

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'étude
pour l'obtention du diplôme de Master Académique**

Domaine : **Sciences et Technologie**
Filière : **Télécommunications**
Spécialité : **Systemes de Télécommunications**

**Effet de la dispersion chromatique sur la transmission par fibre
optique très haut débit utilisant la modulation DP_QPSK**

Présenté par :

Bouzid Roumaissa & Boudjenah Kawtar

Sous la direction de :

Dr Halassi Abde Rezzaq

Jun 2017

Remerciement



Nous tenons tout d'abord à remercier Dieu le tout puissant et miséricordieux, qui nous a donné la force et la patience d'accomplir ce Modeste travail.

En second lieu, nous tenons à remercier notre encadreur Mr **Halassi Abed Rezzaq** a son précieux conseil et son aide durant toute la période du travail.

Nos vifs remerciements vont également aux membres du jury pour l'intérêt qu'ils ont porté à notre recherche en acceptant d'examiner notre travail Et de l'enrichir par leurs propositions.

Enfin, nous tenons également à remercier toutes les personnes qui ont participé de près ou de loin à la réalisation de ce travail.

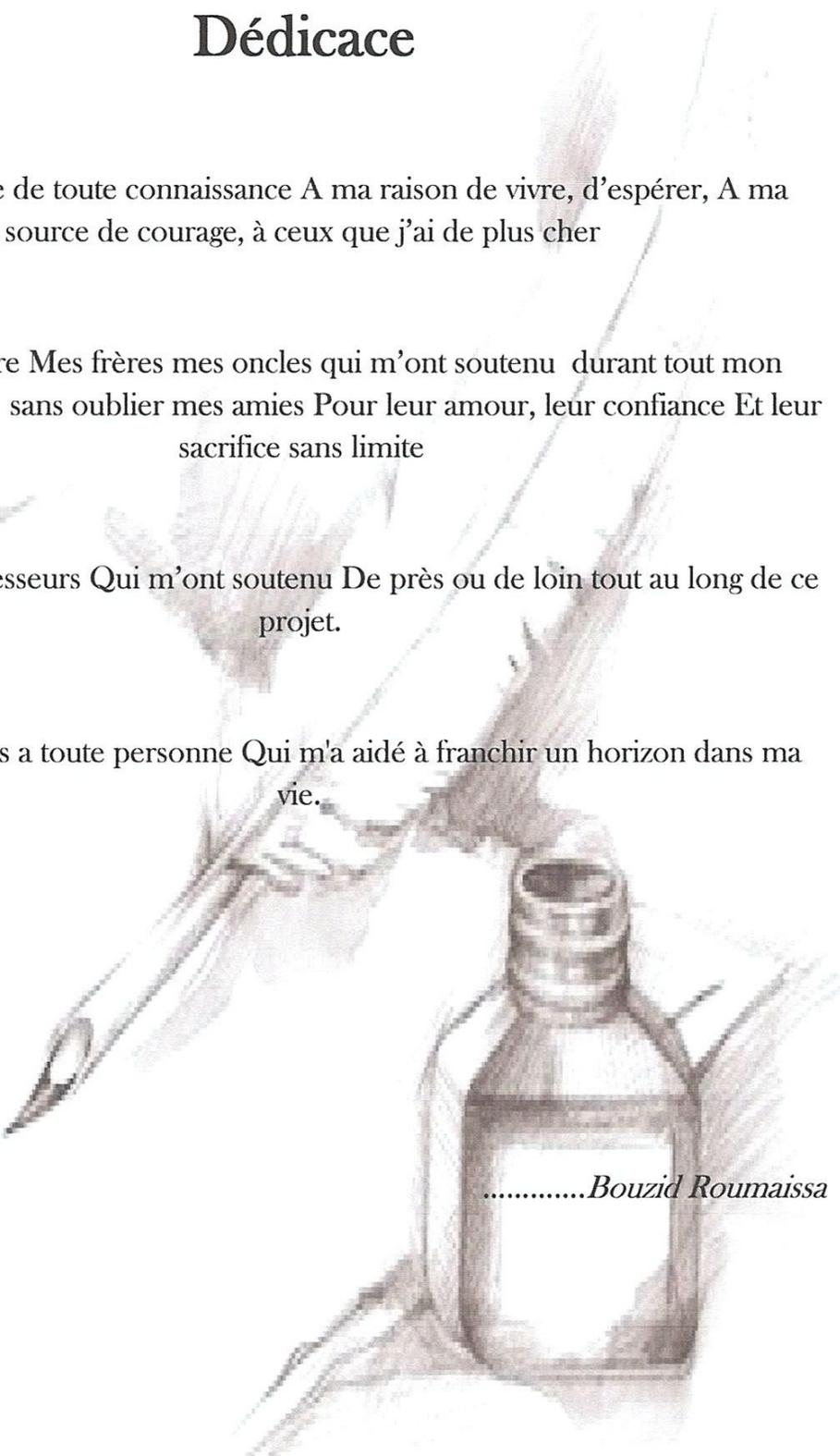
Dédicace

A Dieu source de toute connaissance A ma raison de vivre, d'espérer, A ma source de courage, à ceux que j'ai de plus cher

Père Ma mère Mes frères mes oncles qui m'ont soutenu durant tout mon chemin d'études sans oublier mes amies Pour leur amour, leur confiance Et leur sacrifice sans limite

A tous mes professeurs Qui m'ont soutenu De près ou de loin tout au long de ce projet.

A tous mes amis a toute personne Qui m'a aidé à franchir un horizon dans ma vie.



.....*Bouziid Roumaissa*



Dédicaces



Ma Mère, Mon Père

Affable, honorable, aimable : vous représentez pour moi

*Le symbole de la bonté par excellence, la source de tendresse et l'exemple du
dévouement qui n'a pas cessé de m'encourager et de prier pour moi.*

Soyez sûrs que je continuerai mon chemin.

Je vous dédie ce travail en témoignage de mon profond amour.

*Puisse Dieu, le tout puissant, vous préserver et vous accorder santé,
longue vie et bonheur.*

A mes sœurs.

Mes frères.

Ainsi que notre belle petite fille : Lojayne.

*En témoignage de l'attachement, de l'amour et de
l'affection que je porte pour vous.*

A tous les membres de ma famille, petits et grands

A tous mes amis de proches

Merci tout le monde.

