

1/621.902

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



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

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

**Effet des formats de modulation sur la qualité de la  
transmission très haut débit sur fibre optique**

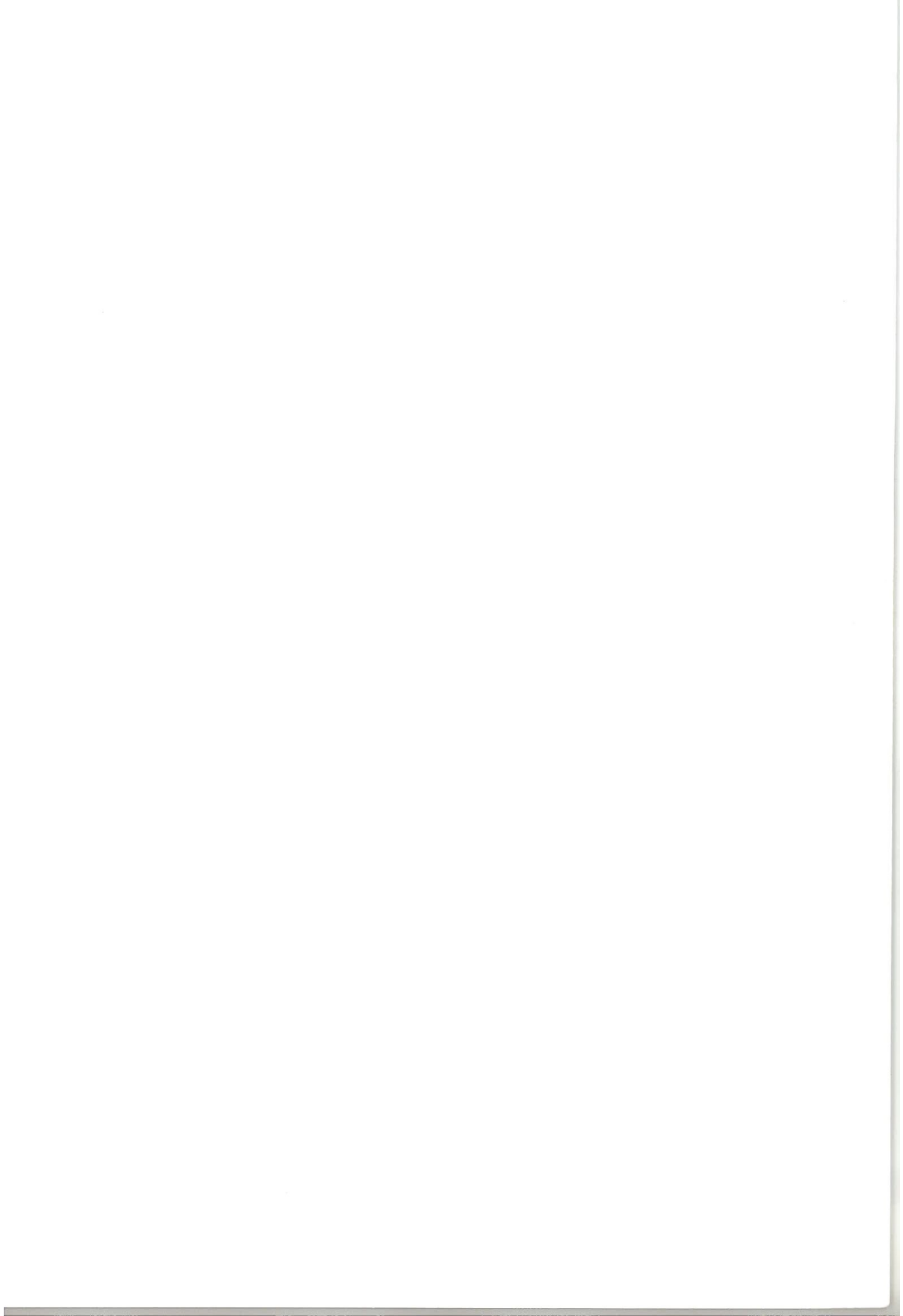
Présenté par :

**Kasmi oussama**

Sous la direction de :

**Pr. HAMDI Rachid**

**JUIN 2016**



## Remerciements

*M*erci Allah de m'avoir donné La capacité écrire et de réfléchir, la force d'y croire, la patience d'aller jusqu'au bout du rêve et Ce bonheur de Lever mes mains vers le ciel et de dire " Ya Hayoum "

Nous remercions en premier lieu notre encadreur Pr. HAMDI RACHID pour m'avoir proposé au sujet. Et pour son encadrement au quotidien, son aide et son solution, qui a toujours su me remettre sur le chemin de la rigueur scientifique.

De nous avoir accorde des connaissances de la science et de nous avoir aidé à réaliser ce travail.

Au terme de ce modeste travail nous tenons à remercier chaleureusement et respectivement, tous ceux qui ont contribué de près ou de loin à la réalisation de ce modeste projet de fin d'étude.

J'a i l'honneur de dédier ce mémoire :

ma mère.

*A* toute ma famille

Tous mes amis

A Tous ceux dont j'ai de l'estime.



  
Oussama

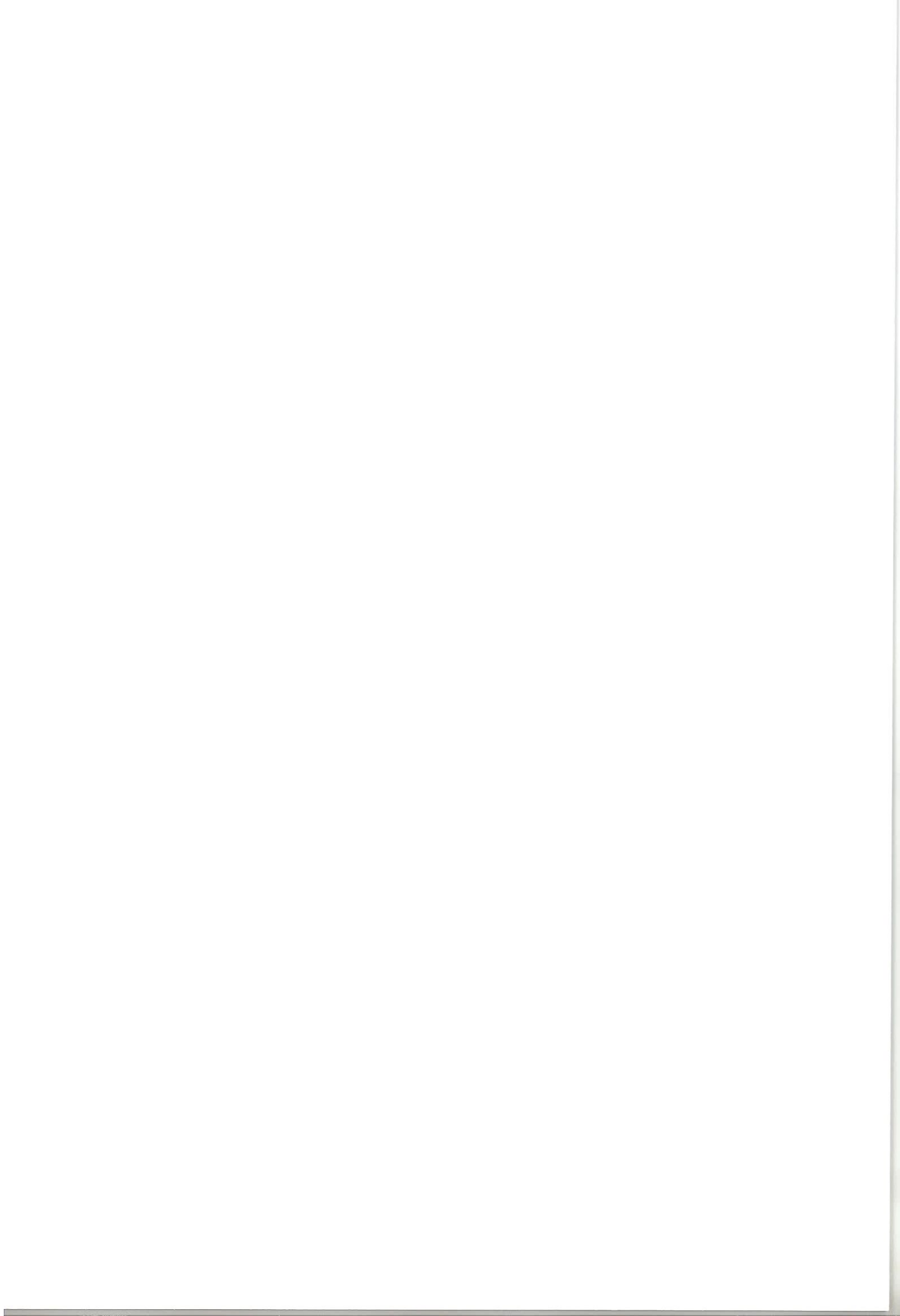
# Table des matières

<b>Introduction générale</b> .....	1
<b>Chapitre I :Généralités sur les transmissions optiques</b> .....	2
<b>I.1. Introduction</b> .....	3
<b>I.2. Etat de l'art</b> .....	3
<b>I.3. Historique de la télécommunication optique</b> .....	4
<b>I.4. Généralités sur les fibres</b> .....	8
I.4.1. Les fibres optiques .....	8
I.4.1.1. Ouverture numérique .....	9
I.4.1.2. Les différents types des fibres optiques.....	9
❖ Fibres multimodes à saut d'indice .....	9
❖ Les fibres multimodes à gradient d'indice.....	10
❖ Les fibres monomodes .....	10
<b>I.4.1.3. Caractéristiques linéaires de la fibre optique</b> .....	11
➤ Atténuation de la fibre optique .....	11
➤ Dispersion chromatique .....	12
➤ La dispersion modale de polarisation.....	13
<b>I.4.1.4. Caractéristiques non linéaires de la fibre optique</b> .....	15
➤ Auto modulation de Phase (SPM pour Self Phase Modulation).....	16
➤ La modulation de phase croisée ou XPM .....	17
➤ Le mélange à quatre ondes (FWM).....	18
➤ Diffusion stimulée au sein d'une fibre optique.....	19
➤ La diffusion Brillouin stimulée (SBS) .....	19
➤ La diffusion Raman stimulée (SRS) .....	19
➤ Les effets non-linéaires intra-canaux .....	19
<b>I.5. Conclusion</b> .....	20
<b>Chapitre II : Structure générale d'un Système de transmission optique multiplexé</b> .....	21
<b>II.1. Introduction</b> .....	22
<b>II.2. Structure générale d'un Système de transmission optique multiplexé</b> .....	22
<b>II.2.1. Le module d'émission</b> .....	23
II.2.1.1. Diodes laser.....	23
II.2.1.2 L'effet laser.....	23
II.2.1.3 Lasers à semi-conducteurs.....	24
II.2.1.4. Bruit de phase des lasers.....	25
II.2.1.5. Diode laser à cavité Fabry-Pérot .....	26

II.2.1.6. Spectre d'émission et caractéristique puissance-courant .....	26
II.2.1.7. Diodes laser DBR (Distributed Bragg Reflector).....	27
II.2.1.8. Diodes laser DFB (Distributed Feedback) .....	28
<b>II.2.2 Modulateur</b> .....	<b>28</b>
II.2.2.1. Modulation d'amplitude.....	28
II.2.2.2. Techniques de modulation.....	29
➤ Modulation directe.....	29
➤ Modulation externe.....	30
✓ Modulateur à électro-absorption.....	30
✓ Modulateur Mach-Zehnder (MZM).....	31
II.2.2.3. Codages en intensité OOK .....	32
➤ Le format NRZ-OOK (Non Return-to-Zéro).....	32
➤ Le format RZ-OOK (Return-to-Zero).....	33
II.2.2.4. Modulation de phase .....	34
➤ MODULATION (PSK).....	34
➤ Modulation BPSK.....	35
➤ Modulation QPSK.....	36
<b>II.2.3. Multiplexage</b> .....	<b>37</b>
II.2.3.1. Principe du multiplexage en longueur d'onde.....	37
II.2.3.2. Multiplexage par division de polarisation (PDM).....	38
II.2.3.3. Multiplexage à filtre optique .....	39
➤ Les filtres dichroïques.....	39
➤ Les filtres Fabry-Perot .....	40
II.2.3.4. Multiplexage à coupleurs sélectif.....	41
➤ Coupleurs en X .....	41
➤ Coupleurs en Y et étoile.....	41
<b>II.2.4. L'amplificateur</b> .....	<b>42</b>
II.2.4.1. Les amplificateurs optiques dopés à l'Erbium (EDFA) .....	42
II.2.4.2. Module d'amplification Raman .....	43
II.2.4.3. Bruit d'émission spontanée amplifié (ASE).....	44
<b>II.2.5. Compensation de la dispersion chromatique (DCF-réseaux de Bragg)</b> .....	<b>46</b>
II.2.5.1. La fibre compensatrice de dispersion (DCF).....	46
II.2.5.2. Réseaux de Bragg.....	47
<b>II.2.6. Les brasseurs optiques OXC (Optical Cross Connect)</b> .....	<b>48</b>
<b>II.2.7. Les Multiplexeurs optiques à insertion/extraction (OADM)</b> .....	<b>49</b>
II.2.7.1. ROADM.....	49
➤ ROADM à base de WB .....	50

➤ ROADM à base de WSS.....	51
<b>II.2.8. Le module de réception.....</b>	<b>51</b>
II.2.8.1. Principe de base de la photo-détection .....	51
➤ La photodiode PIN.....	52
➤ Principe de fonctionnement d'une photodiode PIN.....	53
➤ La photodiode à avalanche (APD).....	54
II.2.8.2. Détection directe .....	55
➤ La décision.....	55
<b>II.3. Critère de qualité d'une transmission par fibre optique.....</b>	<b>56</b>
II.3.1. Taux d'erreur binaire.....	56
II.3.2. Diagramme de l'œil.....	57
II.3.3. Le facteur de qualité Q .....	57
II.3.4. Le rapport signal sur bruit optique .....	58
<b>II.4 Conclusion.....</b>	<b>59</b>
<b>Chapitre III : Généralités sur les Systèmes cohérents.....</b>	<b>60</b>
<b>III.1. Introduction .....</b>	<b>61</b>
<b>III.2. Système cohérent (Côté émetteur) .....</b>	<b>61</b>
III.2.1. Méthodes de génération de la QPSK.....	61
III.2.1.a. Génération « en série ».....	61
III.2.1.b. Génération « en parallèle » .....	62
III.2.2. Méthodes de génération de la DP-QPSK .....	63
III.2.2.1. Modulation DP-QPSK .....	63
<b>III.3. Le codage différentiel .....</b>	<b>65</b>
III.3.1. Codages différentiels en phase (DPSK).....	65
III.3.2. Codages différentiels en phase DQPSK.....	65
<b>III.4. Le décodage différentiel .....</b>	<b>66</b>
III.4.1. Le décodage différentielle DPSK.....	66
III.4.2. Le décodage différentielle DQPSK.....	67
<b>III.5. Système cohérent (Côté récepteur) .....</b>	<b>67</b>
III.5.1. Théorie de la détection Cohérente.....	67
III.5.2. La détection cohérente avec un seul (PD).....	68
III.5.3. La Détection Cohérente avec les récepteurs Balancés .....	69
III.5.4. La détection cohérente avec hybride 90°.....	70
III.5.5. La détection cohérente à diversité de polarisation.....	71
<b>III.6 Techniques de traitement numérique du signal pour les récepteurs cohérents.....</b>	<b>73</b>
III.6.1. Les algorithmes de traitement numérique de signal .....	73
III.6.1.a. Echantillonnage.....	74

III.6.1.b. Récupération du rythme (Timing Recovery) .....	74
III.6.1.c. Compensation de la dispersion chromatique.....	74
III.6.1.d. Le filtrage.....	74
III.6.1.e. Carrier Phase Estimation (CPE).....	75
III.6.1.f. Décisions sur les symboles reçus.....	75
<b>III.7 Conclusion .....</b>	<b>75</b>
<b>Chapitre IV : Simulation et discussion.....</b>	<b>76</b>
<b>IV.1. Introduction.....</b>	<b>77</b>
IV.2. Etude d'un système cohérent-QPSK sans utilisation d'une fibre optique (Back to Back) .....	77
a. Le bloc émission.....	77
a.1. La source d'information .....	78
a.2. Les données électriques.....	78
b. Le laser.....	78
c. Le spectre .....	79
d. Le bloc de réception cohérent .....	81
e. Le diagramme de l'œil d'un signal reçu.....	81
<b>IV.3. Etude d'un système cohérent-QPSK avec une fibre optique caractérisée par une dispersion chromatique et un amplificateur <i>EDFA</i> de gain = <math>\alpha \cdot L</math>.....</b>	<b>82</b>
IV.3.1. Effet du débit et de la distance parcourue sur la qualité de la liaison .....	83
IV.3.1.1. Effet du débit .....	83
IV.3.1.2. Effet de la distance.....	85
IV.4. Etude d'un système cohérent QPSK avec compensation de dispersion chromatique.....	86
<b>IV.5. Conclusion.....</b>	<b>88</b>
<b>Conclusion générale.....</b>	<b>89</b>
<b>Annexe.....</b>	<b>90</b>
<b>Liste des figures et tableaux</b>	
<b>Liste des abréviations</b>	
<b>Références</b>	





## Introduction générale

Avec l'augmentation du débit des informations transmises par les systèmes de transmission optique longue distance, de nouvelles méthodes de modulation et de détection de la lumière ont été étudiées afin d'améliorer les performances de ces systèmes. Des formats de modulation multi-niveaux, utilisant plusieurs niveaux de phase ont été élaborés. La détection cohérente au niveau de la réception permet d'optimiser la performance du système. Cela permet notamment de compenser de façon très efficace les distorsions linéaires et non linéaires introduites par la propagation dans la fibre optique. En effet, après une propagation sur de grande distance, le rapport signal à bruit devient une limitation importante. L'autre limitation provient des interactions non linéaires entre la lumière et la fibre optique qui limitent la puissance maximale que l'on peut injecter dans la fibre optique.

Le projet de ce mémoire consiste à comprendre l'effet du débit et la longueur de la fibre sur un système de transmission cohérent utilisant le format de modulation QPSK en se basant sur la simulation du système à l'aide du logiciel OPTISYSTEM qui permet de fixer des critères permettant de quantifier la qualité de transmission d'un tel système.

Ce mémoire comporte quatre chapitres :

La première présente généralité sur les transmissions optiques.

Le second chapitre est consacré à la description d'un système de transmission multiplexé en longueur d'onde (cas modulation de l'intensité et détection direct) où on décrit les différents composants intervenant dans ce système de transmission optique longue portée en expliquant leur fonctionnement.

Le troisième chapitre concerne la présentation d'un système cohérent en détaillant les différents récepteurs utilisés dans notre système.

Enfin, le dernier chapitre portera sur la simulation d'un système de transmission cohérent avec présentation des résultats de simulation permettant de visualiser les performances atteintes.

*Chapitre I :*

*Généralités sur les*  
*transmissions optiques*

## I.1. Introduction

## I.2. Etat de l'art

La demande en capacité liée à la transmission de tout type d'information (voix, vidéos, données, etc.) ne cesse de croître [1]. Afin de répondre à cette demande croissante, de nouvelles générations de systèmes de communication transmettent des débits élevés d'information. Notre domaine de recherche s'intéresse à l'augmentation de la capacité et de la distance dans les systèmes de communications optiques. Cette augmentation fut possible grâce à l'utilisation de technologies qui ont révolutionné le domaine des communications par fibre optique (utilisation de fibres à très faibles pertes), d'amplificateurs à fibre dopée à l'erbium (EDFA: Erbium Doped Fiber Amplifier), du multiplexage en longueur d'onde (WDM: Wavelength Division Multiplexing), utilisation de la détection cohérente et des formats de modulation multi-niveaux, du multiplexage spatial, etc.). Nous allons présenter ces différentes générations de systèmes décrivant l'évolution des communications optiques. La Figure I.1 décrit l'évolution de la capacité d'information et le débit par canal dans les systèmes de transmission par fibre optique au cours des années [2].

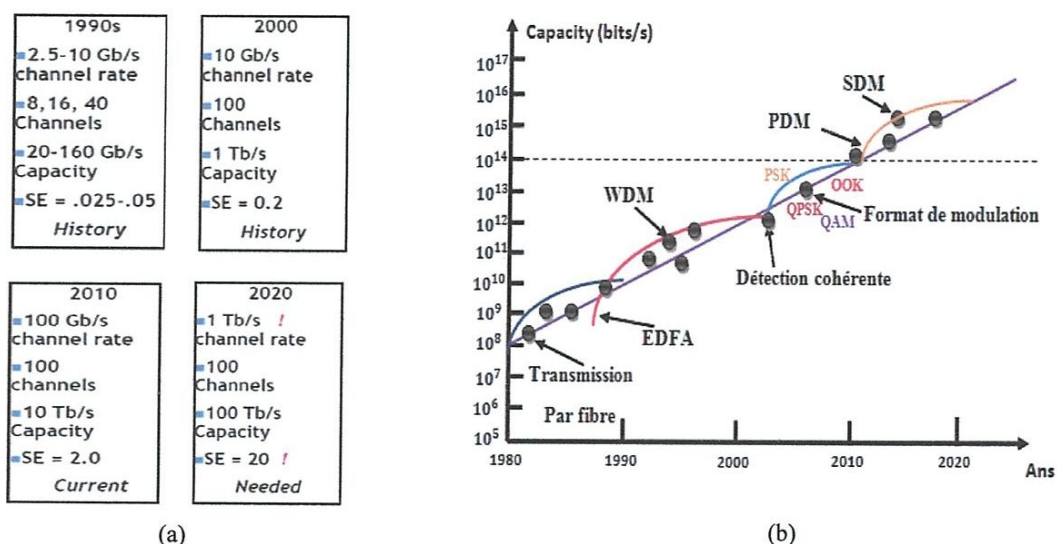


Figure I.1 : Evolution de la capacité d'information et le débit par canal démontrée expérimentalement en laboratoire [2].

On observe qu'à l'horizon 2020, si une telle évolution se poursuit, il va être nécessaire d'augmenter par un facteur 10 les débits et l'efficacité spectrale (caractérise la capacité d'un

format de modulation à transmettre un débit maximum dans une largeur de canal minimale) des systèmes de télécommunications pour tous les types de transmission fibrée.

### I.3. Historique de la télécommunication optique

L'histoire débuta à l'époque Romaine mais ce fut le premier télégraphe optique inventé dans les années 1790 par le français Claude Chappe, qui servit réellement de point de départ au développement de la fibre optique [3].

Avec l'invention du laser en 1960, la transmission de la lumière par fibre optique est devenue une des préoccupations majeures dans beaucoup de laboratoires de recherche. Cependant la conception de fibres optiques avec une très faible atténuation devient indispensable car dans les premières fibres optiques conçues, celle-ci était de 1000 dB/km [4]. En 1979, l'avènement des fibres optiques avec un coefficient d'atténuation égal à 0.2 dB/km à 1550 nm va révolutionner le domaine des communications optiques en rendant la fibre optique incontournable pour des transmissions métropolitaines, terrestres et sous-marines.

A la fin des années 80, l'invention de l'amplificateur EDFA [5] a permis une amplification tout optique simultanée de plusieurs canaux grâce à sa large bande permettant d'amplifier toute la bande spectrale C {1530-1565} nm. De plus, un autre avantage d'utiliser des ions erbium  $E_r^{+3}$  est que lorsque ces derniers sont pompés optiquement à une longueur d'onde de 980 nm ou 1480 nm, ils sont capables d'émettre des photons à une longueur d'onde proche de 1550 nm correspondant à un coefficient d'atténuation minimale de la fibre [6]. En 1995, la technologie dite du multiplexage en longueur d'onde (WDM pour Wavelength Division Multiplexing) consiste à coupler dans une même fibre optique un grand nombre de canaux modulés autour de plusieurs longueurs d'onde porteuses. Celle-ci est rendue possible grâce à la large bande passante des fibres optiques et EDFA autour de 1550 nm. Elle permet de démultiplier la capacité totale des systèmes en additionnant les capacités de chaque canal [7]. Avec l'utilisation de la technique du multiplexage en longueur d'onde WDM, la capacité d'information transmise passe de moins de 100 Mbit/s au début des années 70 à 1 Tbit/s dans le milieu des années 90 [8].

L'utilisation de codes correcteurs d'erreurs (FEC : Forward Error Correction) rend le récepteur plus tolérant au bruit lorsque le taux d'erreurs augmente. Cette technique consiste à rajouter des bits de redondance aux bits d'information au niveau de l'émetteur afin de détecter et corriger les erreurs survenues lors de la transmission des données à la réception [2].

Nous notons un ralentissement de l'augmentation de la capacité à partir de l'an 2000 et les travaux de recherche vont se focaliser sur l'augmentation de l'efficacité spectrale d'information (en bit/s/Hz). De nombreuses technologies permettent d'accroître l'efficacité spectrale d'information [2].

Le débit maximum d'un canal est donné par la formule de Shannon; théoriquement, il a été démontré qu'une limite de la capacité dans un canal, ayant une largeur spectrale donnée, existe. En traçant un graphique (voir la Figure I.2) présentant l'efficacité spectrale de divers formats de modulation en fonction du taux Signal sur Bruit par bit et en faisant apparaître la limite de Shannon, on observe qu'il est nécessaire d'utiliser des formats de modulation à forte efficacité spectrale afin de se rapprocher du débit maximal du canal [9].

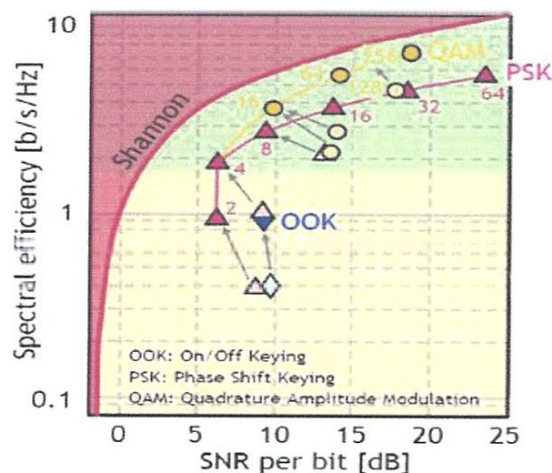


Figure I.2 : Efficacité spectrale de différents formats de modulation avancés en fonction du rapport signal sur bruit par bit [9].

Par conséquent, une des solutions retenues pour se diriger vers des réseaux à forte efficacité spectrale et hauts débits consiste à coder l'information à l'aide de formats de modulation de la lumière plus complexes que la simple modulation On/Off (OOK) [10]. En effet, il est possible d'encoder une information sur la phase d'un signal (PSK) ou bien en utilisant plusieurs niveaux d'amplitude (AM) ce qui permet d'obtenir un signal avec une plus grande efficacité spectrale [11].

Cependant, L'association des formats de modulation multi-niveaux en amplitude et en phase (QAM : Quadrature Amplitude Modulation) ainsi que les modulations par déplacement de la phase (PSK) [12] avec la détection cohérente va aussi contribuer à l'augmentation de la densité spectrale d'information. Ainsi avec un signal 4-PSK, il est possible de réaliser des transmissions sur 1000 km alors qu'avec un signal 16 QAM (Quadrature Amplitude

Modulation) cette distance maximale passe à 400 km et avec un signal 64 QAM à 143 km [11].

En effet la détection cohérente, étudiée à la fin des années 1980 [13], permet d'avoir accès à la phase du signal, contrairement à la détection directe qui n'est sensible qu'à l'intensité. Dans une détection cohérente, on fait battre le signal optique avec un signal issu d'un oscillateur local (laser continu) placé au niveau du récepteur. Cette détection permettait également d'améliorer la sensibilité du récepteur, définie comme la puissance minimale requise permettant d'obtenir un certain taux d'erreurs. A cette époque, les amplificateurs EDFA n'étaient pas encore mis au point, et le rapport signal sur bruit électrique était amélioré en choisissant une puissance du signal en provenance de l'oscillateur local grande par rapport à la puissance de signal [14]. Cependant, l'introduction des amplificateurs EDFA et la complexité du récepteur cohérent (utilisation de boucles à verrouillage de phase) empêchaient une mise en pratique immédiate des systèmes cohérents dans beaucoup de laboratoires. Par la suite, de nombreux travaux ont montré que le traitement du signal fait au niveau du récepteur cohérent (compensation des effets linéaires tels que la dispersion chromatique et la dispersion de mode de polarisation, gestion de la diversité des états de polarisation...) ainsi que la possibilité d'utiliser des formats de modulation multi niveaux (notamment en phase) rendent la détection cohérente incontournable [15].

En effet, les récepteurs cohérents fournissent l'amplitude, la phase et la polarisation du champ optique ce qui permet de profiter de l'excellente sensibilité au bruit optique associé à la détection homodyne, comme l'illustre la Figure I.3, avec les avantages supplémentaires du traitement de signal avancé [16].

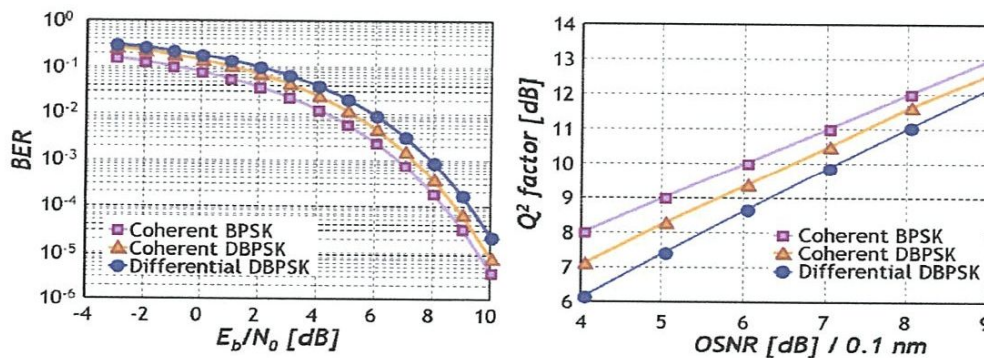


Figure I.3 : Comparaison de la sensibilité au bruit d'un signal BPSK détecté dans un détecteur cohérent avec et sans décodage différentiel [16].

