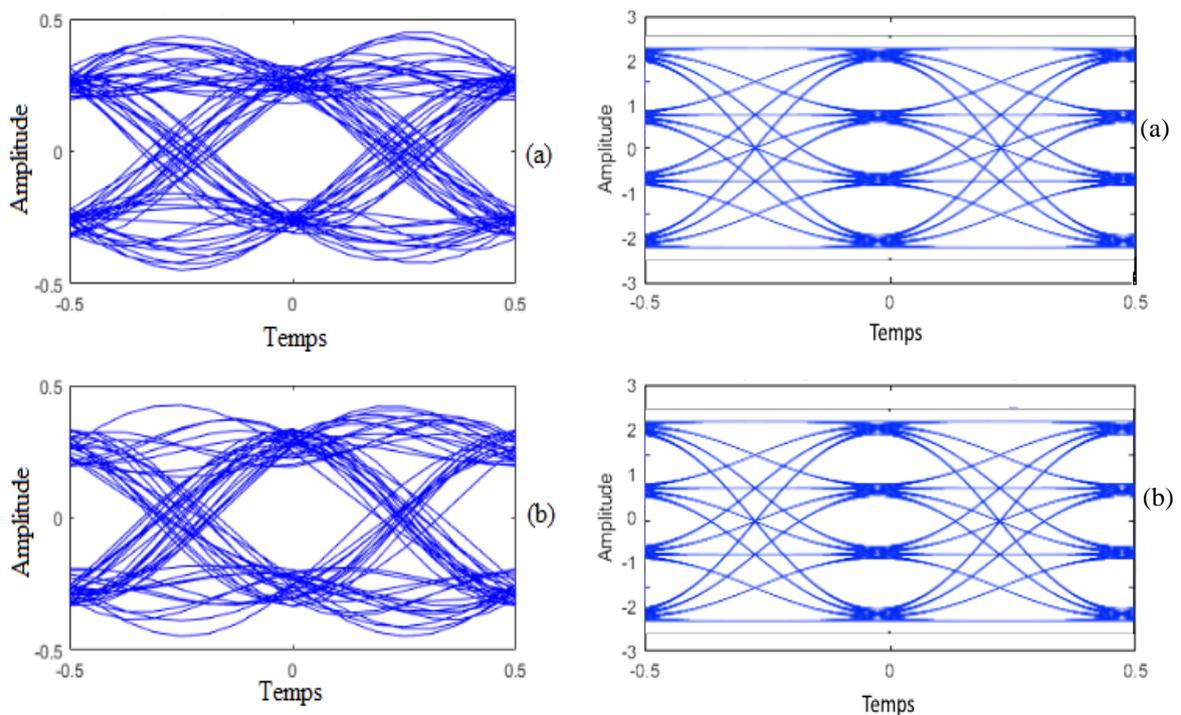
**Figure 3.20** : Schémas de constellations reçues aux les polarisations X et Y pour les systèmes PDM-QPSK et PDM-16 QAM; (a) avant blocs DSP, (b) après l'égaliseur adaptatif et (c) en sortie DSP.

Les constellations reçues des deux signaux sont déformées par les effets SPM et CD présents dans la liaison optique. Les résultats sont présentés dans les figures 3.20(a) sous forme

d'interférences entre symboles. Les flèches dans la figure 3.20(b) indiquent le niveau d'amplitude de chaque modulation, lorsque 1 et 3 amplitudes pour les signaux QPSK et 16 QAM, respectivement.

Comme on peut le voir, la constellation de symboles résultante est proportionnelle aux états  $2^2$  et  $2^4$  des phases liées aux signaux QPSK et 16QAM comme prévu, où les données sont entièrement récupérées à l'aide d'algorithmes DSP et peuvent être clairement distinguées dans les figures 3.20(c).

De plus, les diagrammes de l'œil en phase et en quadrature sont clairs et uniformes après la compensation, ce qui reflète la haute qualité des signaux QPSK et 16-QAM générés, comme le montre la figure 3.21.



**Figure 3.21** : Diagramme de l'œil des QPSK et 16 QAM pour (a) le signal I; (b) le signal Q.

### 3.5.2.1. Performances de transmission BTB

La figure 3.22 montre les mesures dos à dos (BTB) du taux d'erreur binaire en fonction du rapport signal-bruit optique à une résolution de 0.1 nm. Les OSNRs requis à un BER de  $3.8 \times 10^{-3}$  sont d'environ 13.75 dB pour le système PDM-0.3RZ-QPSK et de 14.14 dB pour le système PDM-0.8RZ-QPSK. Les OSNRs pour le même BER sont atteints à 14.55 dB et 17.20 dB pour les systèmes PDM-NRZ-QPSK PDM-16QAM, respectivement. La meilleure performance est fournie par le système PDM-0.3RZ-QPSK.

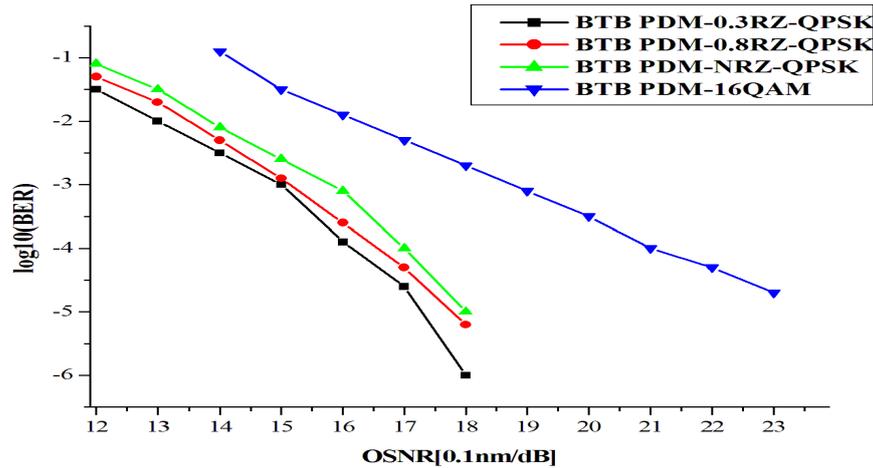


Figure 3.22 : Performances du BER par rapport à l'OSNR dans la configuration dos-à-dos.

### 3.5.2.2. Performances de transmission avec la compensation numérique

Pour caractériser les performances de transmission monocanal des signaux 32 Gbaud PDM-QPSK and PDM-16QAM, la variation de la distance maximale est mesurée en fonction de la puissance injectée dans la fibre  $P_{in}$  (figure 3.23). Nous avons appliqué l'algorithme de rétropropagation numérique comme technique de compensation pour éliminer les effets linéaires et non linéaires.

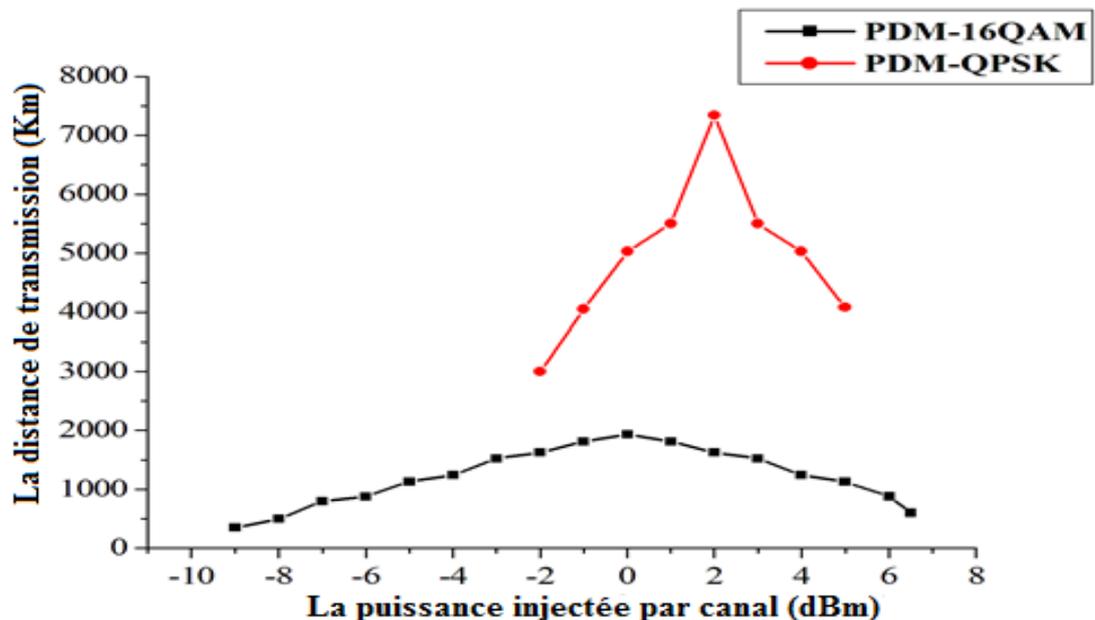


Figure 3.23 : Distance de transmission en fonction de la puissance injectée pour les systèmes PDM-0.3RZ-QPSK et PDM-16 QAM avec compensation NL.

On peut voir que pour les valeurs plus faibles de puissance d'entrée, le signal de propagation est dominé par la dispersion jusqu'à ce qu'il atteigne la puissance de 2 dBm et 0 dBm pour les systèmes PDM-0.3RZ-QPSK et PDM-16 QAM à OSNR de 16 dB, respectivement. Ces valeurs sont considérées comme puissance optimale.

Les distances maximales obtenues à BER de  $3.8 \times 10^{-3}$  sont de 7340 km et de 1930 km pour les systèmes PDM-0.3RZ-QPSK et PDM-16 QAM, respectivement. À mesure que la puissance augmente, la non-linéarité devient plus forte et réduit la portée.

### 3.5.3. Conclusion

Les performances de la transmission 32 Gbaud PDM-0.3 RZ-QPSK et du PDM-16QAM en présence de la modulation auto-phase et de la dispersion chromatique ont été étudiées. La compensation de la non-linéarité a été appliquée du côté du récepteur par des algorithmes de traitement numérique du signal pour améliorer les performances de transmission.

L'analyse des résultats a montré que le système PDM-0.3RZ-QPSK peut augmenter le seuil de la puissance non linéaire de 2 dB par rapport au système PDM-16-QAM après la configuration de compensation DBP. De plus, la portée maximale du système PDM-0.3RZ-QPSK a été évaluée à quatre fois la distance de transmission du système PDM-16-QAM.

## 3.6. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons commencé par un bref historique des techniques de compensation de la non-linéarité avant de décrire l'algorithme DBP qui joue un rôle essentiel en association avec le DSP en corrigeant les détériorations causées par les effets non linéaires induits par Kerr qui constituent la principale contrainte à laquelle les systèmes de transmission optiques sont confrontés.

Le travail effectué consiste à compenser numériquement les effets non linéaires de la fibre optique dans le contexte de systèmes cohérents à un débit supérieur 100 Gbps.

L'algorithme de rétropropagation numérique est la méthode choisie pour combattre ces dégradations et étendre la portée maximale de ces systèmes. Nous avons analysé cette méthode et avons évalué ses performances dans les systèmes optiques PDM-QPSK et PDM-16 QAM à travers des résultats de simulations. On a utilisé diverses configurations pour simuler des transmissions monocanal et multicanaux avec des débits binaires variés.

Les non-linéarités de la fibre augmentent avec la puissance d'entrée et sont inversement proportionnelles à l'espacement des canaux. L'égaliseur non linéaire basé sur le DBP élimine l'effet non linéaire intra-canal (SPM) et l'interférence intercanaux (XPM).

Nous avons également démontré, par simulation, que cette technique a amélioré significativement les performances des systèmes de transmission monocanal et WDM jusqu'à une certaine limite.

## Conclusion Générale

---

Cette partie résume les contributions du présent travail de recherche mené dans le cadre de la thèse de doctorat et souligne certains des prolongements possibles de la recherche proposée comme travaux futurs.

Les demandes de capacité croissantes et soutenues ont fait augmenter le débit binaire des canaux, les puissances optiques par canal et l'espacement plus étroit entre les canaux pour permettre un comptage accru des canaux. Ces facteurs exacerbent la diaphonie non linéaire entre les canaux en raison des propriétés non linéaires de la fibre optique.

Le principal obstacle à l'amélioration de la capacité de transmission de l'information d'une liaison optique réside dans les dégradations non linéaires dues à l'interaction entre la dispersion, la non-linéarité inhérente à la fibre et le bruit. Les travaux de recherche inscrits dans cette thèse se sont concentrés sur le dépassement de ces facteurs limitatifs pour augmenter la capacité et/ou la portée de transmission du système optique en adoptant différentes approches.