Kawtar

Table des matières

Introduction générale	1
Chapitre I : Communications par fibres optiques	3
1. Introduction	3
1.1 Propagation d'une impulsion dans la fibre optique	3
1.1.1 Atténuation.....	4
1.1.2 Dispersion chromatique.....	5
1.1.3 Dispersion de modes de polarisation.....	6
• La biréfringence.....	7
• Couplage des modes de polarisation.....	7
1.1.4 Effet non linéaire.....	8
1.2 Formats de modulation en phase	9
1.2.1 Binary Phase Shift Keying (BPSK).....	9
1.2.2 Quaternary Phase Shift Keying (QPSK).....	10
1.2.3 Multiplexage de polarisation de QPSK.....	13
1.3 Détection directe contre la détection cohérente	13
1.4 Conclusion	15
Chapitre II : Système de transmission optique DP-QPSK	16
2.1 Introduction	16
2.2 Système de transmission optique DP-QPSK	16
2.2.1 Sources optiques	17
➤ Diode laser.....	17
➤ PBS.....	18
➤ Modulation optique « <i>IQ : In-phase Quadrature-phase</i> ».....	18
➤ Modulateur Mach-Zehnder.....	19
➤ PBC.....	21
➤ Principe du multiplexage en longueur d'onde (Multiplexeur).....	21
➤ Amplificateur optique « <i>EDFA : Erbium doped fiber amplifier</i> ».....	22

➤ Fibre optique.....	23
2.2.2 Récepteurs optiques.....	24
✓ Mélangeur cohérent.....	24
✓ Echantillonnage.....	25
✓ Bloc numérique de traitement du signal « <i>DSP : Digital Signal Processing</i> ».....	25
a) La compensation de dispersion chromatique.....	26
b) Le démultiplexage de polarisation et l'égalisation.....	26
c) L'estimation et compensation du résidu de porteuse.....	27
d) L'estimation et compensation du bruit de phase.....	28
e) La décision.....	29
2.3 Conclusion.....	30
Chapitre III : Compensation de CD et simulation.....	31
3.1 Introduction.....	31
3.2 Compensation électrique de la dispersion chromatique.....	31
3.2.1 Algorithmes adaptatifs LMS.....	31
3.2.1.1 Convergence et stabilité de l'algorithme LMS.....	32
3.2.2 Filtre FD-FIR (<i>Fiber Dispersion Finite Impulse Response</i>)	32
3.3 Critère de qualité d'une transmission par fibre optique.....	33
• Le taux d'erreur binaire (BER pour Bit Error Rate).....	33
• Le facteur de qualité Q	34
• Diagramme de l'œil.....	35
• Le rapport signal sur bruit optique OSNR.....	36
3.4 Simulation.....	36
3.4.1 Etude d'un système DP-QPSK (Back to Back).....	36
3.4.1.1 Bloc émission.....	37
• Source d'information.....	38
• Laser CW (<i>Continuos Wave</i>).....	39
3.4.1.2 Bloc récepteur cohérent DP-QPSK.....	41
• La photodiode.....	41
• Hybride 90°.....	42
3.4.1.3 Bloc de traitement numérique du signal DSP.....	44

• Paramètres de bloc DSP.....	45
3.4.1.4 Diagramme de constellation.....	46
3.4.2 Système DP-QPSK (sans compensation de CD).....	49
3.4.2.1 Ligne de transmission.....	49
3.4.2.2 Diagramme de constellation.....	50
3.4.3 Système DP-QPSK avec compensation de CD.....	52
3.4.3.1 Diagramme de constellation.....	52
3.5 Conclusion.....	55
Conclusion générale.....	56
Annexe	
Liste des figures	
Liste des tableaux	
Liste des abréviations	
Références	

Introduction générale

La demande en capacité liée à la transmission de tout type d'information (voix, vidéos, données, etc.) ne cesse de croître. Afin de répondre à cette demande croissante, de nouvelles générations de systèmes de communication multiplexés en longueur d'onde transmettant des débits élevés d'information par canal (100Gbit/s ou plus) doivent être conçues. En plus des fibres ayant de très faibles pertes, des amplificateurs à fibre dopée à l'erbium et du multiplexage en longueur d'onde, des technologies sont mises en place, comme notamment le multiplexage en polarisation, la détection cohérente, les formats de modulation multi-niveaux et plus récemment le multiplexage spatial. Des interrogations résident sur l'impact du multiplexage en polarisation ainsi qu'un développement vers des formats de modulation plus évolués incluant la modulation de phase et le multiplexage en polarisation. L'utilisation de la détection cohérente associée à un traitement numérique du signal et à des formats de modulation adaptés est au cœur de cette mémoire.

Le travail présenté dans ce mémoire porte essentiellement sur l'étude des effets de la dispersion chromatique « *CD, Chromatic Dispersion* » dans les fibres optiques standards. Il constitue une étape importante vers la conception et le développement d'une architecture permettant de compenser la CD par traitement numérique du signal. L'idée sous-jacente est de remplacer une technologie coûteuse (composants optiques) par une architecture numérique à faible coût et plus universelle.

Le travail de ce mémoire consiste à comprendre l'effet de la dispersion chromatique dans un système de transmission cohérent utilisant le format de modulation « *DP-QPSK : Dual Polarization Quadrature Phase Shift Keying* » 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 trois chapitres :

Dans le premier chapitre, nous allons introduire les généralités suivantes. Notamment la propagation d'une impulsion lumineuse dans une fibre optique et ces effets linéaires et non linéaires qui limitent les performances de la transmission, les différents types de modulation de phase et enfin les deux principaux types de la détection.

Dans le deuxième chapitre, nous présenterons le système de transmission optique utilisant la modulation DP-QPSK et ces différents éléments avec leur fonctionnement ainsi que le bloc numérique de traitement du signal qui assure la compensation de CD.

Enfin, le troisième chapitre introduit en particulier des techniques de traitement numérique du signal dans le domaine électrique, permet la compensation de la dispersion chromatique CD, ainsi des critères de qualité permettant l'évaluation d'un système de transmission par fibre optique.

1. Introduction

Ce chapitre est consacré à la présentation des principes de base liés à la transmission par fibre optique. Nous commençons par faire un rappel sur les notions physiques de la propagation d'un signal dans une fibre optique, des définitions des paramètres pénalisant la propagation seront données. Ensuite, nous abordons la modulation optique de phase utilisée dans le système de transmission optique très haut débit.