De plus, les récepteurs cohérents permettent la détection des signaux multiplexés en polarisation (PDM) sans aucun composant supplémentaire au niveau du récepteur. En comparaison aux signaux classiques qui portent l'information sur une seule polarisation, les signaux multiplexés en polarisation doublent l'efficacité spectrale, c'est-à-dire le nombre de bits par Hertz, car ils portent des informations indépendantes sur chacune des deux polarisations orthogonales du champ optique [16].

En plus des effets linéaires de propagation et du bruit optique, les systèmes optiques peuvent être limités aussi par des effets non-linéaires de propagation provenant principalement de l'effet Kerr. Les dégradations causées par ces effets non linéaires peuvent dépendre du débit binaire, du format de modulation et de la technique de détection [16]. En effet, l'interaction entre les signaux multiplexés en polarisation et les effets non-linéaires peut être différente de celle des signaux classiques (utilisant une seule polarisation) dû au fait que les deux tributaires de polarisation peuvent interagir non-linéairement au long de la propagation, comme le montre l'exemple de la figure suivante :

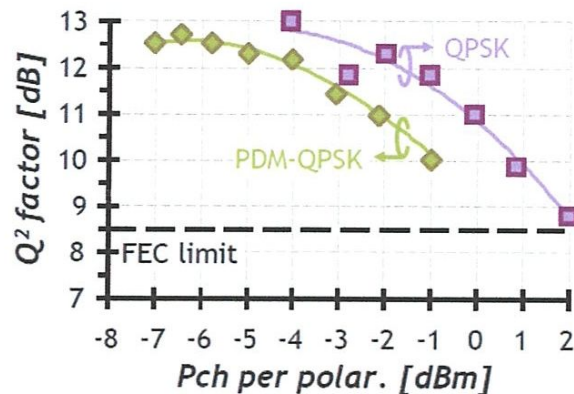


Figure I.4 : Tolérance aux effets non-linéaires intra-canaux après une propagation de 1600 km à travers de fibres monomode standard (SSMF) [16].

Par ailleurs, la majorité des opérateurs ne prévoit pas de déployer des réseaux spécifiques pour les signaux portant les nouveaux débits de 40 et 100 Gb/s. Au contraire, ils demandent que les signaux aux nouveaux débits soient compatibles avec les réseaux existants conçus pour des signaux à 10 Gb/s. Leur motivation est de répondre progressivement à la croissance prévue du trafic d'environ 50% par an mentionnée auparavant. En conséquence, un scénario réaliste et probable pour la mise à niveau des réseaux actuels à 10 Gb/s est d'insérer progressivement des canaux à des débits supérieurs parmi des canaux à 10 Gb/s et de les faire

se propager ensemble sur des liens conçus pour opérer à 10 Gb/s, avec espacement entre canaux de 50 GHz et gestion de dispersion. Ainsi, les paramètres clés pour déterminer la pertinence d'une solution pour mettre à jour les systèmes actuels seront la tolérance aux distorsions linéaires (dispersion chromatique, PMD et le filtrage étroit) et la cohabitation correcte avec des canaux existants à 10 Gb/s modulés en intensité (OOK, On-Off Keying) avec non-retour à zéro (NRZ) [16].

## I.4. Généralités sur les fibres

### I.4.1. Les fibres optiques

Une fibre optique est un guide d'onde cylindrique diélectrique composé d'un cœur de rayon  $a$ , entouré par une gaine de rayon  $b$  ( $a < b$ ) dont l'indice de réfraction  $n_g$  est légèrement inférieur à celui du cœur  $n_c$ . Ces fibres sont appelées fibres à saut d'indice pour les distinguer des fibres à gradient d'indice où l'indice de réfraction du cœur diminue progressivement jusqu'à l'interface cœur-gaine [6].

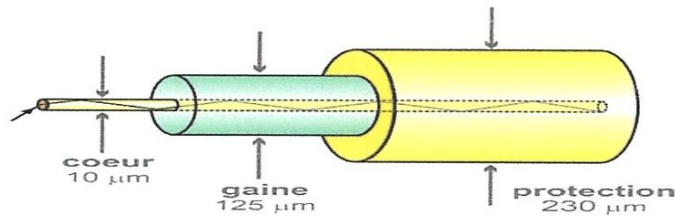


Figure I.5 : Structure d'une fibre optique conventionnelle [3].

Le guidage de la lumière dans le cœur est basé sur le mécanisme de réflexion totale interne, où un rayon lumineux se propageant dans le cœur est totalement réfléchi à l'interface cœur-gaine à cause de la différence d'indice de réfraction  $\Delta n$  entre les deux milieux [17]. Pour une fibre à saut d'indice, elle est de l'ordre de 0.3 %. La différence d'indice de réfraction est réalisée par l'utilisation de dopants durant le processus de fabrication. Si des dopants à base de germanium ou de phosphore augmentent l'indice de réfraction de la silice pure et sont adéquats pour le cœur, des composés à base de bore ou de fluor le diminuent.

Les deux paramètres qui caractérisent une fibre sont la différence relative d'indice cœur-gaine :

$$\Delta = \frac{n_c - n_g}{n_c} \quad \text{I.1}$$

Et la fréquence normalisée  $V$  définie par :



$$V = ka(n_c^2 - n_g^2)^{\frac{1}{2}} \tag{I.2}$$

Où  $k = 2\pi/\lambda$ ,  $a$  étant le rayon du cœur et  $\lambda$  la longueur d'onde dans le vide.

**I.4.1.1. Ouverture numérique**

L'ouverture numérique d'une fibre optique est définie :

$$ON = \sin \theta_0 = \sqrt{n_c^2 - n_g^2} \tag{I.3}$$

Qui signifie pour qu'un rayon lumineux à l'entrée de la fibre soit guidé, il faut qu'il ait un angle d'incidence  $\theta$  inférieur à l'angle d'incidence maximal  $\theta_0$  (voir la Figure I.6).

Ainsi le rayon à l'intérieur de la fibre optique est guidé par réflexion totale à l'interface cœur gaine [18].

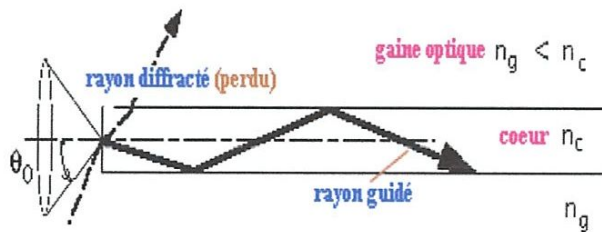


Figure I.6 : ouverture numérique [3].

**I.4.1.2. Les différents types des fibres optiques**

❖ **Fibres multimodes à saut d'indice :**

Le cœur et la gaine présentent des indices de réfraction différents et constants. Le passage d'un milieu vers l'autre est caractérisé par un saut d'indice (voir la Figure I.7). Le faisceau lumineux injecté à l'entrée de la fibre va atteindre la sortie en empruntant des chemins optiques différents, ce qui se traduit par des temps de propagation différents et donc un étalement du signal transmis [19].

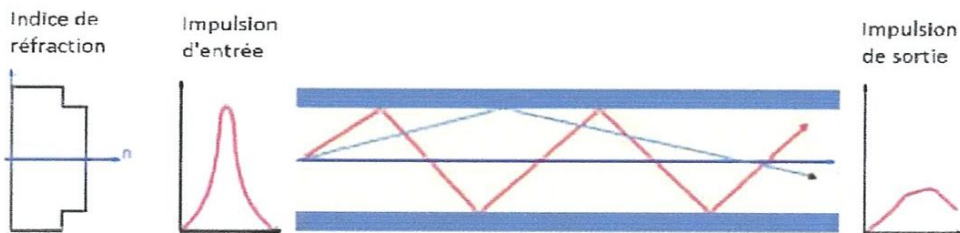


Figure I.7 : Propagation des ondes dans une fibre multimodes à saut d'indice [19].

Les différents rayons empruntent des trajectoires différentes, leurs chemins optiques et leurs temps de propagation sont différents. Il en résulte donc une dispersion intermodale.

Pour diminuer cet effet, le profil d'indice du cœur peut être modifié de telle sorte à créer un gradient d'indice.

#### ❖ Les fibres multimodes à gradient d'indice

Le cœur se caractérise par un indice variable qui augmente progressivement de  $n_1$  à l'interface gaine-cœur jusqu'à  $n_2$  au centre de la fibre. Là aussi, les rayons lumineux vont emprunter des chemins différents, mais un choix judicieux du profil d'indice du cœur permet de tendre vers des temps de parcours voisins et donc réduire l'étalement du signal (voir la Figure I.8) [19].

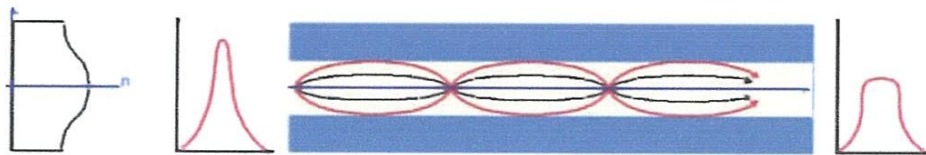


Figure I.8 : Propagation des ondes dans une fibre multimodes à gradient d'indice [19]

#### ❖ Les fibres monomodes

Dans une fibre monomode, on obtient un seul mode grâce à la très faible dimension du cœur. Ainsi, le chemin de la lumière est imposé. Le nombre de mode se propageant dans une fibre optique est donné par la relation suivante :

$$m = 2d/\lambda \cdot ON \quad I.4$$

avec  $d$  est le diamètre du cœur de la fibre. En choisissant  $d$  suffisamment faible, il est possible d'avoir un seul mode de propagation ( $m = 1$  donc fibre monomode). Le chemin de propagation est ainsi unique et parallèle à l'axe de la fibre (voir la Figure I.9). Théoriquement le signal injecté en entrée va atteindre la sortie sans aucune déformation. C'est ce type de fibre qui présente les plus grandes performances [19].

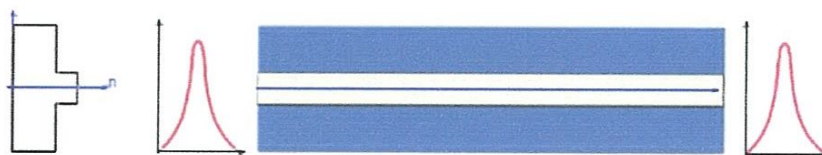


Figure I.9 : Propagation du mode fondamental dans une fibre monomode [19].

La fibre monomode dont le cœur est si fin que le chemin de propagation des différents modes est pratiquement directe. La dispersion modale devient quasiment nulle.

La bande passante transmise est presque infinie (>10 GHz/Km). Cette fibre est utilisée essentiellement pour les communications à grande distance.

Le petit diamètre du cœur nécessite une grande puissance d'émission, donc des diodes laser relativement onéreuses. Les principales caractéristiques qui déterminent le choix d'un type de fibre sont l'atténuation et la dispersion.

### I.4.1.3. Caractéristiques linéaires de la fibre optique

#### ➤ Atténuation de la fibre optique

Lors de la propagation dans une fibre optique, les ondes lumineuses subissent des pertes dues essentiellement à l'absorption liée à la présence d'impuretés et à la diffusion Rayleigh. Elles varient en fonction de la longueur d'onde du signal lumineux propagé. Au début des années 1960, l'atténuation du verre restait supérieure à 1000dB/km et le verre ne pouvait être considéré comme un bon milieu de transmission de l'information. En 1965, Charles Kao a montré que l'atténuation théorique d'une fibre optique pourrait être inférieure à 20dB/km, valeur suffisante pour permettre son utilisation à la transmission des données [20].

Grâce aux progrès technologiques intervenus dans les années 1970, et notamment à ceux permettant d'obtenir des verres très purs, l'atténuation des fibres optiques est passée sous la barre des 0.2dB/km avec un minimum autour de la longueur d'onde  $\lambda=1550\text{nm}$ . L'atténuation de la fibre  $\alpha_f$  en (dB/km) est mesurée par la relation suivante :

$$\alpha_f = -\frac{10}{L} \log_{10} \left( \frac{P_{\text{out}}}{P_{\text{in}}} \right) \quad (\text{dB/Km}) \quad \text{I.5}$$

où  $P_{\text{in}}$  est la puissance d'entrée à une fibre de longueur  $L$  et  $P_{\text{out}}$  est la puissance de sortie à l'extrémité de la fibre. L'atténuation de la fibre dépend de la longueur d'onde de la lumière transmise par les mécanismes d'absorption (intrinsèque et extrinsèque) et de diffusion (Rayleigh, Mie, ...) dont les contributions varient en fonction de la longueur d'onde [21].

La Figure I.10 montre le spectre d'une fibre monomode en silice. La courbe d'atténuation spectrale pour les fibres optiques à base de silice, Dans le domaine visible, l'atténuation peut atteindre des niveaux de 1 à 10 dB/km.

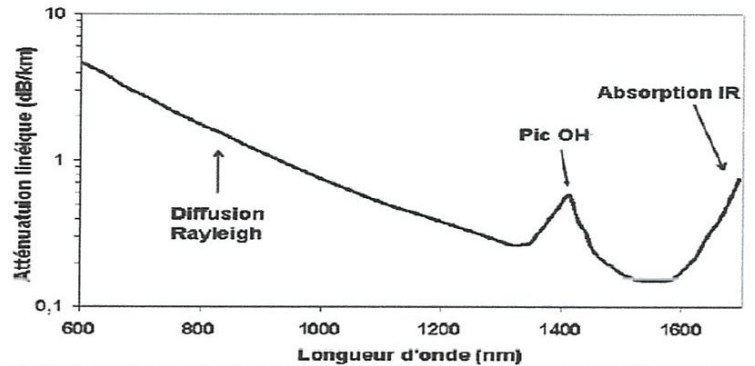


Figure I.10 : Pertes linéiques (dB/km) en fonction de la longueur d'onde pour une fibre standard (SMF) [21].

En revanche, pour les longueurs d'ondes comprises dans la région spectrale 1,3 – 1,6  $\mu\text{m}$  l'atténuation est beaucoup plus faible et passe par un minimum d'environ 0,2 dB/km autour de 1550 nm. Cependant, l'atténuation présente un maximum local situé autour de 1400 nm, dû à la présence d'ions hydroxydes  $\text{OH}^-$ . Avec les nouveaux procédés de fabrication, ce pic peut être réduit à un niveau inférieur à 0,296 dB/km. La fenêtre spectrale 1,3 – 1,6  $\mu\text{m}$  peut être alors entièrement utilisée pour les télécommunications optiques [21].

### ➤ Dispersion chromatique

Le phénomène de dispersion chromatique est lié à la dépendance de l'indice de réfraction linéaire du milieu  $n$  à la longueur d'onde. Ainsi une impulsion se propageant dans une fibre optique subira un étalement temporel plus ou moins important en fonction de sa longueur d'onde centrale et de sa largeur temporelle. La dispersion chromatique d'un guide est la somme de la dispersion du matériau et de la dispersion introduite par l'effet de guidage, sa valeur peut donc être modifiée et contrôlée par l'introduction d'un dopage [22].

L'effet de la dispersion chromatique peut être évalué numériquement en utilisant le développement en série de Taylor de la constante de propagation  $\beta(\omega) = n(\omega) \cdot \omega/c$  autour de la pulsation centrale  $\omega_0$  de l'impulsion :

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

$$\beta_m = \left[ \frac{d^m \beta}{d\omega^m} \right]_{\omega=\omega_0} \quad \text{avec } m = 0,1,2$$

Le terme  $\beta_1$  est inversement proportionnel à la vitesse de groupe  $v_g$  de l'onde  $\beta_2$  correspond à la dérivée par rapport à  $\omega$  de la vitesse de groupe plus connue sous le nom de dispersion de vitesse de groupe (GVD) :

$$\beta_1 = \frac{1}{v_g} = \frac{1}{c} \left( n + \omega \frac{dn}{d\omega} \right) \quad \text{I.7}$$

$$\beta_2 = \frac{1}{c} \left( 2 \frac{dn}{d\omega} + \omega \frac{d^2n}{d\omega^2} \right) \quad \text{I.8}$$

Le terme  $\beta_2$  est très peu utilisé dans le domaine des fibres optiques, le terme de dispersion chromatique, notée  $D_c$  est exprimé en ps/(nm.km), et défini par la relation suivante :

$$D_c(\lambda) = -\frac{2\pi c}{\lambda^2} \beta_2(\lambda) \quad \text{I.9}$$

La Figure I.11 montre les courbes  $D_c(\lambda)$  et  $\beta_2(\lambda)$  d'une fibre. Lorsque la dispersion chromatique est négative (soit  $\beta_2 > 0$ ), on parle de régime de dispersion normal.

Dans ce cas, les grandes longueurs d'onde (infra rouges) se propagent plus rapidement que les basses longueurs d'onde. Au contraire, en régime de dispersion anormal, la dispersion chromatique est positive (soit  $\beta_2 < 0$ ), les grandes longueurs d'onde se propagent plus lentement que les basses longueurs d'onde. Le régime de dispersion joue un rôle important dans l'apparition d'effets non linéaires [22].

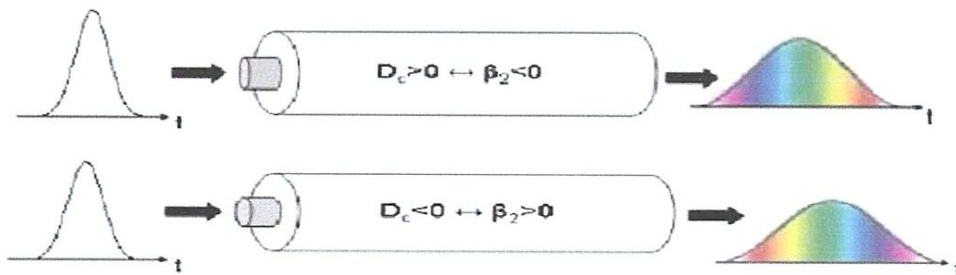


Figure I.11 : Impact de la dispersion chromatique sur un signal modulé [22].

### ➤ La dispersion modale de polarisation

La dispersion modale de polarisation, ou PMD (Polarisation Mode Dispersion) est consécutive à la biréfringence de la fibre, c'est-à-dire à la dépendance de son indice de réfraction à la polarisation du signal. Avant de parler de la PMD proprement dite, il est

nécessaire d'introduire la notion de temps de groupe différentiel, ou DGD (Differential Group Delay) [23].

Cependant, sur les fibres optiques standard, les effets de biréfringence, et donc les axes propres des fibres, sont fonction d'une multitude de paramètres extérieurs plus ou moins aléatoires, notamment les différentes contraintes mécaniques et thermiques appliquées à la fibre, qui sont différentes tout le long de la fibre, et potentiellement variables avec le temps. Le DGD ne peut pas être caractérisé de manière déterministe, comme cela est présenté en Figure I.12 sur une fibre standard [23].

Généralement, dans une fibre de longueur  $L$  avec une biréfringence constante, l'élargissement de l'impulsion peut être estimé à partir du retard temporel  $\Delta T$  entre les deux composantes de polarisation pendant la propagation de l'impulsion, ce retard est exprimé par la relation suivante :

$$\Delta T = \left| \frac{L}{v_{g,x}} - \frac{L}{v_{g,y}} \right| = L|\beta_x - \beta_y| = L\Delta\beta \tag{I.10}$$

Où les indices  $x$  et  $y$  identifient les deux modes de polarisation orthogonaux et  $\Delta\beta$  est liée à la différence des vitesses de groupe ( $v_{g,x}$  et  $v_{g,y}$ ) le long des deux axes principaux de polarisation. Cet effet sur une impulsion d'entrée est représenté graphiquement dans la Figure I.12.

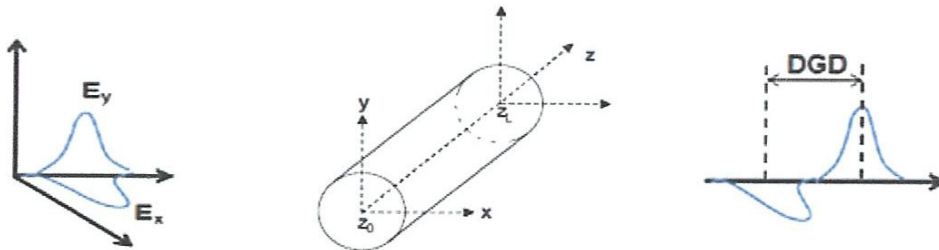


Figure I.12 : Illustration de la différence du temps d'arrivée en fin de fibre (ou DGD) d'une impulsion polarisée linéairement à 45° des axes principaux de polarisation [23].

Pour les fibres longues, le DGD est proportionnel à la racine carrée de la distance de propagation  $L$  :

$$\Delta T = D_p \sqrt{L} \tag{I.11}$$

Où  $D_p$  ( $ps/Km^{\frac{1}{2}}$ ) est le paramètre de la PMD de la fibre. Les valeurs typiques pour  $D_p$  sont de 0,01 à 10( $ps/Km^{\frac{1}{2}}$ ). En raison de la dépendance en  $\sqrt{L}$ , l'élargissement de l'impulsion

induite par la PMD est relativement faible par rapport aux effets de la GVD. Toutefois, la PMD devient un facteur limitant pour les systèmes conçus pour fonctionner sur les longues distances à des débits élevés [23].

#### I.4.1.4. Caractéristiques non linéaires de la fibre optique

Les principaux effets non-linéaires dégradant les signaux numériques pour les transmissions sur fibres optiques trouvent leur origine dans l'effet Kerr, effet non linéaire d'ordre 3. Ils apparaissent lorsque la puissance du signal propagé devient forte.

La lumière est essentiellement confinée dans le cœur de la fibre optique. Un paramètre important décrivant ce confinement est l'aire effective  $A_{eff}$ . Elle est définie par l'équation suivante où  $F(x,y)$  représente la distribution du champ dans le mode fondamental de la fibre[24].

$$A_{eff} = \frac{\left[ \iint_{-\infty}^{\infty} |F(x,y)|^2 dx dy \right]^2}{\iint_{-\infty}^{\infty} |F(x,y)|^4 dx dy} \quad I.12$$

L'aire effective  $A_{eff}$  est de l'ordre de 50 à 80  $\mu\text{m}^2$  pour la plupart des fibres optiques déployées. Des puissances considérées comme modérées en espace libre, peuvent ne pas l'être en optique guidée. Par exemple une puissance  $P$  de 1mW, soit 0dBm, à l'entrée de chaque tronçon correspond à une densité de puissance de  $2.10^3 \text{ W.Cm}^{-2}$  et peut, en modifiant l'indice de réfraction sur des centaines voire de milliers de kilomètres de propagation, engendrer des distorsions très importantes [6].

Dans les fibres optiques, on quantifie généralement les effets non-linéaires dérivant de l'effet Kerr, par la variation de l'indice effectif de réfraction, exprimé sous la forme :

$$n = n_0 + n_2 I = n_0 + n_2 \frac{P}{A_{eff}} \quad I.13$$

$P$  : Puissance de l'onde en Watt

$A_{eff}$  : Aire efficace occupée par le champ électrique dans la fibre, exprimée en  $\text{m}^2$

$n_0$ : Indice de réfraction linéaire effectif

$n_2$  : Indice de réfraction non-linéaire en  $\text{m}^2/\text{W}$

Cette expression traduit le fait qu'une onde modifie elle-même les caractéristiques de son milieu de propagation. On va détailler les différents effets qui en découlent au cours d'une transmission optique [24].

Le coefficient non linéaire  $\gamma$  permet de prendre en compte les deux paramètres  $n_2$  et  $A_{eff}$ , ainsi que la pulsation optique  $\omega_0$  dans l'équation de propagation :

$$\gamma = \frac{n_2 \omega_0}{c A_{eff}} \quad \text{I.14}$$

Où  $c$  est la vitesse de la lumière dans le vide. L'équation de propagation non linéaire (NLSE pour Non linear Schrödinger équation) s'écrit alors [6] :

$$\underbrace{\frac{i}{\partial z} \frac{\partial A}{\partial z} + i \frac{\alpha}{2} \cdot A}_{\text{Atténuation}} - \underbrace{\frac{\beta_2}{2} \frac{\partial^2 A}{\partial t^2} - \frac{i}{6} \beta_3 \frac{\partial^3 A}{\partial t^3}}_{\text{Dispersion chromatique}} + \underbrace{\gamma |A|^2 \cdot A}_{\text{effets non linéaires}} = 0 \quad \text{I.15}$$

Lorsque 2 signaux, de pulsation  $\omega_1$  et  $\omega_2$ , se propagent, la composante de polarisation non linéaire du troisième ordre induite, est donnée par [6]:

$$p_{NL}^{(3)} = \frac{1}{2} \left[ \begin{array}{l} p_{NL}^{(3)}(\omega_1 + \omega_1 - \omega_1) \cdot e^{-i\omega_1 t} + p_{NL}^{(3)}(\omega_2 + \omega_2 - \omega_2) \cdot e^{-i\omega_2 t} + \\ p_{NL}^{(3)}(\omega_1 + \omega_2 - \omega_2) \cdot e^{-i\omega_1 t} + p_{NL}^{(3)}(\omega_2 + \omega_1 - \omega_1) \cdot e^{-i\omega_2 t} \\ + p_{NL}^{(3)}(\omega_1 + \omega_1 - \omega_2) \cdot e^{-i(2\omega_1 - \omega_2)t} + p_{NL}^{(3)}(\omega_2 + \omega_2 - \omega_1) \cdot e^{-i(2\omega_2 - \omega_1)t} \\ + c. c. \end{array} \right] \quad \text{I.16}$$

Les manifestations principales des effets Kerr apparaissent ici. Elles influencent la performance des transmissions optiques. Ce sont l'auto modulation de phase, la modulation de phase croisée et le mélange à quatre ondes.

### ➤ Auto modulation de Phase (SPM pour Self Phase Modulation)

L'auto-modulation de phase (ou SPM pour Self Phase Modulation) introduit une dépendance de la phase à l'intensité du signal durant sa propagation dans une fibre. Le déphasage non-linéaire du signal à une distance  $z$  s'écrit :

$$\phi_{NL}(z, T) = \gamma |E(0, T)|^2 \frac{1 - \exp(-\alpha z)}{\alpha} \quad \text{I.17}$$

Où  $\alpha$  sont le coefficient des pertes et  $\gamma$  le coefficient non-linéaire défini par l'équation suivante :

$$\gamma = \frac{2\pi n_2}{\lambda_0 A_{eff}} \quad \text{I.18}$$



Avec  $\lambda_0$  est la longueur d'onde dans le vide et  $A_{eff}$  l'aire effective de la fibre. La phase non linéaire conduit en général à un élargissement spectral. En effet, en supposant que  $\alpha$  est négligeable, la variation de fréquence instantanée par rapport à la fréquence centrale s'écrit :

$$\delta\omega = -\frac{\partial\Phi_{NL}}{\partial T} = -\gamma Z \frac{\partial|E(z,T)|^2}{\partial T} \quad \text{I.19}$$

De nouvelles fréquences sont donc créées dans le spectre du signal et, plus l'intensité est importante, plus ces fréquences sont éloignées de la fréquence centrale. Cet élargissement spectral peut perturber les canaux adjacents d'un système de transmission multiplexé en longueur d'onde [25].

La condition d'accord de phase est toujours vérifiée entre la polarisation non linéaire et les ondes qui l'induisent, Le phénomène est donc résonant.

La Figure I.13 illustre les effets de la SPM sur une impulsion :

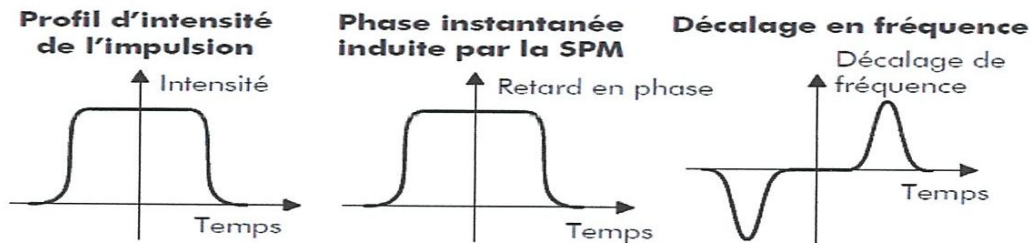


Figure I.13 : Décalage en fréquence induit par SPM d'une impulsion [25].

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.

Nous verrons que la SPM devient une des limitations principales dans les générations prochaines de systèmes où la dispersion chromatique de la fibre n'est pas compensée optiquement dans la ligne de transmission mais au niveau du récepteur par une détection cohérente [25].

### ➤ La modulation de phase croisée ou XPM

La modulation de phase croisée (ou XPM pour Cross Phase Modulation) est basée sur le même principe physique que l'auto-modulation de phase, mais elle se produit en présence de plusieurs ondes dans la fibre optique. Ces ondes différentes peuvent être des ondes de

longueurs d'onde différentes ou de même longueur d'onde mais de polarisations différentes [26].

L'indice de réfraction vu par une onde est modulé, non seulement par sa propre intensité, mais aussi par l'intensité des autres ondes. Dans le cas d'un système à deux longueurs d'onde  $\lambda_1$  et  $\lambda_2$ , l'indice de réfraction vu par  $\lambda_1$  est :

$$\mathbf{n} = n_0 + n_2[I(\lambda_1) + 2I(\lambda_2)] \quad \text{I.20}$$

Le terme dépendant de  $I(\lambda_1)$  correspond à la SPM, et le terme dépendant de  $I(\lambda_2)$  correspond à la XPM. La XPM est donc deux fois plus importante que la SPM dans ce cas. La XPM affecte notamment une liaison optique multiplexée en longueur d'onde [25].

### ➤ Le mélange à quatre ondes (FWM)

Le processus de mélange à quatre ondes (ou FWM pour Four-Wave Mixing) peut être décrit par l'annihilation de deux photons de même fréquence ou non, et la création simultanée de deux autres photons à des fréquences différentes. En règle générale, son efficacité est liée au respect d'une condition dite d'accord de phase entre les différents vecteurs d'onde mis en jeu. Le FWM est à la base de l'amplification paramétrique ou du phénomène d'instabilité de modulation (accroissement d'une faible modulation de l'enveloppe du champ au cours de la propagation) [25].