L'impact de la non-linéarité des fibres due à l'effet Kerr est évalué à l'aide de simulations numériques pour une performance optimale des systèmes étudiés. Ainsi, les caractéristiques de plusieurs formats de modulation et leur tolérance aux dégradations linéaires et non linéaires ont été simulées pour en déduire des résultats et des conclusions utiles aux systèmes optiques cohérents à grande vitesse. En outre, les performances des systèmes ont été surveillées au moyen du diagramme de l'œil, des estimations BER et Q à l'aide de la plateforme Optisystem 10.0 et du logiciel OPTILUX.

Les études relatives à la compensation de dispersion chromatique (CDC), portant sur les évaluations de performance numériques ont été entreprises. Les gains de performances obtenus grâce à la compensation optique de dispersion (ODC) et à la compensation électronique de dispersion (EDC) ont été évalués comparativement, en supposant un certain nombre de configurations pour la transmission monocanal dans des liaisons de dispersion non compensées. En conséquence, l'égaliseur de domaine fréquentiel donne les meilleures performances avec une puissance injectée de 0 dBm et utilisé comme technique de compensation optimale dans les travaux suivants.

Les résultats ont montré que la combinaison entre le système proposé, qui utilisait l'impulsion suggérée et d'algorithme FDE, a permis d'obtenir une amélioration de 6.88% de la portée avec une pénalité OSNR atteignant 0.6 dB, ce qui a donné une meilleure tolérance à la dispersion

chromatique par rapport au système PDM-0.3RZ-QPSK. Dans les scénarios étudiés, le système proposé était efficace aussi pour atténuer les altérations linéaires aux débits de symboles plus élevés (jusqu'à 56 Gbaud).

En ce qui concerne les techniques de compensation de la non-linéarité, les performances de la méthode de rétropropagation numérique (DBP) du côté du récepteur ont été étudiées pour le système monocanal PDM-0.3RZ-QPSK de 32 Gbaud. Les distances de transmission jusqu'à 5000 km ont été étudiées. Les avantages obtenus avec le DBP se sont révélés élevés, car le seuil de la puissance non linéaire a été augmenté de 3.5 dBm avec un taux d'erreur binaire de  $1.54 \times 10^{-4}$ , et le facteur Q a été amélioré de 2.06 dB.

Des simulations numériques ont ensuite été utilisées pour caractériser le système PDM-0.3RZ-QPSK conçu pour évaluer les performances de transmission DWDM de 40 canaux fonctionnant chacun à 128 Gbps avec un espacement de 50 GHz.

La tolérance des interférences non linéaires intra-canal et intercanaux dans ce cas amélioré dans la distance de 4000 km par un accroissant la sensibilité OSNR de 8.46 dB avec un facteur Q de 8.38 dB. Par conséquent, les portées maximales obtenues à BER de  $3.8 \times 10^{-3}$  sont de 4800 km (60 tronçons) et 2400 km (30 tronçons) pour la transmission multicanaux et la transmission unique (monocanal), respectivement.

Pour voir l'influence de compensation non linéaire sur des formats de modulation plus complexes, une comparaison a été effectuée entre les systèmes PDM-0.3RZ-QPSK et PDM-16QAM. Dans cette étude, les performances de transmission monocanal des signaux 32 Gbaud PDM-0.3 RZ-QPSK et PDM-16 QAM ont été atteintes jusqu'à des distances de 7340 km et de 1930 km, respectivement, obtenues avec les puissances optimales de 2 dBm et 0 dBm. De plus, pour la même taille de pas non linéaire de 80 km, le système PDM-0.3RZ-QPSK améliore la sensibilité du récepteur de 3.45 dB par rapport au système PDM-16 QAM, qui nécessite le même BER de  $3.8 \times 10^{-3}$ .

Ceci nous amène à conclure que la compensation de non-linéarité de ce type est considérablement plus attrayante pour les formats de modulation qui sont hautement efficaces spectralement et transmis sur des liaisons courtes, ou bien pour les formats de modulation de phase pour les longues distances.

Comme travail futur, on peut remarquer que l'implémentation NLC peut s'appuyer sur d'autres techniques de compensation d'effets non linéaires comme la Machine learning au lieu de DBP qui permet de prolonger la portée de transmission. Pour améliorer la capacité de transmission basée sur ces techniques, le passage à des formats de modulation d'ordre élevé

comme PDM-64 QAM et PDM-256 QAM est possible. Cependant, cela va rendre le récepteur beaucoup plus complexe.

---

## Références Bibliographiques

---

- [1] “Cisco visual networking index: Forecast and methodology, 2014-2019,” White paper, 2015.
- [2] Tkach, R. W. (2010). Scaling optical communications for the next decade and beyond. *Bell Labs Technical Journal*, 14(4), 3-9. <https://doi.org/10.1109/JLT.2010.2886100>.
- [3] Winzer, P. J. (2012). High-spectral-efficiency optical modulation formats. *Journal of Lightwave Technology*, 30(24), 3824-3835. <https://doi.org/10.1109/JLT.2012.2212180>.
- [4] Curri, V., Poggiolini, P., Carena, A., Forghieri, F. (2008). Dispersion compensation and mitigation of nonlinear effects in 111-Gb/s WDM coherent PM-QPSK systems. *IEEE photonics technology letters*, 20(17), 1473-1475. <https://doi.org/10.1109/LPT.2008.927906>.
- [5] Fan, Q., Zhou, G., Gui, T., Lu, C., Lau, A. P. T. (2020). Advancing theoretical understanding and practical performance of signal processing for nonlinear optical communications through machine learning. *Nature Communications*, 11(1), 1-11. <https://doi.org/10.1038/s41467-020-17516-7>.
- [6] Cisco, “Cisco visual networking index: Forecast and methodology, 2015–2021,” CISCO White paper, 2017.
- [7] Winzer, P. J., Neilson, D. T., Chraplyvy, A. R. (2018). Fiber-optic transmission and networking: the previous 20 and the next 20 years. *Optics express*, 26(18), 24190-24239. <https://doi.org/10.1364/OE.26.024190>.
- [8] Mahdiraji, G. A., Abas, A. F. (2010). Advanced modulation formats and multiplexing techniques for optical telecommunication systems. *Trends in Telecommunications Technologies*, Christos J Bouras, IntechOpen, DOI: 10.5772/8494. Available from: <https://www.intechopen.com/books/trends-in-telecommunications-technologies/advanced-modulation-formats-and-multiplexing-techniques-for-optical-telecommunication-systems>.
- [9] Xiong, W., Ambichl, P., Bromberg, Y., Redding, B., Rotter, S., Cao, H. (2017). Principal modes in multimode fibers: exploring the crossover from weak to strong mode coupling. *Optics express*, 25(3), 2709-2724. <https://doi.org/10.1364/OE.25.002709>.
- [10] Dar, R., Feder, M., Mecozzi, A., Shtaif, M. (2014). Inter-channel nonlinear interference noise in WDM systems: modeling and mitigation. *Journal of Lightwave Technology*, 33(5), 1044-1053. <https://doi.org/10.1109/JLT.2014.2384998>.

- [11] Shevchenko, N. A., Xu, T., Semrau, D., Saavedra, G., Liga, G., Paskov, M., et al. (2016, September). Achievable information rates estimation for 100-nm Raman-amplified optical transmission system. In Proceedings of 42nd European Conference on Optical Communication, Düsseldorf, Germany, VDE, 1-3.
- [12] Djordjevic, I. B., Arabaci, M., Minkov, L. L. (2009). Next generation FEC for high-capacity communication in optical transport networks. *Journal of Lightwave Technology*, 27(16), 3518-3530. <https://doi.org/10.1109/JLT.2009.2022044>.
- [13] Tomkos, I., Azodolmolky, S., Sole-Pareta, J., Careglio, D., Palkopoulou, E. (2014). A tutorial on the flexible optical networking paradigm: State of the art, trends, and research challenges. *Proceedings of the IEEE*, 102(9), 1317-1337. [10.1109/JPROC.2014.2324652](https://doi.org/10.1109/JPROC.2014.2324652).
- [14] Bayvel, P., Maher, R., Xu, T., Liga, G., Shevchenko, N. A., Lavery, D., et al. (2016). Maximizing the optical network capacity. *Philosophical Transactions of the Royal Society A: Mathematical, Physical and Engineering Sciences*, 374(2062), 20140440. <https://doi.org/10.1098/rsta.2014.0440>.
- [15] Agrawal, G. P. *Lightwave Technology: Telecommunication Systems*, Hoboken, NJ: John Wiley & Sons Inc., 2005.
- [16] Kao, K. C., Hockham, G. A. (1966). Dielectric-fiber surface waveguides for optical frequencies. In *Proceedings of the Institution of Electrical Engineers*, 113(7), 1151-1158. <https://doi.org/10.1049/piee.1966.0189>.
- [17] Sudo, S., Kawachi, M., Eda, T., Izawa, T., Shioda, T., Gotoh, H. (1978). Low-OH-content optical fiber fabricated by vapour-phase axial-deposition method. *Electronics Letters*, 14(17), 534-535. <https://doi.org/10.1049/el:19780362>.
- [18] Naji, A. W., Hamida, B. A., Cheng, X. S., Mahdi, M. A., Harun, S., Khan, S., et al. (2011). Review of erbium-doped fiber amplifier. *International Journal of the Physical Sciences*, 6(20), 4674-4689. <https://doi.org/10.5897/IJPS11.782>.
- [19] Agrawal, G. P. *Nonlinear Fiber Optics*, 5th Ed. New York: Academic Press, 2013.
- [20] Gnauck, A. H., Chraplyvy, A. R., Tkach, R. W., Zyskind, J. L., Sulhoff, J. W., Lucero, A. J., et al. (1996, February). One terabit/s transmission experiment. In *Proceedings Optical Fiber Communication Conference*, San Jose, United States, OSA, PD20.
- [21] Bigo, S. (2007, July). Coherent Detection: A Key Enabler for Next-Generation Optical Transmission Systems?. In *Proceedings of 9th International Conference on Transparent Optical Networks*, Rome, Italy, IEEE, 1, 332-335. <https://doi.org/10.1109/ICTON.2007.4296102>.

- [22] Taylor, M. G. (2004). Coherent detection method using DSP for demodulation of signal and subsequent equalization of propagation impairments. *IEEE Photonics Technology Letters*, 16(2), 674-676. <https://doi.org/10.1109/LPT.2003.823106>.
- [23] Zhou, X., Xie, C. (2016). *Enabling technologies for high spectral-efficiency coherent optical communication networks*. John Wiley & Sons.
- [24] Winzer, P. J., Essiambre, R. J. (2006). Advanced modulation formats for high-capacity optical transport networks. *Journal of Lightwave Technology*, 24(12), 4711-4728. <https://doi.org/10.1109/JLT.2006.885260>.
- [25] Richardson, D. J., Fini, J. M., Nelson, L. E. (2013). Space-division multiplexing in optical fibers. *Nature Photonics*, 7(5), 354. <https://doi.org/10.1038/nphoton.2013.94>.
- [26] Mateo, E. F., Yaman, F. (2019, July). Nonlinearity Compensation in Modern Submarine Networks. In *Proceedings of the 24th OptoElectronics and Communications Conference (OECC) and International Conference on Photonics in Switching and Computing (PSC)*. Fukuoka, Japan, IEEE, 1-3. <https://doi.org/10.23919/PS.2019.8817736>.
- [27] Gladisch, A., Braun, R. P., Breuer, D., Ehrhardt, A., Foisel, H. M., Jaeger, M., et al. (2006). Evolution of terrestrial optical system and core network architecture. *Proceedings of the IEEE*, 94(5), 869-891. <https://doi.org/10.1109/JPROC.2006.873430>.
- [28] AT&T Completes Industry-Leading 400 Gb Ethernet Testing, Establishing A Future Network Blueprint for Service Providers and Businesses. *www.att.com*. September 8, 2017.
- [29] MacWilliams, F. J., Sloane, N. J. (1976). Pseudo-random sequences and arrays. *Proceedings of the IEEE*, 64(12), 1715-1729. [10.1109/PROC.1976.10411](https://doi.org/10.1109/PROC.1976.10411).
- [30] Ramantanis, P., Badaoui, H., Frignac, Y. Quaternary sequences comparison for the modeling of optical DQPSK dispersion managed transmission systems. In *Proceedings of optical fiber conference (OFC)*, San Diego, United States, Paper OTuG5. <https://doi.org/10.1364/OFC.2009.OTuG5>.
- [31] Agalliu, R., Lucki, M. (2014). Benefits and limits of modulation formats for optical communications. *Journal of Advances in electrical and electronic engineering*, 12(2), 160-167. <https://doi.org/10.15598/aeer.v12i2.992>.
- [32] Petermann, K. *Laser diode modulation and noise*. Springer Science & Business Media, 2012, vol. 3.
- [33] Wooten, E. L., Kissa, K. M., Yi-Yan, A., Murphy, E. J., Lafaw, D. A., Hallemeier, P. F., et al. (2000). A review of lithium niobate modulators for fiber-optic communications systems. *IEEE J. Sel. Top. Quantum Electron.* 6(1), 69–82. <https://doi.org/10.1109/2944.826874>.