1.1 Propagation d'une impulsion dans la fibre optique

Le but d'un système de communication est de transmettre un signal $A(t, 0)$ de l'émetteur vers le récepteur de sorte que le signal au niveau de récepteur $A(t, z)$ soit le même que le signal transmis $A(t, 0)$. La propagation d'une impulsion lumineuse dans une fibre optique est décrite par l'équation non linéaire de Schrödinger « *NLSE : non linear Schrödinger equation* » [1],

$$j \frac{\partial A}{\partial z} = \frac{\beta_2 \partial^2 A}{2 \partial t^2} - j \frac{\alpha}{2} A - \gamma |A|^2 A \quad (1.1)$$

Avec,

- A : champ électrique
- α : coefficient d'atténuation
- β_2 : paramètre de dispersion
- γ : coefficient non linéaire
- z et t sont la direction de propagation et le temps, respectivement [2].

L'équation de Schrödinger (1.1), décrit tous les phénomènes linéaires et les phénomènes non linéaires qui interviennent lors de la propagation dans la fibre optique.

Nous discuterons ces paramètres un par un dans la suite de ce chapitre.

1.1.1 Atténuation

L'atténuation (ou *affaiblissement*) est la diminution de la puissance du signal transmis au cours de sa propagation dans la fibre optique. Une des solutions possibles pour compenser cette perte de puissance est l'utilisation des amplificateurs. Leur inconvénient est le bruit qu'ils introduisent. Enlevant l'effet de la dispersion chromatique et l'effet non-linéarité, la solution de l'équation (1.1) s'écrit de la forme suivante,

$$|A(t, z)|^2 = |A(t, 0)|^2 e^{-\alpha z} \quad (1.2)$$

α , le coefficient d'atténuation linéaire, exprimé en dB/Km et α (dB) défini comme,

$$\alpha(\text{dB}) = 4.343 \cdot \alpha \quad (1.3)$$

En comparant avec des autres supports de transmission comme le cuivre, l'atténuation de la fibre optique est faible, elle dépend en particulier de la longueur d'onde des impulsions lumineuses [3].

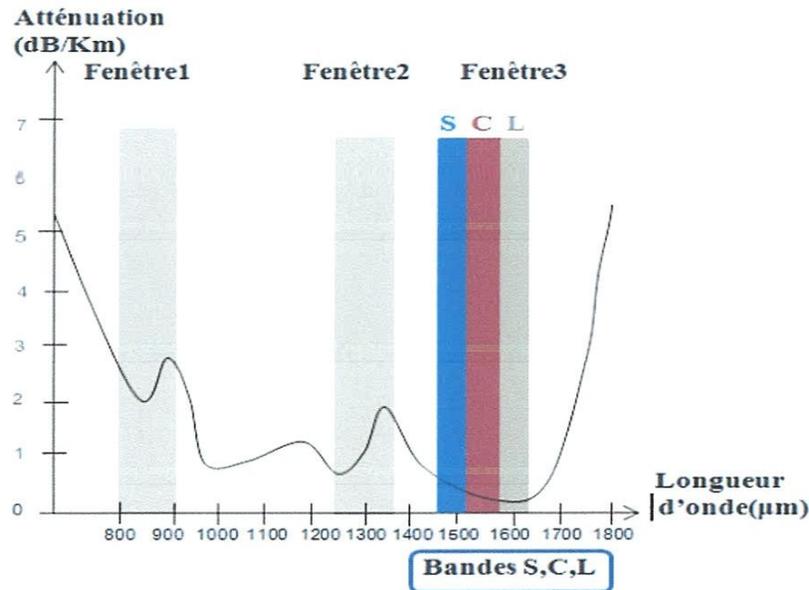


Figure 1.1 : L'atténuation dans la fibre optique en fonction de la longueur d'onde, S: Short; C: Commun; L: Large.

Selon l'atténuation, les fibres peuvent être utilisées pour la transmission essentiellement dans deux: la fenêtre 2, autour de 1300 nm et la fenêtre 3, autour de 1500 nm (Cf. Figure 1.1).

- La fenêtre 2 a une largeur de bande de 50 nm et une atténuation moyenne importante d'environ 0,4 dB/km, mais les composants optoélectroniques à ces longueurs d'onde (lasers et récepteurs) sont peu coûteuses. Elle est utilisée pour les systèmes de télécommunications de courte distance (quelques dizaines de kilomètres) ou de faible capacité : réseaux urbains ... etc.
- La fenêtre à 1550 nm a une largeur de bande de 100 nm et une atténuation moyenne d'environ 0,2 dB/km, elle est utilisée généralement pour les télécommunications longues distances et à haut débit.

1.1.2 Dispersion chromatique

La dispersion chromatique CD , est due aux variations de temps de propagation des diverses longueurs d'onde, de sorte que les différentes composantes spectrales du signal montrent un retard relatif provoquant une distorsion du signal (Cf. Figure 1.2). Ignorant la non-linéarité et l'atténuation, l'équation (1.1) peut s'écrire [4,5],

$$\frac{\partial A(z,t)}{\partial z} = -j \frac{\beta_2}{2} \frac{\partial^2 A(z,t)}{\partial t^2} \quad (1.4)$$

Où, β_2 est la dispersion de vitesse de groupe « GVD : *Group Velocity Dispersion* », souvent on l'appelle dispersion.

La vitesse de groupe est la vitesse de propagation d'une impulsion lumineuse dans la fibre en fonction de ω , donc chaque composante spectrale se propage à une vitesse de groupe propre.

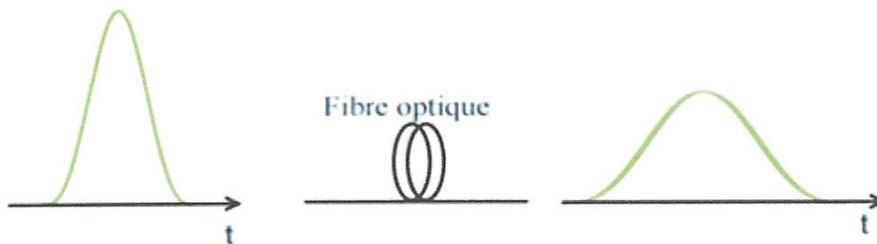


Figure 1.2 Effet de la dispersion sur l'impulsion lumineuse.