La figure suivante représente le spectre d'un signal qui a subi l'effet du mélange à quatre ondes. On voit apparaître, de part et d'autre des spectres de la pompe et du signal, les deux ondes à des longueurs d'onde différentes.

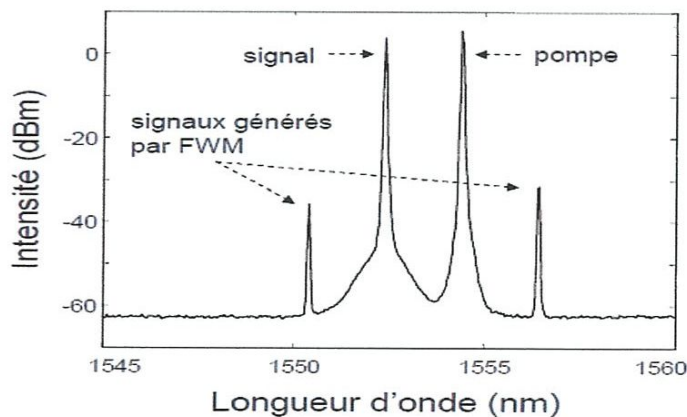


Figure I.14 : Génération de nouvelle longueur d'ondes par mélange à quatre ondes [25].

➤ **Diffusion stimulée au sein d'une fibre optique**

Les phénomènes de diffusion stimulée se distinguent des autres effets non linéaires dans le sens où ils impliquent un changement d'état d'énergie de la matière. En effet, une transition énergétique des molécules du matériau convertit une partie de l'énergie du signal incident, qui se dépeuple donc au cours de sa propagation, en deux nouveaux signaux appelés « onde Stokes » et « onde anti Stokes », décalés en fréquence d'une quantité dépendant du matériau [28, 29]. Les deux principaux effets de diffusion rencontrés dans une fibre optique sont les diffusions Raman et Brillouin stimulées [27]. Le paradoxe de ces deux effets tient dans le fait que les diffusions Raman et Brillouin peuvent aussi bien avoir des conséquences dramatiques sur la propagation d'impulsions dans une fibre optique comme elles peuvent être utilisées volontairement pour convertir des fréquences, être à la base de lasers fibrés ou encore servir d'amplificateur [28,14].

➤ **La diffusion Brillouin stimulée (SBS)**

Cet effet se produit lorsque l'onde optique est diffusée par une onde acoustique. La diffusion qui en résulte se propage majoritairement dans le sens contraire au signal qui se propage dans la fibre engendrant ainsi une détérioration du signal. Les effets néfastes de cette diffusion apparaissent lorsque l'amplitude de l'onde diffusée devient comparable à celle du signal. Afin de déterminer si le SBS devient un problème, on détermine une puissance seuil par canal et on compare la puissance injectée dans la fibre, pour chaque signal, en s'assurant qu'elle ne dépasse pas la puissance seuil déterminée précédemment [30].

➤ **La diffusion Raman stimulée (SRS)**

Cette diffusion provient d'une interaction entre les ondes lumineuses incidentes et les modes vibrationnels des molécules de silice. Ce processus amène un transfert d'énergie des longueurs d'onde plus basses aux longueurs d'onde plus élevées. Dans un contexte WDM, cet effet est important et dépend entre autres de l'espacement entre les canaux. De façon à conserver une pénalité maximale de 0.5 dB pour cet effet, on cherche à déterminer une puissance maximale par canal à ne pas dépasser [31].

➤ **Les effets non-linéaires intra-canaux**

Depuis quelques années, de plus en plus de travaux de recherche portent sur un nouveau type d'effets non-linéaires, toujours dérivés de l'effet Kerr, et plus précisément de la SPM, qui sont les effets intra-canaux. Comme leur nom l'indique, ce sont le résultat d'interactions non-linéaires entre différents symboles d'un même canal [32]. L'importance de

ces effets augmentent lorsque le débit du signal augmente, et notamment lorsqu'il atteint les 40 Gbit/s.

Les effets non-linéaires intra-canaux sont donc des interactions non-linéaires entre des signaux lumineux provenant des différentes impulsions d'un signal optique qui se chevauchent les unes sur les autres par le biais de la dispersion chromatique, comme illustré en Figure I.15.

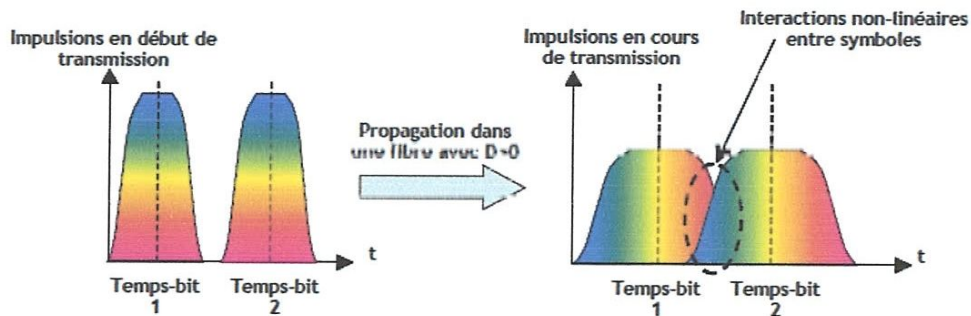


Figure I.15 : principe des effets non-linéaires intra-canaux [32].

Les non-linéarités intra-canal peuvent être décomposées en différents effets répertoriés ici :

- L'auto-modulation de phase intra-impulsion (intrapulse SPM ou i-SPM)
- L'auto-modulation de phase croisée intra-canal (intrachannel XPM, i-XPM)
- Le mélange à quatre ondes intra-canal (intrachannel FWM, i-FWM)

## I.5. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons vu les principales notions de transmission abordées tout au long de ce mémoire. Il était question de présenter les effets de propagation linéaires et non-linéaires que subit le signal lorsqu'il se propage le long d'une fibre optique. Les limitations majeures à la distance que peut parcourir un signal optique dans un système de transmission optique pour être détectable par le récepteur après transmission sont causées par les effets linéaires (Atténuation-Dispersion chromatique-PMD) et les effets non linéaires (SPM-XPM-FWM...).

Dans le chapitre II, on va voir une explication sur le système de transmission optique multiplexé.

## *Chapitre II :*

# *Structure générale d'un Système de transmission optique multiplexé*

## II.1. Introduction

Les besoins croissants en débit ont amené à chercher une solution pour augmenter les capacités de transmission des réseaux par fibre optique. Mais la pose d'une fibre optique a un coût non négligeable et on ne peut pas se permettre de poser plusieurs fibres pour augmenter la quantité d'informations transportables. Il est donc nécessaire de faire en sorte d'exploiter au maximum les fibres existantes déjà installées. D'où l'idée du multiplexage en longueur d'onde qui consiste à transmettre des longueurs d'onde distinctes simultanément dans la même fibre.

Dans un système de transmission optique WDM, plusieurs canaux, chacun à une longueur d'onde particulière sont, au niveau du transmetteur WDM, combinés optiquement dans une seule fibre optique, par un coupleur optique ou par un multiplexeur (composant ayant une fonction de filtrage en longueur d'onde permettant de réduire les pertes du combineur) [16].

## II.2. Structure générale d'un Système de transmission optique multiplexé

Sur la Figure II.1, on présente un système de transmission WDM sur fibre optique, En général, il comporte les dispositifs et composants suivants :

- + Des modules d'émission.
- + Multiplexeur/démultiplexeur.
- + Une Fibre Optique.
- + Fibre compensatrice de dispersion (dispersion compensating fiber : DCF).
- + Amplificateur optique.
- + Des récepteurs.

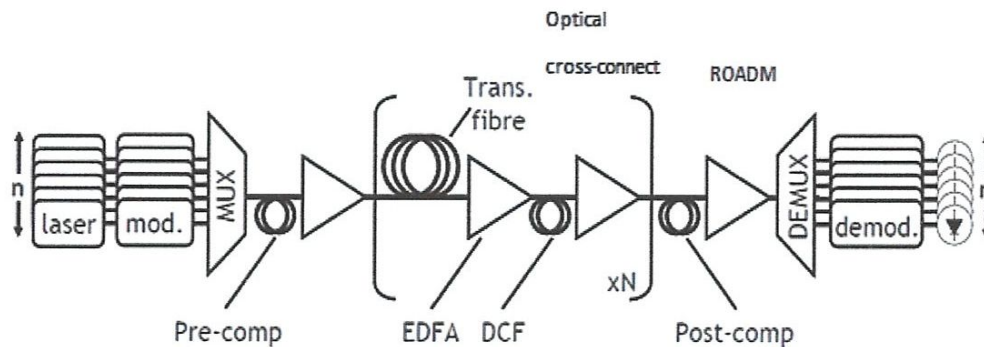


Figure II.1 : Structure générale d'un système de transmission WDM sur fibre optique [16].

### II.2.1. Le module d'émission

La partie émission a pour rôle de convertir le signal électrique portant l'information en un signal optique. Pour ce faire, la diode laser et un modulateur permettant d'imprimer l'information à transmettre sur la porteuse optique par la modulation de courant direct (DML) ou de manière externe en utilisant des modulateurs à sa sortie (modulation externe) [33].

Dans les systèmes de transmission par fibre optique, on utilise de préférence comme source optique des composants semi-conducteurs à cause de leurs petites dimensions en rapport avec celles du cœur des fibres optiques, de la relative facilité que l'on a à moduler directement la lumière émise en agissant sur le courant, de leur spectre optique relativement étroit et de leur faible consommation énergétique [34].

#### II.2.1.1. Diodes laser

Une diode laser est un dispositif optoélectronique qui produit un faisceau de lumière cohérent créé par les phénomènes d'émission stimulée et de recombinaison radiative des porteurs de charge dans la zone active dans laquelle l'inversion de population est créée par injection de courant. La lumière confinée au sein de la zone active est amplifiée.

Les diodes laser produisent une puissance optique beaucoup plus importante que les LEDs avec un spectre plus fin, et peuvent donc coupler plus de puissance avec la fibre. La différence avec les LEDs et que les lasers disposent sur les deux côtés de deux miroirs pour obtenir plusieurs allers-retours dans le milieu en constituant ainsi une cavité optique [19].

#### II.2.1.2 L'effet laser

L'effet laser est un principe d'amplification cohérente de la lumière par émission stimulée. Laser est l'acronyme anglais « Light Amplification by Stimulated Emission of Radiation » en français « Amplification de la lumière par émission stimulée de rayonnement ». La plupart des amplificateurs optiques sont basés sur l'effet laser. Une source laser est une source de lumière spatialement et temporellement cohérente basée sur l'effet laser [35].

Une source laser associe un amplificateur optique basé sur l'effet laser à une cavité optique, encore appelé résonateur, généralement constituée de deux miroirs, dont au moins l'un des deux est partiellement réfléchissant c'est-à-dire qu'une partie de la lumière sort de la cavité et l'autre partie est réinjectée vers l'intérieur de la cavité laser comme il est schématisé dans la Figure II.2. Les caractéristiques géométriques de cet ensemble imposent que le

rayonnement émis soit d'une grande pureté spectrale, c'est-à-dire temporellement cohérente [19].

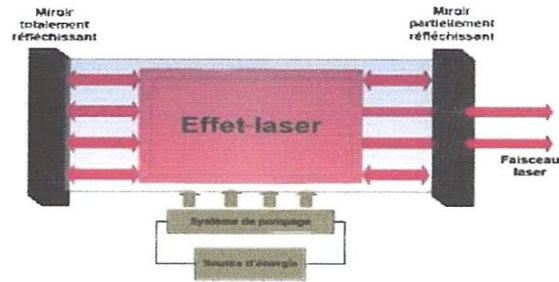


Figure II.2 : Principe de fonctionnement d'un laser [35].

### II.2.1.3. Lasers à semi-conducteurs

Les lasers utilisés dans les liaisons optiques actuelles sont des lasers à semi-conducteurs. Le principal matériau utilisé pour les lasers de télécommunications est l'alliage quaternaire InGaAsP sur substrat. L'alliage InGaAsP est utilisé dans les applications de télécommunications à cause de sa bande interdite (gap) réglable en fonction des valeurs de  $x$  et  $y$ , qui lui permet d'émettre entre 1 et  $1.65\mu\text{m}$  [36].

**Jonction P-N :** Lorsque deux semi-conducteurs type P et type N sont mis en contact, ils forment une jonction PN. Les porteurs libres de chaque région vont être diffusés dans la région de signe opposée, en se recombinant éventuellement dans la zone amoindrie. Et donc une région amoindrie de porteurs libres est formée de deux cotés de la jonction, ainsi le courant de diffusion dure jusqu'à l'équilibre (voir la Figure II.3).

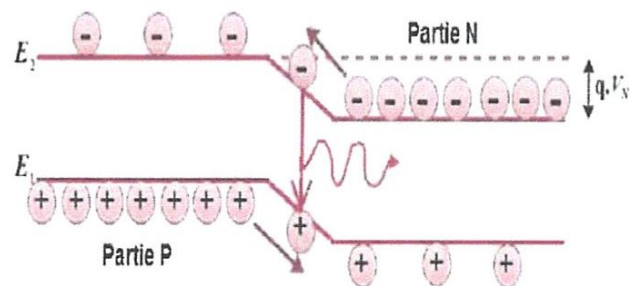


Figure II.3 : Schéma de la jonction P-N dans un laser [36].

Dans le cas idéal chaque porteur minoritaire doit générer un photon. Mais ce qui se passe dans le cas réel est que seule une fraction de ces porteurs se recombine d'une manière radiative et émettent un photon.

Les trois principaux processus d'interaction entre la lumière et la matière sont :



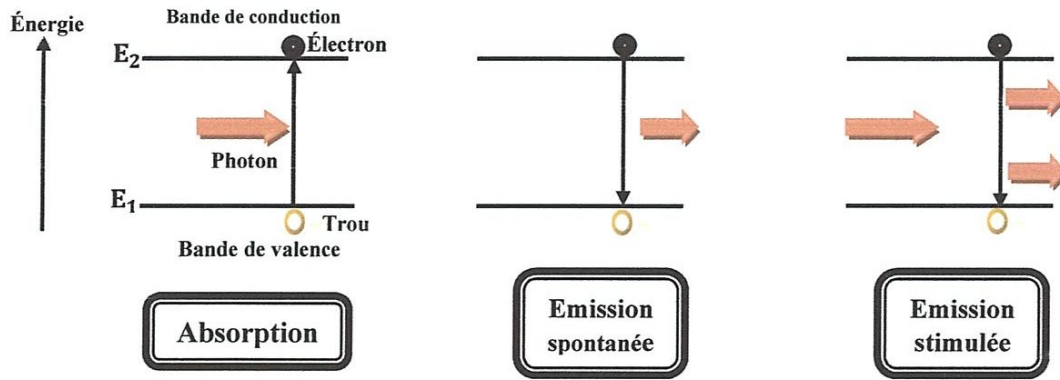


Figure II.4 : Les processus fondamentaux pour effectuer la génération de la lumière par diode laser.

- **L'absorption:** en absorbant un photon, l'électron peut être amené dans un état plus énergétique. Il passe de l'état lié (électron et trou combinés) à l'état ionisé (électron dans la bande de conduction et trou dans la bande de valence) [35].
- **L'émission spontanée:** de sa propre initiative, l'électron peut tomber dans un état moins énergétique non occupé (il passe d'un état ionisé à un état lié), en émettant un photon spontané.
- **L'émission stimulée :** stimulé par un photon, l'électron peut retomber dans l'état le moins énergétique (état lié) en émettant un photon stimulé dont le rayonnement correspond à la même longueur d'onde, la même phase, le même état de polarisation et la même directivité que le photon incident [37].

#### II.2.1.4. Bruit de phase des lasers

Le bruit de phase est une question importante dans les lasers à semi-conducteurs, en particulier quand ils sont utilisés dans les systèmes de transmission optiques cohérents. Le bruit de phase induit un élargissement du spectre de la lumière émise à la sortie du laser. En supposant un spectre de forme Lorentzienne, la largeur de raie spectrale  $\Delta\nu$  (linewidth) peut être donnée par [38] :

$$\Delta\nu = \frac{R_{sp}}{4\pi\bar{P}} (1 + \alpha^2_H) \tag{II.1}$$

Où  $R_{sp}$  désigne le taux de recombinaison due à l'émission spontanée et  $\alpha_H$  est le facteur de couplage phase-amplitude ou facteur de Henry (line width enhancement factor).  $\bar{P}$  se réfère à la puissance moyenne optique du signal lumineux en sortie du laser.

### II.2.1.5. Diode laser à cavité Fabry-Pérot

La diode laser à cavité Fabry-Pérot (voir la Figure II.5) est constituée d'une cavité résonnante délimitée par deux miroirs plans, à l'intérieur de laquelle se trouve un matériau actif inséré au cœur d'une jonction PN. Des contacts métalliques permettent le pompage électrique de la zone active afin de réaliser l'amplification [37].

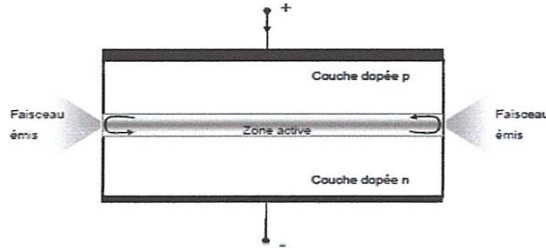


Figure II.5 : Laser à cavité Fabry-Pérot [37].

### II.2.1.6. Spectre d'émission et caractéristique puissance-courant

La polarisation de la diode laser conduit à l'émission laser lorsque le gain modal  $g_m$  devient supérieur à  $g_{seuil}$ . Le gain étant lié au nombre de porteurs injectés dans la zone active, la condition d'émission laser peut également s'écrire en fonction du courant injecté  $I$  et du courant de seuil  $I_{seuil}$ .

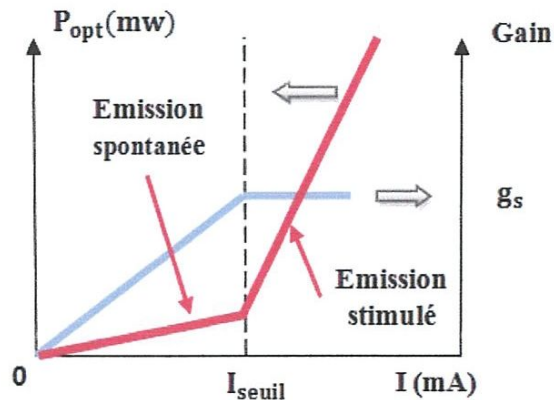


Figure II.6 : Caractéristique puissance courant d'un laser.

Sous le seuil laser ( $I < I_{seuil}$ ), on est en régime d'émission spontanée, la puissance optique émise varie peu en fonction du courant et le spectre d'émission est large. Au-dessus du seuil ( $I > I_{seuil}$ ), l'émission stimulée est prépondérante et le spectre d'émission est celui de la cavité Fabry-Pérot convolé par le spectre de gain du milieu actif. La puissance optique émise par le laser varie en fonction du courant selon la loi:

$$P = n_D(I - I_{seuil})$$

II.2

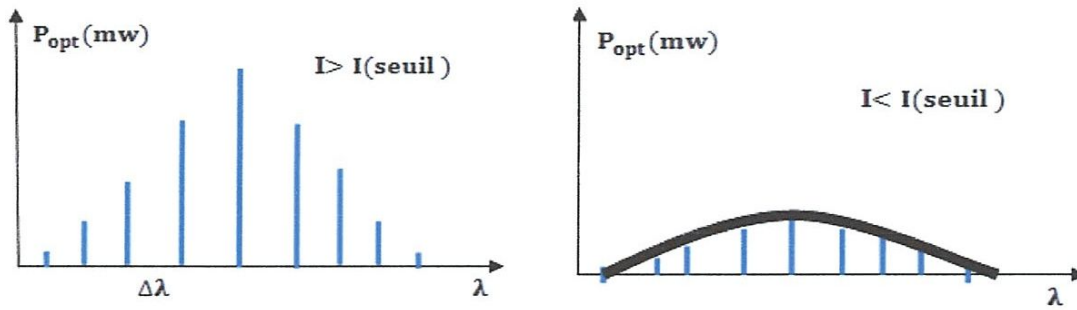


Figure II.7 : le spectre d'émission du laser.

### II.2.1.7. Diodes laser DBR (Distributed Bragg Reflector)

Le laser DBR, illustré sur la Figure II.8, est composé d'une cavité dont l'une des faces clivées est remplacée par un miroir de Bragg. Le miroir de Bragg est une structure périodique dont le coefficient de réflexion dépend étroitement de la longueur d'onde incidente [40].

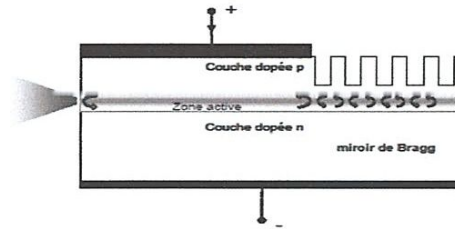


Figure II.8 : diode laser DBR [40].

D'après la loi des réseaux, la longueur d'onde de Bragg  $\lambda_B$  pour laquelle le coefficient de réflexion est maximal est :

$$\lambda_B = \frac{2\alpha n_{eff}}{M} \quad \text{II.3}$$

Où  $\alpha$  est la période du miroir de Bragg,  $n_{eff}$  l'indice effectif du guide dans la zone de réseau et  $M$  un entier correspondant à l'ordre de diffraction du réseau.

Le coefficient de réflexion peut atteindre des valeurs proches de 100% pour les longueurs d'onde proches de la longueur d'onde de Bragg. Ainsi, les longueurs d'onde éloignées de  $\lambda_B$  sont diffractées par le miroir et perdues tandis que les longueurs d'onde proches bénéficient d'une forte réinjection dans la partie amplificatrice du laser, procurant ainsi une grande sélectivité spectrale et favorisant par suite l'effet laser sur un des modes de la cavité [40].

### II.2.1.8. Diodes laser DFB (Distributed Feedback)

Les lasers à semi-conducteurs à rétroaction distribuée (DFB) ont fait leur apparition au début des années 70 et la première émission laser a été montrée durant cette même période. Un schéma de laser DFB est représenté sur la Figure II.9. Le laser DFB est un composant intégrant monolithiquement trois sections contrôlées chacune par un courant: une section active, et deux sections passives, une comportant un réseau de Bragg et une "dite" de phase. La section active est le milieu amplificateur qui apporte le gain à la cavité laser par l'intermédiaire du courant  $I$  actif. La section passive de Bragg est composée d'un matériau quaternaire InGaAsP. Dans cette zone est réalisé un réseau de Bragg afin de sélectionner la longueur d'émission du laser [40].

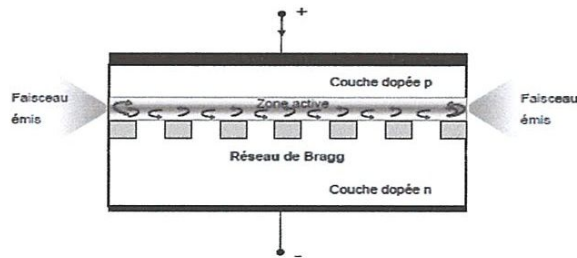


Figure II.9 : Diode laser DFB [40].

Le miroir distribué est composé de faibles variations de l'indice, généralement espacées à des périodes de  $\lambda/2 n_{eff}$  pour réaliser un miroir du 1er ordre. Il diffracte alors l'onde incidente en deux ondes, l'une propagative et l'autre contra-propagative. Ces ondes ont des longueurs d'onde légèrement différentes de la longueur d'onde de Bragg car, étant déphasées de  $\pi$ , l'une se propage avec ses maximums situés essentiellement dans le milieu de haut indice alors que la seconde se propage essentiellement dans le milieu de bas indice [40].

## II.2.2. Modulateur

### II.2.2.1. Modulation d'amplitude

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

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

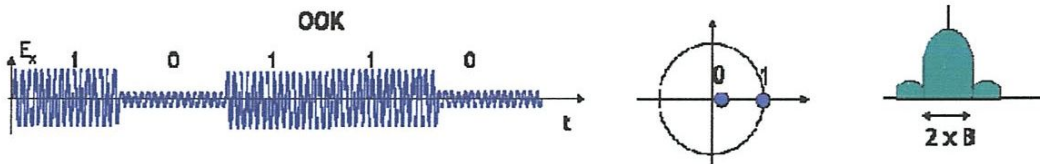


Figure II.10 : Représentation du champ électrique en fonction du temps pour les formats OOK ainsi que représentation du diagramme de constellation (centre) et du spectre (droite) [24].

Ce codage OOK regroupe plusieurs formats de modulation, ayant tous en commun le codage de l'information binaire par le biais de l'intensité de l'onde lumineuse [41]. Il ya aussi des nombreux formats de modulation basés sur la modulation de phase (PSK pour Phase-Shift Keying) et QPSK (Quaternary Phase Shift Keying).

### II.2.2.2. Techniques de modulation

#### ➤ Modulation directe

Un des principaux avantages de l'utilisation des lasers à semi-conducteur pour les systèmes de télécommunications par fibres optiques réside dans le fait qu'il est possible de les moduler facilement : la modulation du courant qui les traverse entraîne directement la modulation en intensité de la lumière émise. Cette technique est appelée modulation directe.

Cette modulation directe requiert assez peu de composants. En dehors de la source optique, le laser, seuls un générateur de courant et un driver sont nécessaires (Voir Figure II.11). Le premier va émettre à un débit donné une séquence de données, expression de l'information à transmettre. Le rôle du driver est de commander la source optique au niveau des puissances émises (en fixant les valeurs du courant d'alimentation). Pour cela, il modifie, transforme les niveaux du courant issu du générateur [42].



Figure II.11 : Synoptique de la modulation directe.

Les diodes lasers sont souvent directement modulées. Ceci est réalisé par la modulation du courant électrique appliqué directement sur le dispositif. Cela fournit une méthode simple et efficace de transférer des données dans le domaine optique.

Ce type de modulation simplifie la structure de l'émetteur mais n'est généralement pas utilisé dans les systèmes de transmission longue distance utilisant un débit binaire de 10 Gbit/s ou plus. En effet, lors d'une modulation directe, la modulation de fréquence qui accompagne la modulation du courant de pompe du laser, encore appelée *chirp* (gazouillis), ainsi que le faible taux d'extinction, dégradent le taux d'erreurs. Le chirp élargit le spectre du signal optique, ce qui augmente l'effet de la dispersion chromatique dans la fibre optique [2]. Il limite en conséquence le débit maximal des données que nous pouvons transmettre pour un BER donné.

### ➤ Modulation externe

Pour des débits très élevés ou des liaisons à très longue distance, il est plus efficace d'utiliser le laser à un niveau de sortie constant (CW). La lumière est alors modulée à l'aide d'un dispositif externe [38]. De nos jours, une technique courante pour la modulation externe est d'utiliser deux types de modulateurs, le modulateur à électro-absorption (EAM) et le modulateur Mach-Zehnder (MZM).

### ✓ Modulateur à électro-absorption

Le principe de fonctionnement des modulateurs à électro-absorption consiste à modifier le spectre d'absorption d'un semi-conducteur par l'application d'un champ électrique sur un semi-conducteur. Une augmentation du champ électrique va déplacer une bande d'absorption vers les grandes longueurs d'onde et augmenter ainsi l'absorption de la lumière du semi-conducteur. Dans la très grande majorité des cas, il est réalisé sur substrat InP et intégré avec une diode laser DFB. Le taux d'extinction n'est que de 10 à 20 dB [43].

La relation entre la puissance de sortie optique  $P_{out}$  et la tension inverse  $V_m$  appliquée sur un EAM est décrite par une courbe de commutation telle que celle présentée sur la Figure II.12

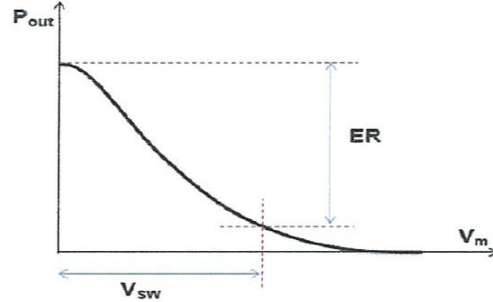


Figure II.12 : Courbe de commutation d'un modulateur à électro-absorption [43].

### ✓ Modulateur Mach-Zehnder (MZM)

Le modulateur Mach-Zehnder est un interféromètre à deux ondes, constitué de deux bras recevant chacun la moitié de la puissance lumineuse à l'entrée. Ils sont utilisés pour assurer la fonction de modulation de la porteuse optique par le signal information. L'indice de réfraction  $n$  du matériau utilisé, par exemple  $\text{LiNbO}_3$ , change suivant la tension de polarisation  $V$  appliquée sur ses électrodes. Le changement d'indice  $\Delta_n$  conduit à changer la phase optique  $\Delta_\varphi$  :

$$\Delta_\varphi = \frac{2\pi}{\lambda} \Delta_n L + \pi \frac{V}{V_\pi} \quad \text{II.4}$$

où  $\lambda$  est la longueur d'onde de la lumière,  $L$  est la longueur de l'électrode et  $V_\pi$  représente la tension de polarisation qui entraîne un déphasage de  $\pi$  rad.

Le MZM est caractérisé par sa fonction de transfert décrite, dans sa forme idéale, par l'Équation suivante [44] :

$$E_s = E_e \cos\left(\pi \frac{(V_1 - V_2)}{2V_\pi}\right) \cdot e^{-i\left(\pi \frac{(V_1 + V_2)}{2V_\pi}\right)} \quad \text{II.5}$$

$E_e$  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, susceptible de présenter une modulation d'amplitude ou de phase.  $V_1$  et  $V_2$  sont les tensions de commande des cellules électro-optiques, appliquées à chacun des bras du MZM [44]. Un

MZM est caractérisé par sa tension  $V_\pi$ , qui représente la tension, ou le différentiel de tension, à appliquer sur le MZM pour obtenir un déphasage de  $\pi$  entre les deux bras.  $V_\pi$  vaut typiquement environ 5 V.