- [34] Killey, R. I., Watts, P. M., Mikhailov, V., Glick, M., Bayvel, P. (2005). Electronic dispersion compensation by signal predistortion using digital processing and a dual-drive Mach-Zehnder modulator. *IEEE Photonics Technology Letters*, 17(3), 714-716. <https://doi.org/10.1109/LPT.2004.840999>.
- [35] Shcherbakov, V. V., Solodkov, A. F., Zadernovsky, A. A., (2019). Generation of optical signals resistant to dispersion-induced power degradation. *RENSIT*, 11(2):161-176.
- [36] Winzer, P. J. (2009, June). Modulation and multiplexing in optical communications. In *Proceedings of Conference on Lasers and Electro-Optics and Conference on Quantum electronics and Laser Science Conference*. IEEE. pp. 1-2.
- [37] Amari, A. (2016). Nonlinear effects compensation for long-haul superchannel transmission system. Thèse de doctorat.
- [38] Pfeifle, J., Vujicic, V., Watts, R. T., Schindler, P. C., Weimann, C., Zhou, R., et al. (2015). Flexible terabit/s Nyquist-WDM super-channels using a gain-switched comb source. *Optics express*, 23(2), 724-738. <https://doi.org/10.1364/OE.23.000724>.
- [39] Binh. L. N, *Digital processing: Optical transmission and coherent receiving techniques*. Taylor and Francis, 1st Ed, 2017. <https://www.taylorfrancis.com/books/9781315216546>.
- [40] Taha, T. R., Ablowitz, M. J. Analytical and numerical aspects of certain nonlinear evolution equations. II. Numerical, nonlinear Schrödinger equation. *Journal of Computational Physics*. 55(2), 203-230. 1984. [https://doi.org/10.1016/0021-9991\(84\)90003-2](https://doi.org/10.1016/0021-9991(84)90003-2).
- [41] Seck, A. (2014). 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. Thèse de doctorat.
- [42] Badreddine, M. B. (2016). Modélisation de la propagation des solitons dans un milieu non linéaire. Thèse de doctorat. Université Badji Mokhtar Annaba. Algeria.
- [43] Liu, X., Lee, B. (2003). A fast method for nonlinear Schrodinger equation. *IEEE Photonics Technology Letters*, 15(11), 1549-1551. <https://doi.org/10.1109/LPT.2003.818679>.
- [44] Essiambre, R. J., Tkach. R. W. (2012). Capacity trends and limits of optical communication networks. *Proceedings of the IEEE*. 100(5), 1035-1055. <https://doi.org/10.1109/JPROC.2012.2182970>.

- [45] Cohen, L. G., Kaiser, P., Lin, C. (1980). Experimental techniques for evaluation of fiber transmission loss and dispersion. *Proceedings of the IEEE*, 68(10), 1203-1209. <https://doi.org/10.1109/PROC.1980.11832>.
- [46] Sellmeier, W. (1871). Zur Erkarung der abnormen Farbenfolge im Spectrum einiger Substanzen. *Annalen der Physik und Chemie*, 219, 272-282. <https://doi.org/10.1002/andp.18712190612>.
- [47] Grüner-Nielsen, L., Wandel, M., Kristensen, P., Jorgensen, C., Jorgensen, L. V., Edvold, B., Pálsdóttir, B., Jakobsen, D. (2005). Dispersion-compensating fibers. *Journal of Lightwave Technology*, 23(11), 3566. <https://doi.org/10.1006/ofte.1999.0324>.
- [48] Asha, R. S., Jayasree, V. K., Mhatli, S. (2018). Fiber dispersion compensation in single side band optical communication system using ideal fiber Bragg grating and chirped fiber Bragg grating without DCF. *Journal of Optics*, 47(2), 148-153. <https://doi.org/10.1007/s12596-018-0447-0>.
- [49] Seraji, F. E., Safari, S., Kiaee, M. S. (2019). Design optimization of non-zero dispersion shifted fiber for latency mitigation in optical fiber network. *Physics and Astronomy International Journal*, 3(1), 33-36. <https://doi.org/10.15406/paij.2019.03.00153>.
- [50] Xia, Z., Cui, S., Ke, C., Fu, S., Tang, M., Liu, D. (2016). Fast and robust chromatic dispersion estimation for digital optical coherent receivers. In *Proceedings of IEEE/OSA OFC*, paper Th2A.52. <https://doi.org/10.1364/OFC.2016.Th2A.52>.
- [51] Sunnerud, H., Karlsson, M., Xie, C., Andrekson P. A. (2002). Polarization-mode dispersion in high-speed fiber-optic transmission systems. *Journal of Lightwave Technology*, 20(12), 2204. <https://doi.org/10.1109/JLT.2002.806765>.
- [52] Simon, D. S., Jaeger, G., Sergienko, A. V. (2017). Polarization Mode Dispersion. In *Quantum Metrology, Imaging, and Communication*. Springer, Cham. 113-130.
- [53] Hänsel, W., Hoogland, H., Giunta, M., Schmid, S., Steinmetz, T., Doubek, R., et al. (2018). All polarization-maintaining fiber laser architecture for robust femtosecond pulse generation. *Applied Physics B*, 123(41), 331-340. <https://doi.org/10.1007/s00340-016-6598-2>.
- [54] Karlsson, M. (2001). Probability density functions of the differential group delay in optical fiber communication systems. *Journal of Lightwave Technology*, 19(3), 324-331. <https://doi.org/10.1109/50.918883>.
- [55] Shen, Y. R., Bloembergen, N. (1965). Theory of stimulated Brillouin and Raman scattering. *Physical Review journal*, 137(6A), A1787. <https://doi.org/10.1103/PhysRev.137.A1787>.

- [56] Abdelkader, D. (2016). Etude de l'influence des effets non linéaire sur la propagation des solitons, Thèse de doctorat. Université Badji Mokhtar Annaba. Algeria.
- [57] Menyuk, C. (1987). Nonlinear pulse propagation in birefringent optical fibers. *IEEE Journal of Quantum electronics.*, 23(2), 174-176. <https://doi.org/10.1109/JQE.1987.1073308>.
- [58] Dziedzic, J. M., Stolen, R. H., Ashkin, A. (1981). Optical Kerr effect in long fibers. *Applied optics*, 20(8), 1403-1406. <https://doi.org/10.1364/AO.20.001403>.
- [59] Verma, R., Garg, P. (2013). Qualitative Analysis of Self Phase Modulation (SPM). *International Journal of Electronics Communication and Computer Engineering*. 4(2), 330-333.
- [60] Kikuchi, N., Sasaki, S. (1995). Analytical evaluation technique of self- phase-modulation effect on the performance of cascaded optical amplifier systems. *Journal of Lightwave Technology*, 13(5), 868-878. <https://doi.org/10.1364/OAA.1993>.
- [61] Agrawal, G. P., Olsson, N. A. (1989). Self-phase modulation and spectral broadening of optical pulses in semiconductor laser amplifiers. *IEEE Journal of Quantum Electronics* .25(11), 2297-2306. <https://doi.org/10.1364/OAA.1993.MD6>.
- [62] Alfano, R. R., Baldeck, P. L., Ho, P. P., Agrawal, G. P. (1989). Cross-phase modulation and induced focusing due to optical nonlinearities in optical fibers and bulk materials. *JOSA B*, 6(4), 824-829. <https://doi.org/10.1109/3.42059>.
- [63] Vijayan, K., Foo, B., Eliasson, H., Andrekson, P. A. (2018, September). Cross-phase modulation mitigation in WDM transmission systems using phase-sensitive amplifiers. In *Proceedings of European Conference on Optical Communication (ECOC)*, Rome, Italy, 1-3. IEEE. <https://doi.org/10.1109/ECOC.2018.8535265>.
- [64] Tithi, F. H., Majumder, S. P. (2019). Analytical evaluation of combined influence of XPM, ASE and SRS in a Raman amplifier based WDM system. *Optik*, 208, 164076. <https://doi.org/10.1016/j.ijleo.2019.164076>.
- [65] Foo, B., Corcoran, B., Lowery, A. (2015). Optoelectronic method for inline compensation of XPM in long-haul optical links. *Optics express*, 23(2), 859-872. <https://doi.org/10.1364/OE.23.000859>.
- [66] Zheng, Q., Li, W., Yan, R., Feng, Q., Xie, Y., Wang, Y. (2019). XPM Mitigation in WDM Systems Using Split Nonlinearity Compensation. *IEEE Photonics Journal*, 11(6), 1-11. <https://doi.org/10.1109/JPHOT.2019.2956319>.
- [67] Duha S. A., Raad S. F. (2018). Effect of Four-Wave Mixing on the Transmission Performance of O-Band Multichannel PAM-Based Unamplified Datacenter Interconnects.

- International Journal of Networks and Communications, 8(3): 63-80. <https://doi.org/10.5923/j.ijnc.20180803.02>.
- [68] Šajgalíková, J., Litvik, J., Dado, M. (2016, May). Simulation of FWM effects in WDM systems with various modulation formats. In Proceedings of 11th ELEKTRO conference, Strbske Pleso, Slovakia, 92-95. IEEE. <https://doi.org/10.1109/ELEKTRO.2016.7512042>.
- [69] Uzunidis, D., Matrakidis, C., Stavdas, A. (2017). Analytical FWM expressions for coherent optical transmission systems. *Journal of Lightwave Technology*, 35(13), 2734-2740. <https://doi.org/10.1109/JLT.2017.2667722>.
- [70] Kaur, G., Patterh, M. S. (2014). Suppression of four wave mixing in wavelength division multiplexed system with hybrid modules. *Optik-International Journal for Light and Electron Optics*, 125(15), 3894-3896. <https://doi.org/10.1016/j.ijleo.2014.01.164>.
- [71] Winter, M., Kroushkov, D., Petermann, K. (2010, September). Polarization-multiplexed transmission system outage due to nonlinearity-Induced depolarization. In Proceedings of 36th European Conference and Exhibition on Optical Communication (IEEE/OSA ECOC), Torino, Italy, 1-6. <https://doi.org/10.1109/ECOC.2010.5621577>.
- [72] Behrens, C. (2012). Mitigation of nonlinear impairments for advanced optical modulation formats. Thèse de doctorat, UCL (University College London).
- [73] Frisquet, B., Kibler, B., Fatome, J., Morin, P., Baronio, F., Conforti, M., et al. (2015). Polarization modulation instability in a Manakov fiber system. *Physical Review A*, 92(5), 053854. <https://doi.org/10.1103/PhysRevA.92.053854>.
- [74] Nagel, J. (2019). Methods for Managing Stimulated Brillouin Scattering in Narrow Linewidth Fiber Raman Amplifiers. 80-06(E), Section: B., 231. Thèse de doctorat. Université d'Arizona.
- [75] Ali, M. H., Abass, A. K., Saleh, M. A., Alnajjar, S. H. (2018, December). Wideband Serial Hybrid Fiber Amplifier Utilizing Higher Order Stimulated Raman Scattering. In Proceedings of Third Scientific Conference of Electrical Engineering (SCEE), Baghdad, Iraq, 291-293. IEEE. <https://doi.org/10.1109/SCEE.2018.8684123>.
- [76] Rabbani, H., Liga, G., Oliari, V., Beygi, L., Agrell, E., Karlsson, M., et al. (2019). A General Analytical Model of Nonlinear Fiber Propagation in the Presence of Kerr Nonlinearity and Stimulated Raman Scattering. arXiv preprint arXiv:1909.08714.
- [77] Arroyo-Almanza, D. A., Hagerstrom, A. M., Murphy, T. E., Roy, R. (2019). Suppression of Stimulated Brillouin Scattering in Optical Fiber Using Boolean Chaos. In Proceedings of

the 5th International Conference on Applications in Nonlinear Dynamics. Springer, Cham, 276-279.

[78] Gordon, J. P., Mollenauer, L. F. (1990). Phase noise in photonic communications systems using linear amplifiers. *Optics letters*, 15(23), 1351-1353. <https://doi.org/10.1364/OL.15.001351>.

[79] Ho, K. P. (2003). Probability density of nonlinear phase noise. *Journal of the Optical Society of America B*, 20(9), 1875-1879. <https://doi.org/10.1364/JOSAB.20.001875>.