La résolution de l'équation (1.4) dans le domaine fréquentiel est donnée par :

$$A(z, \omega) = A(0, \omega) \exp\left(\frac{i}{2} \beta_2 \omega^2 z\right) \quad (1.5)$$

L'équation (1.5), Montre que la dispersion chromatique introduit une déformation sur la phase du spectre sans changer la distribution d'énergie. Habituellement la dispersion est mesurée avec le coefficient D défini comme :

$$D = -\frac{2\pi c}{\lambda^2} \beta_2 \quad (1.6)$$

Où $\lambda = 2\pi c / \omega$, la longueur d'onde et c est la vitesse de la lumière.

Il est possible de définir une longueur de dispersion définie comme la distance de propagation après qu'une impulsion gaussienne soit élargie par 40% :

$$L_D = \frac{\tau_p^2}{|\beta_2|} \quad (1.7)$$

Où τ_p est la demi-largeur d'impulsion [6].

1.1.3 Dispersion de modes de polarisation

La dispersion de modes de polarisation « *PDM : Polarization Division Multiplexing* » est une dispersion modale pour laquelle deux modes de polarisation orthogonaux de la lumière à la même longueur d'onde se propagent à des vitesses différentes en raison de la biréfringence de la fibre, provoquant également un élargissement des impulsions optiques. Dans une fibre de longueur L avec une biréfringence constante, l'élargissement de l'impulsion peut être estimé à partir du retard temporel entre les deux composantes de polarisation pendant la propagation de l'impulsion, appelé le retard différentiel de groupe « *DGD : Differential Group Delay* », (figure 1.3).

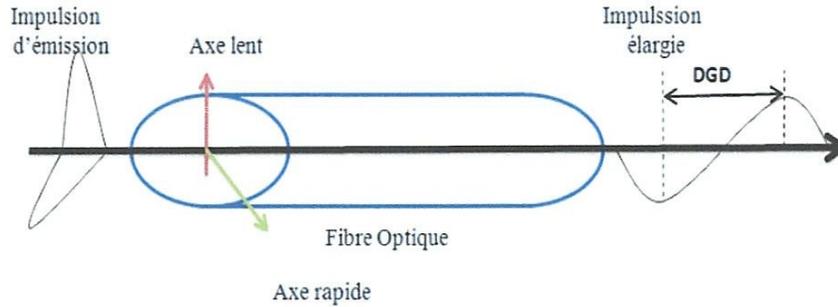


Figure 1.3 : Effet de la PMD sur les impulsions optiques traversant une fibre optique.

Ce phénomène s'appelle la Dispersion de Mode de Polarisation (PMD). Il est stochastique par suite de la nature aléatoire de son origine. Le DGD est donné par :

$$\sigma(z) = D_g \sqrt{z} \quad (1.8)$$

Où, D_g le coefficient de PMD et sa valeur typique est dans la gamme entre 0.1 et 1ps/Km.

- **La biréfringence**

Réellement, les fibres optiques présentent une petite différence dans l'indice de réfraction au niveau de la paire des états de polarisation, une propriété appelée la biréfringence [7, 8]. La non uniformité des couches constituant le cœur de la fibre, une vitesse de fibrage trop grande...etc), sont autant des facteurs pouvant induire une non uniformité dans le processus de fabrication qui a pour conséquence de rendre le guide biréfringent. De même, lors des opérations de câblage, les fibres peuvent être courbées, ce qui est aussi à l'origine de la biréfringence.

- **Couplage des modes de polarisation**

Globalement dans une fibre monomode, la biréfringence est combinée avec un couplage aléatoire des modes de la polarisation. En effet, la biréfringence des fibres optiques monomodes varie en fonction de sa longueur, ce qui permet de considérer une fibre longue comme une série de segments biréfringents de longueurs et de rotations aléatoires (figure

1.4). Chaque segment présente deux modes de polarisation lent et rapide, généralement avec une partie du signal lumineux se propageant dans chacun des modes.

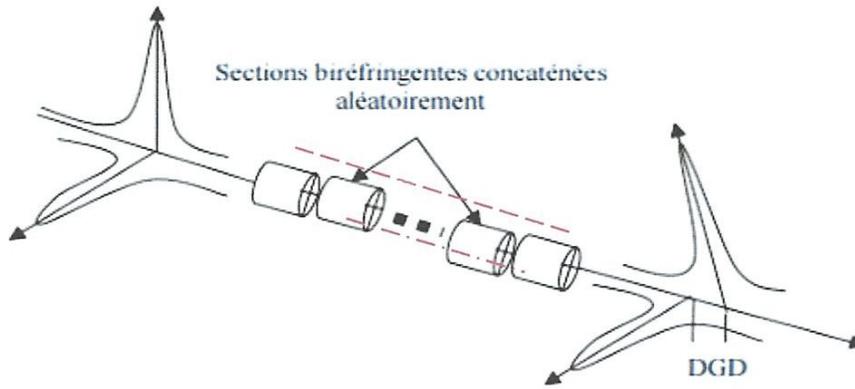


Figure 1.4 : Représentation d'une fibre longue comme une série d'éléments biréfringents concaténés aléatoirement [9].

Le champ électrique émergeant de chaque segment est projeté sur les deux modes de polarisation du segment suivant, un processus appelé couplage de mode. Il est répété plusieurs fois le long d'une longue fibre. Ce mécanisme cause une différence des temps de groupe (DGD) dans les fibres, ce qui le rend dépendant de la longueur d'onde et des conditions d'environnement. Par conséquent, ce phénomène doit être traité statistiquement [10].

1.1.4 Effet non linéaire

L'effet non linéaire prépondérant dans une fibre optique est l'effet de Kerr. Il provient de la dépendance de l'indice de réfraction de l'intensité. Si on néglige la dispersion chromatique et l'atténuation, la solution de l'équation (1.1) s'écrit,

$$A(t, z) = A(t, 0) e^{j \phi_{NL}(t, z)} \quad (1.9)$$

Avec $\phi_{NL}(t, z)$ la phase non linéaire,

$$\phi_{NL}(t, z) = \gamma P_0 |A(t, 0)|^2 \frac{1 - e^{-\alpha z}}{\alpha} \quad (1.10)$$

Où P_0 est le pic d'impulsion.