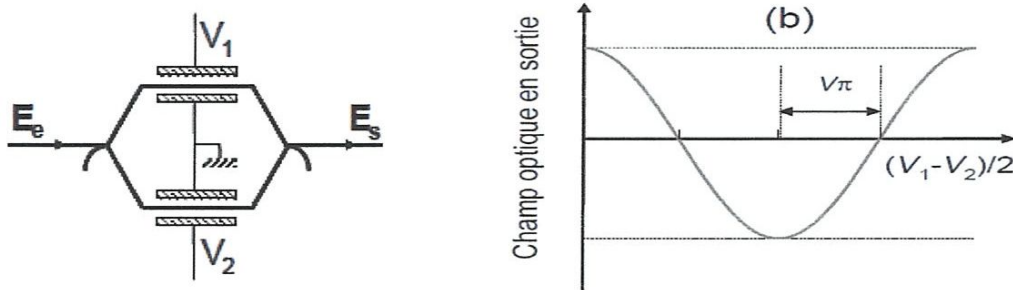


Figure II.13: schéma de principe d'un modulateur Mach-Zehnder (à gauche) et sa fonction de transfert en intensité et en phase (à droite) en configuration « push-pull » [44].

Le MZM peut être utilisé pour des formats de modulation d'intensité et de phase comme les modulations *On-Off keying (OOK)*, *binary phase shift keying (BPSK)*, *quaternary phase-shift keying (QPSK)*, etc. L'avantage d'utiliser un modulateur MZM est d'augmenter la distance et le débit de la liaison maximale, car l'effet de chirp du laser est éliminé.

### II.2.2.3. Codages en intensité OOK

#### ➤ Le format NRZ-OOK (Non Return-to-Zéro)

Un signal optique modulé en NRZ est la copie conforme du signal binaire électrique : un « 0 » est codé par un signal à faible puissance (idéalement nulle) et un « 1 » par un signal à forte puissance [45]. Le NRZ peut être généré au moyen d'un Modulateur Mach-Zehnder sans "Chirp" pour les longues distances. Dans ce cas de figure, le modulateur doit être polarisé à 50% de la transmission. Il suffit de moduler sa tension de commande par un signal proportionnel au signal binaire initial et variant entre un minimum et un maximum de la fonction de transfert en intensité du Mach-Zehnder, avec une variation de tension de  $V_\pi$  [46].

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



$$ER = 10\log_{10} \left( \frac{P_1}{P_2} \right) \text{ (dB)} \quad \text{II.6}$$

avec  $P_1$  et  $P_2$  respectivement les puissances moyennes du niveau 1 et du niveau 0. Un format généré expérimentalement a un taux d'extinction typique de 8 à 12 dB. Pour générer un signal NRZ, une seule cellule électro-optique est nécessaire, donc une modulation sur un seul bras. La figure ci-dessous montre un exemple de trace temporelle, diagramme de l'œil et le spectre d'un format NRZ présentant un taux d'extinction de 12dB.

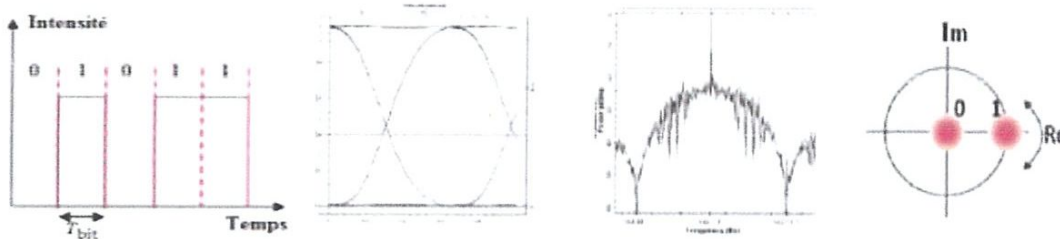


Figure II.14 : Trace temporelle, Diagramme de l'œil et Spectre du format NRZ [46].

Lorsqu'on n'utilise pas de modulateur externe, on peut obtenir le format NRZ en modulant directement un laser. Le taux d'extinction est classiquement autour des 10 dB.

#### ➤ Le format RZ-OOK (Return-to-Zero)

Le format RZ est un autre format OOK. La différence avec le NRZ, est qu'à chaque temps-bit, il effectue un retour à zéro systématique. Ainsi le codage d'un « 0 » en RZ sera similaire en format NRZ, mais le codage d'un « 1 » en RZ sera une impulsion lumineuse de durée totale 1 temps-bit et de largeur à mi-hauteur dépendant de sa méthode de génération (33%,50%,67%). Pour générer le format RZ, il suffit d'appliquer à un signal préalablement modulé en NRZ, au moyen d'un MZM supplémentaire, une sur-modulation sinusoïdale de fréquence égale à la fréquence d'information du signal, et d'amplitude comprise entre les mêmes tensions correspondant à l'alternance croissante de la fonction de transfert. Cette sur-modulation RZ induit une augmentation de la largeur spectrale du signal RZ par rapport à celle du signal NRZ, mais elle induit aussi une plus grande ouverture de l'œil pour une même puissance moyenne. La Figure II.15, montre un exemple de diagramme de l'œil et le spectre d'un format RZ [47].

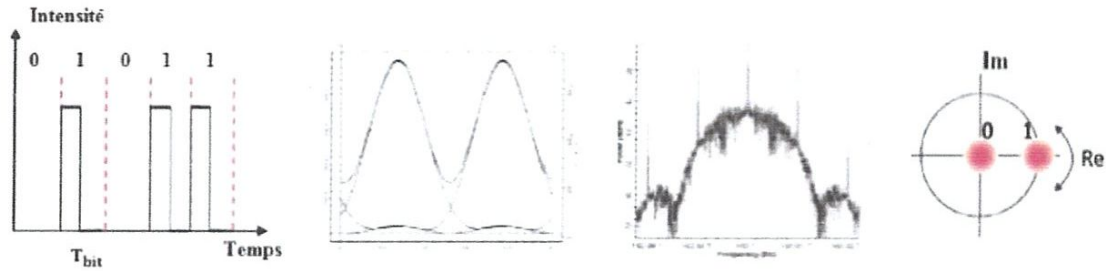


Figure II.15 : Trace temporelle, Diagramme de l'œil et Spectre du format RZ [46].

La sur-modulation RZ va faire en sorte d'élargir le lobe principal du spectre par rapport au spectre du format NRZ. Nous pouvons aussi y observer l'apparition des harmoniques de l'onde porteuse, qui étaient situées entre les lobes du spectre et donc invisibles dans le cas du format NRZ. La sur-modulation RZ est aussi caractérisée par son rapport cyclique (duty cycle) qui correspond au rapport de la largeur à mi-hauteur des impulsions sur le temps-bit [46].

#### II.2.2.4. Modulation de phase

Le format de modulation de phase le plus simple, est doté d'une amplitude quasi-constant et d'une phase valant 0 ou  $\pi$  selon les données binaires à transmettre. Cependant la tension appliquée au modulateur ne correspond pas directement aux données binaires, un pré-codage logique est nécessaire. L'avantage de ce type de modulation est sa tolérance à la dispersion chromatique et sa capacité à supporter des débits assez élevés de l'ordre de 100Gbit/s [48].

##### ➤ MODULATION (PSK)

La modulation par sauts de phase (Phase Shift Keying), est la modulation de phase appliquée à un signal binaire. Ce mode de transmission est celui qui présente le meilleur rapport signal sur bruit dans un canal gaussien, et c'est pour cette raison que nous l'avons choisi [48].

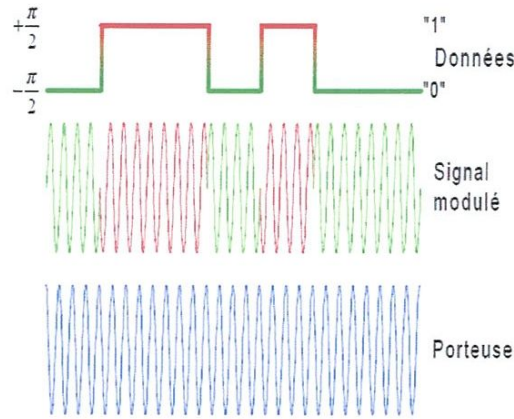


Figure II.16 : Modulation PSK [48].

Comme nous le montre la Figure II.16, les "1" logiques sont encodés par des déphasages de  $\pi/2$ , et les "0" logiques par des déphasages de  $-\pi/2$ . Ceci nous donne :

$$m(t) = A \cdot \sin(\omega t + C(t)) \quad \text{II.7}$$

Avec  $A$  = amplitude du champ électromagnétique,  $\omega$  = pulsation de la porteuse, et  $C(t) = \pm \frac{\pi}{2}$ . Dans ce cas particulier, le déphasage entre un "1" et un "0" vaut  $\pi$ , ce qui correspond à une inversion du signe du champ électromagnétique.

### ➤ Modulation BPSK

Dans le cas d'une modulation BPSK par MZM le symbole logique « 0 » est codé sur une phase de 0 alors que le symbole logique « 1 » est codé sur une phase de  $\pi$  (Voir Figure II.17). L'émetteur BPSK est représenté sur la Figure II.18. Il se compose d'un laser suivi d'un modulateur Mach-Zehnder dont le fonctionnement a été décrit dans la section précédent. Les tensions électriques appliquées sur les deux bras du Mach-Zehnder permet de générer le signal optique avec deux niveaux de phase 0 ou  $\pi$  [49].

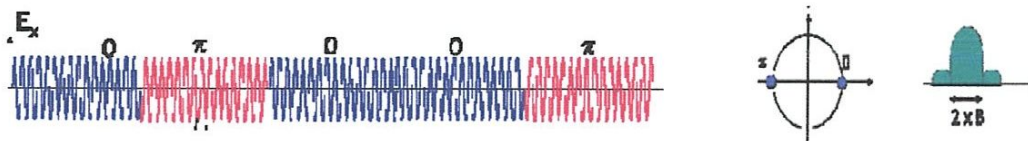


Figure II.17 : Représentation du champ électrique en fonction du temps pour le format BPSK ainsi que représentation du diagramme de constellation (centre) et du spectre (droite) [24].

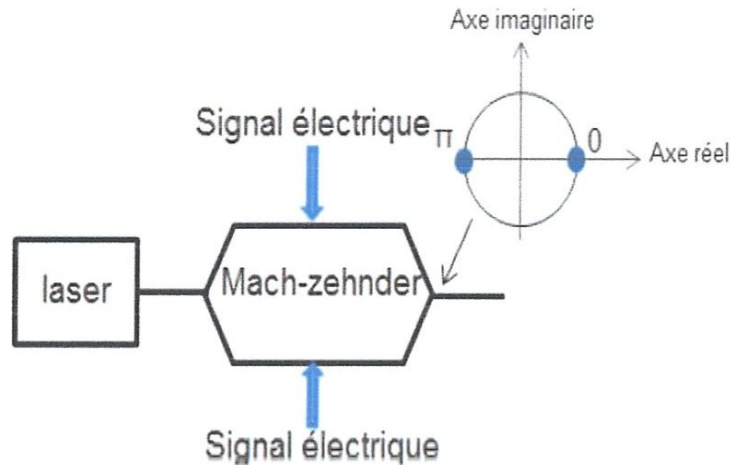


Figure II.18: Schéma de principe du modulateur BPSK [2].

Nous avons schématisé en sortie du modulateur la constellation qui représente le signal optique modulé dans le plan complexe. La rapidité de modulation  $R$  (égale à  $1/T_s$ ) est reliée au débit binaire  $B$  par la relation  $B = m \cdot R$ . Nous rappelons que  $T_s$  est la durée d'un symbole et  $m$  est le nombre de bits par symbole. Pour ce format de modulation, le débit symbole est égal au débit binaire [50].

### ➤ Modulation QPSK

Le format QPSK possède le même principe que la BPSK, puisqu'il est constitué précisément de deux BPSK associées en quadrature. Dans notre convention, chaque symbole est associé à deux bits. Les phases de  $-\pi/4$ ,  $3\pi/4$ ,  $\pi/4$ , et  $5\pi/4$  sont respectivement codées par les symboles « 00 », « 01 », « 11 » et « 10 » en utilisant un codage de Gray (qui consiste ici à considérer que deux symboles à distance minimale dans le plan complexe ont des codages binaires qui ne diffèrent que d'un seul bit) [51].

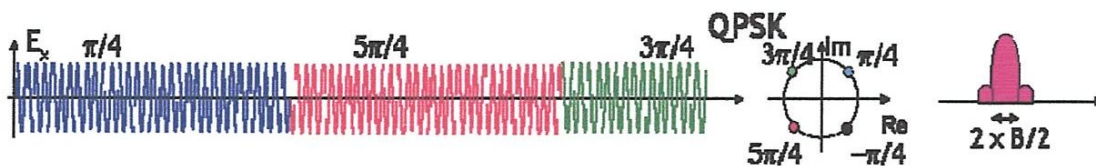


Figure II.19 : Représentation du champ électrique en fonction du temps pour le format QPSK ainsi que la représentation du diagramme de constellation (centre) et du spectre (droite) [24].

L'émetteur QPSK est représenté sur la Figure II.20. Il se compose d'un laser suivi d'une structure Mach-Zehnder à l'intérieur de laquelle nous avons deux modulateurs BPSK tels que nous l'avons décrit sur la Figure II.20

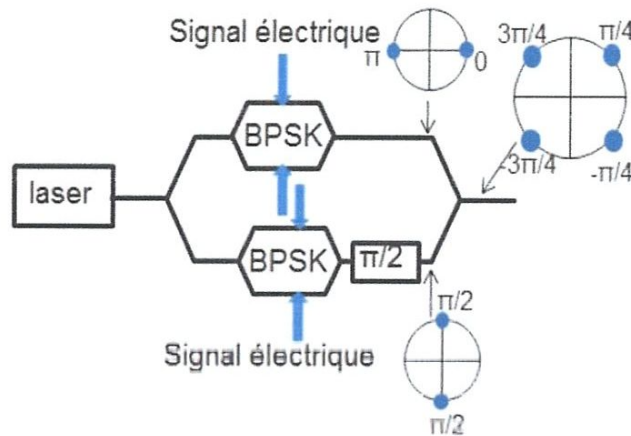


Figure II.20 : Schéma de principe de l'émetteur QPSK [2].

Les deux bras de la structure Mach-Zehnder sont déphasés de  $\pi/2$  afin de générer les composantes en phase et en quadrature (respectivement I et Q). Cette structure est appelée modulateur Mach-Zehnder I-Q. En recombinant les signaux optiques à la sortie des modulateurs BPSK, nous obtenons en sortie du modulateur Mach-Zehnder I-Q, le signal optique avec quatre niveaux de phase. Puisque nous avons deux bits par symbole,  $B = 2R$ . Ainsi à débit binaire constant, la rapidité de modulation ou débit symbole (proportionnel à la bande spectrale occupée par le signal) est réduite d'un facteur 2 par rapport au format BPSK [2].

La densité spectrale d'information, définie comme le rapport de la capacité totale d'information sur la bande spectrale totale occupée, est alors améliorée en augmentant le nombre de niveaux de phase. Cependant, dans le cadre des formats M-PSK, quand on augmente le nombre d'états de modulation, la distance minimale entre symboles est réduite à puissance moyenne constante [2].

## II.2.3. Multiplexage

### II.2.3.1. Principe du multiplexage en longueur d'onde

Le multiplexage en longueur d'onde WDM (Wavelength Division Multiplexing) consiste à utiliser des longueurs d'ondes distinctes pour transmettre différents signaux sur une même fibre. Cette technologie a permis d'élargir le débit de transmission dans les liens point à point. Plusieurs signaux générés indépendamment dans le domaine électronique sont convertis

vers le domaine optique en utilisant des diodes lasers de différentes longueurs d'onde (modulation sur porteuse optique). Les signaux résultants sont ensuite multiplexés et couplés à une fibre optique[52].

Dans le récepteur, un démultiplexeur sépare les différentes longueurs d'ondes qui sont ensuite reconverties vers le domaine électronique au moyen de photodiodes. La capacité d'un système WDM peut être augmentée en jouant soit sur le débit de chaque canal, soit sur le nombre de canaux. La Figure II.21 montre le principe de WDM.

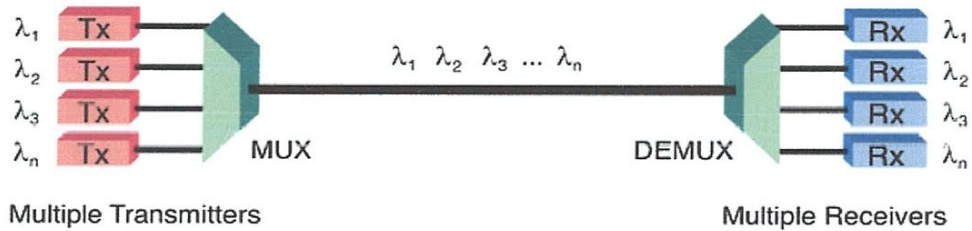


Figure II.21 : Le principe du multiplexage en longueur d'onde [52].

### II.2.3.2. Multiplexage par division de polarisation (PDM)

Le multiplexage par division de polarisation (PDM) est une méthode pour doubler la capacité du système ou l'efficacité spectrale, et dans laquelle deux canaux des données modulées indépendamment avec la même longueur d'onde, mais à des états de polarisation orthogonaux sont transmises simultanément dans une seule fibre [53]. Le multiplexage en polarisation est réalisé à l'émission. En effet un séparateur de composante en polarisation (PBS : Polarization Beam Splitter) utilisé à la suite du laser continu permet de séparer le champ optique en deux composantes de polarisations orthogonales. Pour chaque canal WDM, les deux composantes du signal en polarisation sont ensuite modulées puis recombinaées à l'aide d'un second PBS encore appelé PBC (Polarization Beam Combiner) [54].

Le principal avantage du PDM est qu'il peut être appliqué dans les systèmes à fibre existants sans avoir à modifier n'importe quelle partie du matériel ou des logiciels de transmission [53]. Il peut également être utilisé avec le format de modulation comme DQPSK [55] ou QPSK pour quadrupler la capacité de système et pour augmenter l'efficacité spectrale (SE).

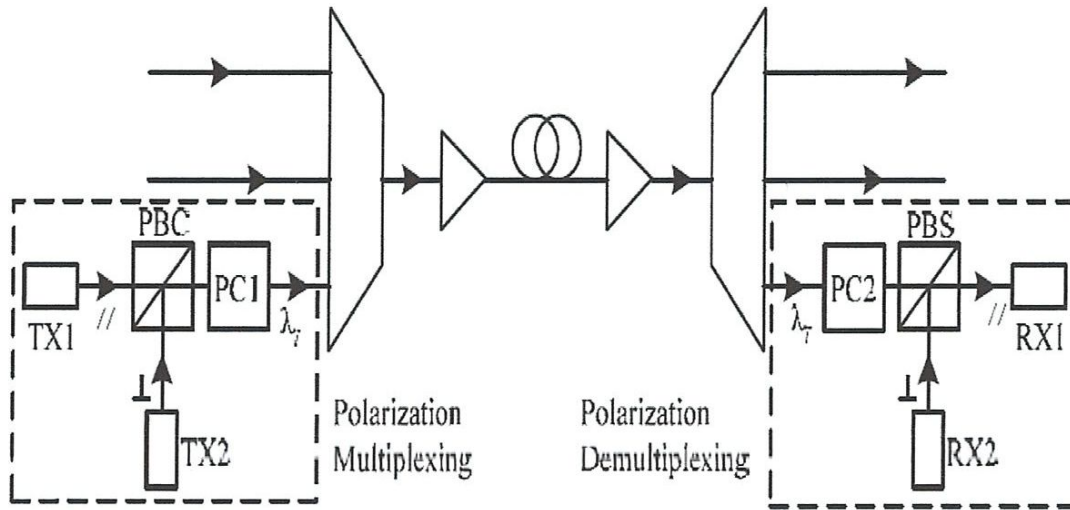


Figure II.22 : Système de multiplexage par division de polarisation (PDM) [54].

### II.2.3.3. Multiplexage à filtre optique

Les filtres permettent la séparation spectrale en réfléchissant certaine gamme de longueurs d'onde et en transmettant les autres. En effet, le filtrage a pour but de limiter l'occupation spectrale d'un signal. D'autre part, le multiplexage optique regroupe les signaux occupant des gammes de longueurs d'onde différentes tandis que la fonction réciproque est le démultiplexage qui permet de séparer des signaux occupant des bandes de longueurs d'onde différentes.

Deux types de filtre sont utilisés :

#### ➤ Les filtres dichroïques

Ces dispositifs présentent un pic de réflexion à une longueur d'onde donnée. Il est possible d'accroître le domaine de réflexion en empilant des couches successives et d'obtenir ainsi des filtres passe haut et passe bas. Les filtres dichroïques sont donc constitués par un empilement de couches diélectriques d'indice alternativement haut et bas [56].

Le filtre est caractérisé par son coefficient de transmission  $T$  en bande passante, et son coefficient de réflexion  $R$  en bande atténuée (voir Figure II.23).

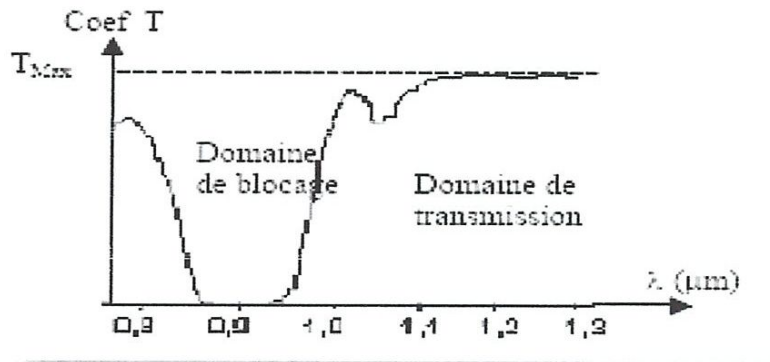


Figure II.23 : Courbe de transmission d'un filtre dichroïque [56].

En générale les filtres passe haut ont des meilleures performances que les filtres passe bas, le coefficient de réflexion est supérieur à 99% et le coefficient de transmission est en pratique limité à des valeurs d'environ 95%.

#### ➤ Les filtres Fabry-Perot

Ils ont une caractéristique de transmission passe bas, ils présentent un pic de transmission étroit autour d'une longueur d'onde  $\lambda_0$  et les deux domaines spectraux adjacents sont réfléchis (voir Figure II.24).

Pour accroître la raideur du filtre, on peut répéter l'empilement pour un assemblage à deux ou trois cavités.

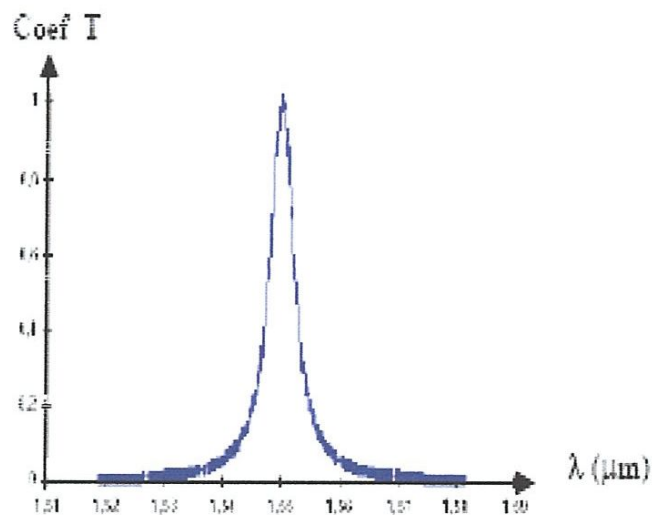


Figure II.24 : Courbe de transmission d'un filtre Fabry-perot [56].



### II.2.3.4. Multiplexage à coupleurs sélectif

Les composants à base de fibres pour diviser ou additionner des signaux appelés coupleurs de puissance, sont les plus utilisées dans les distributions de données, dans les systèmes multiplexeurs - démultiplexeurs, dans les systèmes de transmission cohérente, dans les capteurs à fibres et l'instrumentation associée [57].

Les coupleurs sont des composants passifs qui distribuent la puissance d'une fibre principale vers une ou plusieurs autres fibres. Ils peuvent être classés en coupleurs indépendants de la polarisation et en coupleurs dépendants de la polarisation. Ces derniers sont à leur tour classés en coupleurs à maintien de polarisation ou en coupleur à séparation de polarisation.

#### ➤ Coupleurs en X

Dans un coupleur en X L'énergie est transférée d'une fibre optique multimode excitée à une fibre multimode parallèle adjacente du fait qu'une part appréciable de l'énergie est propagée dans la gaine par l'onde évanescente. Pour des fibres monomodes, ce sont les deux modes fondamentaux qui sont couplés à travers leur champ évanescent. Les cœurs doivent être aussi proches que possible. Les rapports des diamètres cœur/gaine et la séparation entre les cœurs ont des effets significatifs sur les caractéristiques [57].

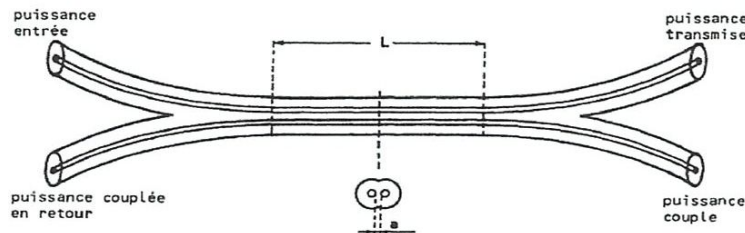


Figure II.25 : Coupleur optique en x [57].

#### ➤ Coupleurs en Y et étoile

Une autre catégorie de coupleur utilise les composants en micro-optique: lentilles, miroir, réseaux. Le coupleur en Y est semblable au coupleur en X et réalisé suivant les mêmes techniques: gaine polie, fusion étirage. Un coupleur en étoile est utilisé pour distribuer L'énergie sur un grand nombre de terminaux.

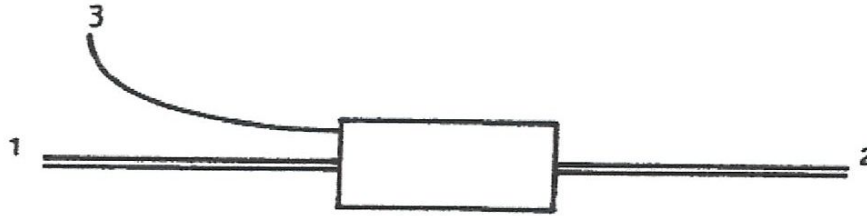


Figure II.26 : Coupleur optique en Y [57].

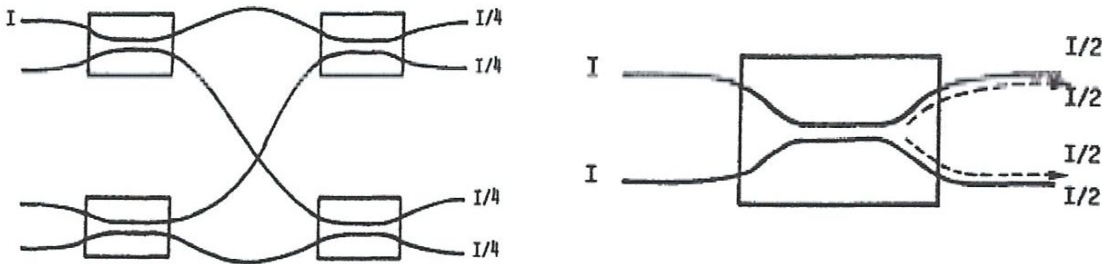


Figure II.27 : Coupleurs "étoile"[57].

## II.2.4. L'amplificateur

### II.2.4.1. Les amplificateurs optiques dopés à l'Erbium (EDFA)

Ces amplificateurs sont très répandus dans les systèmes actuellement en service, et ils sont encore largement étudiés dans le domaine de la recherche. Les EDFA ont permis, lorsqu'ils sont apparus, d'augmenter de manière significative la capacité des systèmes de transmission optique. Leur principe repose sur l'émission stimulée : les ions Erbium  $Er^{+3}$ , introduits dans la fibre dopée, sont excités au moyen d'un signal de pompe continu, à 980 nm ou 1480 nm, et ainsi se retrouvent à un niveau d'énergie supérieur, dépendant de la longueur d'onde de la pompe [58]. Après une première désexcitation thermique vers un niveau intermédiaire, l'ion Erbium peut revenir à son état fondamental de deux manières différentes : par le biais de l'émission spontanée ou par le biais de l'émission stimulée. S'il se désexcite par émission spontanée, il émet un photon d'énergie correspondant à la différence d'énergie entre les deux niveaux. S'il se désexcite par émission stimulée, celle-ci doit tout d'abord être induite par un photon provenant d'un signal optique incident, en l'occurrence le signal optique que l'on cherche à amplifier. Ce photon interagit avec cet ion Erbium excité, qui de ce fait se désexcite en émettant un photon identique à celui du signal incident, et qui contribue à l'amplification du signal [58]. L'ion Erbium est particulièrement adapté pour effectuer cette opération d'amplification par émission stimulée, car les différences d'énergie entre ses états

quantiques sont comparables aux valeurs d'énergie correspondant aux longueurs d'onde de la fenêtre télécom. La Figure II.28 illustre le principe de fonctionnement et un schéma d'un EDFA.

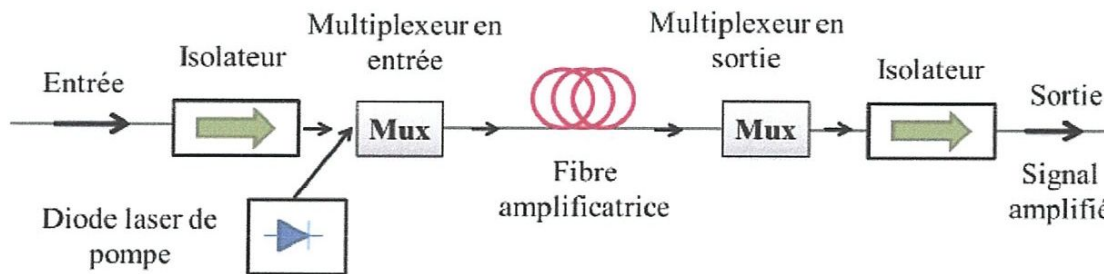


Figure II.28 : principe de fonctionnement et schéma d'un amplificateur à fibre dopée Erbium [58].