[80] Jansen, S. L., Van Den Borne, D., Monsalve, C. C., Spalter, S., Krummrich, P. M., Khoe, G. D., De Waardt, H. (2005). Reduction of Gordon-Mollenauer phase noise by midlink spectral inversion. *IEEE photonics technology letters*, 17(4), 923-925. <https://doi.org/10.1109/LPT.2005.843670>.

[81] Laming, R. I., Zervas, M. N., Payne, D. N. (1992). Erbium-doped fiber amplifier with 54 dB gain and 3.1 dB noise figures. *IEEE photonics technology letters*, 4(12), 1345-1347. <https://doi.org/10.1109/68.180571>.

[82] Li, X., Li, G. (2009). Electrical postcompensation of SOA impairments for fiber-optic transmission. *IEEE Photonics Technology Letters*, 21(9), 581-583. <https://doi.org/10.1109/LPT.2009.2015149>.

[83] Desurvire, E., Papuchon, M., Pocholle, J. P., Raffy, J., Ostrowsky, D. B. (1983). High-gain optical amplification of laser diode signal by Raman scattering in single-mode fibres. *Electronics Letters*, 19(19), 751-753. <https://doi.org/10.1049/el:19830512>.

[84] Bromage, J. (2004). Raman amplification for fiber communications systems. *Journal of Lightwave Technology*, 22(1), 93-79. <https://doi.org/10.1109/LPT.2009.2015149>.

[85] Poole, S., Payne, D., Mears, R., Fermann, M., Laming, R. (1986). Fabrication and characterization of low-loss optical fibers containing rare-earth ions. *Journal of Lightwave Technology*, 4(7), 870-876. <https://doi.org/10.1109/JLT.1986.1074811>.

[86] Saleh, A. A. M., Jopson, R. M., Evankow, J. D., Aspell, J. (1990). Modeling of gain in erbium-doped fiber amplifiers. *IEEE Photonics Technology Letters*, 2(10), 714-717. <https://doi.org/10.1109/68.60769>.

[87] Abass, A. K., Abdul-Razak, M. J., Mohammed, H. H., Kadhim, S. M., Salih, M. A. (2019). Optical Fiber Amplifiers: Optimization and Performance Evaluation. *Diyala journal of engineering sciences*, 12(1), 66-72. <https://doi.org/10.24237/djes.2019.12108>.

- [88] Wang, Q., Hui, R., Dahal, R., Lin, J. Y., Jiang, H. X. (2010). Carrier lifetime in erbium-doped GaN waveguide emitting in 1540 nm wavelength. *Applied Physics Letters*, 97(24), 241105. <https://doi.org/10.1063/1.3527089>.
- [89] Giles, C. R., Desurvire, E. (1991). Propagation of signal and noise in concatenated erbium-doped fiber optical amplifiers. *Journal of Lightwave technology*, 9(2), 147-154. <https://doi.org/10.1109/50.65871>.
- [90] Haus, H. A. (2000, February). The proper definition of noise figure of optical amplifiers. In *Proceeding of Technical Digest. Optical Fiber Communication Conference, and the International Conference on Integrated Optics (OFC/IOOC)*, San Diego, USA, OMB7. OSA. <https://doi.org/10.1109/OFC.1999.768148>.
- [91] Freude, W., Schmogrow, R., Nebendahl, B., Winter, M., Josten, A., Hillerkuss, D., et al. (2012, July). Quality metrics for optical signals: eye diagram, Q-factor, OSNR, EVM and BER. In *Proceeding of 14th International Conference on Transparent Optical Networks (ICTON)*, IEEE, 1-4. <https://doi.org/10.1109/ICTON.2012.6254380>.
- [92] Tonguz, O. K., Kazovsky, L. G. (1991). Theory of direct-detection lightwave receivers using optical amplifiers. *Journal of Lightwave technology*, 9(2), 174-181. <https://doi.org/10.1109/50.65871>.
- [93] DeLange, O. E. (1970). Wide-band optical communication systems: Part II—Frequency-division multiplexing. *Proceedings of the IEEE*, 58(10), 1683-1690. <https://doi.org/10.1109/PROC.1970.7989>.
- [94] Satkunarajah, S., Samarakkody, D., Perera, W. A. (2016, December). Comparison of single-line rate for dedicated protection on WDM optical network topologies. In *Proceedings of IEEE International Conference on Information and Automation for Sustainability (ICIAfS)*, Galle, Sri Lanka, IEEE, 1-6. <https://doi.org/10.1109/ICIAfS.2016.7946546>.
- [95] Davis, A. W., Wright, S., Pettitt, M. J., King, J. P., Richards, K. (1986). Coherent optical receiver for 680 Mbit/s using phase diversity. *Electronics Letters*, 22(1), 9-11. <https://doi.org/10.1049/el:19860007>.
- [96] Okoshi, T. (1987). Recent advances in coherent optical fiber communication systems. *Journal of lightwave technology*, 5(1), 44-52. <https://doi.org/10.1109/JLT.1987.1075396>.
- [97] Ellis, A. D., Zhao, J., Cotter, D. (2009). Approaching the non-linear Shannon limit. *Journal of Lightwave Technology*, 28(4), 423-433. <https://doi.org/10.1109/JLT.2009.2030693>.

- [98] Fischer, J. K., Ludwig, R., Molle, L., Schmidt-Langhorst, C., Leonhardt, C. C., Matiss, A., Schubert, C. (2010). High-speed digital coherent receiver based on parallel optical sampling. *Journal of lightwave technology*, 29(4), 378-385. [10.1109/JLT.2010.2090132](https://doi.org/10.1109/JLT.2010.2090132).
- [99] Savory, S. J., Gavioli, G., Killey, R. I., Bayvel, P. (2007, March). Transmission of 42.8 Gbit/s polarization multiplexed NRZ-QPSK over 6400km of standard fiber with no optical dispersion compensation. In *Proceedings Conference on Optical Fiber Communication and the National Fiber Optic Engineers Conference (OFC/NFOEC)* , Anaheim, USA, OTuA1. OSA. <https://doi.org/10.1109/OFC.2007.4348758>.
- [100] Xu, T., Jacobsen, G., Popov, S., Li, J., Sergeyev, S., Friberg, A. T., et al. (2017). Analysis of chromatic dispersion compensation and carrier phase recovery in long-haul optical transmission system influenced by equalization enhanced phase noise. *Optik*, 138, 494-508. <https://doi.org/10.1016/j.ijleo.2017.03.024>.
- [101] Bülow, H., Buchali, F., Klekamp, A. (2008). Electronic dispersion compensation. *Journal of Lightwave Technology*, 26(1), 158-167. <https://doi.org/10.1109/JLT.2007.913066>.
- [102] Zhu, L., Li, G. (2012). Nonlinearity compensation using dispersion-folded digital backward propagation. *Optics express*, 20(13), 14362-14370. <https://doi.org/10.1364/OE.20.014362>.
- [103] Faruk, M. S., Lavery, D., Maher, R., Savory, S. J. (2016, March). A low complexity hybrid time-frequency domain adaptive equalizer for coherent optical receivers. In *Proceeding of Optical Fiber Communication Conference*, Anaheim, USA, Th2A-39. OSA. <https://doi.org/10.1364/OFC.2016.Th2A.39>.
- [104] Cardenas, D., Lavery, D., Watts, P., Savory, S. J. (2014, March). Reducing the power consumption of the CMA equalizer update for a digital coherent receiver. In *Proceeding of Optical Fiber Communication Conference (OFC)*, San Francisco, USA, 1-3. IEEE. <https://doi.org/10.1364/OFC.2014.Th4D.5>.
- [105] Cusani, R., Laurenti, A. (1995). Convergence analysis of the CMA blind equalizer. *IEEE transactions on communications*, 43(2/3/4), 1304-1307. <https://doi.org/10.1109/TSP.2005.843725>.
- [106] Zhao, J., Liu, Y., Xu, T. (2019). Advanced DSP for coherent optical fiber communication. *Applied Sciences*, 9(19), 4192. <https://doi.org/10.3390/app9194192>.

- [107] Savory, S. J. (2010). Digital coherent optical receivers: Algorithms and subsystems. *IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics*, 16(5), 1164-1179. <https://doi.org/10.1109/JSTQE.2010.2044751>.
- [108] Zhou, X. (2014). Efficient clock and carrier recovery algorithms for single-carrier coherent optical systems: A systematic review on challenges and recent progress. *IEEE Signal Processing Magazine*, 31(2), 35-45. <https://doi.org/10.1109/MSP.2013.2281071>.
- [109] Leven, A., Kaneda, N., Koc, U. V., Chen, Y. K. (2007). Frequency estimation in intradyne reception. *IEEE Photonics Technology Letters*, 19(6), 366-368. <https://doi.org/10.1109/LPT.2007.891893>.
- [110] Selmi, M., Jaouen, Y., Ciblat, P. (2009, September). Accurate digital frequency offset estimator for coherent PolMux QAM transmission systems. In *Proceeding of 35th European Conference on Optical Communication*, Vienna, Austria, 1-2. IEEE.
- [111] Sun, Y., Zhou, X. (2011). Blind carrier frequency recovery methods for coherent receivers using QAM modulation formats. U.S. patent application, 13,109853.
- [112] Viterbi, A. J., Viterbi, A. M. (1983). Nonlinear estimation of PSK-modulated carrier phase with application to burst digital transmission. *IEEE Transactions on Information Theory*, 29(4), 543-551. <https://doi.org/10.1109/TIT.1983.1056713>.
- [113] Pessoa, L. M., Salgado, H. M., Darwazeh, I. (2009). Performance evaluation of phase estimation algorithms in equalized coherent optical systems. *IEEE Photonics Technology Letters*, 21(17), 1181-1183. <https://doi.org/10.1109/LPT.2009.2024003>.
- [114] Pei, Y., Jiang, Y. (2018, October). Evaluation of Nonlinear Propagation in 64-GBaud Coherent Optical Communication System. In *Proceeding of Optoelectronic Devices and Integration*, Wuhan, China, OT4A-64. OSA. <https://doi.org/10.1364/OEDI.2018.OT4A.64>.
- [115] Su, X., Xi, L., Tang, X., Zhang, Z., Bai, S., Zhang, W., Zhang, X. (2014). A multistage CPE scheme based on crossed constellation transformation for M-QAM. *IEEE Photonics Technology Letters*, 27(1), 77-80. <https://doi.org/10.1109/LPT.2014.2361952>.
- [116] Alvarado, A., Fehenberger, T., Chen, B., Willems, F. M. J. (2018). Achievable information rates for fiber optics: Applications and computations. *Journal of Lightwave Technology*, 36(2), 424-439. <https://doi.org/10.1109/JLT.2017.2786351>.

- [117] Yan, L., Agrell, E. (2017, July). Capacity scaling of flexible optical networks with nonlinear impairment. In 2017 19th International Conference on Transparent Optical Networks (ICTON), Girona, Spain, 1-4, IEEE. 10.1109/ICTON.2017.8025167.
- [118] Keykhosravi, K., Secondini, M., Durisi, G., Agrell, E. (2019). How to Increase the Achievable Information Rate by Per-Channel Dispersion Compensation. *Journal of Lightwave Technology*, 37(10), 2443-2451. <https://doi.org/10.1109/JLT.2019.2907311>.
- [119] Sharma, V. (2012). Investigation of pre-, post-and symmetric-dispersion compensation techniques (DCF) using different modulation formats over high-speed optical link. *Journal of Optical Communications*, 33(3), 227-240. <https://doi.org/10.1515/joc-2012-0040>.
- [120] Rosenkranz, W., Xia, C. (2007). Electrical equalization for advanced optical communication systems. *AEU-International Journal of Electronics and Communications*, 61(3), 153-157. <https://doi.org/10.1016/j.aeue.2006.12.009>.
- [121] Savory, S. J. (2008). Digital filters for coherent optical receivers. *Optics express*, 16(2), 804-817. <https://doi.org/10.1364/OE.16.000804>.
- [122] Xu, T., Jacobsen, G., Popov, S., Li, J., Vanin, E., Wang, K., et al. (2010). Chromatic dispersion compensation in coherent transmission system using digital filters. *Optics express*, 18(15), 16243-16257. <https://doi.org/10.1364/OE.18.016243>.
- [123] Roberts, K. (2007, July). Electronic dispersion compensation beyond 10 Gb/s. In *Proceeding of the IEEE/LEOS Summer Topical Meetings*, Portland, USA, 9-10. IEEE. 10.1109/LEOSST.2007.4288305.
- [124] Savory, S. J., Gavioli, G., Killey, R. I., Bayvel, P. (2007). Electronic compensation of chromatic dispersion using a digital coherent receiver. *Optics express*, 15(5), 2120-2126. <https://doi.org/10.1364/OE.15.002120>.
- [125] Kuschnerov, M., Hauske, F. N., Piyawanno, K., Spinnler, B., Napoli, A., Lankl, B. (2009, March). Adaptive chromatic dispersion equalization for non-dispersion managed coherent systems. In *Proceeding of Optical Fiber Communication Conference (OFC/NFOEC)*, OMT1. OSA. <https://doi.org/10.1364/OFC.2009.OMT1>.
- [126] Färbert, A. (2004, September). Performance of a 10.7 Gb/s receiver with digital equaliser using maximum likelihood sequence estimation. In *Proceeding of European Conference and Exhibition on Optical Communication (ECOC)*, Th4.1.5.
- [127] Ranathive, S., Kumar, K. V., Rashed, A. N. Z., Tabbour, M. S. F., Sundararajan, T. V. P. (2019). Performance Signature of Optical Fiber Communications Dispersion Compensation