L'équation (1.10) montre que l'amplitude introduit un déphasage non linéaire. Ce phénomène est appelé auto modulation de phase « *SPM : Self Phase Modulation* ». Si le système utilise un multiplexage en longueur d'onde « *WDM : Wavelength Division Multiplexing* », plusieurs signaux sont transmis à différentes longueurs d'onde, dans ce cas le signal $A(t,0)$ d'une longueur d'onde donnée est affecté par d'autres décalages non linéaires des canaux voisins. Ce phénomène est appelé modulation de phase croisée « *XPM : Cross Phase Modulation* ». La présence de différents canaux de longueur d'onde peut également générer de nouvelles fréquences comme le mélange à quatre ondes « *FWM : Four Wave Mixing* ». En général, ces effets peuvent être divisés en deux catégories : les effets non linéaires intra-canal et inter-canaux. Le premier traite des effets non linéaires d'un seul canal sur lui-même tandis que le second traite des effets dus aux canaux voisins.

2.1 Formats de modulation en phase

Je vais décrire dans ce qui suit des formats de modulation en phase que nous allons utiliser dans nos simulations numériques portant sur l'étude de la variabilité de la performance de transmission.

2.1.1 Binary Phase Shift Keying (BPSK)

Le BPSK est un format de modulation à deux niveaux de phase. Dans notre convention, le symbole logique « 0 » est codé sur une phase de 0 alors que le symbole logique « 1 » est codé sur une phase de π . L'émetteur BPSK est représenté sur la Fig. 1.5. Il se compose d'un laser suivi d'un modulateur BPSK, le signal électrique appliqué sur le modulateur permet de générer le signal optique avec deux niveaux de phase 0 ou π .

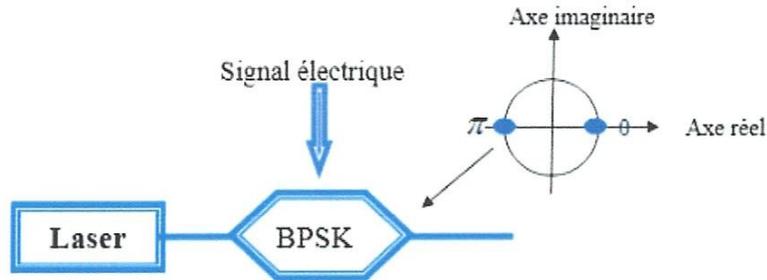


Figure 1.5 : Schéma de principe du modulateur BPSK.

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.

2.1.2 Quaternary Phase Shift Keying (QPSK)

Le QPSK est un format de modulation à quatre niveaux de phase. Dans notre convention chaque symbole est associé à deux bits. Les phases de $-3\pi/4$, $3\pi/4$, $\pi/4$, et $-\pi/4$ 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). L'émetteur QPSK est représenté sur la Fig. 1.6. Il se compose d'un laser suivi d'une deux modulateurs BPSK, l'un des deux modulateurs est déphasé de $\pi/2$.

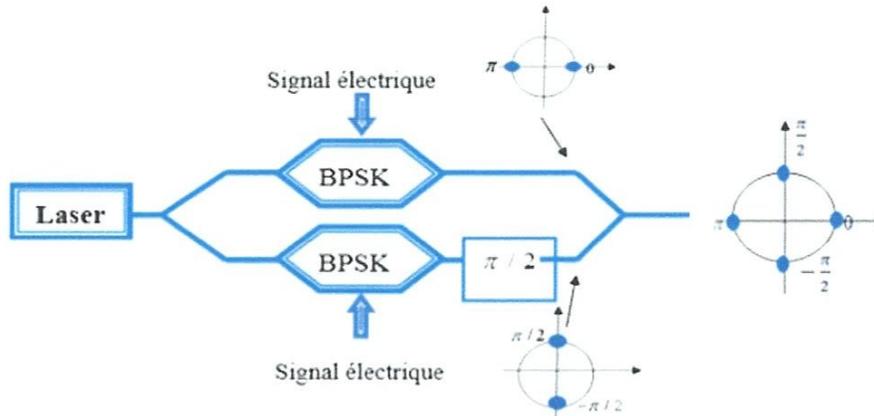


Figure 1.6 : Schéma de principe de l'émetteur QPSK.

En recombinaison des signaux optiques à la sortie des modulateurs BPSK, nous obtenons 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. La densité spectrale d'information, définie dans tout le manuscrit, à l'émission 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. Ceci a pour conséquence de réduire la tolérance aux fluctuations de phase qu'elles soient dues aux bruits additifs ou aux dégradations déterministes du canal optique. Ceci a pour conséquence de réduire la tolérance aux fluctuations de phase qu'elles soient dues aux bruits additifs ou aux dégradations déterministes du canal optique. En considérant que le symbole à l'instant k après codage est défini par $c(k) = e^{i\Delta\theta(k)}$ où $\Delta\theta(k)$, la différence de phase entre les symboles avant codage aux instants k et $k-1$, l'encodage différentiel dans le cas d'une modulation QPSK peut être réalisé suivant la table de vérité suivante :

$c(k)$	symbole binaire
1	00
i	01
-1	11
i	10

Tableau 1.1 : Table de vérité.

Dans nos simulations numériques, nous utilisons des modulations en DP-QPSK. Dans ce cas, le modulateur décrit à la Fig. 1.6 est appliqué à chaque composante en polarisation du signal issu du laser comme le montre la Fig. 1.7 (a). Nous représentons sur cette figure la constellation du signal en sortie de l'émetteur suivant deux états de polarisation orthogonaux. La représentation des états de polarisation dans la sphère de Poincaré est donnée à la Fig. 1.7 (b).