Au niveau d'un EDFA, le signal optique est amplifié grâce à l'émission stimulée induite par les photons du signal sur les ions Erbium. Mais les ions Erbium génèrent aussi de la puissance optique par le biais de l'émission spontanée.

#### II.2.4.2. Module d'amplification Raman

La plupart des amplificateurs installés sont à fibres dopées Erbium. Mais les distances de transmission dans un tel système sont limitées par le rapport signal sur bruit, et notamment par la présence du bruit de l'émission spontanée amplifiée, générée par les amplificateurs, d'où la nécessité de trouver un autre type d'amplificateur.

Le processus d'amplification Raman utilise les propriétés intrinsèques d'une fibre en silice pour amplifier le signal optique incident. En effet, lors du processus d'amplification optique, le pompage optique (laser de pompe de longueur d'onde de 1480nm) conduit les électrons de la fibre à un niveau d'énergie supérieure : état de transition. Les électrons se trouvent alors dans un état instable. Ceux-ci tendent donc à revenir vers un état d'énergie plus faible en se désexcitant sur le niveau d'énergie inférieure : état de vibration ou l'émission stimulée a lieu grâce aux photons incidents émis par le laser de pompe [59].

Ces amplificateurs présentent de nombreux avantages :

- L'effet Raman, à la base de l'amplification Raman, peut se produire dans n'importe quelle fibre contrairement à l'amplification Erbium où la fibre utilisée est une fibre dopée terres rares.

- Un ajustement de la longueur d'onde de la pompe permet d'obtenir une bande gain dans la gamme de longueurs d'ondes désirée. Contrairement à des fibres dopées pour lesquelles il est nécessaire d'ajuster la longueur d'onde de pompe sur une transition de matériau, le gain Raman se produit avec un décalage de 13.2 THz quelque soit la longueur d'onde de la pompe [60].
- L'association de plusieurs sources Raman permet d'obtenir des spectres plats sur plus de 100 nm.

L'inconvénient de cette amplification réside dans le fait que le gain de la fibre dépend fortement de la puissance du laser de pompe; pour obtenir un gain élevé, une importante puissance de laser de pompe est alors nécessaire. De plus, les modules d'amplification Raman nécessitent l'utilisation de composants actifs et passifs (laser de pompage, filtre, etc.) ne favorisant pas une intégration accrue [59].

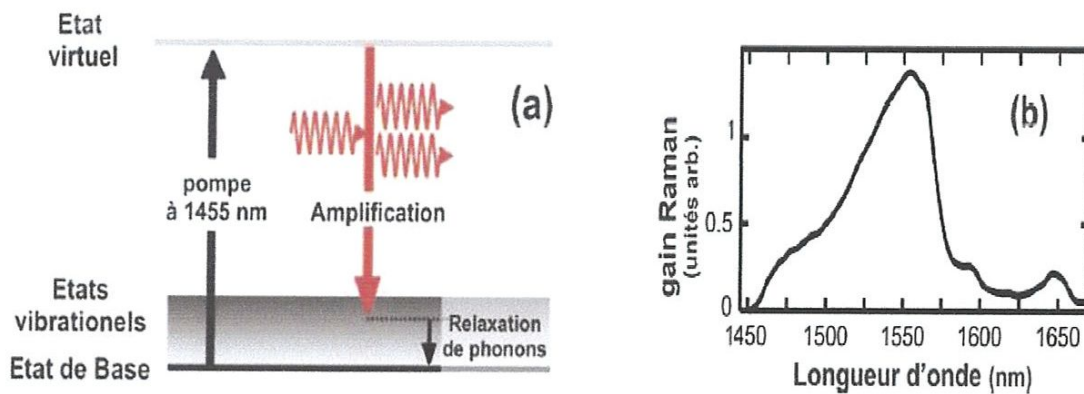


Figure II.29 : Schéma de principe de l'amplification Raman et, (b) Bande de gain Raman d'une pompe centrée autour de 1450 nm [59].

Lorsque la puissance de la pompe est importante, le régime de diffusion est auto-stimulé. Dans ce cas, l'énergie des hautes fréquences est en permanence convertie vers les basses fréquences.

#### II.2.4.3. Bruit d'émission spontanée amplifié (ASE)

Dans les lignes de transmission par fibre optique, l'utilisation d'amplificateur optique présente une grande source de dégradation de la qualité du signal transmis et une réduction du rendement d'amplification, puisque l'émission stimulée n'est pas le seul phénomène conduisant à la désexcitation des ions [61].

La quantité de bruit optique généré est proportionnelle au nombre de tronçons « fibre + amplificateur » du système, du moins s'ils sont identiques. Elle contribue à limiter la distance que peut atteindre un signal optique modulé pour être détecté : plus la quantité de bruit sera importante, plus le signal sera « noyé » dans ce bruit et plus il sera difficile de le détecter et plus il y aura d'erreurs de transmission.

L'évaluation théorique du bruit d'émission spontanée repose sur une analyse quantique du phénomène, donnant la densité spectrale des photons d'émission spontanée à la sortie de l'amplificateur [14] :

$$2N_{ASE} = 2n_{sp} \cdot h\nu \cdot (G - 1) \quad \text{II.8}$$

Où  $N_{ASE}$  est la densité spectrale de bruit,  $G$  est le gain de l'amplificateur à la fréquence  $\nu$  et  $h\nu$  est l'énergie d'un photon et  $n_{sp}$  caractérise l'inversion de population.

Un amplificateur est caractérisé par son gain et son facteur de bruit NF (Noise Figure), défini par le rapport signal sur bruit en entrée de l'amplificateur sur le rapport signal sur bruit en sortie par :

$$NF = \frac{(P_{signal} / P_{bruit})_{entrée}}{(P_{signal} / P_{bruit})_{sortie}} \quad \text{II.9}$$

Le rapport signal optique sur bruit (OSNR, Optical Signal-to-Noise Ratio) s'exprime par le rapport de la puissance de sortie du système sur la puissance du bruit ASE accumulé dans le système [61] :

$$OSNR = \frac{P_{sortie, système}}{P_{ASE, système}} \quad \text{II.10}$$

Considérons une chaîne de  $N$  amplificateurs (EDFA) de même gain  $G$  et de même facteur de bruit NF, fournissant la même puissance d'entrée pour  $N-1$  tronçons de fibres identiques comme la montre la Figure II.30.

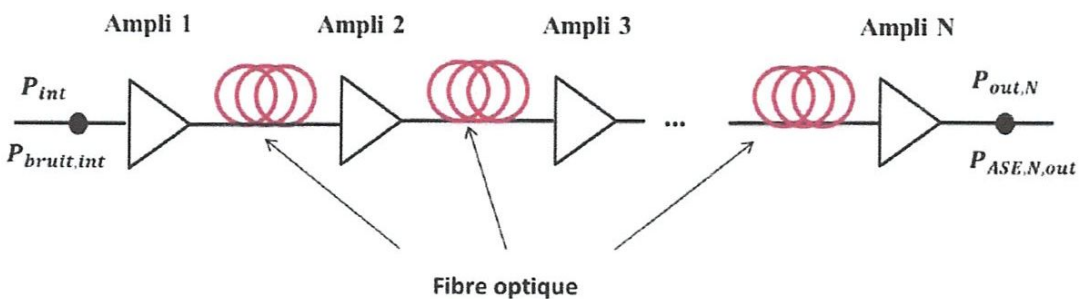


Figure II.30 : Schéma d'une ligne de transmission séparée par des amplificateurs [61].

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

$$OSNR[dB] = P_{e_{SIGNAL}}[dBm] - N_F[dB] - 10 \cdot \text{Log}(N) - 10 \cdot \text{Log}(h\nu B) \quad \text{II.11}$$

En considérant une bande spectrale B de 12.5 GHz autour d'une longueur d'onde de  $1.55\mu\text{m}$ , nous obtenons le résultat suivant :

$$-10 \cdot \text{Log}(h\nu B) \approx 58 \text{ dBm} \quad \text{II.12}$$

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

$$P_{e_{SIGNAL}}[dBm] = P_m - L_{span} \cdot \alpha_{dB \cdot km^{-1}} \quad \text{II.13}$$

Où  $L_{span}$  est la longueur d'un tronçon de fibre et  $\alpha$  est le coefficient d'atténuation de la fibre optique en dB·km-1. Il s'en suit que :

$$OSNR_{0.1nm}[dB] = P_m - L_{span} \cdot \alpha - N_F[dB] - 10 \cdot \text{Log}(N) + 58 \quad \text{II.14}$$

### II.2.5. Compensation de la dispersion chromatique (DCF-réseaux de Bragg)

Plusieurs techniques ont été développées pour compenser la dispersion. Les techniques les plus utilisées sont les fibres à compensation de dispersion (Dispersion Compensating Fiber DCF), les modules de compensation de dispersion (Dispersion Compensating Module, DCM).

A coté de ces techniques, nous pouvons aussi citer les réseaux de Bragg qui sont une alternative pour compenser la dispersion dans les liaisons optiques WDM. L'utilisation des réseaux de Bragg requiert un démultiplexage spectral et ensuite un multiplexage car dans les cas où la technique est appliquée par canal.

#### II.2.5.1. La fibre compensatrice de dispersion (DCF)

La DCF est une fibre dont le rôle est d'annuler la dispersion chromatique qui provient de la variation de l'indice de réfraction et la vitesse de groupe du signal transmis avec la longueur d'onde du signal lors de la propagation du signal dans la fibre monomode. Cette fibre peut être conçue par un choix judicieux du profil d'indice de la fibre. Cette technique est considérée comme étant la meilleure solution permettant de minimiser les pénalités introduites par la dispersion chromatique sur une large bande de longueurs d'onde [62].

Elle consiste alors à introduire un tronçon de longueur adaptée de cette fibre dont la dispersion est de signe opposé par rapport à celle de la fibre de ligne, mais il n'est pas possible de ramener la dispersion chromatique cumulée à zéro périodiquement simultanément sur toute une bande de plusieurs nanomètres en ajoutant simplement une seule et même valeur négative. L'idée est alors de combiner les deux fibres en utilisant le bon rapport de longueur donné par :

$$k = \frac{L_{\text{Fibre de ligne}}}{L_{\text{DCF}}} = \left| \frac{D_{\text{chDCF}}}{D_{\text{chFibre de ligne}}} \right| \quad \text{II.15}$$

La dispersion chromatique totale (ou cumulée) notée DC est alors définie par :

$$D_c = D_{\text{ch Fibre de Ligne}} L_{\text{Fibre de Ligne}} + D_{\text{ch DCF}} L_{\text{DCF}} \approx 0 \quad \text{II.16}$$

Cette valeur (appelée aussi DC résiduelle) doit être ramenée à zéro (ou autour d'une valeur faiblement positive) en fin de chaque section. D'après la relation précédente, on doit obtenir une valeur de DC DCF la plus négative possible pour limiter la longueur de fibre compensatrice à insérer.

La DCF est caractérisée par sa simplicité de mise en œuvre et sa bonne résistance aux éléments extérieurs, son avantage majeur est son caractère large bande, mais elle présente aussi des inconvénients comme les pertes linéiques non négligeables [63].

### II.2.5.2. Réseaux de Bragg

Un réseau de Bragg est une modification permanente de l'indice de réfraction photo induite par exposition de la fibre optique à un faisceau laser ultraviolet. Une modulation périodique de l'indice crée un réseau de phase permettant un couplage de l'énergie de certains modes vers d'autres modes de propagation. En particulier, si le couplage a lieu en contre propagation le réseau est appelé 'réseau de Bragg' [64].

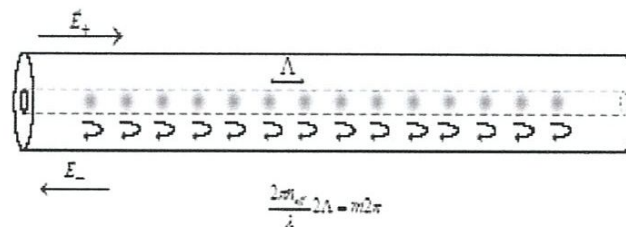


Figure II.31 : Couplage au mode contra-propagatif par une modulation périodique de l'indice de réfraction [64].

Une petite quantité de lumière incidente est réfléchiée à chaque changement périodique de l'indice de réfraction. La totalité des ondes lumineuses réfléchies sont combinées dans une large gamme de réflexion, à une longueur d'onde particulière, lorsqu'un très fort mode de couplage se présente ; c'est la condition de Bragg. La longueur d'onde à laquelle la réflexion ait lieu est appelée 'la longueur d'onde de Bragg'.

La longueur d'onde Bragg  $\lambda_B$  est donnée par :

$$\lambda_B = 2n_{eff} \Lambda \quad \text{II.17}$$

Où  $n_{eff}$  est l'indice de réfraction effectif et  $\Lambda$  est la période de réseau.

Parmi les propriétés de ce réseau ; c'est qu'il permet de compenser la dispersion et compresser les impulsions déformée.

Les réseaux de Bragg à comme avantages : simple structure, pertes d'insertion réduites, sélectivité spectrale large, insensibilité à la polarisation et l'adaptation complète avec les différentes fibres monomodes de communications [64].

### II.2.6. Les brasseurs optiques OXC (Optical Cross Connect)

Le rôle des brasseurs optique est convertit le signal optique en signal électrique après avoir été démultiplexé, le signal est ensuite switché et est reconvertis en signal optique. L'avantage de ce brasseur est qu'il permet de réamplifier (par un intermédiaire électrique) le signal avant de le retransformer en signal optique. Une seconde façon est de ne pas passer par l'intermédiaire d'un signal électrique. Le signal optique est alors démultiplexé, puis ensuite switché selon les directives pour ensuite être multiplexé [65].

Il existe un compromis entre les deux façons de brasser les signaux optiques. Des équipements possèdent les deux systèmes. Dans la plupart des cas, c'est le brasseur translucide (cad sans passer par la transformation électrique) qui est favorisé. Quand les interfaces optiques du module sont toutes utilisées ou qu'un signal à besoin d'être régénéré, ce sera le module électronique qui sera utilisé.

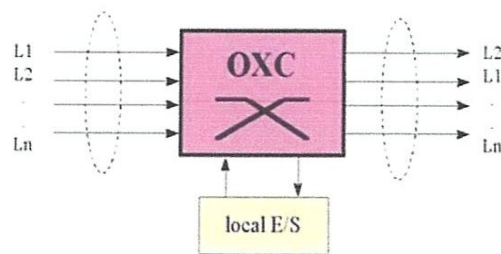


Figure II.32 : Schéma de principe d'un OXC [65].



### II.2.7. Les Multiplexeurs optiques à insertion/extraction (OADM)

Un multiplexeur optique à insertion/extraction de longueurs d'onde (OADM, Optical Add/Drop Multiplexer) est un dispositif dédié à la fonction de routage optique aux noeuds du réseau, et adapté aux transmissions utilisant le multiplexage en longueur d'onde [66]. L'objectif de la mise en place de ce type de dispositifs découle directement, d'une part, de la volonté d'augmenter la capacité des réseaux en exploitant au maximum les bandes passantes offertes par la fibre optique, et d'autre part, de réduire les coûts d'investissement (CAPEX, Capital Expenditure) et les dépenses opérationnelles (OPEX, Operational Expenditure). En effet, ce type de dispositif est d'abord transparent par rapport au débit, et est ensuite reconfigurable à distance [67].

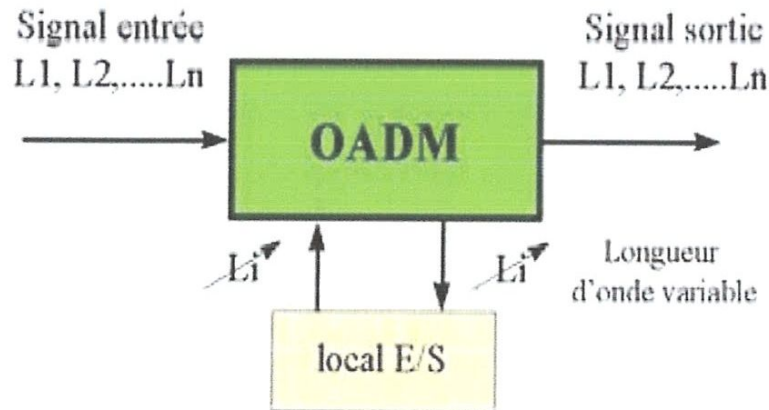


Figure II.33 : Schéma de principe des OADM [67].

#### II.2.7.1. ROADM

Un ROADM reprend le même principe de fonctionnement de l'OADM, en ajoutant néanmoins la fonction de reconfiguration des longueurs d'onde. Celle-ci permet une agilité additionnelle dans la mesure où le dispositif peut extraire n'importe quelle longueur d'onde du spectre, et la réinsérer ensuite, sachant que ces fréquences optiques étaient prédéfinies dans les OADMs. D'ailleurs, en partant du schéma classique d'un multiplexeur optique, c'est l'architecture du dispositif qui permettra le rajout de plusieurs fonctionnalités, entre autres, la reconfiguration de la longueur d'onde. Ces architectures sont catégorisées en trois ensembles : les BOADMs (Wavelength Blocker Based OADM), les ROADMs (Reconfigurable OADM) et les TOADMs (Tunable OADM) [68]. La Figure ci-dessous illustre le schéma synoptique d'un ROADM mettant en évidence son principe de fonctionnement.

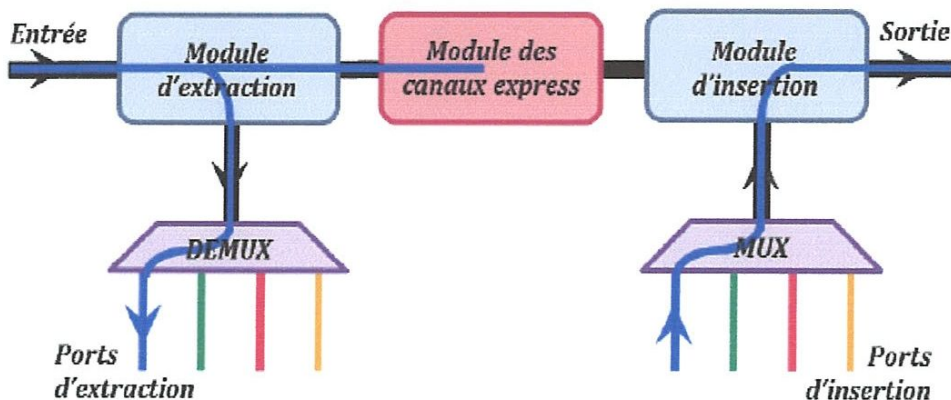


Figure II.34 : Schéma synoptique d'un ROADM [68].

Un ROADM est donc constitué de trois principaux modules : le module d'extraction, le module d'insertion et le module des canaux express. Un exemple, illustrant le principe de fonctionnement, est donné sur la figure ci-dessus, où la longueur d'onde bleue est extraite d'un spectre via le module d'extraction. Cette même longueur d'onde est bloquée au niveau du module des canaux express, pour être ensuite réinsérée et multiplexée au spectre via le module d'insertion [69].

#### ➤ ROADM à base de WB

La première architecture utilisée pour les ROADMs est celle basée sur les bloqueurs de longueurs d'onde (WB, Wavelength Blocker) [68]. Son fonctionnement est basique et le schéma synoptique illustré par la Figure II.35 peut très bien l'expliquer. Le bloqueur de longueur d'onde est situé au niveau du module des canaux express et sert à bloquer les longueurs d'onde extraites.

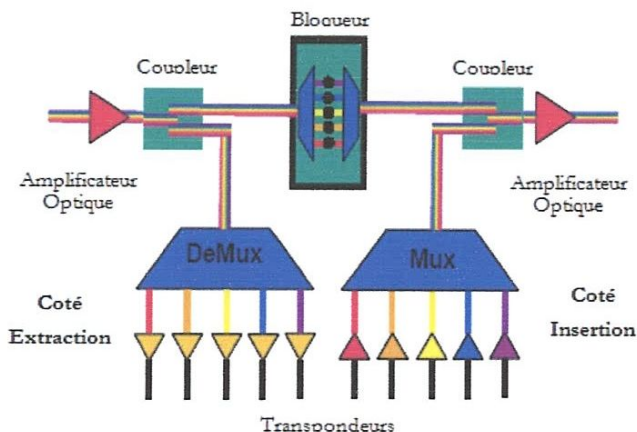


Figure II.35: Architecture B&amp;S d'un ROADM [68].

### ➤ ROADM à base de WSS

L'architecture de ROADM, qui utilise un élément appelé Commutateur Sélectif de longueur d'onde (Wavelength Selective Switch, WSS) est illustrée sur la Figure II.36. Le WSS a un port d'entrée et plusieurs ports de sorties. Un de ces derniers ports peut être désigné comme port "express" et les autres comme ports d'extraction. Toute combinaison de canaux sur le port d'entrée peut être routée vers n'importe quel port de sortie. Si le nombre de canaux à extraire est supérieur au nombre de ports d'extraction, alors il est nécessaire d'équiper ces ports avec des filtres ou des démultiplexeurs [67].

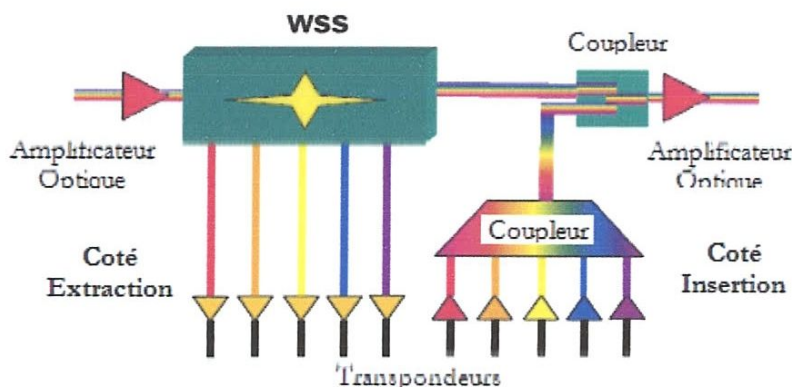


Figure II.36 : ROADM utilisant WSS [67].

## II.2.8. Le module de réception

Dans cette partie, on va s'intéresser à la démodulation du signal optique en étudiant les différents types de détection utilisés dans les systèmes de transmission optiques.

Le rôle de récepteur est de récupérer la séquence binaire sous forme électrique. Le récepteur est équipé notamment d'un détecteur constitué d'une ou plusieurs photodiodes permettant la conversion du signal optique en signal électrique. Les photodiodes peuvent parfois être précédées d'un démodulateur servant à récupérer l'information binaire lorsqu'elle est stockée dans la phase du signal optique.

### II.2.8.1. Principe de base de la photo-détection

La photo-détection est un phénomène d'absorption dans un matériau de l'énergie lumineuse portée par les photons qui est transformée en énergie électrique portée par les électrons et les trous.

Le principe de base de la photodétection est illustré par la Figure II.37 dans le cas d'un semi-conducteur intrinsèque et extrinsèque. L'absorption d'un photon possédant une énergie au moins égale à la bande interdite  $E_G$  caractérisant le semi-conducteur, permet de libérer un électron de la bande de valence  $E_V$  à la bande de conduction  $E_C$  [70].

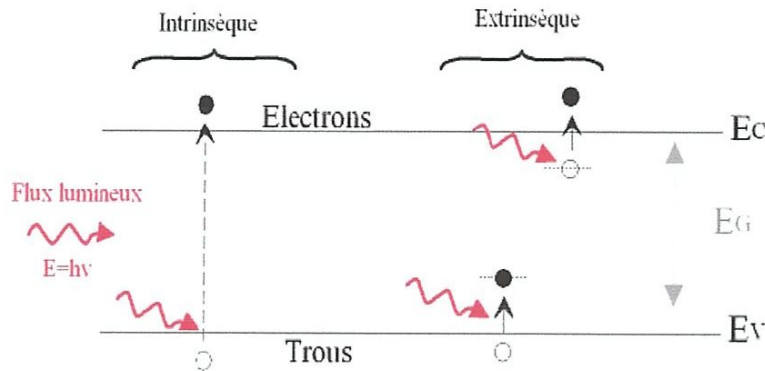


Figure II.37 : Principe d'absorption de la lumière dans le cas de semi-conducteurs intrinsèque et extrinsèque [70].

Il est possible de rencontrer des niveaux d'énergie intermédiaires dans le cas de semi-conducteurs extrinsèques : le niveau d'énergie des accepteurs proches de la bande de valence pour les semi-conducteurs dopés P, et le niveau des donneurs proches de la bande de conduction pour ceux dopés N.

### ➤ La photodiode PIN

La photodiode PIN est basée sur une simple jonction PN au milieu de laquelle a été insérée une couche intrinsèque, absorbante à la longueur d'onde.

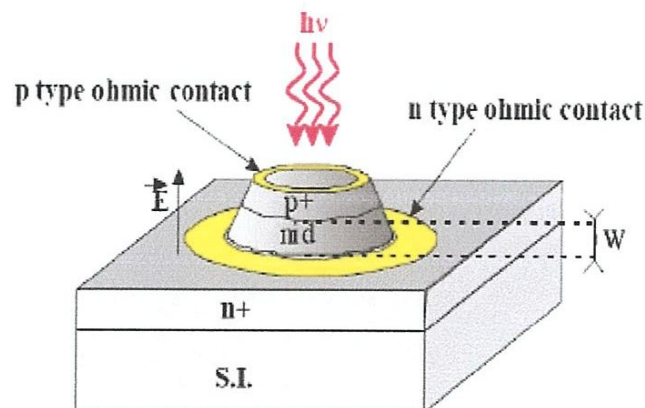


Figure II.38 : Schéma d'une photodiode PIN classique à éclairage vertical [71].

L'idée de cette structure est d'augmenter artificiellement la zone de charge d'espace et donc la zone d'absorption principale de la photodiode,  $W$ , comme illustre par la Figure II.38. Sous une polarisation inverse suffisante, toute la zone intrinsèque est soumise à un fort champ électrique quasi-uniforme et ainsi les porteurs photo-générés atteignent rapidement la vitesse de saturation. Cette structure de photodiode a très rapidement été utilisée comme démodulateur optique-microonde, [71].

Dans ce type de composant, des temps de réponse très brefs sont recherchés pour pouvoir permettre des montées en débit pour les communications. On remarque que dans les premières structures PIN, certains porteurs photo-générés étaient soumis au phénomène de diffusion dans certaines zones. Or, la diffusion est un phénomène très lent qui réduit la bande passante et donc est contraire aux applications optique microonde [71].

#### ➤ Principe de fonctionnement d'une photodiode PIN

La Figure II.39 résume le principe de fonctionnement d'une photodiode PIN à éclairage vertical avec pour zone active, la zone intrinsèque. L'éclairage vertical peut être effectué par dessus ou par dessous suivant les structures et matériaux utilisés. L'éclairage latéral permettra de lever le compromis rapidité/détection [72].

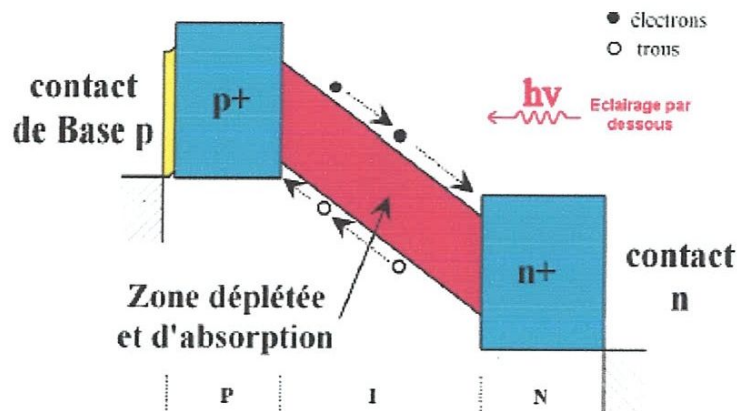


Figure II.39 : Principe de fonctionnement d'une photodiode PIN [72].

Nous rappelons que pour des photodiodes PIN ultra-rapides, c'est à dire que  $\alpha(\lambda) \cdot W \ll 1$ , avec  $W$  épaisseur de la zone d'absorption, le rendement quantique externe, qui est proportionnel à l'épaisseur d'absorption, est défini par l'équation II.18 et peut être approximé par :

$$\eta_{ext} = \eta_{int} \cdot (1 - R) \cdot (1 - e^{-\alpha W}) \quad \text{II.18}$$

en considérant  $\eta_{int} \approx 1 \cdot W \ll 1$  ( $R$  : coefficient de réflexion).

La sensibilité des photodiodes PIN, en appliquant les mêmes simplifications que le rendement externe, s'approxime alors en fonction de la longueur d'onde comme suit [72] :

$$S(\lambda) = \frac{\lambda(\mu\text{m})}{1,24} \eta_{ext} \approx \frac{\lambda(\mu\text{m})}{1,24} (1 - R) \cdot \alpha(\lambda) \cdot W \quad \text{II.19}$$

Pour résumer, ces photodiodes ont pour intérêt :

- une grande sensibilité, proportionnelle à la largeur et à la profondeur de la zone intrinsèque.
- élimination des phénomènes de diffusion par l'utilisation d'hétérojonction.
- diminution du temps de transit des porteurs pour une épaisseur de zone intrinsèque fixe en augmentant la tension de polarisation inverse, dans le cas où la vitesse de saturation n'est pas déjà atteinte.

#### ➤ La photodiode à avalanche (APD)

Les photodiodes à avalanche (APD) sont utilisées pour accroître la sensibilité des photodétecteurs dans les communications sur fibre optique. Cette augmentation de la sensibilité est obtenue grâce à une amplification interne du courant photo-généré due à un effet d'avalanche. Les premières études sur ces photodétecteurs datent de 1966 par Emmons et Lucovsky [73].

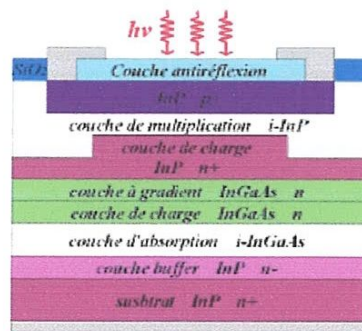


Figure II.40 : Structure typique d'une photodiode à avalanche ultra-rapide en InGaAs [73].