- Techniques for the Control of Dispersion Management. *Journal of Optical Communications*. <https://doi.org/10.1515/joc-2019-0021>.
- [128] Arshad, M., Bajpai, S., Danish, M. (2014). Comparison of Different Dispersion Compensation Techniques in Optical Fiber at High Bit Rate. *International Journal of Engineering and Technical Research (IJETR)*, 2(10). <https://doi.org/10.11648/j.ajop.20150302.11>.
- [129] Eghbali, A., Johansson, H., Gustafsson, O., Savory, S. J. (2014). Optimal least-squares FIR digital filters for compensation of chromatic dispersion in digital coherent optical receivers. *Journal of lightwave technology*, 32(8), 1449-1456. <https://doi.org/10.1109/JLT.2014.2307916>.
- [130] Kudo, R., Kobayashi, T., Ishihara, K., Takatori, Y., Sano, A., Miyamoto, Y. (2009). Coherent optical single carrier transmission using overlap frequency domain equalization for long-haul optical systems. *Journal of Lightwave Technology*, 27(16), 3721-3728. <https://doi.org/10.1109/JLT.2009.2024091>.
- [131] Xu, T., Jacobsen, G., Popov, S., Forzati, M., Mårtensson, J., Mussolin, M., et al. (2011). Frequency-domain chromatic dispersion equalization using overlap-add methods in coherent optical system. *Journal of optical communications*, 32(2), 131-135. <https://doi.org/10.1515/JOC.2011.022>.
- [132] Shi, Q., Wu, N., Ma, X., Wang, H. (2017). Frequency-domain joint channel estimation and decoding for faster-than-Nyquist signaling. *IEEE Transactions on Communications*, 66(2), 781-795. <https://doi.org/10.1109/TCOMM.2017.2768063>.
- [133] Malik, D., Kaushik, G., Wason, A. (2019). Performance Optimization of Optical Amplifiers for High Speed Multilink Optical Networks using Different Modulation Techniques. *Journal of Optical Communications*, 40(4), 333-340. <https://doi.org/10.1515/joc-2017-0090>.
- [134] Prasad, B., Mallick, B., Patra, K. C., Barpanda, N. K. (2019). Dsp based chromatic dispersion equalization techniques in PDM-QPSK receivers. In *Proceeding of 3rd International Conference on Trends in Electronics and Informatics (ICOEI)*, Tirunelveli, India, IEEE, 302-307. <https://doi.org/10.1109/ICOEI.2019.8862630>.
- [135] Li, Y., Wu, M. W., Du, X., Song, T., Kam, P. Y. (2019). A refinement to the Viterbi-Viterbi carrier phase estimator and an extension to the case with a Wiener carrier phase process. *IEEE access*, 7, 78170-78184. <https://doi.org/10.1109/ACCESS.2019.2922313>.

- [136] Bernassau, A. L., Riehle, M. O., Desmulliez, M. P., Andrade, M. A., Hantos, G. B., Simon, G. (2019). Monte-Carlo based sensitivity analysis of acoustic sorting methods. *Periodica Polytechnica Electrical Engineering and Computer Science*, 63(2), 68-76. <https://orcid.org/0000-0003-3483-8947>.
- [137] Hadjadji, N., Hamdi, R. (2020). INFLUENCE OF PULSE SHAPE IN OPTICAL DENSE WAVELENGTH DIVISION MULTIPLEXED SYSTEM. *Telecommunications and Radio Engineering*, 79(11). 10.1615/TelecomRadEng.v79.i11.70.
- [138] Rozental, V. N., Parahyba, V. E., Reis, J. D., De Oliveira, J. F., Mello, D. A. (2015, November). Digital-domain chromatic dispersion compensation for different pulse shapes: Practical considerations. In *Proceeding of SBMO/IEEE MTT-S International Microwave and Optoelectronics Conference (IMOC)*, Porto de Galinhas, Brazil, IEEE, 1-4. <https://doi.org/10.1109/IMOC.2015.7369135>.
- [139] Chen, X., Macho, A., Horche, P. R. (2018). Performance evaluation of 100 and 200-Gb/s WDM PM-QPSK transmission systems: tolerance analysis to the optical link impairments according to the optical carrier shape. *Optical Review*, 25(6), 663-677.
- [140] Jain, A., Kumar, K. P. (2014). RF pulse shaping for higher-order optical modulation. In *Proceeding of Twentieth National Conference on Communications (NCC)*, India, 1-4, IEEE. 10.1109/NCC.2014.6811250.
- [141] Mitra, A., Ives, D., Lord, A., Savory, S., Kar, S., Wright, P. (2016). Network equipment and their procurement strategy for high capacity elastic optical networks. *Journal of Optical Communications and Networking*, 8(7), A201-A211. 10.1364/JOCN.8.00A201.
- [142] Willner, A. E. (2007, July). Challenges in Stable, High-Capacity Optical Communication Networks. In *Proceeding of 9th International Conference on Transparent Optical Networks*, Rome, Italy, 1, 7-7. IEEE.10.1109/ICTON.2007.4296017.
- [143] Abbas, G., Kazi, K. (2010, December). Enhanced optical transport network standards. In *Proceeding of 7th International Symposium on High-capacity Optical Networks and Enabling Technologies* Cairo, Egypt, 22-25, IEEE. 10.1109/HONET.2010.5715757.
- [144] Kojima, K., Koike-Akino, T., Yoshida, T., Millar, D. S., Parsons, K. (2017). Nonlinearity-Tolerant Modulation Formats for Coherent Optical Communications. In *Selected Topics on Optical Fiber Technologies and Applications*. IntechOpen, 171-195. <http://dx.doi.org/10.5772/intechopen.73031>.

- [145] Agrell, E., Karlsson, M., Chraplyvy, A. R., Richardson, D. J., Krummrich, P. M., Winzer, P., et al (2016). Roadmap of optical communications. *Journal of Optics*, 18(6), 063002. 10.1088/2040-8978/18/6/063002.
- [146] Xu, T., Karanov, B., Shevchenko, N. A., Lavery, D., Liga, G., Killey, R. I., Bayvel, P. (2017). Digital nonlinearity compensation in high-capacity optical communication systems considering signal spectral broadening effect. *Scientific reports*, 7(1), 1-10. 10.1038/s41598-017-12614-x.
- [147] Rafique, D. (2016). Fiber nonlinearity compensation: commercial applications and complexity analysis. *Journal of Lightwave Technology*, 34(2), 544-553. <https://doi.org/10.1109/JLT.2015.2461512>.
- [148] Al-Khateeb, M. A., Iqbal, M. A., Tan, M., Ali, A., McCarthy, M., Harper, P., Ellis, A. D. (2018). Analysis of the nonlinear Kerr effects in optical transmission systems that deploy optical phase conjugation. *Optics express*, 26(3), 3145-3160. 10.1364/OE.26.003145.
- [149] Amari, A., Dobre, O. A., Venkatesan, R., Kumar, O. S., Ciblat, P., Jaouën, Y. (2017). A survey on fiber nonlinearity compensation for 400 Gb/s and beyond optical communication systems. *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, 19(4): 3097-3113. 10.1109/COMST.2017.2719958.
- [150] Fontaine, N. K., Liu, X., Chandrasekhar, S., Ryf, R., Randel, S., Winzer, P., et al. (2013). Fiber nonlinearity compensation by digital backpropagation of an entire 1.2-Tb/s superchannel using a full-field spectrally-sliced receiver. In *Proceeding of 39th European Conference and Exhibition on Optical Communication (ECOC)*, IET. Mo.3.D.5, 1-3. 10.1049/cp.2013.1288.
- [151] Gaiarin, S., Perego, A. M., da Silva, E. P., Da Ros, F., Zibar, D. (2018). Dual-polarization nonlinear Fourier transform-based optical communication system. *Optica*, 5(3):263-270. <https://doi.org/10.1364/OPTICA.5.000263>.
- [152] Bakhshali, A., Chan, W. Y., Cartledge, J. C., O'Sullivan, M., Laperle, C., Borowiec, A., Roberts, K. (2015). Frequency-domain Volterra-based equalization structures for efficient mitigation of intrachannel Kerr nonlinearities. *Journal of Lightwave Technology*, 34(8), 1770-1777. 10.1109/JLT.2015.2510607.
- [153] Bosco, G., Carena, A., Curri, V., Gaudino, R., Poggiolini, P., Benedetto, S. (2000). Suppression of spurious tones induced by the split-step method in fiber systems simulation. *IEEE Photonics Technology Letters*, 12(5), 489-491. <https://doi.org/10.1109/68.841262>.

- [154] Cuadrado-Laborde, C., (2011). *Applications of Digital Signal Processing*, Croatia, InTech. ISBN 978-953-307-406-1.
- [155] Yu, J., Zhang, J. (2016). Recent progress on high-speed optical transmission. *Digital communications and networks*, 2(2), 65-76. <https://doi.org/10.1016/j.dcan.2016.03.002>.
- [156] Napoli, A., Maalej, Z., Sleiffer, V. A., Kuschnerov, M., Rafique, D., Timmers, E., Hanik, N. (2014). Reduced complexity digital back-propagation methods for optical communication systems. *Journal of lightwave technology*, 32(7): 1351-1362. <https://doi.org/10.1109/JLT.2014.2301492>.
- [157] Amado, S. B., Guiomar, F. P., Muga, N. J., Ferreira, R. M., Reis, J. D., Rossi, S. M., et al. (2015). Low complexity advanced DBP algorithms for ultra-long-haul 400 G transmission systems. *Journal of Lightwave Technology*, 34(8), 1793-1799. [10.1109/JLT.2015.2512038](https://doi.org/10.1109/JLT.2015.2512038).
- [158] Ranzini, S. M., Parahyba, V. E., Júnior, J. H. D. C., Guiomar, F., Carena, A. (2019). Impact of Nonlinear Effects and Mitigation on Coherent Optical Systems. In *Optical Communications*, Springer, 93-120. [https://doi.org/10.1007/978-3-319-97187-2\\_5](https://doi.org/10.1007/978-3-319-97187-2_5).
- [159] Pan, Z., Yue, Y. (2019). Special Issue on Advanced DSP Techniques for High-Capacity and Energy-Efficient Optical Fiber Communications. *Applied science*. 9, 4470. <https://doi.org/10.3390/app9204470>.
- [160] Makovejs, S., Millar, D. S., Lavery, D., Behrens, C., Killey, R. I., Savory, S. J., Bayvel, P. (2010). Characterization of long-haul 112Gbit/s PDM-QAM-16 transmission with and without digital nonlinearity compensation. *Optics express*, 18(12), 12939-12947. <https://doi.org/10.1364/OE.18.012939>.
- [161] Savory, S. J., Gavioli, G., Torrenco, E., Poggiolini, P. (2010). Impact of interchannel nonlinearities on a split-step intrachannel nonlinear equalizer. *IEEE Photonics Technology Letters*, 22(10), 673-675. [10.1109/LPT.2010.2043837](https://doi.org/10.1109/LPT.2010.2043837).
- [162] Millar, D. S., Makovejs, S., Behrens, C., Hellerbrand, S., Killey, R. I., Bayvel, P., Savory, S. J. (2010). Mitigation of fiber nonlinearity using a digital coherent receiver. *IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics*, 16(5), 1217-1226. [10.1109/JSTQE.2010.2047247](https://doi.org/10.1109/JSTQE.2010.2047247).
- [163] Behrens, C., Makovejs, S., Killey, R. I., Savory, S. J., Chen, M., Bayvel, P. (2011). Pulse-shaping versus digital backpropagation in 224Gbit/s PDM-16QAM transmission. *Optics express*, 19(14), 12879-12884. <https://doi.org/10.1364/OE.19.012879>.
- [164] Rafique, D., Mussolin, M., Forzati, M., Mårtensson, J., Chughtai, M. N., Ellis, A. D. (2011). Compensation of intra-channel nonlinear fiber impairments using simplified digital