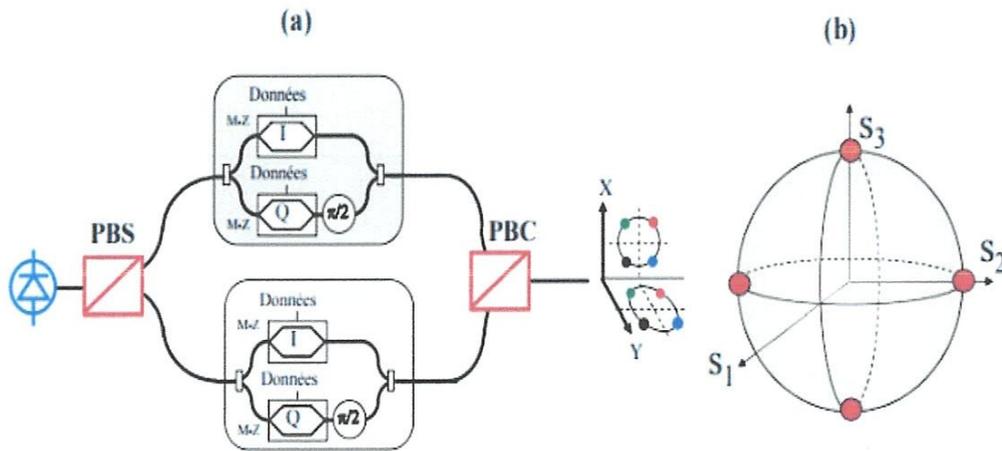


Figure 1.7 : Schéma de l'émetteur DP-QPSK (a). Représentation des états de polarisation du signal optique dans le cas d'une modulation en DP-QPSK (b).

2.1.3 Multiplexage de polarisation de QPSK

« PDM : Polarisation Division Multiplexing » consiste à transmettre des informations différentes suivant deux états de polarisation orthogonaux du signal optique. L'intérêt est de pouvoir transmettre deux fois plus de débit sur une même bande optique. La densité spectrale d'information est alors doublée. Le multiplexage en polarisation utilise les deux modes fondamentaux orthogonaux de la fibre optique monomode pour doubler l'efficacité spectrale de la transmission. La figure 1.8 illustre la structure de l'émetteur PDM. Un séparateur de polarisation « PBS : Polarisation Beam Splitter » 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 : Polarisation Beam Combiner » permet de recombinaison les deux signaux pour la transmission.

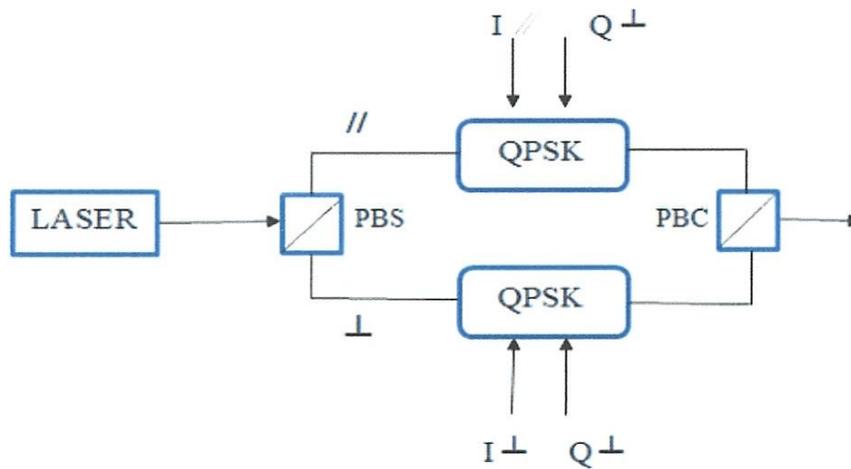


Figure 1.8 : Structure de l'émetteur avec multiplexage en polarisation.

1.3 Détection directe contre la détection cohérente

La détection directe utilisée dans le cas d'une modulation d'amplitude est constituée d'une phase de conversion du signal optique reçu en signal électrique, la conversion se fait à l'aide d'une photodiode. 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 (figure 1.9). Une autre manière de détecter le signal optique est une détection cohérente, 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 détecté dans la photodiode, l'amplitude et la phase peuvent être préservées.

La détection cohérente introduite dans les télécommunications par fibre optique à la fin des années 1980 [11], son utilisation dans les systèmes commerciaux a été entravée par la complexité supplémentaire, en raison de la nécessité de suivre la phase et la polarisation du signal entrant (figure 1.10). Dans un récepteur numérique cohérent, ces fonctions sont mises en œuvre dans le domaine électrique conduisant à une réduction spectaculaire de la complexité du récepteur optique [12].

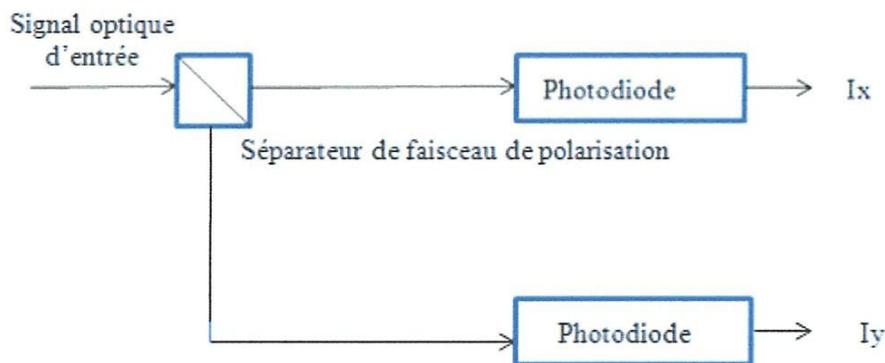


Figure 1.9 : Schéma d'un récepteur direct.

Étant donné que la détection cohérente mappe à la fois l'intensité et la phase du champ optique dans le domaine électrique et maintient ainsi toutes les informations, il maximise l'efficacité du traitement du signal.

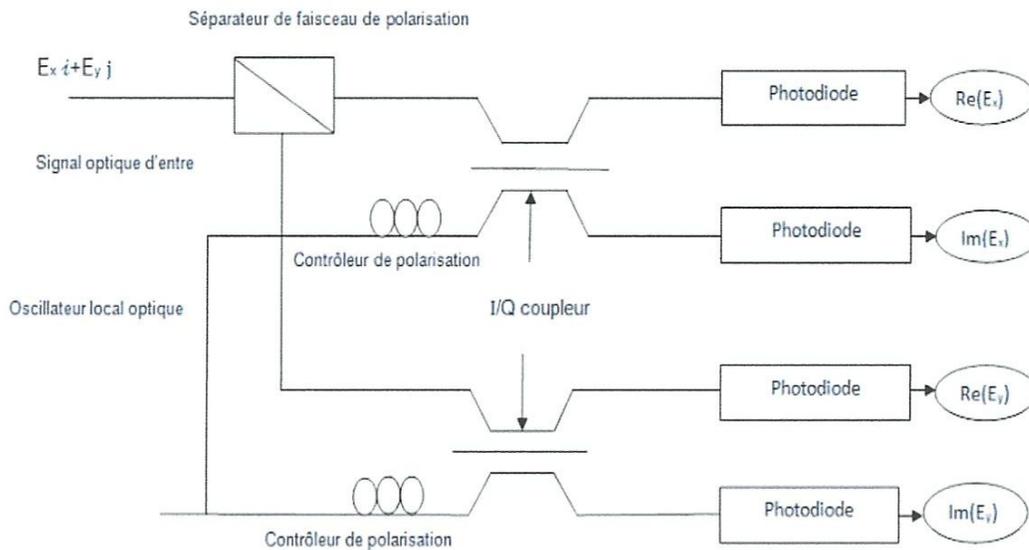


Figure 1.10 : Schéma d'un récepteur cohérent.