Sa structure est similaire à celle d'une photodiode PIN, dans laquelle il a été ajouté une couche de multiplication non-dopée à grand gap et des couches de transition à gap intermédiaire (Voir Figure II.40). Les zones d'absorption et de multiplication sont séparées

afin d'éviter de forts courants de fuite ou des phénomènes de bruit d'avalanche. Sous cette condition, la photodiode à avalanche peut rester à faible bruit tout en apportant une amplification. L'éclairage se fait usuellement par un faisceau optique injecté verticalement [73].

### II.2.8.2. Détection directe

En détection directe, le signal optique reçu est détecté tel quel directement par une photodiode et le circuit de décision permet de faire correspondre à chaque valeur du courant électrique un niveau haut ou un niveau bas suivant que cette valeur est inférieure ou supérieure à un seuil de décision. Dans le cas d'une modulation de phase, la détection directe ne peut être utilisée car toute l'information contenue dans la phase du signal serait perdue.

Pour détecter les signaux dans le cas d'une modulation de phase, les détections différentielle et cohérente peuvent être utilisées [2].

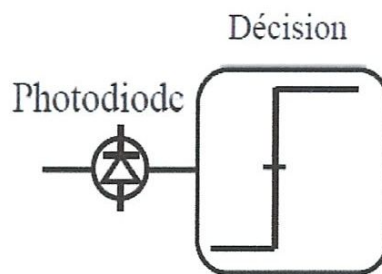


Figure II.41 : Principe d'une détection directe [2].

#### ➤ La décision

On doit assurer, en bout de transmission, une bonne qualité d'information. Pour cela, une remise en forme du signal détecté est réalisée grâce au bloc de décision. Ce dernier est composé d'un détecteur à seuil et d'un circuit de récupération d'horloge, encore appelé circuit de synchronisation. La Figure II.42 illustre le principe de la décision au moyen d'un diagramme de l'œil [74].

A un instant donné, appelé instant de décision, le niveau du signal est mesuré. Généralement, les niveaux mesurés sont distribués autour de deux valeurs moyennes  $I_1$  et  $I_0$ . La variation autour du niveau haut  $I_1$  est appelée bruit sur les "1" et la racine carré de la variance des densités de probabilité est appelée  $\delta_1$ . La variation autour du niveau bas est appelée bruit sur les "0" et la racine carrée de la variance des densités de probabilité est  $\delta_0$

[74]. Il nous semble bon de préciser que, par abus de langage, les impulsions optiques présentant un niveau après détection proche du niveau  $I_1$ , respectivement  $I_0$ , sont souvent appelées symboles "1", respectivement symboles "0".

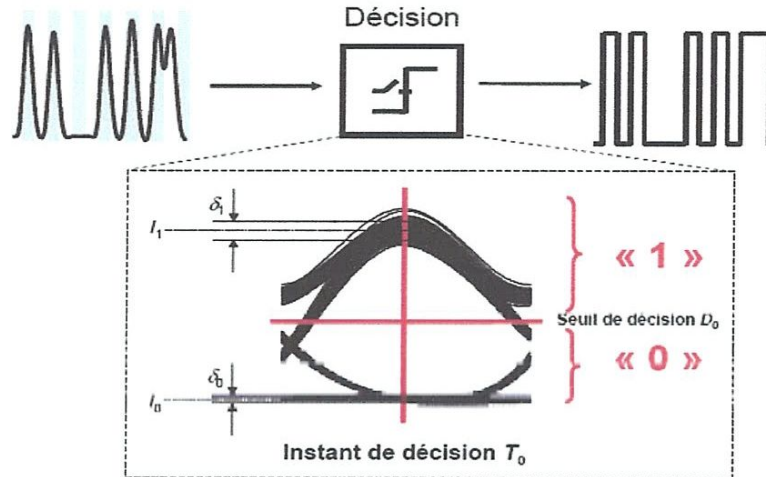


Figure II.42 : Principe de la décision [74].

## II.3. Critère de qualité d'une transmission par fibre optique

### II.3.1. Taux d'erreur binaire

Le taux d'erreur binaire (TEB) est un critère qui quantifie la qualité d'une transmission optique. Au niveau du récepteur, une bascule mesure le photo-courant  $I$  de chaque symbole de la séquence transmise et le compare à une valeur seuil  $I_0$ . Dans le cas où la valeur  $I$  est supérieure (inférieure) à  $I_0$ , le symbole détecté est un 1 (0). Des phénomènes tels que le bruit d'amplitude ou la gigue d'amplitude peuvent modifier les valeurs des photo-courants  $I$  du symbole 0 et 1, créant ainsi des erreurs [75].

Le taux d'erreur binaire est alors défini comme le rapport du nombre d'erreurs sur le nombre de bits envoyés :

$$\text{BER} = \frac{\text{NB}_{\text{erreurs}}}{\text{NB}_{\text{bit transmise}}} \quad \text{II.20}$$

Par exemple, si la séquence transmise est **0110001011** et la séquence détectée est **0010101001**, le nombre de symboles erronés est dans ce cas 3. Le taux d'erreur binaire est 3 symboles erronés divisé par 10 symboles transmis, soit 30 %. Le taux d'erreur binaire



s'exprime en puissance négative. Le taux d'erreur binaire pour une transmission optique sans erreur est fixé à  $10^{-9}$ , ce qui correspond à une erreur sur un milliard de symboles transmis [75].

### II.3.2. Diagramme de l'œil

Le diagramme de l'œil est un outil qui permet d'observer le signal transmis. Observé dans le domaine électrique à l'aide d'une photodiode et d'un oscilloscope à échantillonnage optique ou dans le domaine optique, le diagramme de l'œil représente une superposition de tous les symboles de la séquence transmise. La Figure II.43 montre les diagrammes de l'œil d'un signal Non Retour-à-Zéro NRZ [75].

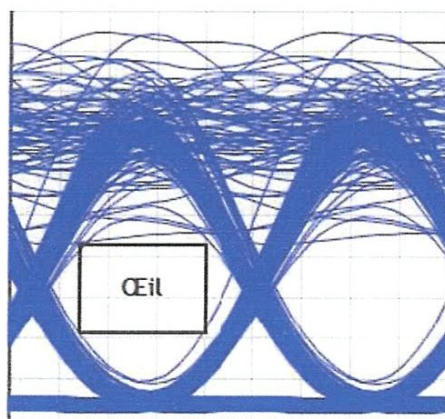


Figure II.43 : exemple de diagramme de l'œil d'un signal NRZ [75].

Grâce au diagramme de l'œil, il est possible d'observer et de quantifier des phénomènes tels que la gigue d'amplitude (amplitude jitter), la gigue temporelle (timing jitter), la largeur totale à mi-hauteur des impulsions, le taux d'extinction (ER, extinction ratio). Lorsque celui-ci est fermé, le signal transmis est de mauvaise qualité et la détection sans erreur du signal sera difficile [75].

### II.3.3. Le facteur de qualité Q [76]

Le facteur **Q**, ou facteur de qualité, est un autre critère de qualité d'un signal optique. Il est obtenu à partir des statistiques de bruit (moyennes et écarts-types) des niveaux « 1 » et « 0 » du signal à détecter. Le facteur Q est défini par :

$$Q = \frac{I_1 - I_0}{\sigma_1 + \sigma_0} \quad \text{II.21}$$

Où  $I_1$  et  $I_0$  désignent les valeurs moyennes des niveaux « 1 » et « 0 » du signal, et  $\sigma_1$  et  $\sigma_0$  désignent leurs écarts-types respectifs.

Dans le cas de statistiques de bruit gaussiennes, le BER est assez simplement relié au facteur Q par la formule :

$$\text{BER} = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left[ \frac{Q}{\sqrt{2}} \right] \quad \text{II.22}$$

Où *erfc* désigne la fonction d'erreur complémentaire, soit :

$$\operatorname{erfc}(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_x^{+\infty} e^{-y^2} dy \quad \text{II.23}$$

Le facteur Q est usuellement exprimé en dB en utilisant la formule suivante :

$$Q_{dB} = 20 \cdot \log_{10}(Q) \quad \text{II.24}$$

L'intérêt de ce facteur de qualité en décibel est de varier de la même manière que le rapport signal à bruit, en régime de propagation linéaire et en faisant abstraction des imperfections au niveau des équipements d'émission et de détection. Pour la plupart des formats de modulation et des techniques de détection, lorsque le rapport signal à bruit se dégrade de 1dB, le facteur de qualité Q<sup>n</sup> (dB) se dégrade lui aussi de 1dB [76].

### II.3.4. Le rapport signal sur bruit optique

Le rapport signal sur bruit optique (ou OSNR pour Optical Signal to Noise Ratio) est un paramètre permettant de quantifier la qualité du signal à la réception. La valeur de ce paramètre est le rapport entre la puissance du signal optique et la puissance du bruit optique. Ce paramètre doit être supérieur à une certaine valeur pour que le signal puisse être détecté correctement [74].

L'OSNR en dB, sur une bande spectrale B, est calculé par la formule :

$$\text{OSNR}^B (dB) = 10 \cdot \log \left( \frac{P_{\text{signal}}^B}{P_{\text{bruit}}^B} \right) = 10 \cdot \log(10^{P_1/P_2} - 1) \quad \text{II.25}$$

Pour ramener à une bande spectrale déterminée, par exemple 0,1 nm, on utilise la formule suivante :

$$\text{OSNR}^{0.1nm} (dB) = \text{OSNR}^B (dB) + 10 \cdot \log \left( \frac{B(nm)}{0.1} \right) \quad \text{II.26}$$

## **II.4. Conclusion**

Nous avons vu dans ce chapitre, la structure générale d'un système de transmission optique multiplexé en longueur d'onde WDM. La technologie WDM est sans concurrence du point de vue de la capacité, car le coût de la fibre et des matériaux ne cesse de baisser avec des portées toujours plus longues. L'accroissement de la capacité se fait de deux façons : en augmentant le nombre de canaux dans une fibre et en augmentant le débit par canal lors de l'émission. L'évolution du WDM a permis de battre de nouveaux records en matière de débit. Les innovations constantes dans les technologies de transmissions offrent de nouvelles possibilités d'économies.

Le prochain chapitre sera consacré à l'étude détaillée le système de transmission cohérent.

*Chapitre III :*  
*Généralités sur les Systèmes*  
*cohérents*

### III.1. Introduction

Ce chapitre décrit tout d'abord le principe d'une détection cohérente optique, puis le fonctionnement de différents types de récepteurs optiques utilisables lors d'une détection cohérente.

La détection optique cohérente du signal est au cœur de la nouvelle génération de systèmes de transmission sur fibre. Ces systèmes utilisent des formats de modulation à grande efficacité spectrale et sont très robustes à la propagation sur le canal de transmission optique. Nous savons que les détecteurs optiques ne sont sensibles qu'à l'intensité du signal et non à sa phase. Pour récupérer l'information contenue dans la phase, il faut faire interférer le signal avec un signal de référence [77]. Pour ce faire nous pouvons penser à un montage où le signal interfère avec un oscillateur local stabilisé en fréquence et en phase. C'est le principe de la détection cohérente. Mais un montage de détection cohérente représente un lourd investissement, tant sur le plan technique que financier. Cependant l'intérêt pour la détection cohérente est revenu récemment au goût du jour, car cette méthode de détection ouvre la porte à de nombreuses pistes de traitement numérique du signal.

### III.2. Système cohérent (Côté émetteur)

L'émetteur cohérent est constitué d'une source laser et d'un modulateur (MZM) pour coder l'information sur le signal optique. Le laser employé est un laser à semi-conducteur de spectre étroit, qui émet préférentiellement à une fréquence donnée.

#### III.2.1. Méthodes de génération de la QPSK

Il existe principalement deux méthodes de génération de la QPSK, consistant chacune en une combinaison de deux modulations de phase [78]. Chaque modulation de phase est commandée par la séquence binaire pré codée obtenue à partir de la séquence I ou de la séquence Q modulées au débit binaire moitié du débit binaire initial.

##### III.2.1.a. Génération « en série »

Dans le schéma de génération de la QPSK dit en série, le signal continu issu de la source laser subit une première modulation de phase BPSK de la séquence issue de la séquence I entre 0 et  $\pi$ , au moyen d'un modulateur Mach-Zehnder (MZM). Puis ce signal BPSK est à nouveau modulé en phase par la séquence issue de la séquence Q, entre 0 et  $\pi/2$ .

Cette surmodulation ne peut être effectuée qu'à l'aide d'un modulateur de phase simple. Après ces deux modulations de phase en série, la phase du signal peut prendre ainsi

les 4 valeurs  $0, \pi/2, \pi$ , ou  $3\pi/2$ . La Figure III.1 montre le schéma de la génération de la QPSK en série, ainsi que les constellations (idéales) du signal optique modulé, après le premier et le second modulateur [76].

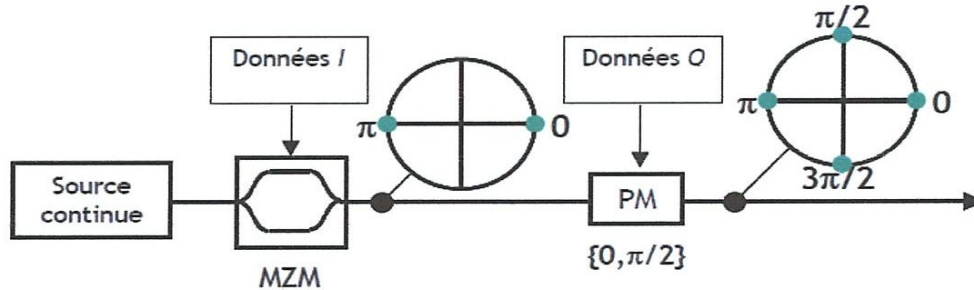


Figure III.1 : génération de la QPSK par deux modulateurs de phase en série [76].

### III.2.1.b. Génération « en parallèle »

Dans le schéma de génération de la QPSK dit en parallèle, le signal continu issu de la source laser est d'abord séparé en deux voies au moyen d'un coupleur 3 dB. Sur chaque voie est effectuée une modulation BPSK par MZM, codant pour l'une la séquence issue de la séquence I et pour l'autre la séquence issue de la séquence Q. Puis un déphasage de  $\pi/2$  est appliqué au signal modulé sur la voie de la séquence Q, ce qui justifie à nouveau le terme de Quadrature pour désigner cette séquence. Le signal QPSK obtenu selon cette méthode présente des niveaux de phase de  $\pi/4, 3\pi/4, -3\pi/4$  et  $-\pi/4$ , mais les différentiels entre ces différents niveaux sont toujours des multiples de  $\pi/2$  [76]. Le signal QPSK obtenu à partir de cette méthode de génération en parallèle est donc une combinaison de deux signaux BPSK modulés de manière identique, par des modulateurs Mach-Zehnder. De plus, il est intéressant de noter que, comme dans le cas de la BPSK, la fonction de transfert en intensité, sinusoïdale, des MZM ne présente pas de variation au premier ordre au niveau de ses maxima. Si le signal électrique incident est convenablement amplifié de telle sorte que ses niveaux haut et bas correspondent aux abscisses de ces maxima, ses fluctuations d'amplitude à leur voisinage seront atténuées dans le signal optique, ce qui améliorera sa qualité [78].

La Figure III.2 montre le schéma de génération de la QPSK en parallèle, ainsi que les constellations du signal sur chaque voie et après leur combinaison.

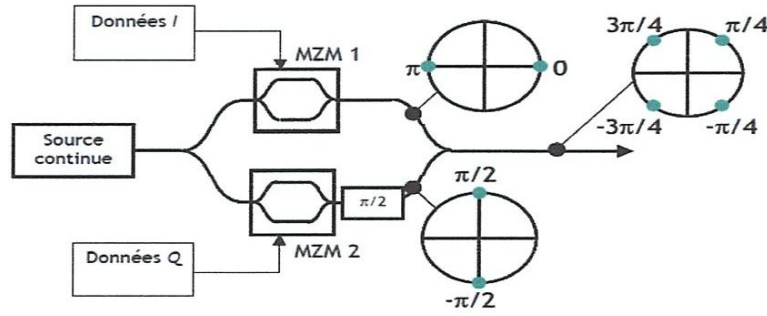


Figure III.2: génération de la QPSK par deux modulateurs BPSK en parallèle [76].

### III.2.2. Méthodes de génération de la DP-QPSK

#### III.2.2.1. Modulation DP-QPSK

La modulation des systèmes de transmission cohérents déployés aux extrémités des liaisons est sous la forme DP-QPSK (Dual Polarization Quadrature Phase Shift Keying). La Figure III.3 décrit le diagramme de constellation DP-QPSK du signal émis cohérent.

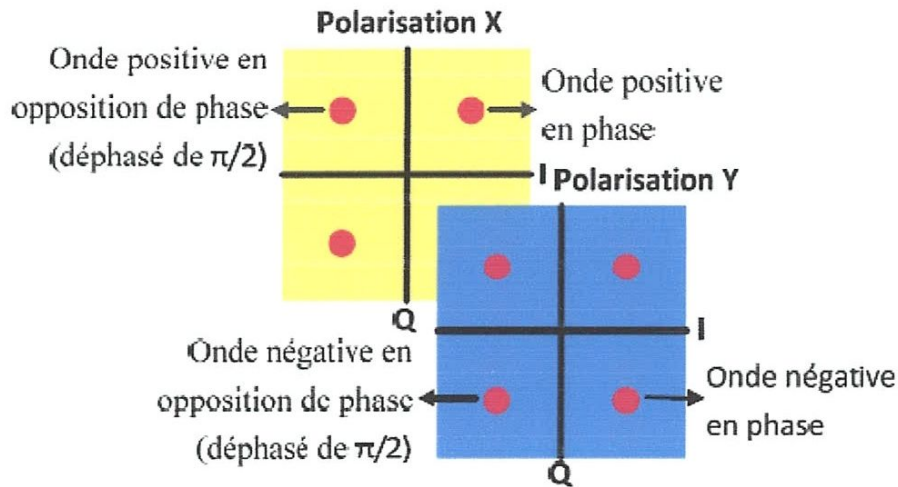


Figure III.3 : Diagramme de constellation du format de modulation DP-QPSK [79].

Cette technique de modulation implémente un codage binaire sur quatre valeurs de phase pour chaque mode de polarisation X et Y du signal optique. Chaque valeur de phase correspond à un état. Un état désigne un symbole codé sous deux bits. Ces symboles peuvent être représentés dans un plan « IQ ». L'axe I du plan « IQ » définit la partie de l'onde en phase ou la partie de l'onde en opposition de phase. L'axe Q définit l'onde en quadrature,

c'est-à-dire déphasée de  $90^\circ$  (Voir Figure III.3) [79]. La Figure III.4 illustre la structure de l'émetteur DP-QPSK cohérent et le diagramme de constellation pour chaque mode de polarisation. Un séparateur de polarisation (PBS) permet de séparer le champ optique du laser d'émission en deux champs orthogonaux de polarisations rectilignes, dont les axes sont notés // et  $\perp$ . Deux modulateurs IQ modulent indépendamment chacune des branches, puis un combineur optique (PBC pour Polarization Beam Combiner) permet de recombinaison les deux signaux pour la transmission.

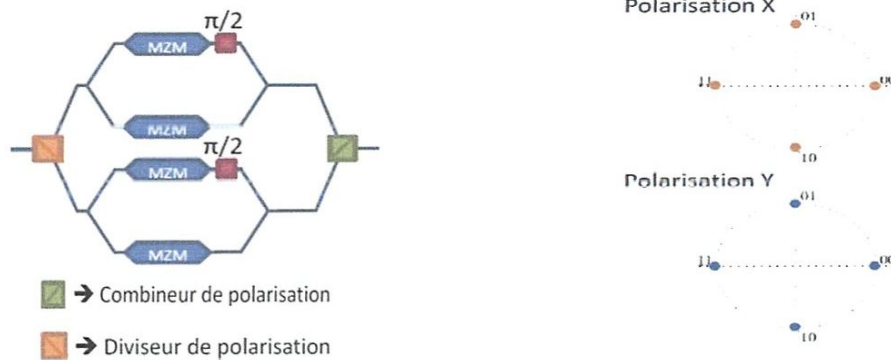


Figure III.4 : Schéma du transmetteur cohérent DP-QPSK et la constellation [79].

- **Remarque**

Dans le cas d'une transmission PSK et QPSK, il est nécessaire au récepteur de retrouver la fréquence et la phase de la porteuse. La restauration de la fréquence ne nous posera pas trop de problèmes, mais la récupération de la phase sera beaucoup plus délicate. Dans le cas des fréquences optiques, c'est presque impossible. L'utilisation d'une modulation différentielle DPSK (Differential Phase Shift Keying) simplifie ce travail en permettant d'utiliser, comme référence, la phase de la donnée précédente [80].

Dans ce type de modulation, les données sont préalablement codées de façon différentielle. Pour transmettre un "1", nous maintenons la donnée précédente, et pour transmettre un "0", nous changeons de signe par rapport à la donnée précédente; ceci s'effectue en multipliant les données par le bit précédemment transmis.



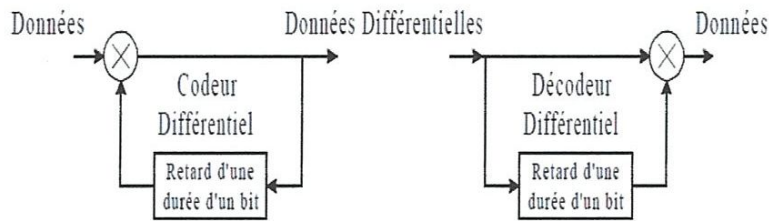


Figure III.5 : Codeur et décodeur différentiels [80].

### III.3. Le codage différentiel

#### III.3.1. Codages différentiels en phase (DPSK)

La DPSK (differential phase shift keying) est souvent préférée à la modulation PSK en raison de la complexité de démodulation de cette dernière. En effet, dans la DPSK, les données sont d'abord encodées de façon différentielle à l'aide d'un codeur différentiel comme montré sur la Figure III.6. Les données codées sont ensuite modulées sur une porteuse optique en utilisant un modulateur MZM, qui change la phase optique de la porteuse initiale d'un décalage de phase relatif de  $\pi$  [38].

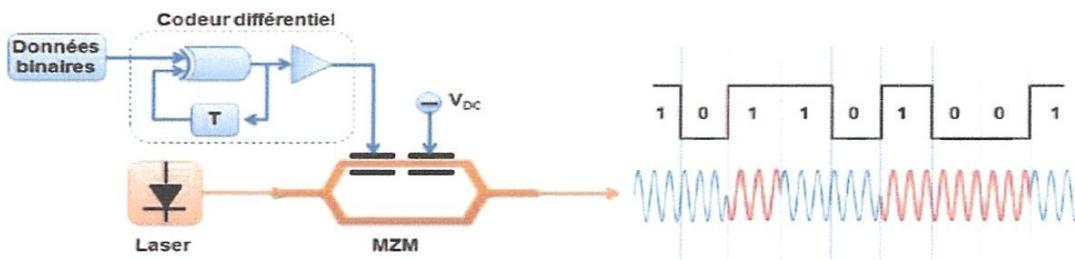


Figure III.6: Émetteur DPSK et un exemple de modulation DPSK [38].

Cette modulation est donc plus simple à décoder par le récepteur qu'une modulation BPSK. Cependant, elle est plus sensible au bruit étant donné qu'elle utilise le bit précédent comme référence.

#### III.3.2. Codages différentiels en phase DQPSK

Dans les systèmes de communications avancés, la modulation DPSK M-aire est utilisée au lieu de la modulation DPSK binaire. La plus utilisée parmi celles-ci est la modulation DQPSK (differential quadrature PSK), aussi appelée DPSK 4-aire [81]. La Figure

écrit comme :

$$E_{LO}(t) = A_{LO}(t) \exp[i(\omega_{LO}t + \phi_{LO})] \quad \text{III.2}$$

Où  $\omega_{LO}$ ,  $A_{LO}(t)$ , et  $\phi_{LO}$  sont respectivement la fréquence porteuse, l'amplitude, et phase de temps variable dépendante du LO. La notation scalaire est utilisée à la fois  $E_s(t)$  et  $E_{LO}(t)$  en raison de supposer que les deux champs sont identiquement polarisés [21]. Il existe quatre différents types de la détection cohérente, qui sont désignés comme la détection cohérente unique avec un seul (PD), la détection cohérente simple avec deux photodiodes (B-PD), la détection cohérente en quadrature avec hybrid 90° et la détection cohérente à diversité de polarisation.

### III.5.2. La détection cohérente avec un seul (PD)

La Figure III.10 montre le schéma de la détection cohérente avec un seul PD.

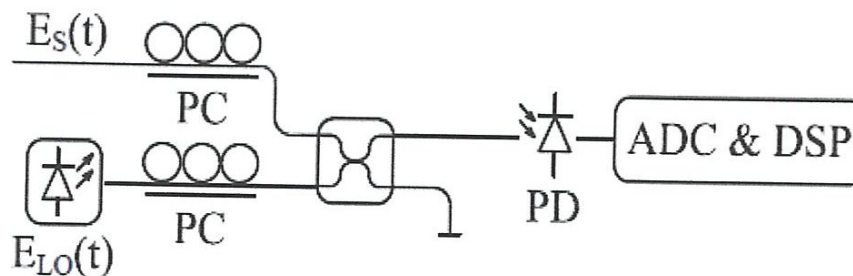


Figure III.10 : la détection cohérente avec un seul PD [83].

Comme on peut le voir, avant la combinaison du champ optique ou moyen d'un coupleur 3 dB, le signal reçu  $E_s(t)$  et  $E_{LO}(t)$  se propage dans le récepteur à travers les contrôleurs de polarisation (PC), qui sont utilisées pour contrôler les états de polarisation. Par la suite un PD unique utilise pour détecter le signal reçu combiné avec LO. Laissez la réponse complexe pour coupleur 3 dB être écrites sous une forme matricielle:

$$\frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & i \\ i & 1 \end{bmatrix} \quad \text{III.3}$$

Où  $i = \sqrt{-1}$ , le signal d'entrée PD est présenté comme :

$$E_{in} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & i \\ i & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_s(t) \\ E_{LO}(t) \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} E_s(t) + iE_{LO}(t) \\ E_{LO}(t) + iE_s(t) \end{bmatrix} \quad \text{III.4}$$

Selon la PD est caractérisé par une intensité carrée, la puissance à la sortie de la PD est donnée par  $P_0 = R|E_s + iE_{LO}|^2$ , Où  $R$  est un facteur de sensibilité de détecteur.

$$P_0(t) = P_0 + P(t)\sin[\Delta\omega t + \Delta\phi]$$

$$P_0 = A_{LO}^2(t) + A_s^2(t) \quad \text{et} \quad P(t) = 2A_{LO}(t)A_s(t) \quad \text{III.5}$$

En remarque d'après l'équation (III.5) que le signal reçu est amplifié par le LO. Cela montre directement l'avantage de la détection cohérente dans un système sans amplification préalable. La détection cohérente unique avec un seul PD présente quelques inconvénients :

- Le bruit d'amplitude du laser local a été négligé. En effet, le signal du laser local est environ 50 à 60 dB plus puissant que celui des données. Une fluctuation de son amplitude, même faible, sera très supérieure à la puissance des données. Ceci peut rendre la détection de ces dernières problématique.
- La présence d'une composante continue à la sortie du détecteur est très gênante.

Nous allons voir maintenant comment remédier aux deux problèmes.

### III.5.3. La Détection Cohérente avec les récepteurs Balancés

La Détection Cohérente avec les récepteurs Balancés est présentée sur la Figure III.11.

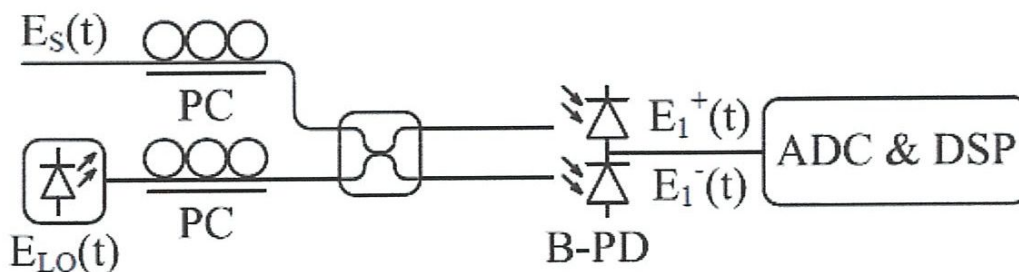


Figure III.11 : La Détection Cohérente avec les récepteurs Balancés [83].

Cette détection emploie deux photodiodes en configuration cascade [84]. En utilisant (III.4) et (III.5), les sorties de deux PD en cascade sont présentées, respectivement :

$$E_1^+(t) = P_0 + P(t)\sin[\Delta\omega t + \Delta\phi] + n_{RIN}(t)$$

$$E_1^-(t) = P_0 - P(t)\sin[\Delta\omega t + \Delta\phi] + n'_{RIN}(t) \quad \text{III.6}$$

Où  $n_{RIN}(t)$  et  $n'_{RIN}(t)$  sont respectivement le bruit d'intensité relative (RIN) de deux signaux reçus. Le bruit thermique est supposé être négligeable. En outre, le RIN de l'oscillateur local et du signal laser sont supposés être identiques. Par conséquent, le résultat de la soustraction des deux sorties PD en cascade est donnée par :

$$E_1(t) = E^+_{1}(t) - E^-_{1}(t) = 2P(t)\sin[\Delta\omega t + \Delta\phi] \quad \text{III.7}$$

Par rapport à la détection cohérente unique avec un seul PD, la détection équilibrée est en mesure d'améliorer la tolérance d'OSNR.

Ce montage résout le problème du bruit d'amplitude que pourrait avoir le laser local. En effet, le bruit d'amplitude est éliminé parce que ses composantes aux deux détecteurs sont directement corrélées, et que les courants résultants sont soustraits. Il a en plus l'avantage de ne plus avoir de composante continue mélangée aux données. Les problèmes de polarisation et de phase ne sont cependant pas résolus. Voyons maintenant comment maîtriser la polarisation.