- back-propagation algorithm. *Optics express*, 19(10), 9453-9460. <https://doi.org/10.1364/OE.19.009453>.
- [165] Li, L., Tao, Z., Dou, L., Yan, W., Oda, S., Tanimura, T., et al. (2011, March). Implementation efficient nonlinear equalizer based on correlated digital backpropagation. In *Proceeding of Optical Fiber Communication Conference and Exposition and the National Fiber Optic Engineers Conference*, Los Angeles, USA, 1-3. IEEE. <https://doi.org/10.1364/OFC.2011.OWW3>.
- [166] Dou, L., Tao, Z., Li, L., Yan, W., Tanimura, T., Hoshida, T., Rasmussen, J. C. (2011, March). A low complexity pre-distortion method for intra-channel nonlinearity. In *Proceeding of Optical Fiber Communication Conference and Exposition and the National Fiber Optic Engineers Conference*, Los Angeles, USA, OThF5. IEEE. <https://doi.org/10.1364/OFC.2011.OThF5>.
- [167] Tao, Z., Dou, L., Yan, W., Li, L., Hoshida, T., Rasmussen, J. C. (2011). Multiplier-free intrachannel nonlinearity compensating algorithm operating at symbol rate. *Journal of Lightwave technology*, 29(17), 2570-2576. 10.1109/JLT.2011.2160933.
- [168] Lin, C. Y., Holtmannspoetter, M., Asif, M. R., Schmauss, B. (2010, September). Compensation of transmission impairments by digital backward propagation for different link designs. In *Proceeding of 36th European Conference and Exhibition on Optical Communication*, Turin, Italy, 1-3. IEEE. 10.1109/ECOC.2010.5621413.
- [169] Asif, R., Lin, C. Y., Holtmann spoetter, M., Schmauss, B. (2011, June). Logarithmic step-size based digital backward propagation in N-channel 112Gbit/s/ch DP-QPSK transmission. In *Proceeding of 13th International Conference on Transparent Optical Networks*, Stockholm, Sweden, 1-4. IEEE. 10.1109/ICTON.2011.5971018.
- [170] Du, L. B., Lowery, A. J. (2010). Improved single channel backpropagation for intra-channel fiber nonlinearity compensation in long-haul optical communication systems. *Optics express*, 18(16), 17075-17088. <https://doi.org/10.1364/OE.18.017075>.
- [171] Oda, S., Tanimura, T., Hoshida, T., Ohshima, C., Nakashima, H., Tao, Z., Rasmussen, J. C. (2009, March). 112 Gb/s DP-QPSK transmission using a novel nonlinear compensator in digital coherent receiver. In *Proceeding of 35th Conference on Optical Fiber Communication*, San Diego, USA, 1-3. OSA. <https://doi.org/10.1364/OFC.2009.OThR6>.
- [172] Tanimura, T., Hoshida, T., Oda, S., Tanaka, T., Ohsima, C., Tao, Z., Rasmussen, J. C. (2009, September). Systematic analysis on multi-segment dual-polarisation nonlinear

compensation in 112 Gb/s DP-QPSK coherent receiver. In Proceeding of 35th European Conference on Optical Communication, Vienna, Austria, 1-2. IEEE.

[173] Charlet, G., Salsi, M., Tran, P., Bertolini, M., Mardoyan, H., Renaudier, J., et al. (2009, March). 72×100Gb/s transmission over transoceanic distance, using large effective area fiber, hybrid Raman-Erbium amplification and coherent detection. In Proceeding of Optical Fiber Communication Conference, San Diego, USA, PDPB6, OSA. <https://doi.org/10.1364/OFC.2009.PDPB6>.

[174] Savory, S. J., Gavioli, G., Torrenco, E., Poggiolini, P. (2010). Impact of interchannel nonlinearities on a split-step intrachannel nonlinear equalizer. IEEE Photonics Technology Letters, 22(10), 673-675. 10.1109/LPT.2010.2043837.

[175] Li, L., Tao, Z., Dou, L., Yan, W., Oda, S., Tanimura, T., et al. (2011, March). Implementation efficient nonlinear equalizer based on correlated digital backpropagation. In Proceeding of Optical Fiber Communication Conference and Exposition and the National Fiber Optic Engineers Conference, Los Angeles, USA, IEEE, 1-3.

[176] Salsi, M., Bertran-Pardo, O., Renaudier, J., Idler, W., Mardoyan, H., Tran, P., et al. (2011, September). WDM 200Gb/s single-carrier PDM-QPSK transmission over 12,000 km. In Proceeding of 37th European Conference and Exposition on Optical Communications, Geneva, Switzerland, OSA, Th.13.C.5. <https://doi.org/10.1364/ECOC.2011.Th.13.C.5>.

[177] Tanimura, T., Oda, S., Hoshida, T., Li, L., Tao, Z., Rasmussen, J. C. (2011, March). Experimental characterization of nonlinearity mitigation by digital back propagation and nonlinear polarization crosstalk canceller under high PMD condition. In Proceeding of National Fiber Optic Engineers Conference, Los Angeles, USA, JWA020. OSA. <https://doi.org/10.1364/NFOEC.2011.JWA020>.

[178] Yan, W., Tao, Z., Dou, L., Li, L., Oda, S., Tanimura, T., et al. (2011, September). Low complexity digital perturbation back-propagation. In Proceeding of 37th European Conference and Exhibition on Optical Communication, Geneva, Switzerland, 1-3. IEEE. <https://doi.org/10.1364/NFOEC.2011.JWA020>.

[179] Behrens, C., Lavery, D., Killey, R. I., Savory, S. J., Bayvel, P. (2012, March). Long-haul WDM transmission of PDM-8PSK and PDM-8QAM with nonlinear DSP. In Optical Fiber Communication Conference, Los Angeles, USA, OM3A-4, OSA. <https://doi.org/10.1364/OFC.2012.OM3A.4>.

[180] Gao, Y., Ke, J. H., Cartledge, J. C., Zhong, K. P., Yam, S. S. H. (2013). Implication of parameter values on low-pass filter assisted digital back propagation for DP 16-QAM. IEEE Photonics Technology Letters, 25(10), 917-920. 10.1109/LPT.2013.2255124.

- [181] Rosa, E. S., Parahyba, V. E., Diniz, J., Ribeiro, V. B., Oliveira, J. C. (2014). Nonlinear Effects Compensation in Optical Coherent PDM-QPSK Systems. *Journal of Microwaves, Optoelectronics and Electromagnetic Applications*, 12(2), 707-718. <https://doi.org/10.1590/S2179-10742013000200037>.
- [182] Jiang, X., Zhu, B. (2014). Comparison of 80×112-Gb/s PDM-QPSK system performance over large effective area fiber and standard SMF with Raman amplification. *Optics Express*, 22(10), 11620-11626. <https://doi.org/10.1364/OE.22.011620>.
- [183] Sackey, I., Da Ros, F., Fischer, J. K., Richter, T., Jazayerifar, M., Peucheret, C., et al. (2015). Kerr nonlinearity mitigation: mid-link spectral inversion versus digital backpropagation in 5× 28-GBd PDM 16-QAM signal transmission. *Journal of Lightwave Technology*, 33(9), 1821-1827. <https://doi.org/10.1109/JLT.2015.2393152>.
- [184] Lavery, D., Ives, D., Liga, G., Alvarado, A., Savory, S. J., Bayvel, P. (2016). The benefit of split nonlinearity compensation for single channel optical fiber communications. In *Proceeding of IEEE Photonics Conference (IPC)*, Waikoloa, USA, 799-802, IEEE. <https://doi.org/10.1109/IPCon.2016.7831073>.
- [185] da Silva, E. P., Yankov, M. P., Da Ros, F., Forchhammer, S., Galili, M., Oxenlowe, L. K., Zibar, D. (2016, September). Experimental Comparison of Gains in Achievable Information Rates from Probabilistic Shaping and Digital Backpropagation for DP-256QAM/1024QAM WDM. In *Proceedings of 42nd European Conference and Exhibition on Optical Communication (VDE)*, Dusseldorf, Germany, 1-3.
- [186] Matsushita, A., Nakamura, M., Nishizawa, H., Kisaka, Y., Hirano, A. (2017). 10-WDM 64-GBaud PDM-64QAM transmission over all-Raman amplified 840 km SSMF using digital back propagation. In *Proceedings of European Conference on Optical Communication (ECOC)*, IEEE, 1-3. <https://doi.org/10.1109/ECOC.2017.8346074>.
- [187] Martins, C. S., Bertignono, L., Nespola, A., Carena, A., Guiomar, F. P., Pinto, A. N. (2018). Low-complexity time-domain DBP based on random step-size and partitioned quantization. *Journal of Lightwave Technology*, 36(14), 2888-2895. <https://doi.org/10.1109/JLT.2018.2829774>.
- [188] Granada Torres, J. J., López Martínez, J. P., Avendaño Fernández, E., Cárdenas Soto, A. M., Guerrero González, N. (2019). Impact of Interchannel Interference in Gridless Nyquist-wdm Systems with and without Nonlinear Impairment Compensation. *Ciencia eIngeniería Neogranadina*, 29(2), 9-23. <https://doi.org/10.18359/rcin.3830>.

- [189] Lun, H., Zhuge, Q., Xiao, Z., Fu, S., Tang, M., Liu, D., et al. (2019). Single-step digital backpropagation for subcarrier-multiplexing transmissions. *Optics Express*, 27(25), 36680-36690. <https://doi.org/10.1364/OE.27.036680>.
- [190] Wang, C., Tian, F., Wang, Y., Zhang, Q., Tian, Q., Gao, R., et al. (2020). Digital back propagation based on the feedback-convergence for fiber nonlinearity compensation with low computational complexity and high performance. *Optics Communications*, 126050, 1-5. <https://doi.org/10.1016/j.optcom.2020.126050>.
- [191] Kashyap, K., Singh, H., Singh, P., Gupta, C. (2013). Effect of self-phase modulation on optical fiber. *American International Journal of Research in Science, Technology, Engineering & Mathematics*, 2(2): 160-164.
- [192] Yadav, S., Rana, D. R., Pandey, S. K. (2016). Quality factor improvement of self-phase modulation induced optical transmission system. In *Proceedings of International Conference on Communication and Signal Processing (ICCSP)*, India, 0477-0480. IEEE. <https://doi.org/10.1109/ICCSP.2016.7754182>.
- [193] Selvendran, S., Sivanantharaja, A., Esakkimuthu, K. (2018). Investigation on the Influence of Duobinary and CSRZ Modulation Formats on Self Phase Modulation Effect in Optical Communication Network. *International journal of scientific research in physics and applied sciences*. 6: 17-22. <https://doi.org/10.26438/ijsrpas/v6i4.1722>.
- [194] Pandey, S. K., Yadav, S. (2019). Theoretical analysis of self-phase modulation effect on different parameters in optical transmission system. *Photonic Network Communications*, 38(2): 289-297. <https://doi.org/10.1007/s11107-019-00857-9>.
- [195] Silva, E., Carvalho, L., Franciscangelis, C., Diniz, J., Bordonalli, A., Oliveira, J. (2013). Spectrally-efficient 448-Gb/s dual-carrier PDM-16QAM channel in a 75-GHz grid. In *Proceedings of Optical Fiber Communication Conference and Exposition and the National Fiber Optic Engineers Conference (OFC/NFOEC)*, Anaheim, USA, 1-3 IEEE. <https://doi.org/10.1364/NFOEC.2013.JTh2A.39>.
- [196] Koike-Akino, T., Millar, D. S., Parsons, K., Kojima, K. (2018). Evolutionary Design of Pulse-Shaping FIR Filter to Mitigate Fiber Nonlinearity. In *Proceedings of Signal Processing in Photonic Communications*, Switzerland, SpM4G-4, OSA. <https://doi.org/10.1364/SPPCOM.2018.SpM4G.4>.
- [197] Makovejs, S., Torrenge, E., Millar, D. S., Killey, R. I., Savory, S. J., Bayvel, P. (2011). Comparison of pulse shapes in a 224Gbit/s (28Gbaud) PDM-QAM16 long-haul transmission experiment. In *Proceedings of Optical Fiber Communication Conference and Exposition and*