Cela permet de surmonter les altérations qui ont traditionnellement limité les systèmes monocanal à 100Gb/s , car la dispersion chromatique et la dispersion du mode de polarisation peuvent être compensées de manière adaptative en utilisant des filtres numériques linéaires.

1.4 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons décrit brièvement les communications par fibres optiques. Ainsi présenter le principe de base de la propagation du signal dans ces derniers. De plus, évoqué les principaux effets linéaires et certaines non-linéarités qui limitent la portée des transmissions par fibre optique, ont été présentées. Parmi ces effets, on trouve la dispersion chromatique et la dispersion de mode de polarisation. Ensuite, nous allons parler de les modulations numériques en phase BPSK et QPSK après le multiplexage de polarisation qui est le format de modulation des données analysées dans la partie 1.3, qui consiste la détection directe (utilisée dans le cas d'une modulation d'intensité) et la détection cohérente (pouvant être considérées pour une modulation en phase), nous avons utilisé cette dernière dans le chapitre suivant.

2.1 Introduction

Ce chapitre est consacré à la présentation d'un système de transmission optique utilisant la modulation DP-QPSK, nous commençons par la présentation d'un schéma bloc de ce dernier. Ensuite, nous décrivons les différents éléments qui les constituent. Enfin nous présentons les critères de qualité les plus utilisés pour mesurer les performances de la transmission.

2.2 Système de transmission optique DP-QPSK

Le schéma bloc d'un système de transmission optique utilisant la modulation DP-QPSK est illustré sur la figure 2.1,

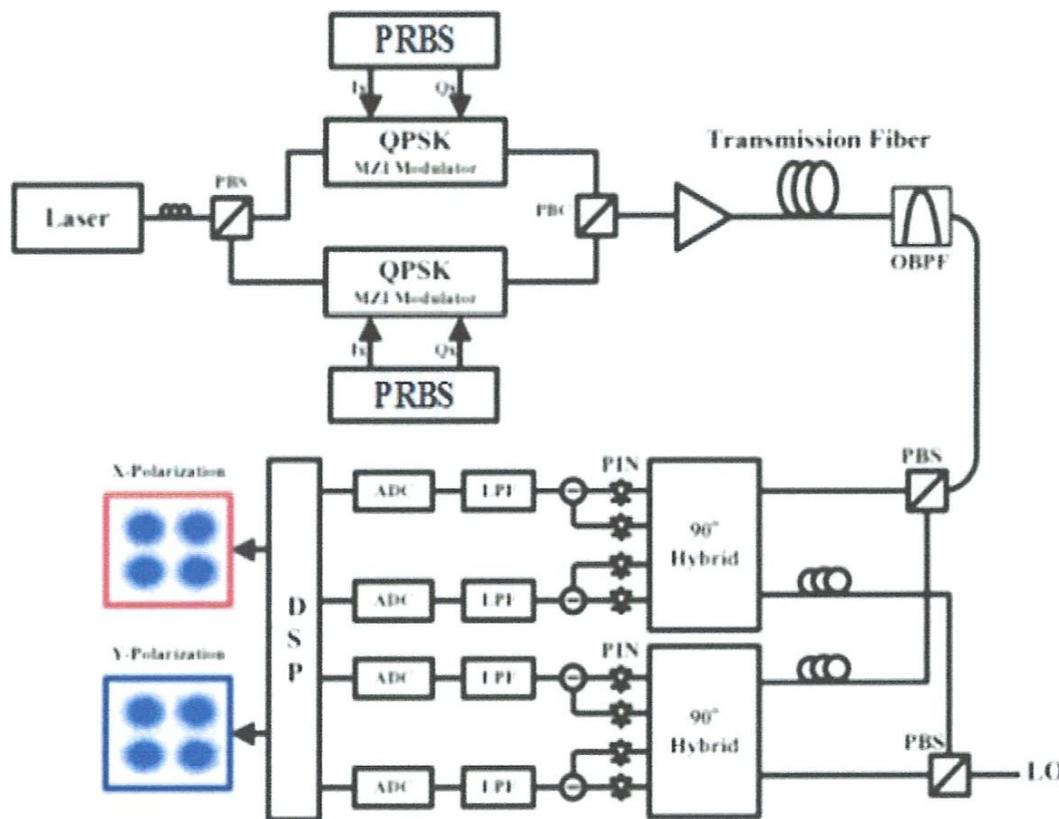


Figure 2.1 : Schéma bloc du système de transmission DP-QPSK.

2.2.1 Sources optiques

Le rôle d'une source optique est de convertir un signal du domaine électrique vers le domaine optique. Depuis le début des télécommunications par fibre optique, le choix des sources optiques s'est porté sur les émetteurs à semi-conducteur à cause de leurs petites dimensions en rapport avec celles du cœur des fibres optiques, de la relative facilité de modulation (modulation directe la lumière émise en agissant sur le courant), de leur spectre optique relativement étroit et de leur faible consommation énergétique. Ainsi la diode laser est la source la mieux adaptée pour les télécommunications optiques car elle permet d'avoir une meilleure efficacité de couplage optique avec la fibre. C'est pour ces raisons que nous ne parlerons que des diodes lasers qui sont les plus couramment utilisés pour la communication de données à haut débit.

➤ Diode laser

Le mot « *LASER : Light Amplification by Stimulated Emission of Radiation* », signifie amplification de lumière par émission stimulée de rayonnement. Un laser est un dispositif qui émet de la lumière grâce au phénomène d'émission stimulée. La figure 2.2 montre le principe d'un phénomène à 3 particules qui est sous l'impact d'un photon, un électron situé sur le second niveau E_2 est qui se recombine sur E_1 en émettant un nouveau photon qui sera identique au photon incident. Ainsi, ce nouveau photon aura la même direction, même phase et même énergie que le photon incident. C'est le phénomène qui est à l'origine de l'amplification optique dans un milieu.