#### III.5.4. La détection cohérente avec hybride 90°

La détection cohérente avec hybride 90° est présentée sur la Figure III.12.

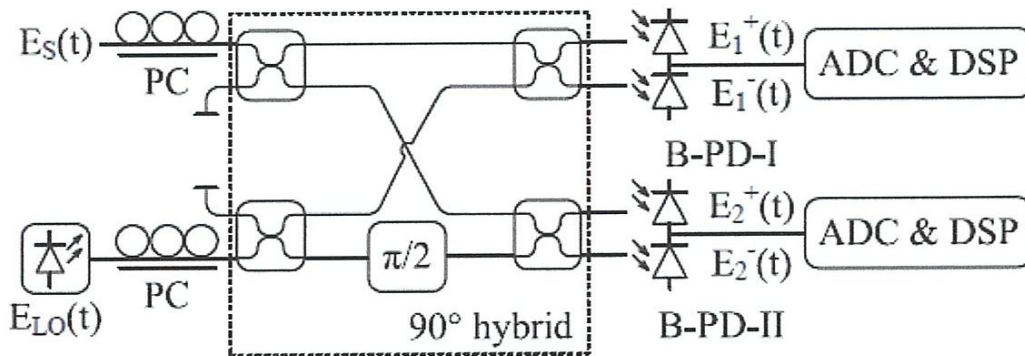


Figure III.12 : La détection cohérente avec hybride 90° [83].

Par rapport aux deux types de détection cohérente discutés précédemment, la détection cohérente en quadrature peut détecter à la fois des informations d'amplitude et de phase en même temps. L'hybride 90° est simplement assemblé par des coupleurs et des fibres optiques [85].

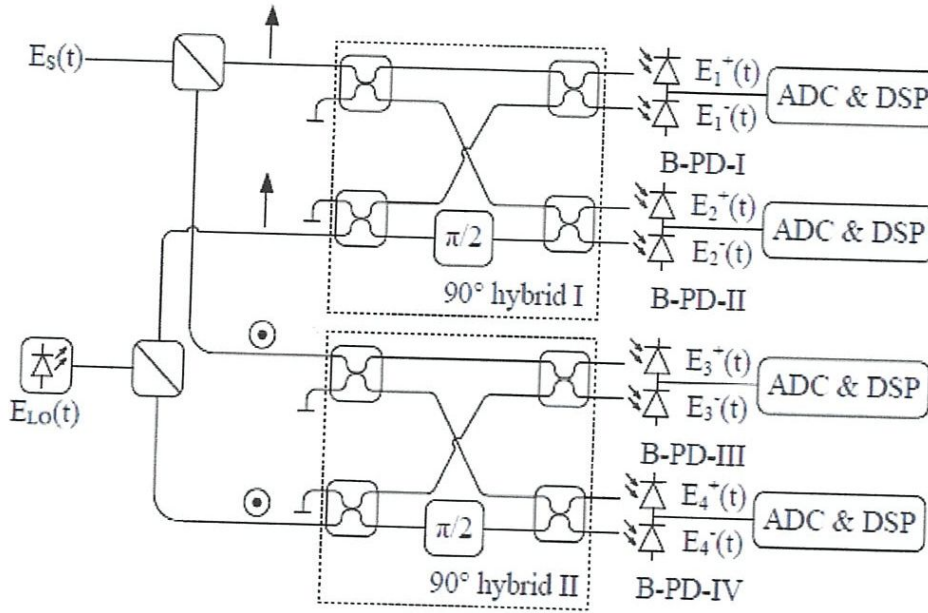


Figure III.13 : La détection cohérente à diversité de polarisation [83].

La Figure III.13 présente un récepteur à diversité de polarisation. On utilise deux hybride  $90^\circ$  avec quatre PD pour détecter respectivement les deux branches de polarisation orthogonale  $\vec{x}$  et  $\vec{y}$ . Pour séparer un champ optique incident en deux champs orthogonaux de polarisations rectilignes, on utilise un séparateur de polarisation (PBS pour Polarization Beam Splitter). Les sorties des deux hybride  $90^\circ$  peuvent être présentées comme [83]:

$$\begin{bmatrix} E_1^+ \\ E_1^- \\ E_2^+ \\ E_2^- \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \vec{x}|E_s + E_{LO}|^2 \\ \vec{x}|E_s - E_{LO}|^2 \\ \vec{x}|E_s + iE_{LO}|^2 \\ \vec{x}|E_s - iE_{LO}|^2 \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} E_3^+ \\ E_3^- \\ E_4^+ \\ E_4^- \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \vec{y}|E_s + E_{LO}|^2 \\ \vec{y}|E_s - E_{LO}|^2 \\ \vec{y}|E_s + iE_{LO}|^2 \\ \vec{y}|E_s - iE_{LO}|^2 \end{bmatrix} \quad \text{III.11}$$

Les deux polarisations x et y en phase et en quadrature sont appelées  $E_{xl}(t), E_{xQ}(t)$  et  $E_{yl}(t), E_{yQ}(t)$  et présentées comme :

$$\begin{bmatrix} E_{xl}(t) \\ E_{xQ}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2P_x(t)\cos[\Delta\omega t + \Delta\phi] \\ 2P_x(t)\sin[\Delta\omega t + \Delta\phi] \end{bmatrix} \quad \text{III.12}$$

### III.6.1.a. Echantillonnage

Quatre convertisseurs analogique-numérique numérisent les quatre sorties de la tête de réception après filtrage anti-repliement. Pour assurer la conservation de toute l'information du signal analogique, l'échantillonnage doit vérifier le critère de Shannon-Nyquist, à savoir que la fréquence d'échantillonnage doit être au moins le double de la fréquence maximale du signal.

### III.6.1.b. Récupération du rythme (Timing Recovery)

Les quatre ADCs sont cadencés par un oscillateur contrôlé en tension (VCO pour Voltage Controlled Oscillator) à commande numérique, dont la fréquence nominale est très proche de  $2/T_s$ . L'asservissement de la fréquence du VCO local sur le rythme du signal émis se fait via une boucle à verrouillage de phase (Phase-Locked Loop, PLL), constituée d'un détecteur de phase et d'un filtre de boucle numériques [88].

### III.6.1.c. Compensation de la dispersion chromatique

La dispersion chromatique cumulée sur un chemin optique donné est déterministe et invariante dans le temps. Elle dépend de la longueur totale de la fibre parcourue, du type de fibre, ainsi que de la présence éventuelle en ligne de modules de compensation optique de dispersion [88]. La compensation numérique de la dispersion chromatique à la réception permet une compensation statique partielle ou totale, et rend désormais possible la transmission très longue distance à très haut débit sans compensation optique en ligne.

### III.6.1.d. Le filtrage

Dans ce cas, le combineur de polarisation électronique, utilisé dans le cas mono-canal, est remplacée par un à deux entrées / deux sorties à filtre adaptatif, qui sépare les canaux de PDM dans leurs sorties respectives (multiplexeur de polarisation électronique). Le signal d'entrée électrique pour les deux polarisations  $x$  et  $y$  sont filtrés par un ensemble de filtres FIR  $h_{xx}$ ,  $h_{xy}$ ,  $h_{yx}$  et  $h_{yy}$ .

Les signaux de sortie pour les deux polarisations sont ensuite adaptés d'abord en utilisant l'Algorithme de Module Constant [89] :

$$X = h_{xx} \cdot x + h_{xy} \cdot y$$

$$Y = h_{yx} \cdot x + h_{yy} \cdot y$$

### III.6.1.e. Carrier Phase Estimation (CPE)

L'estimation numérique de la phase de la porteuse (CPE) a été généralement considérée comme la solution pour la récupération de phase dans les récepteurs optiques cohérents. L'idée de base du CPE est de la moyenne des décalages de phase détectée à partir de plusieurs symboles consécutifs pour éliminer les fluctuations induites par le bruit [90].

### III.6.1.f. Décisions sur les symboles reçus

Des comparateurs à seuils permettent la prise de décision sur les symboles reçus à partir des signaux égalisés et synchronisés en fréquence et en phase. A la fin de traitement numérique du signal, en utiliser l'estimation de Monte Carlo pour évaluer la qualité du signal reçu.

### III.7. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté l'architecture du récepteur optique cohérent. Nous avons identifié ses différentes fonctions et introduit les principales techniques de traitement numérique du signal utilisées pour compenser les distorsions et les perturbations linéaires du canal de transmission optique (dispersion chromatique, PMD.....) et récupérer l'information des signaux modulés au format PDM-QPSK.

## IV.1. Introduction

La raison principale pour laquelle de nombreux travaux de recherche portent sur l'amélioration des performances que peuvent atteindre les systèmes de transmission optique, notamment de leur produit capacité  $\times$  distance, est la demande croissante et continue en capacité de transmission. Il est important donc de concevoir des systèmes capables de répondre à cette demande. Le but de ce chapitre est d'analyser un système cohérent-QPSK et étudier l'effet de la dispersion chromatique, le débit et la distance sur la qualité de la transmission optique.

Pour ce faire, on va d'abord étudier un système cohérent-QPSK sans utilisation d'une fibre optique et mettre l'émetteur et le récepteur cote à cote (Back to Back), ce qui représente une transmission idéale utilisée comme référence pour les autres cas.

## IV.2. Etude d'un système cohérent-QPSK sans utilisation d'une fibre optique (Back to Back)

Pour un système de transmission cohérent-QPSK avec une longueur d'onde de 1550 nm, l'évaluation de ces performances a été faite en utilisant le logiciel OPTISYSTEM et Matlab version 9. L'émetteur du système cohérent est présenté sur la figure suivante :

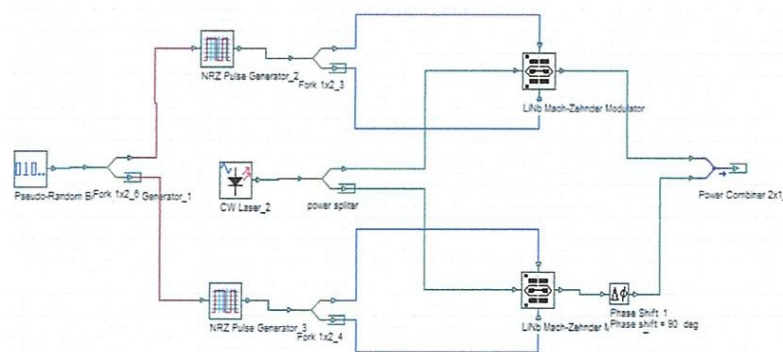


Figure IV.1 : L'émetteur QPSK.

### a. Le bloc émission

Le rôle de l'émetteur QPSK consiste à délivrer à la fibre un signal optique continu et modulé, sur lequel sont inscrites les données électriques binaires.



### a.1. La source d'information

Le signal transmis est un signal numérique binaire. La durée d'un symbole binaire est nommée « temps bit ». Pour que ca puisse refléter la réalité, le signal émis est une séquence binaire pseudo aléatoire avec une longueur égal à  $2^{10}$  symboles. Chaque symbole est présenté par 64 échantillons. La séquence binaire initiale divisée en deux sous-séquences I et Q au débit binaire moitié.

### a.2. Les données électriques

Chaque symbole est représenté sous une forme impulsionnelle. On choisit le format RZ pour notre simulation. La figure suivante illustre le signal émis à la sortie du générateur RZ :

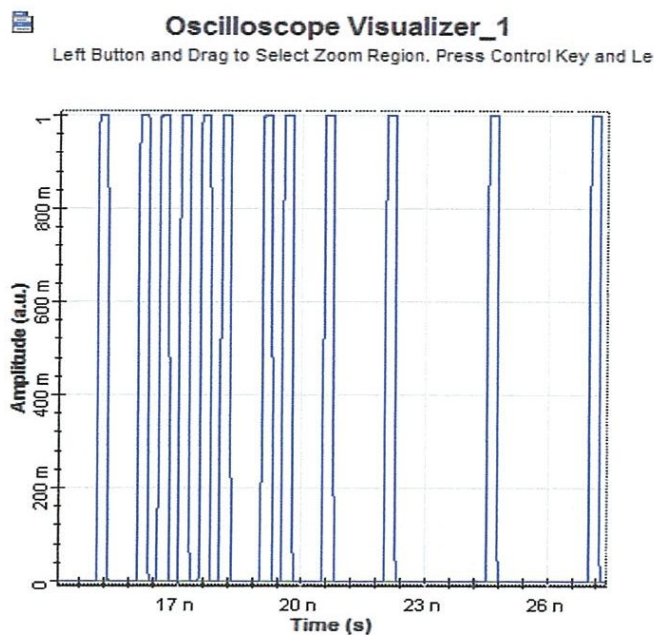


Figure IV.2 : Le signal émis à la sortie du générateur RZ.

### b. Le laser

Le laser utilisé dans notre système est un laser à onde continu (CW), représentant la séquence de données en la transformant en une puissance optique. Pour la simulation, le laser émit une puissance de 0 dBm à la longueur d'onde  $\lambda=1550 \text{ nm}$ .

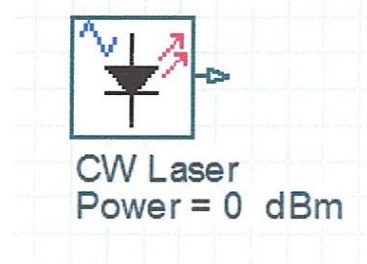


Figure IV.3 : Le Laser CW.

### c. Le spectre

Le spectre d'un signal QPSK ressemble beaucoup à celui d'un signal BPSK. Du fait que sa modulation optique est à débit moitié, il est naturellement deux fois plus étroites que le spectre d'un signal BPSK modulant le même débit binaire. La densité spectrale de puissance s'exprime alors:

$$\Gamma_{\text{QPSK}}(f) = \frac{A_0^2}{2} T \left[ \frac{\sin 2\pi(f - f_0)}{\pi(f - f_0)} \right]^2$$

$$\int_{-\infty}^{+\infty} \Gamma_{\text{QPSK}}(f) df = \frac{A_0^2}{2}$$

IV.1

$$T = \frac{1}{R}$$

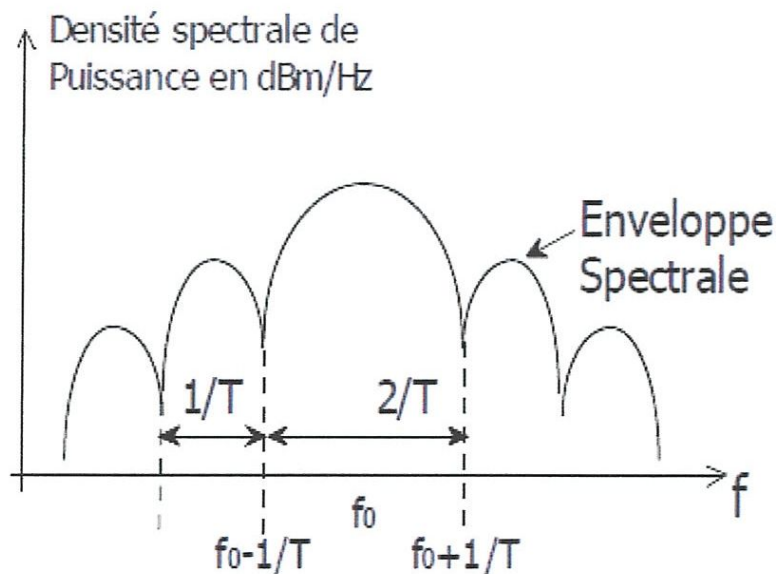


Figure IV.4 : La densité spectrale de puissance en dBm/Hz.

Le spectre à la sortie de modulateur QPSK est représenté sur la figure suivante :

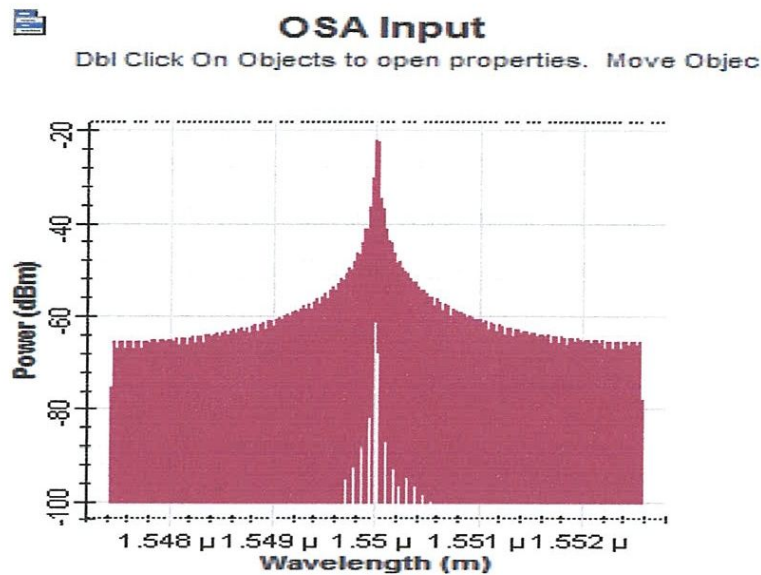


Figure IV.5 : Le spectre à la sortie du modulateur.

Le signal optique modulé en Phase et en Amplitude est présenté sur les figures suivantes :

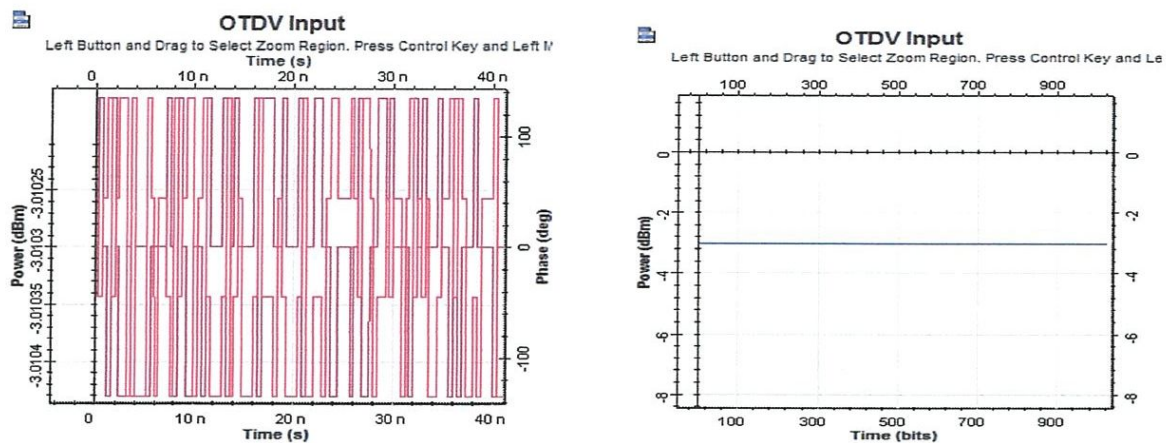


Figure IV.6 : Le signal optique en phase (à Gauche) et le signal optique en Amplitude (à droite) à la sortie de modulateur QPSK.

On remarque que l'amplitude du signal modulé est constante mais la phase varié en quatre états  $\pi/4$ ,  $3\pi/4$ ,  $-3\pi/4$  et  $-\pi/4$  (l'information est contenue dans la phase).

amplificateur électrique de gain égal à 20 dB et un filtre électrique passe-bas de type Bessel de 4<sup>ème</sup> ordre.

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 modulation de phase.

Pour la QPSK, la puissance est constante avec quatre états de phase. La constellation avec quatre points situés sur un cercle centré à l'origine et où chaque point est distant d'environ 90° de ses deux plus proches voisins. La Constellation d'un signal reçu est présente sur la figure suivante :

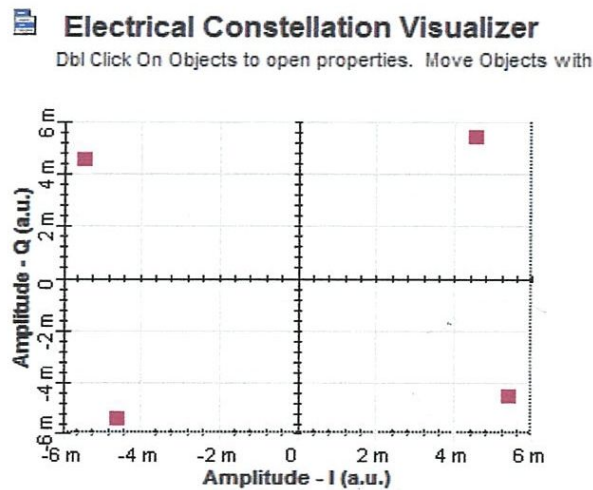


Figure IV.9 : La constellation d'un signal reçu.

### IV.3. Etude d'un système cohérent-QPSK avec une fibre optique caractérisée par une dispersion chromatique et un amplificateur EDFA de gain = $\alpha \cdot L$

Dans cette simulation, la fibre qu'on a utilisée est monomode avec une atténuation de  $\alpha = 0.2\text{dB/Km}$  à la longueur d'onde  $\lambda=1.55\mu\text{m}$ , un paramètre de dispersion chromatique égale à  $+16\text{ ps/nm.Km}$  et une aire effective égale à  $80\mu\text{m}^2$ .

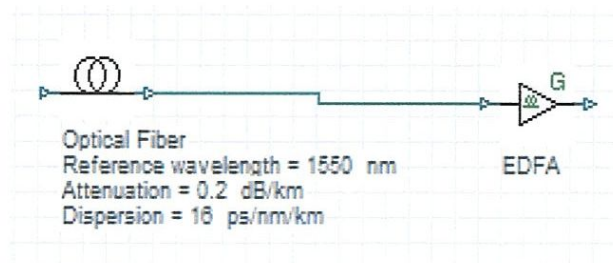


Figure IV.10 : La fibre et l'amplificateur(EDFA) entre l'émetteur et le récepteur.

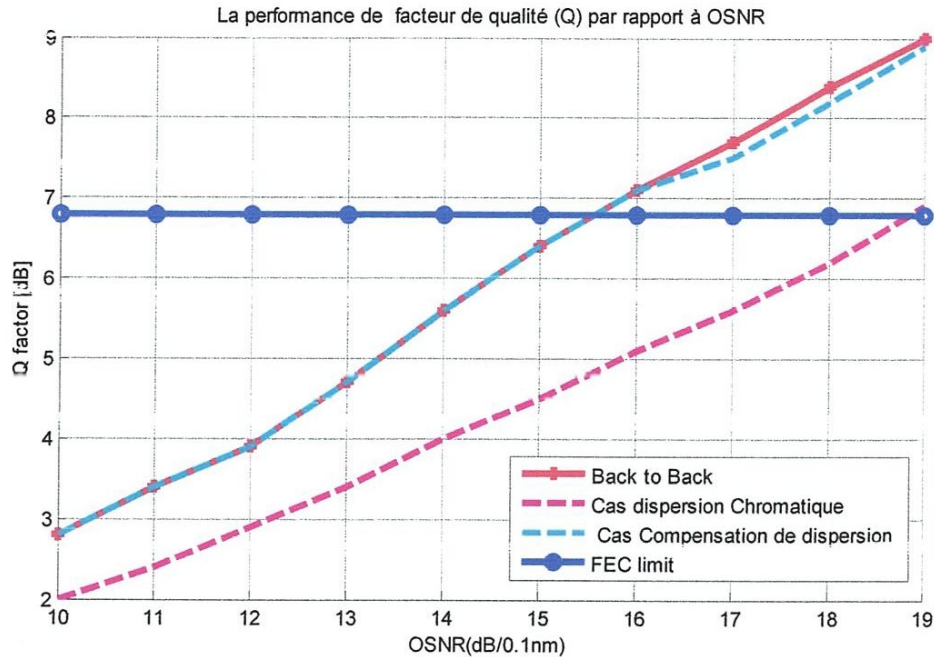


Figure IV.21 : Performance du facteur de qualité (Q) par rapport à l'OSNR pour un débit 50Gb /s.

Pour une valeur de Q à la limite du FEC égale à 6.8, on trouve un OSNR égale à 15.67dB/0.1nm et 18.93 dB/0.1nm.

Il n'ya pas de pénalité d'OSNR par rapport à la situation back- to-back et la transmission avec compensation de la dispersion chromatique, mais après la dispersion chromatique on trouve une pénalité égale à 3.26 dB.

#### IV.5. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté une étude sur le système cohérent-QPSK. Notre travail était porté sur les longueurs et les débits de transmission pour aboutir finalement à des résultats permettant de valider le choix de format de modulation QPSK utilisés pour développer un système de transmission à très haut débit et très longue distance.

*ANNEXE*

**Programme Matlab****Propagation d'un signal QPSK sur un seul canal, reçu par l'intermédiaire d'un récepteur cohérent**

```
% generation d'un signal QPSK

clear all
clc
global GSTATE;

% les paramètres de Monte Carlo

samp.logic = [0;1]; % les symboles binaire
samp.thr = 0; % seuil optimal.

%%%%%% les paramètres des champs
Nsymb=1024; %nombres des symboles
Nt=64; %nombres des échantillons
Nch= 1; %nombres des canaux

% les paramètres d'impulsion
Symbrate=; % le débit symbole en [Gbaud/s]
exration =inf; %Le taux d'extinction
lam=1550; %la longueur d'onde [nm]
P_dBm=0; la puissance du laser

% La source Laser
E=lasersource (Pavg, lam, space);

% la génération des séquences(PRBS)
[pat(:,ii)patmat{ii}]=pattern('random',1,struct('alphabet',4);
%Patmat {ii} : est une matrice de taille [Nsymb, (log2
(OPTIONS.alphabet))].

[pat(:,ii)patmat{ii}]=pat_decoder(pat(:,ii),'dqpsk');
% pat_tx {ii} : est une séquence de longueur de Nsymb avec des
valeurs 0,1,2,3.
```

```
% le codage des séquences binaires en forme électrique

elec_i(:,ii)=electricsource(patmat{ii}(:,1),'qpsk',Symbtrate,'c
osroll',duty,roll); % la séquence I
elec_q(:,ii)=electricsource(patmat{ii}(:,2),'qpsk',Symbtrate,'c
osroll',duty,roll); % la séquence Q

% Moduler le signal électrique en signal optique

Eopt(:,ii)=qi_modulator(E(:,ii),elec_i(:,ii),elec_q(:,ii));

%Pour Moduler le signal électrique en signal optique en
utilisant un modulateur QI Mach-Zehnder.

%Le champ optique qui se propage dans la fibre
create_field('unique',Eopt,[],struct('power','average'));

% la Fibre de transmission [SMF]

tx.length =; %la longueur de la fibre
tx.alphadB = 0.2; % l'atténuation en [dB/km]
tx.aeff = 80; % l'Aire effective [um^2]
tx.n2 = 2.7e-20; % l'indice non-linéaire
tx.lambda = 1550; % la longueur d'onde en [nm]
tx.disp = 16; % la dispersion chromatique en [ps/nm/km]

% La fonction de la fibre optique
for k=1:Nspan % nombre de span
fiber(tx,'g---') % la fibre SMF avec dispersion
end

% Les paramètres de la fibre DCF
comp.alphadB = 0.6; % l'atténuation [dB/km]
comp.disp = -80; % la dispersion en [ps/nm/km]
comp.n2 = 2.7e-20; % le paramètre non-linéaire
comp.lambda = 1550; % la longueur d'onde en [nm]
comp.aeff = 20; % l'Aire effective [um^2]
```



```
comp.length = (-tx.disp*tx.length)/comp.disp; % la longueur de
la fibre DCF

% La fonction de la compensation [DCF]

G=tx.alphadB*tx.length/1e3 %le gain de l'amplificateur
for k=1:Nspan      % nombre de span
fiber(tx,'g---') %la fibre SMF +dispersion chromatique
ampliflat(G,'gain') %l'amplificateur EDFA
fiber(comp,'g---') %la fibre DCF +dispersion négative
end

% Les paramètres de l'Amplificateur EDFA

nampli = 1;      % le nombre d'amplificateur
osnrbw = 0.1;    % la bande passante d'OSNR [nm]
x.osnr= % le rapport signal sur bruit optique
hvd1=-3010*log10(HPLANCK*CLIGHT/lam*CLIGHT*osnrbw/lam^2*1e18);
nsp=10*log10(Pavg)+hvd1-10*log10(10^(Gerbio/10)-1)-3-...
10*log10(nampli)- x.osnr;
F = nsp + 3; %le bruit de l'amplificateur ASE [dB]

%Les paramètres de récepteur cohérent
x.rec = 'coherent'; % le type de récepteur
x.oftype = 'ideal'; le filtre idéal optique
x.obw = 50; % la bande de filtre optique
x.eftype = 'bessel5'; % le filtre électrique de type 'bessel'
x.ebw = 0.65; % la bande de filtre électrique
x.osnr = ; % OSNR [dB/0.1 nm]
x.lopower = 0; % dBm la puissance de l'oscillateur local

%Plot la constellation [phase-amplitude] d'un signal reçu
polar (phase,amplitude,'ro')
pat_rx1 = samp2pat(x,samp,phase);
[pat_rxpatmat_rx]=pat_decoder(pat_rx1,'dqpsk',struct('binary',
'true'));
```

```
[cond,avgber,nruns,stdber]=ber_estimate(patmat_rx,patmat_tx,mc
);
end
% Plot estimation Monte Carlo
plot(x.osnr,Q,'bo');
grid on;
legend('Monte carlo estimation')
xlabel('OSNR [dB/0.1 nm]')
ylabel('Q')
```