- the National Fiber Optic Engineers Conference, Los Angeles, USA, 1-3. OSA, <https://doi.org/10.1364/OFC.2011.OMR5>.
- [198] Sachan, V., Mishra, R. K. (2019). Uplink Sum Rate and Capacity of Hybrid Precoding mmWave Massive MIMO System. *Traitement du Signal*, 36(2): 155-160. <https://doi.org/10.18280/ts.360205>.
- [199] Rad, M. S., Nejad, M. B. (2019). New Analog Processing Technique in Multichannel Neural Signal Recording with Reduce Data Rate and Reduce Power Consumption New Analog Processing Technique in Multichannel Neural Signal Recording with Reduce Data Rate and Reduce Power Consumption. *Traitement du Signal*, 36(2): 133-137. <https://doi.org/10.18280/ts.360202>.
- [200] Kuschnerov, M., Hauske, F. N., Piyawanno, K., Spinnler, B., Alfiad, M. S., Napoli, A., Lankl, B. (2009). DSP for coherent single-carrier receivers. *Journal of lightwave technology*, 27(16): 3614-3622. <https://doi.org/10.1109/JLT.2009.2024963>.
- [201] Iiyama, N., Kani, J. I., Suzuki, K. I., Ootaka, A. (2015). Advanced DSP for optical access networks: Challenges and opportunities. In *Proceeding of Optical Fiber Communications Conference and Exhibition (OFC), USA, 1-3, IEEE*. <https://doi.org/10.1364/OFC.2015.M3J.3>.
- [202] Gurkin, N. V., Mikhailov, V., Nanii, O. E., Novikov, A. G., Treshchikov, V. N., Ubaydullaev, R. R., (2014). Experimental investigation of nonlinear noise in long-haul 100-Gb/s DP-QPSK communication systems using real-time DSP. *Laser Physics Letters*, 11(9), 095103. [10.1088/1612-2011/11/9/095103](https://doi.org/10.1088/1612-2011/11/9/095103).
- [203] Secondini, M., Rommel, S., Fresi, F., Forestieri, E. et al., (2015, May). Coherent 100G nonlinear compensation with single-step digital backpropagation, In *Proceeding of International conference on Optical Network Design and Modeling (ONDM), Pisa, Italy, 63-67, IEEE*. [10.1109/ONDM.2015.7127275](https://doi.org/10.1109/ONDM.2015.7127275).
- [204] Hu, H., Jopson, R.M., Gnauck, A.H., Randel, S., and Chandrasekhar, S., (2017). Fiber nonlinearity mitigation of WDM-PDM QPSK/16-QAM signals using fiber-optic parametric amplifiers based multiple optical phase conjugations, *Optics Express.*, 25(3), 1618-1628. <https://doi.org/10.1364/OE.25.001618>.
- [205] Yang, J., Yu, S., Li, M., Chen, Z., Han, Y., Gu, W. (2014). An integral split-step Fourier method for digital back propagation to compensate fiber nonlinearity. *Optics Communications*, 312, 80-84. <https://doi.org/10.1016/j.optcom.2013.09.015>.

- [206] Yang, J., Werner, J. J., Dumont, G. A. (2002). The multimodulus blind equalization and its generalized algorithms. *IEEE Journal on selected areas in communications*, 20(5), 997-1015. 10.1109/JSAC.2002.1007381.
- [207] Zhang, S., Xu, L., Yu, J., Huang, M. F., Kam, P. Y., Yu, C., Wang, T. (2010). Dual-stage cascaded frequency offset estimation for digital coherent receivers. *IEEE Photonics Technology Letters*, 22(6), 401-403. 10.1109/LPT.2010.2040171.
- [208] Li, Y., Zheng, Q., Xie, Y., Han, J., Li, W. (2019). Low complexity carrier phase estimation for m-QAM optical communication systems. *Photonic Network Communications*, 38(1), 121-128. 10.1007/s11107-019-00833-3.

## Annexe

# Méthodes d'évaluation de la qualité des signaux

---

Les simulations numériques sont largement utilisées pour étudier les systèmes de communication à fibre optique. Non seulement des modèles physiques précis de dispositifs individuels sont importants, mais une estimation fiable des performances du système est essentielle pour améliorer la précision de la simulation. Contrairement aux systèmes pratiques, le comptage direct des erreurs devient irréaliste dans les simulations numériques en raison du grand nombre de bits requis simulés. Sur la base de la connaissance de la propriété statistique du bruit ou des effets déterministes de propagation ou de filtrage, l'incorporation de certaines solutions analytiques s'est avérée être un moyen fiable et le temps de simulation pour l'évaluation de la qualité du signal au récepteur peut donc être sauvé, en particulier pour les systèmes sans erreur (error-free systems).

Des modèles analytiques appropriés sont nécessaires selon les formats de modulation mis en œuvre, car le comportement du bruit peut apparaître différemment pour les signaux d'intensité et de phase modulés. Dans cette section, certaines méthodes courantes utilisées dans les simulations numériques pour la caractérisation des performances du système sont abordées.

### A.1. Méthode de comptage des erreurs de Monte-Carlo

Le signal optique fluctuant causé par divers types de dégradations dans la liaison de fibre est reçu par le récepteur, qui convertit le signal optique en signal électrique. Le signal électrique est introduit dans un détecteur d'erreurs, qui contient un circuit de décision pour échantillonner le signal et le compare aux modèles de données transmises. La façon la plus directe d'estimer les performances du système est de calculer le taux d'erreur binaire (BER: Bit Error Rate) en comparant les bits reçus et les bits transmis comme indiqué par :

$$\text{BER} = \frac{\text{Nombre de bits erronés}}{\text{Nombre total de bits transmis}}$$

Ainsi, un BER de  $4 \times 10^{-6}$  correspond à une moyenne de 4 erreurs par million de bits. Le BER peut également être défini comme la probabilité d'une identification incorrecte d'un bit par le circuit de décision du récepteur. La méthode Monte-Carlo vise à compter directement le nombre de bits d'erreur qui est similaire à la mesure expérimentale. Pour garantir une estimation fiable, il est nécessaire de transmettre un nombre suffisant de bits pour un certain niveau de BER.

La limite du FEC est définie par le taux maximal d'erreurs susceptibles d'être corrigées par le FEC. Les FEC avec un taux de redondance de 7% et une limite de  $4 \times 10^{-3}$  en termes de taux d'erreurs binaires (cette valeur de BER correspond à un facteur  $Q^2$  de 8.5 dB) sont généralement utilisés dans les systèmes de transmission optiques.

Dans les simulations Monte-Carlo, l'interaction entre le signal optique et le bruit est également prise en compte dans l'évaluation des performances, ce qui améliore la précision de transmission avec des non-linéarités de fibres élevées. En outre, la méthode de comptage des erreurs Monte-Carlo ne dépend pas des formats de modulation implémentés et donne une estimation BER fiable pour différents signaux modulés et types de récepteurs.

## A.2. Diagramme de l'œil

En plus de compter les bits d'erreur, il est également possible d'examiner la qualité du signal en analysant la forme d'impulsion reçue, c'est-à-dire le diagramme de l'œil au récepteur. Un diagramme de l'œil est généré en superposant les impulsions électriques reçues dans une durée de bit individuelle en une durée de bit comme représenté dans la figure A.1.

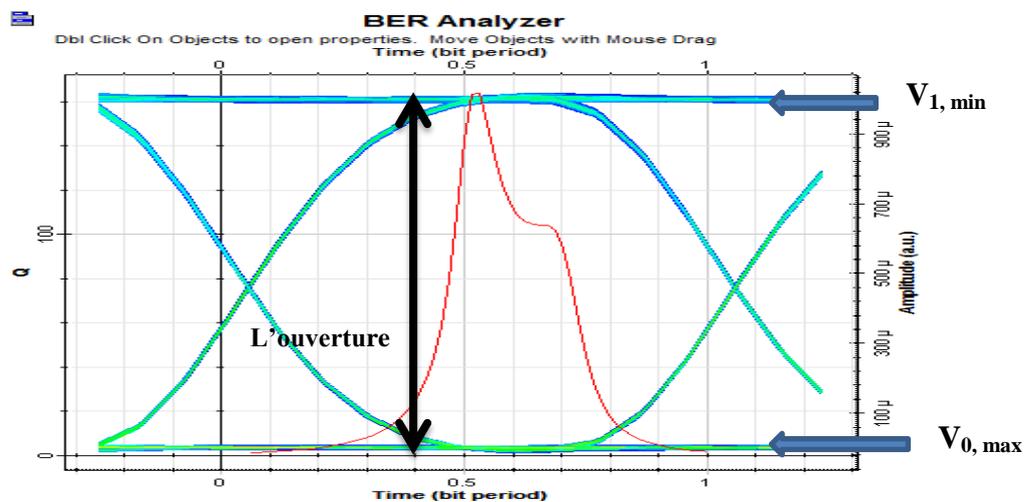


Figure A.1: Diagramme de l'œil obtenu par simulation pour un signal NRZ.

La figure A.2 montre un exemple de diagramme de l'œil obtenu par simulation pour un signal NRZ. Le signal est d'autant de meilleure qualité que l'aire de la zone délimitée par les niveaux «0» et «1», et par les traces de transition, nommée «l'œil», est grande. Le diagramme de l'œil permet donc de juger de l'état de pureté ou de dégradation du signal, et même de le quantifier au moyen de mesures d'ouverture de l'œil.

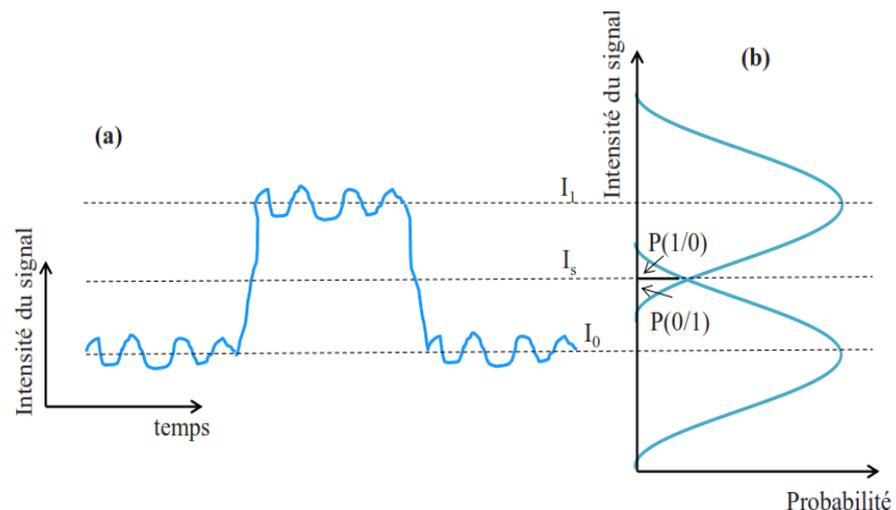
Un paramètre d'ouverture de l'œil (EO : *Eye-Opening*) peut être défini à partir d'un diagramme de l'œil donné comme la différence entre le plus petit rail supérieur ( $V_{1, \min}$ ) et le rail inférieur ( $V_{0, \max}$ ) de l'œil, et est exprimé comme suit:

$$\text{Eye opening (EO)} = V_{1, \min} - V_{0, \max}$$

### A.3. Le facteur de qualité

Avec l'aide d'un processus statistique connu, le comptage direct des erreurs de la méthode Monte-Carlo peut être remplacé par un modèle analytique simple pour estimer les performances du système.

Il est obtenu à partir des statistiques de bruit (moyennes et écarts-types) des niveaux «1» et «0» du signal à détecter. Considérons la transmission d'une suite de 0 et 1 et que les erreurs de transmission sont causées par la présence dans la fibre de transmission d'un bruit blanc gaussien d'écart-types  $\sigma_1$  et  $\sigma_2$  pour les niveaux des symboles 0 et 1. Dans la figure A.2,  $I_1$  et  $I_0$  représentent les intensités moyennes des niveaux 1 et des niveaux 0, respectivement.



**Figure A. 2** : Principe du calcul du taux d'erreurs : (a) évolution temporelle de l'intensité du signal, (b) la densité de probabilité des bits 0 et 1.

---

Une erreur survient lorsqu'un 0 est détecté alors que l'intensité du signal  $I$  est supérieure à  $I_s$  ou un 1 est détecté alors que  $I < I_s$ .  $I_s$  est une intensité seuil fixée pour prendre une décision sur les bits 0 et 1. Les fluctuations d'intensité sur la figure A.2 (a) sont dues au bruit. Nous supposons ici le cas d'une modulation d'amplitude «OOK». La probabilité de recevoir un 1 alors qu'un 0 a été transmis ainsi que la probabilité de recevoir un 0 alors qu'on a transmis un 1 sont notées respectivement  $P(1/0)$  et  $P(0/1)$  et sont représentées sur la figure A.2 (b). Le facteur  $Q$  est défini par:

$$Q = \frac{I_1 - I_0}{\sigma_1 + \sigma_0}$$

En supposant que le courant reçu à l'instant de décision dans les bits reçus a une distribution de forme gaussienne, BER peut être approché par un facteur de qualité (facteur  $Q$ ) par la formule :

$$BER = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left[ \frac{Q}{\sqrt{2}} \right] \approx \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \frac{e^{-\frac{Q^2}{2}}}{Q}$$

où  $\operatorname{erfc}$  désigne la fonction d'erreur complémentaire, soit  $\operatorname{erfc}(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_x^{+\infty} e^{-y^2} dy$

Le facteur  $Q$  est usuellement exprimé en dB en utilisant la formule suivante :

$$Q_{dB} = 20 \log_{10}(Q)$$

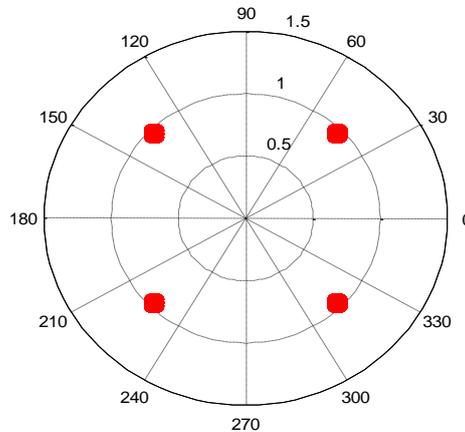
#### **A.4. Représentation complexe, Constellation**

Si toutefois l'information de phase est connue, il est alors possible de la représenter temporellement comme l'amplitude ou l'intensité. Mais cela ouvre aussi la possibilité de représenter le signal dans le plan complexe (partie réelle en abscisse et partie imaginaire en ordonnée). Le diagramme obtenu est appelé constellation. Une constellation permet de visualiser en amplitude et en phase les différents symboles codés ainsi que les transitions qui les relient entre eux. On peut aussi ne visualiser que les symboles, sans les transitions.

La constellation peut permettre, tout comme le diagramme de l'œil, de repérer certains effets par leur signature caractéristique. Les constellations sont particulièrement adaptées à la visualisation des formats codés en phase, ou codés sur plus de deux niveaux en amplitude ou en phase. La figure A.3 montre un exemple de constellation d'un format QPSK modulé sur

---

quatre niveaux de phase. Cette constellation a été obtenue au moyen d’une simulation numérique.



**Figure A.3** : Exemple de constellation d’un signal QPSK.

#### **A.4. Sensibilité et pénalités**

Il apparaît évident que le BER ou le facteur Q d’un signal se propageant dans un système de transmission optique est étroitement lié à son OSNR. Dans le cas où un système est limité par le bruit, c’est-à-dire pour des puissances de signal relativement faibles, plus l’OSNR du signal est élevé, plus son BER est faible ou plus le facteur Q est élevé, et meilleure est sa qualité. La sensibilité d’un signal optique à un BER donné est précisément l’OSNR requis par le signal pour atteindre ce BER. Elle est fonction des différents effets de propagation qu’a subis le signal, et ce même sans s’être propagé dans la fibre, c’est-à-dire en configuration back-to-back, lorsque l’émetteur est directement relié au récepteur. La sensibilité en back-to-back est l’une des caractéristiques fondamentales d’un format de modulation.

Si l’OSNR d’un signal optique modulé selon un format donné augmente de 1 dB, sa sensibilité en back-to-back sera telle que, dans la plupart des cas, le facteur Q correspondant augmentera lui aussi de 1 dB. Après propagation du signal sur une distance donnée, celui-ci aura subi des déformations dues aux effets linéaires ou non-linéaires, qui vont contribuer à la fermeture de l’œil. Pour le même OSNR que celui mesuré en back-to-back, le BER sera bien sûr dégradé par rapport à cette configuration. La pénalité de transmission quantifie cette dégradation. On peut calculer une pénalité de transmission de deux manières différentes :

---

**La pénalité en OSNR :** C'est la différence d'OSNR (lorsqu'il est mesuré en dB) requise entre les deux configurations, pour que l'on obtienne le même BER dans les deux cas.

$$\text{OSNR pénalité} = \text{OSNR après transmission} - \text{OSNR back-to-back}$$

**La pénalité en facteur Q :** En se plaçant à OSNR constant, c'est la différence entre les facteurs Q, en dB, obtenue entre les deux configurations.

Dans la plupart des cas, ces deux calculs de pénalités donnent des résultats très similaires.

---

**CONTRIBUTION A L'ÉTUDE DES TECHNIQUES ET DISPOSITIFS DEDIES AUX RESEAUX DE TELECOMMUNICATIONS OPTIQUES RECONFIGURABLES****Résumé:**

Les communications optiques cohérentes jouent un rôle important dans les réseaux de télécommunications car elles permettent de répondre aux besoins futurs de capacité. Les circuits numériques à grande vitesse, la détection cohérente associée aux formats de modulation et le traitement numérique du signal (DSP) sont devenus une solution attrayante pour atteindre une efficacité spectrale élevée et un débit binaire global par canal élevé.

Dans ce contexte, nous avons présenté, une étude sur les techniques de traitement numérique du signal permettant d'atténuer les dégradations linéaires et non linéaires provenant du canal de transmission, pour améliorer les systèmes optiques actuellement installés, en termes de débit et de portée. Tout d'abord, un aperçu des éléments constitutifs des systèmes optiques cohérents sur de longues distances est donné.

Ensuite, des études numériques ont été effectuées sur la compensation électronique de dispersion chromatique basée sur l'égaliseur de domaine fréquentiel (FDE) combiné avec l'impulsion proposée. Cet algorithme montre l'excellente tolérance du récepteur cohérent contre les dégradations linéaires pour des débits élevés, permettant de faibles pénalités d'OSNR de 0.14 dB et 0.06 dB. De plus, l'utilisation de système proposé permet une amélioration de la portée de 39.38%, 20.14% et 29.03% pour les débits de symboles de 14 Gbaud, 28 Gbaud et 56 Gbaud, respectivement.

La thèse se termine par des simulations numériques sur la performance de l'algorithme rétropropagation numérique (DBP) pour compenser la non-linéarité des fibres dans un système de modulation de phase en quadrature 0.3 retour à zéro multiplexé en polarisation (PDM-0.3RZ-QPSK) sur 7340 km et un système de modulation d'amplitude en quadrature à 16 niveaux multiplexés en polarisation (PDM-16 QAM) sur 1930 km avec le même débit de symbole (32 Gbaud). Il est à noter que des améliorations significatives des performances peuvent être obtenues pour un seuil de puissance non linéaire supérieur à 2 dB par rapport au système PDM-16QAM qui augmente la sensibilité du récepteur.

Cet algorithme est discuté aussi dans le cas du système de transmission multiplexé par division de longueur d'onde (WDM). Nos résultats ont démontré que le système PDM-0.3RZ-QPSK de 40 canaux avec l'espacement entre canaux de 50 GHz à 112 Gb/s réalise une distance de 2400 km (30×80 km), avec un facteur Q de 8.38 dB, sans la compensation optique de dispersion.

**Mots-Clés :** Systèmes optiques cohérents, distorsions de fibre optique, équation de Manakov, traitement numérique du signal, égaliseur de domaine fréquentiel, algorithme de rétropropagation numérique, caractéristiques de transmission.

---

## CONTRIBUTION TO THE STUDY OF TECHNIQUES AND DEVICES FOR RECONFIGURABLE OPTICAL TELECOMMUNICATIONS NETWORKS

### Abstract:

Optical fiber networks which form the backbone of the telecommunications networks are meeting future capacity needs. High-speed digital circuits, coherent detection associated with modulation formats and digital signal processing (DSP) have become an attractive solution to achieve high spectral efficiency and high overall bit rate per channel.

In this context, we have presented a study on digital signal processing techniques to mitigate linear and non-linear degradation from the transmission channel, in order to improve the optical systems currently installed, in terms of bit rate and maximum distance. First, an overview of the components of coherent optical systems over long distances is given.

Next, numerical studies were carried out for the electronic chromatic dispersion compensation based on the frequency domain equalizer (FDE) combined with the proposed pulse. This algorithm shows the excellent tolerance of the coherent receiver against linear degradation for high bit rates, allowing low OSNR penalties of 0.14 dB and 0.06 dB. In addition, the proposed system allowed a distance improvement of 39.38%, 20.14% and 29.03% for the symbol rates of 14 Gbaud, 28 Gbaud and 56 Gbaud, respectively.

The thesis ends with numerical simulations on the performance of the digital backpropagation algorithm (DBP) to compensate for the non-linearity of the fibers in a polarization multiplexed 0.3 quadrature phase modulation system (PDM-0.3RZ-QPSK) over 7340 km and a polarization multiplexed 16-level quadrature amplitude modulation system (PDM-16 QAM) over 1930 km in the same symbol rate (32 Gbaud). It should be noted that significant performance improvements can be achieved for a non-linear power threshold greater than 2 dB compared to the PDM-16QAM system which increases the receiver sensitivity.

This algorithm is also discussed at the wavelength division multiplexed (WDM) transmission system. Our results show that the 40-channel PDM-0.3RZ-QPSK system with channel spacing from 50 GHz at 112 Gb/s achieves a distance of 2400 km (30×80 km), with a Q factor of 8.38 dB, without the optical dispersion compensation.

**Key-words:** Coherent optical systems, optical fiber distortions, Manakov equation, digital signal processing, frequency domain equalizer, digital backpropagation algorithm, transmission characteristics.

## المساهمة في دراسة التقنيات والأجهزة لشبكات الاتصالات البصرية القابلة لإعادة التشكيل

### الملخص

تشكل شبكات الألياف الضوئية العمود الفقري لشبكات الاتصالات السلكية واللاسلكية التي تلبي احتياجات السعة المستقبلية. على وجه الخصوص، بفضل الدوائر الرقمية عالية السرعة، أصبح الاكتشاف المتماسك المرتبط بتنسيقات التعديل والمعالجة الرقمية للإشارات حلاً مفضلًا لتحقيق كفاءة طيفية عالية ومعدل تدفق إجمالي مرتفع لكل قناة.

في هذا السياق، قدمنا دراسة حول تقنيات معالجة الإشارات الرقمية لتخفيف الانحطاط الخطي وغير الخطي من قناة الإرسال، من أجل تحسين الأنظمة الضوئية المثبتة حاليًا، من حيث معدل التدفق والمسافة القصوى. أولاً، يتم تقديم نظرة عامة على مكونات الأنظمة الضوئية المتماسكة عبر مسافات طويلة.

بعد ذلك، أجريت دراسات عددية لتعويض التشوهات اللونية الإلكترونية على أساس معادل مجال التردد مع النبضة المقترحة. تُظهر هذه الخوارزمية التسامح الممتاز للمستقبل المتماسك ضد التدهور الخطي لمعدلات تدفق عالية، مما يسمح بفرض عقوبات منخفضة على نسبة ضوضاء الإشارة الضوئية تبلغ 0.14 ديسيبل و 0.06 ديسيبل.

بالإضافة إلى ذلك، سمح استخدام النظام المقترح بتحسين المسافة بنسبة 39.38٪، و 20.14٪ و 29.03٪ لمعدلات التدفق 14 Gbaud و 28 Gbaud و 56 Gbaud، على التوالي.

تنتهي الأطروحة بمحاكاة عددية على أداء خوارزمية الانتشار العكسي الرقمي للتعويض عن عدم خطية الألياف في نظام PDM-0.3RZ-QPSK على مسافة 7340 كم ونظام PDM-16 QAM على مدى 1930 كم بنفس معدل التدفق (32 Gbaud).

وتجدر الإشارة إلى أنه يمكن تحقيق تحسينات كبيرة في الأداء بالنسبة لعتبة قدرة غير خطية أكبر من 2 dB مقارنة بنظام PDM-16QAM الذي يزيد من حساسية المستقبل.

تمت مناقشة هذه الخوارزمية أيضًا في نظام الإرسال متعدد الطول الموجي (WDM). تظهر نتائجنا أن نظام PDM-0.3RZ-QPSK ذو قناة مع تباعد مقدر بـ 50 جيجاهرتز عند 112 جيجابت / ثانية يحقق مسافة 2400 كم (30 × 80 كم)، مع عامل جودة يصل إلى 8.38 ديسيبل، بدون التعويض الضوئي.

**الكلمات المفتاحية:** الأنظمة الضوئية المتماسكة، تشوهات الألياف الضوئية، معادلة ماناكوف، المعالجة الرقمية للإشارات، معادل مجال التردد، خوارزمية الانتشار العكسي الرقمي، خصائص الإرسال.