## Liste des figures et tableaux

Figure. I.1 : Evolution de la capacité d'information et le débit par canal démontrée expérimentalement en laboratoire .....	3
Figure. I.2 : Efficacité spectrale de différents formats de modulation avancés en fonction du rapport signal sur bruit par bit.....	5
Figure I.3 : Comparaison de la sensibilité au bruit d'un signal BPSK détecté dans un détecteur cohérent avec et sans décodage différentiel .....	6
Figure I.4 : Tolérance aux effets non-linéaires intra-canaux après une propagation de 1600 km à travers de fibres monomode standard (SSMF).....	7
Figure I.5 : Structure d'une fibre optique conventionnelle .....	8
Figure I.6 : ouverture numérique.....	9
Figure I.7 : Propagation des ondes dans une fibre multimodes à saut d'indice.....	9
Figure I.8 : Propagation des ondes dans une fibre multimodes à gradient d'indice.....	10
Figure I.9 : Propagation du mode fondamental dans une fibre monomode.....	10
Figure I.10 : Pertes linéiques (dB/km) en fonction de la longueur d'onde pour une fibre standard (SMF).....	12
Figure I.11 : Impact de la dispersion chromatique sur un signal modulé.....	13
Figure I.12 : Illustration de la différence du temps d'arrivée en fin de fibre (ou DGD) d'une impulsion polarisée linéairement à 45° des axes principaux de polarisation .....	14
Figure I.13 : Décalage en fréquence induit par SPM d'une impulsion .....	17
Figure I.14 : Génération de nouvelle longueur d'ondes par mélange à quatre ondes .....	18
Figure I.15 : principe des effets non-linéaires intra-canaux .....	20
Figure II.1 : Structure générale d'un système de transmission WDM sur fibre optique.....	22
Figure II.2 : Principe de fonctionnement d'un laser.....	24
Figure II.3 Schéma de la jonction P-N dans un laser .....	24
Figure II.4 : Les processus fondamentaux pour effectuer la génération de la lumière par diode laser .....	25
Figure II.5 : Laser à cavité Fabry-Pérot.....	26
Figure II.6 : Caractéristique puissance courant d'un laser .....	26
Figure II.7 : le spectre d'émission du laser.....	27
Figure II.8 : diode laser DBR .....	27
Figure II.9 : Diode laser DFB.....	28
Figure II.10 : Représentation du champ électrique en fonction du temps pour les formats OOK ainsi que représentation du diagramme de constellation (centre) et du spectre (droite).....	29
Figure II.11 : Synoptique de la modulation directe.....	30
Figure II.12 : Courbe de commutation d'un modulateur à électro-absorption.....	31

Figure II.13: schéma de principe d'un modulateur Mach-Zehnder (à gauche) et sa fonction de transfert en intensité et en phase (à droite) en configuration « push-pull ».....	32
Figure II.14 : Trace temporelle, Diagramme de l'œil et Spectre du format NRZ .....	33
Figure II.15 : Trace temporelle, Diagramme de l'œil et Spectre du format RZ .....	34
Figure II.16 : Modulation PSK.....	35
Figure II.17 : Représentation du champ électrique en fonction du temps pour le format BPSK ainsi que représentation du diagramme de constellation (centre) et du spectre (droite).....	35
Figure II.18: Schéma de principe du modulateur BPSK .....	36
Figure II.19 : Représentation du champ électrique en fonction du temps pour le format QPSK ainsi que la représentation du diagramme de constellation (centre) et du spectre (droite) .....	36
Figure II.20 : Schéma de principe de l'émetteur QPSK.....	37
Figure II.21 : Le principe du multiplexage en longueur d'onde.....	38
Figure II.22 Système de multiplexage par division de polarisation (PDM).....	39
Figure II.23 Courbe de transmission d'un filtre dichroïque.....	40
Figure II.24 : Courbe de transmission d'un filtre Fabry-perot .....	40
Figure II.25 : Coupleur optique en x .....	41
Figure II.26 Coupleur optique en Y .....	42
Figure II.27 : Coupleurs "étoile" .....	42
Figure II.28 principe de fonctionnement et schéma d'un amplificateur à fibre dopée Erbium.....	43
Figure II.29 : Schéma de principe de l'amplification Raman et, (b) Bande de gain Raman d'une pompe centrée autour de 1450 nm .....	44
Figure II.30 : Schéma d'une ligne de transmission séparée par des amplificateurs .....	45
Figure II.31 : Couplage au mode contra-propagatif par une modulation périodique de l'indice de réfraction .....	47
Figure II.32 : Schéma de principe d'un OXC.....	48
Figure II.33 : Schéma de principe des OADM.....	49
Figure II.34 : Schéma synoptique d'un ROADM .....	50
Figure II.35: Architecture B&S d'un ROADM.....	50
Figure II.36 : ROADM utilisant WSS.....	51
Figure II.37 : Principe d'absorption de la lumière dans le cas de semi-conducteurs intrinsèque et extrinsèque .....	52
Figure II.38 : Schéma d'une photodiode PIN classique à éclairage vertical .....	52
Figure II.39 : Principe de fonctionnement d'une photodiode PIN .....	53
Figure II.40 : Structure typique d'une photodiode à avalanche ultra-rapide en InGaAs.....	54
Figure II.41 : Principe d'une détection directe.....	55
Figure II.42 : Principe de la décision.....	56
Figure II.43 : exemple de diagramme de l'œil d'un signal NRZ .....	57
Figure III.1 : génération de la QPSK par deux modulateurs de phase en série .....	62

Figure III.2: génération de la QPSK par deux modulateurs BPSK en parallèle.....	63
Figure III.3 : Diagramme de constellation du format de modulation DP-QPSK .....	63
Figure III.4 Schéma du transmetteur cohérent DP-QPSK et la constellation .....	64
Figure III.5 : Codeur et décodeur différentiels.....	65
Figure III.6: Émetteur DPSK et un exemple de modulation DPSK .....	65
Figure III.7 : Émetteur DQPSK.....	66
Figure III.8 schéma d'un détecteur différentiel pour DPSK (T : retard d'un temps-bit).....	66
Figure III.9: schéma de détection différentielle d'un signal DQPSK.....	67
Figure III.10 : la détection cohérente avec un seul PD.....	68
Figure III.11 : La Détection Cohérente avec les récepteurs Balancés.....	69
Figure III.12 : La détection cohérente avec hybride- 90° .....	70
Figure III.13 : La détection cohérente à diversité de polarisation.....	72
Figure III.14 : Schéma bloc du traitement numérique du signal pour les récepteurs (cohérents)....	73
Figure IV.1 : L'émetteur QPSK .....	77
Figure IV.2 : Le signal émis à la sortie du générateur RZ.....	78
Figure IV.3 : Le Laser CW.....	79
Figure IV.4 : La densité spectrale de puissance en dBm/Hz.....	79
Figure IV.5 : Le spectre à la sortie du modulateur.....	80
Figure IV.6 : Le signal optique en phase (à Gauche) et le signal optique en Amplitude (à droite) à la sortie de modulateur QPSK.....	80
Figure IV.7 : Le récepteur cohérent .....	81
Figure IV.8 Le diagramme de l'œil (à Gauche) et le Facteur de qualité (à droite) pour un débit de 50 Gb/s .....	81
Figure IV.9 : La constellation d'un signal reçu.....	82
Figure IV.10 : La fibre et l'amplificateur(EDFA) entre l'émetteur et le récepteur.....	82
Figure IV.11 : Le spectre optique à la sortie de la fibre .....	83
Figure IV.12 : Tableau1 .....	84
Figure IV.13 : Variation du facteur de qualité et le BER en fonction du débit de transmission .....	84
Figure IV.14 : Les constellations d'un signal reçu.....	84
Figure IV.15 : Tableau 2 .....	85
Figure IV.16 : Variation du Q et le BER en fonction de la longueur de la fibre.....	85
Figure IV.17 : Les constellations du signal reçu .....	85
Figure IV.18 : Procédure de compensation de la dispersion chromatique .....	86
Figure IV.19 : Tableau 3 .....	87
Figure IV.20 : La constellation du signal reçu .....	87
Figure IV.21 : Performance du facteur de qualité (Q) par rapport à l'OSNR pour un débit 50Gb /s .....	88

## Liste des abréviations

J'ai choisi de mettre les abréviations en anglais mais la signification en français sera précisée dans le texte.

**ASK** : Amplitude Shift Keying

**ADC**: Analog-to-Digital Converter

**APD**: Avalanche Photodiode

**AWG**: Arrayed Waveguide Grating

**BER**: Bit Error Rate

**BPSK**: Binary Phase Shift Keying

**DCF**: Dispersion Compensating Fiber

**DFB**: Distributed Feed Back

**DGD**: Differential Group Delay

**DSP**: Digital Signal Processing

**DP-QPSK**: Dual Polarization Quadrature Phase Shift Keying

**DPSK**: differential phase shift keying

**DWDM**: Dense Wavelength Division Multiplexing

**DQPSK**: differential quadrature PSK

**EDFA**: Erbium Doped Fiber Amplifier

**FEC**: Forward Error Correction

**FWM**: Four Wave Mixing

**GVD**: Group Velocity Dispersion

**IMDD**: Intensity- Modulated Direct Detection

**MZMs**: Mach- Zehnder modulators

**NF**: Noise Figure

**NLSE**: Nonlinear Schrödinger Equation

**NRZ**: Non Return to Zero

**LO**: l'oscillateur local

**OSNR**: Optical Signal to Noise Ratio

**OADM**: Optical Add/Drop Multiplexer

**OXC**: Optical Cross Connect

**OOK**: On/Off Keying

**PBC**: Polarization Beam Combiner

**PBS**: Polarization Beam Splitter

**PDM:** Polarization Division Multiplexing

**PLL:** Phase Locked Loop

**PMD:** Polarization Mode Dispersion

**PRBS:** Pseudo Random Binary Sequences

**PSK:** Phase Shift Keying

**PIN:** Positive-Intrinsic-Negative

**PD :** photo diode

**PC :** contrôleurs de polarisation

**QAM:** Quadrature Amplitude Modulation

**QPSK:** Quaternary Phase Shift Keying

**RZ:** Return to Zero

**SMF:** Single Mode Fiber

**SPM:** Self Phase Modulation

**WDM:** Wavelength Division Multiplexing

**XPM:** Cross Phase Modulation

### Références

- [1] R. Tkach, "Scaling optical communications for the next decade and beyond", Bell Labs Techn. J., vol. 14, no 4, pp 39, 2010.
- [2] Thèse de doctorat conjoint télécom sud-paris et l'université pierre et marie curie (Contribution à l'optimisation des systèmes de transmission optiques cohérents ( $N \times 100$  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 Présentée par **Aida SECK** Soutenu le 18/02/2014.
- [3] <http://cableorganizer.fr/learning-center/article/historique-et-production-de-fibre-optique.html>.
- [4] M. Joindot, I. Joindot, Les Télécommunications par fibres optiques, Dunod et CNET-ENST, Paris, 1996.
- [5] E. Desurvire, Erbium-Doped Fiber Amplifiers, Wiley Interscience, 1994.
- [6] G. P. Agrawal, Nonlinear fiber optics, 3rd ed., Academic Press. 2001.
- [7] S.bigo, S. Gauchard, S. Borne, P. Bousselet, P. Poignant J-P. Hamaide and J-L. Beylat (1.5 Tbit/s WDM transmission of 150 channels at 10Gbit/S OVER 4X100Km of teralight TM fibre) in ECOC'99, PD-2.9, Nice, France, sept. 26-30.
- [8] A. H. Gnauck, A. R. Chraplyvy, R. W. Tkach, J. L. Zyskind, J. W. Sulhoff, A. J. Lucero, Y. Sun, R. M. Jopson, F. Forghieri, R. M. Derosier, C. Wolf, and A. R. McCormick, "One terabit/s transmission experiment", in proc. of OFC, PD20, 1996.
- [9] P. J. Winzer, "Optical networking infrastructure for the future internet," in Proc. IEEE Photonics Society Summer Topical Meetings, 2009. (Cité page 2.).
- [10] Thèse présentée pour l'obtention du diplôme de Docteur de Télécom & Management SudParis par Par David CARRARA intitulé (Étude et réalisation de sources photoniques intégrées sur InP pour les applications télécoms à hauts débits et à 1,55 mm).
- [11] R. Tkach, "Network traffic and system capacity: Scaling for the future," in Proc. European Conference on Optical Communications (ECOC), 2010, paper We.7.D.1. (Cité pages 1, 2 et 27).
- [12] P. J. Winzer, and R. J. Essiambre, "Advanced Modulation Formats for high-capacity optical transparent networks", J. Lightw. Technol., vol. 24, pp. 4711-4728, 2006.
- [13] R. A. Linke and A. H. Gnauck, "High Capacity Coherent Lightwave Systems", J. Lightw. Technol., vol. 6, issue 11, pp1750-1769, 1988.
- [14] Govind P. Agrawal, Fiber-Optic Communication Systems, 3rd. John Wiley & Sons, Inc., 2002.
- [15] M. G. Taylor "Coherent detection method using DSP for demodulation of signal and subsequent equalization of propagation impairments", IEEE Photon. Technol. Lett., vol. 16, issue 2, pp 674-676, 2004.
- [16] Thèse présentée pour obtenir le grade de Docteur de Télécom ParisTech présenté par Oriol Bertran-Pardo (On coherent detection for optical transmissions at 40 Gb/s and 100 Gb/s).
- [17] M. Born and E. Wolf, Principles Of Optics, 7th ed. Cambridge University Press, 1999.
- [18] [https://fr.wikipedia.org/wiki/Fibre\\_optique](https://fr.wikipedia.org/wiki/Fibre_optique).
- [19] UNIVERSITE ABOU BAKR BELKAID - TLEMCEM MEMOIRE Présenté pour l'obtention du Master en Photoniques Réseaux Optiques de Télécommunications Présenté par B E N Z E R D J E B -C h o u k r i S E L K A S o u f y a n e Soutenu a Tlemcen, le 26 Juin 2013.



## Références

---

- [20] K. C. Kao and G. A. Hockham, "Dielectric-Fiber Surface Waveguides for Optical Frequencies," in Proc. of Institution of Electrical Engineers, vol. 113, no. 7, pp. 1151–1158, Jul. 1966.
- [21] G. P. Agrawal, "Fiber-Optic Communication Systems," 2 ed. John Wiley & Sons, Inc., New York, 1991.
- [22] Mémoire de magister université mouloud mammeri, Tizi-ouzou spécialité : physique sur le thème (étude d'un laser complètement fibré passivement Q-déclenché en mode locking) présenté par Boudia Naima soutenue le 02/11/2011.
- [23] L.E. Nelson, H. Kogelnik and K.J. Winzer, "Polarization mode dispersion and its impact on high bit-rate, fiber-optic communication systems," Lasers and Electro- Optics, 2004. (CLEO). Conférence on, vol. 2, pp. 3 pp. 16-21, 2004.
- [24] THESE DE DOCTORAT UNIVERSITE PARIS-SUD11 SPECIALITE : PHYSIQUE Ecole Doctorale « Sciences et Technologies de l'Information des Télécommunications et des Systèmes » Présentée par : Gabriel Charlet Sujet : (Etude des formats de modulation et des méthodes de détection pour les transmissions multiplexées en longueur d'onde sur fibre optique au débit de 40Gb/s et 100Gb/s).
- [25] G. P. Agrawal, "Nonlinear Fiber Optics," 2nd Ed., Academic Press, Inc., 1995.
- [26] M.R. Phillips, S.L. Woodward, "Cross-polarization modulation: theory and measurement of a two channel WDM system", IEEE Photonic Technology Letters, vol.17, n° 10, p2086-2088, Oct 2005.
- [27] D. van den Borne, N. E. Hecker-Denschlag, G.-D. Khoe, and H. de Waardt, "Cross phase modulation induced depolarization penalties in 2x10Gb/s polarization-multiplexed transmission", in Proc. Of European Conference on Optical Communication ECOC 2004, Stockholm, Sweden, Sept. 2004, paper Mo.4.5.5.
- [28] K.O. Hill, Y. Fujii, D.C. Johnson, B.S. Kawasaki, "Photosensitivity in optical fiber waveguides: application to reflection filter fabrication", Applied Physics Letters, 32 (10), p. 647-649 (1978).
- [29] L.Brilland, "Etude et réalisation de réseaux de Bragg inscrits dans une fibre optique monomode pour une fonction d'égalisation du gain des amplificateurs à fibres dopées", Thèse de doctorat de l'Université des Sciences et Technologies de Lille, 2000.
- [30] MÉMOIRE PRÉSENTÉ À L'ÉCOLE DE TECHNOLOGIE SUPÉRIEURE UNIVERSITÉ DU QUÉBEC COMME EXIGENCE PARTIELLE À L'OBTENTION DE LA MAÎTRISE EN GÉNIE ÉLECTRIQUE M. ing. PAR Jean-Philippe SA VOIE soutenance LE 14 DÉCEMBRE 2009.
- [31] Keiser, G., "Optical fiber communications (3rd edition ed.)", McGraw-Hill, 2000.
- [32] R.-J. Essiambre, B. Mikkelsen, G. Raybon, « Intra-channel cross-phase modulation and four-wave mixing in high-speed TDM systems », Electron. Lett., Vol. 35, n°18, pp. 1576-1578, Sept. 1999.
- [33] <http://www.techniques-ingenieur.fr/base-documentaire/electronique-automatique/th13/telecommunications-optiques-42454210/systemes-de-transmission-sur-fibre-optique/te7115/structure-d-un-systeme-de-transmission-optique-te7115v2niv10001>.
- [34] Jean- Louis Verneuil, " Simulation de systèmes de télécommunications par fibre optique à 40 Gbit/s ", Thèse de doctorat, Université de LIMOGES, 2003.

## Références

---

- [35] Thèse doctorat de l'université de Toulouse (Etude en bruit de systèmes optiques hyperfréquences Modélisation, caractérisation et application à la métrologie en bruit de phase et à la génération de fréquence), Présentée et soutenue par Houda BRAHIMI Le 13 octobre 2010.
- [36] L. A. Goldren, S. W Corzine, "Diode lasers and photonic integrated circuits", John Wiley & Sons, INC1995.
- [37] O. BOUCHARD, «Etude de diodes laser à cavité planaire entièrement définie par cristal photonique : nouvelle approche pour le contrôle de l'émission», Thèse de Doctorat de l'université de Toulouse, Ecole Doctorale : Génie Electrique, Electronique, Télécommunication, Juillet 2008.
- [38] THÈSE / UNIVERSITÉ DE BRETAGNE OCCIDENTALE pour obtenir le titre de DOCTEUR DE L'UNIVERSITÉ DE BRETAGNE OCCIDENTALE intitulé (Influence des amplificateurs optiques à semi-conducteurs (SOA) sur la transmission cohérente de signaux optiques à format de modulation multi-porteuses (CO-OFDM) Présentée par Hamidreza KHALEGHI.
- [39] Wiley, "Wiley Encyclopedia of Electrical and Electronics Engineering," John Wiley & Sons, Inc., p.714, 1999. DOI: 10.1002/047134608X.W6302.
- [40] Stéphane GINESTAR, "Réalisation et caractérisation d'un laser DFB bi-mode pour applications radio sur fibre", Thèse de doctorat, Université LILLE 1, 12009.
- [41] O. Krauss, DWDM and optical Networks. Siemens Aktiengesellschaft, Berlin and Munich, 2002.
- [42] CASSAN E., Une introduction aux télécommunications optiques par la simulation de systèmes simples, J3eA Journal sur l'enseignement des sciences et technologies de l'information et des systèmes, EDP Sciences, 2002, Vol 3.
- [43] Fabia RAHARIMANITRA, « Contribution à l'étude des architectures basées sur le multiplexage en temps et en longueur d'onde dans le réseau d'accès, permettant la migration vers la nouvelle generation de PON (NG-PON) A 10 GBIT/S », 13 janvier 2012.
- [44] D. Penninckx, « Étude des liaisons numériques terrestres sur fibres optiques dispersives : du codage duobinaire aux transmissions binaires à profil de phase contrôlé (PSBT) », thesis, Sept. 1997.
- [45] Banerjee, A., Park, Y., Clarke, F., et al., « Wavelength-Division-Multiplexed Passive Optical Network Technologies for Broadband Access», Journal of Optical Networking, Optical Society of America, vol. 4, no. 11: 2005.
- [46] Farouk KHECIB, « Etude et mise au point de la migration d'une liaison optique WDM en exploitation vers des hauts débits », le 14 juin 2010.
- [47] Winzer, P.J., Essiambre, R.J., «Advanced optical modulation formats». Proceedings of the IEEE 94(5), 952–985 (2006).
- [48] Thanh Nga DUONG, « Etude de techniques de modulation multi-porteuse OFDM pour la montée en débit dans le réseau d'accès optique », Thèse soutenue à : Orange Labs Le : 21 Mai 2010.
- [49] Dr. Matthias Seimetz, «High-Order Modulation for Optical Fiber Transmission», Springer-Verlag Berlin Heidelberg 2009.
- [50] B. Sklar, Digital communication, Prentice-Hall Englewood Cliffs, NJ, 2001.
- [51] João L. Rebola and Adolfo. V.T. Cartaxo. , «Performance Optimization of Gaussian Apodized Fiber Bragg Grating Filters in WDM Systems», Journal of Lightwave Technology, vol. 20, no. 8, August 2002.

## Références

---

- [52] Examen Probatoire spécialité électronique (communications optiques a très haut débit Présenté par Jérôme LAURENT Soutenu le 3 décembre 2004.
- [53] Hayee, M. I., Cardakli, M. C., Sahin, A. B., & Willner, A. E., "Doubling of Bandwidth Utilization Using Two Orthogonal Polarizations and Power Unbalancing in a Polarization Division-Multiplexing Scheme ", IEEE Photonics Technology Letters, 13(8), 881-883, 2001.
- [54] Yao, X. S., Yan, L.-S., Zhang, B., Willner, A. E., & Jiang, J., "All-optic scheme for automatic polarization division demultiplexing", Optical Express, 15(12), 7407-7414, 2007.
- [55] Gnauck, A. H., Charlet, G., Tran, P., Winzer, P., Doerr, C., Centanni, J., "25.6-Tb/s C+L-Band Transmission of Polarization-Multiplexed RZ-DQPSK Signals", Paper presented at the Proc. OFC/NFOEC, Anaheim, California, 2007.
- [56] Djebbar Med KH, Djilali K, " La transmission par soliton appliqué à un système WDM ", Mémoire d'Ingénieur, Institut des Télécommunications Abdelhafidh Boussouf d'Oran, 2004.
- [57] Laboratoire Traitement du Signal et Instrumentation, Unité Associée au CNRS 842, Rue du Docteur Paul Michelon, F-42023 Saint-Etienne cedex, France.
- [58] E. Desurvire, D. Bayart, B. Desthieux, S. Bigo, « Erbium-Doped Fiber Amplifiers », Wiley, 2002.
- [59] Sarah HUYGHE, " Fiabilité des amplificateurs optiques a semiconducteur 1,55  $\mu\text{m}$  pour des applications de Télécommunication : Etude expérimentale et modélisation physique " Thèse de doctorat ,Université de BORDEAUX 1, 2005.
- [60] M. Islam, "Raman amplifiers for telecommunications (Invited Paper)," IEEE Journal Selected Topics in Quantum Electronics, vol. 8, no. 3, pp. 548-558, 2002.
- [61] Y.Frignac, « contribution à l'ingénierie des systèmes de transmission terrestres sur fibre optique utilisant le multiplexage en longueur d'onde de canaux modules au débit de 40 Gbit/s », Thèse de doctorat de l'école nationale supérieure des télécommunications, spatialité électronique et communication, Avril 2003.
- [62] Mémoire de Fin d'Etude Pour l'obtention du Diplôme de Master Académique Présenté par : CHERAIET Zeyneb LAYADA Amel (Conception d'un Système de Transmission Multiplexé en Longueur d'onde par OPTISYSTEM) soutenu MAI 2013.
- [63] Abdessamad B, "La compensation de dispersion chromatique pour les systèmes de transmission haut débit" Institut des Télécommunications Abdelhafidh Boussouf d'Oran, 2006.
- [64] « Synthesis and characterization of fiber Bragg gratings » Johannes Skaar, these de doctorat, Institut of optical research Sweden, 2001.
- [65][http://www.wigm.univmlv.fr/~dr/XPOSE2007/rlefievr\\_Fibre\\_Optique\\_et\\_WDM/wdm\\_developpement](http://www.wigm.univmlv.fr/~dr/XPOSE2007/rlefievr_Fibre_Optique_et_WDM/wdm_developpement).
- [66] J. K. Rhee, I. Tomkos et M. J. Li, «A Broadcast-and-Select OADM Optical Network with Dedicated Optical-Channel Protection,» Journal of Lightwave Technology, vol. 21, n° 11, pp. 25-31, 2003.
- [67] Y. Ji, J. Zhang, Y. Sun, W. Gu, B. Ye et Y. Zhao, «Research and Realization of OADM Technology in Metro Optical Network,» Proceedings of SPIE, vol 4583, pp 159-170, 2001.
- [68] L. Eldada, «Optical Add/Drop Multiplexing Architecture for Metro Area Networks,» Optoelectronics & Communications, SPIE Newsroom, 2008.
- [69] C. A. Al Sayeed, A. Vukovic, O. Yang et H. Hua, «Hybrid Low Loss Architecutre for Reconfigurable Optical Add/Drop Multiplexer,» Global Telecom. Conference, San Francisco.

## Références

---

- [70] Thèse pour obtenir le grade de Docteur de l'Université de Marne-la-Vallée sur le thème « Modélisation et Evaluation des Performances des Phototransistors Bipolaires à Hétérojonction SiGe/Si pour les Applications Optique-microondes Courtes Distances » présentée et soutenue publiquement par Frédéric Moutier le 13 Décembre 2006.
- [71] L.K. Anderson, "The PIN junction photodiode as a detector of light modulated at microwave frequencies", in 1963 International Solid-State Circuits Conf. Digest Technical Paper, Philadelphia, USA, p114-115, Feb 1963.
- [72] T.P. Pearsall, "Ga<sub>0.47</sub>In<sub>0.53</sub>As : A Ternary Semiconductor For Photodetector Applications", in IEEE Journal of Quantum Electronics, Vol.16, No.7, p709-720, July 1980.
- [73] R.B. Emmons, G. Lucovsky, "The Frequency Response of Avalanche Photodiodes", in IEEE Transactions on Electron Devices, Vol.13, No.3, pp297-305, March 1966.
- [74] T.N. NGUYEN, « Etude de composants optiques à base de fibres optiques non linéaire » Thèse de Doctorat de l'université de Rennes, Ecole Nationale Supérieure de Sciences Appliquées et de Technologie Laboratoire Foton, Octobre 2008.
- [75] Thèse pour obtenir le grade de Docteur en Physique de l'Université de Bourgogne par Philippe MORIN intitulé : (Nouveaux systèmes de contrôle de la polarisation de la lumière par effets non linéaires dans les fibres optiques).
- [76] Thèse Pour l'obtention du Diplôme de doctorat de l'université Paris-Sud par Mathieu LEFRANÇOIS intitulé ((Etude de technologies avancées pour l'optimisation des systèmes de transmission optique multiplexés en longueur d'onde au débit de 40 Gbit/s)).
- [77] S. Tsukamoto, K. Katoh, K. Kikuchi, « Unrepeated Transmission of 20-Gb/s Optical Quadrature Phase-Shift-Keying Signal Over 200-km Standard Single-Mode Fiber Based on Digital Processing of Homodyne-Detected Signal for Group-Velocity Dispersion Compensation », IEEE Photon. Technol. Lett., Vol. 18, n°9, pp. 1016- 1018, May 2006.
- [78] M. Ohm, T. Freckmann, « Comparison of Different DQPSK Transmitters with NRZ and RZ Impulse Shaping », in proc. LEOS'04, ThB2, July 1-2, 2004.
- [79] MÉMOIRE PRÉSENTÉ À L'ÉCOLE DE TECHNOLOGIE SUPÉRIEURE PAR Aurélien MORTELETTE MONITORING ET CARACTÉRISATION DES EFFETS DE POLARISATION DE DEUX LIAISONS OPTIQUES COHÉRENTES setenu LE 19 SEPTEMBRE 2014.
- [80] Mémoire Présenté à la Faculté des études supérieures de l'Université Laval pour l'obtention du grade de Maître ès Sciences (M.Sc.). Bernard Ruchet (RÉALISATION EXPÉRIMENTALE D'UNE DÉTECTION COHÉRENTE POUR UN SYSTÈME OPTIQUE CDMA/FDMA).
- [81] G. Amouzad and A. Fauzi, "Advanced Modulation Formats and Multiplexing Techniques for Optical Telecommunication Systems," In Trends in Telecommunications Technologies, édité par Christos J. InTech, 2010.
- [82] P. J. Winzer, S. Chandrasekhar, H. Kim, « Impact of Filtering on RZ-DPSK Reception », IEEE Photon. Technol. Lett., Vol. 15, n°6, pp. 840-842, June 2003.
- [83] Memoire university Denmark Digital Signal Processing for Optical Coherent Communication Systems présenté par Zhang, Xu; Tafur Monroy, Idelfonso ; Zibar, Darko Publication date: 2012.
- [84] S. Alexander. "Design of wide-band optical heterodyne balanced mixer receivers", Lightwave Technology, Journal of, vol. 5, no. 4, pp. 523 { 537, apr 1987. doi:10.1109/JLT.1987.1075541.
- [85] S.-H. Jeong and K. Morito. "Novel optical 90 hybrid consisting of a paired interference based 2x4 MMI coupler, a phase shifter and a 2x2 MMI coupler", Lightwave Technology, Journal of, vol. 28, no. 9, pp. 1323 {1331, may1, 2010.

## Références

---

- [86] K. Ho. Phase-Modulated Optical Communication Systems. Springer, First edition, 2005. ISBN 978-0387-24392-4.
- [87] K. Roberts, M. O'Sullivan, K.-T. Wu, H. Sun, A. Awadalla, D.J. Krause, and C. Laperle, "Performance of Dual-Polarization QPSK for Optical Transport Systems", *IEEE Journal of Lightwave Technology*, vol. 27, no. 16, pp. 3546–3559, Aug.15, 2009.
- [88] H. Sun and K.-T. Wu, "Clock recovery and jitter sources in coherent transmission systems", in *Optical Fiber Communication Conference*. 2012, p. OTh4C.1, Optical Society of America.
- [89] D. Godard, «"Self-Recovering Equalization and Carrier Tracking in Two-Dimensional Data Communication Systems",» *IEEE Transactions on Communications*, vol. 28, n° 11, p. 1867–1875, Nov 1980.
- [90] Lei Li, Zhenning Tao, Takahito Tanimura, S.Oda, M Yuki, JC.Rasmussen, «Adaptive Optimization for Digital Carrier Phase Estimation in Optical Coherent Receivers,» *IEEE*, 2008.