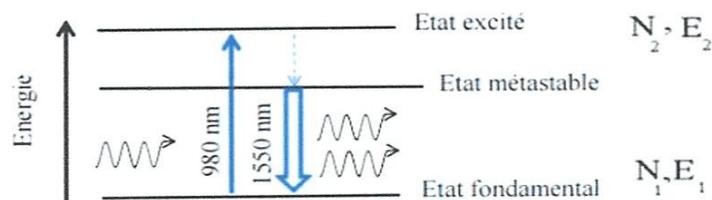


Figure 2.2 : Phénomène d'émission stimulée [13].

L'amplification significative de la lumière ne sera possible que si le nombre d'atomes à l'état excité est supérieur à celui de l'état fondamental, on dit dans ce cas qu'il y a inversion de population et celle-ci s'obtient à l'aide du pompage. L'interaction lumière-matière peut être décrite à l'aide d'un modèle à trois niveaux d'énergie. Dans ce cas, sous l'action du signal de pompe à 980 nm, les ions Er^{3+} , passent de l'état fondamental à l'état excité où ils ne restent qu'un bref instant avant de rejoindre l'état métastable où leur durée de vie est d'environ 10 ms [14,15,16]. Cette transition ne s'accompagne pas d'émission de photon. Ensuite les ions Er^{3+} peuvent rejoindre leur état stable ou niveau fondamental par émission stimulée.

➤ PBS

Un séparateur de polarisation permet de séparer le champ optique du laser d'émission en deux champs orthogonaux de polarisations rectilignes, dont les axes sont notés // et \perp .

➤ Modulation optique «IQ : In-phase Quadrature-phase »

Dans les communications numériques, la modulation est souvent exprimée à partir des composantes en phase (I : partie réelle) et en quadrature de phase (Q : partie imaginaire). La plupart des modulations numériques de signaux sont créées en utilisant un modulateur IQ permet d'appliquer des modulations vectorielles de type PSK ou « QAM : Quadrature Amplitude Modulation » à une porteuse optique. Il est constitué d'un coupleur séparant la porteuse en deux voies. Deux modulateurs « MZM : Mach-Zehnder Modulator » en parallèles, pour assurer la quadrature, une des deux voies est déphasée de $\pi/2$ par rapport à l'autre avant recombinaison par un coupleur. Chaque MZM est respectivement commandé par la partie réelle et imaginaire du signal électrique, comme le montre la figure 2.3.

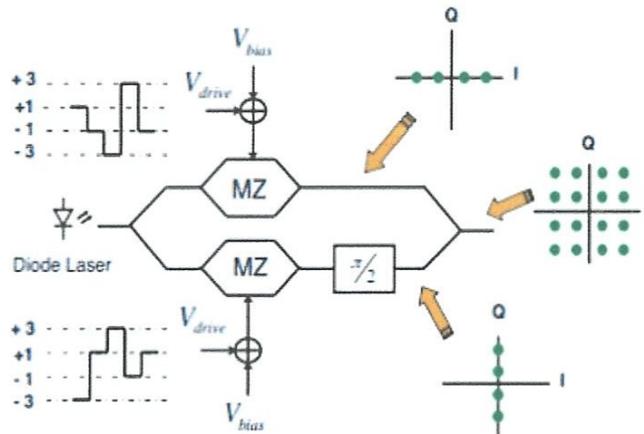


Figure 2.3 : Modulateur optique IQ.

➤ **Modulateur Mach-Zehnder**

Le MZM est basé sur l'effet électro-optique. L'indice de réfraction n du matériau utilisé, change suivant la tension de polarisation V appliquée sur ses électrodes. Le changement d'indice Δn conduit à changer la phase optique $\Delta\varphi$:

$$\Delta\varphi = \frac{2\pi}{\lambda} \Delta n L = \pi \frac{V}{V_\pi} \tag{2.1}$$

Où λ , la longueur d'onde de la lumière et L , la longueur de l'électrode et V_π représente la tension de polarisation qui entraîne un déphasage de π . Si nous appliquons deux tensions de polarisation V_1 et V_2 sur les deux électrodes du modulateur (Cf.figure 2.4-a) le champ optique de sortie E_s peut être lié au champ optique d'entrée E_e comme suit :

$$\begin{aligned} E_s &= \frac{1}{2} \left[e^{i\Delta\varphi_1} + e^{i\Delta\varphi_2} \right] E_e \\ &= \frac{1}{2} \left[e^{i\left(\frac{\pi V_1 - V_{DC}}{2 V_\pi}\right)} + e^{i\left(\frac{\pi V_2 + V_{DC}}{2 V_\pi}\right)} \right] E_e \end{aligned} \tag{2.2}$$

Où ici, V_π est la tension de polarisation différentielle pour laquelle on obtient un déphasage de π entre les deux guides d'ondes. Le schéma d'un modulateur Mach-Zehnder est représenté à la Figure 2.4-a. En entrée du modulateur, un coupleur sépare la lumière issue du laser continu en

deux parties égales dans les systèmes considérés ici. Les deux bras de l'interféromètre de Mach-Zehnder sont équipés de cellules électro-optiques qui modifient l'indice de réfraction vu par l'onde lumineuse incidente par l'application d'une tension électrique. Les deux ondes à la sortie de chacune des cellules électro-optiques sont recombinaées à l'aide d'un second coupleur. Etant donné un champ optique E_e à l'entrée du modulateur, si $V_2 = -V_1 = V$ le champ à la sortie E_s est donné par la relation 2.3[17,18] :

$$E_s = \cos\left(\frac{\pi}{2} \frac{V+V_{DC}}{V_\pi}\right) E_e \tag{2.3}$$

Suivant les valeurs de tensions appliquées, nous pouvons obtenir en sortie du modulateur des interférences constructives ou destructives. En effet dans le cas d'un taux d'extinction infini, nous notons qu'en appliquant une différence de tension électrique égale à V_π (tension demi-onde) les deux ondes issues des deux bras du Mach-Zehnder sont en opposition de phase et nous avons des interférences destructives. Ce type de modulateur est donc un modulateur d'intensité.

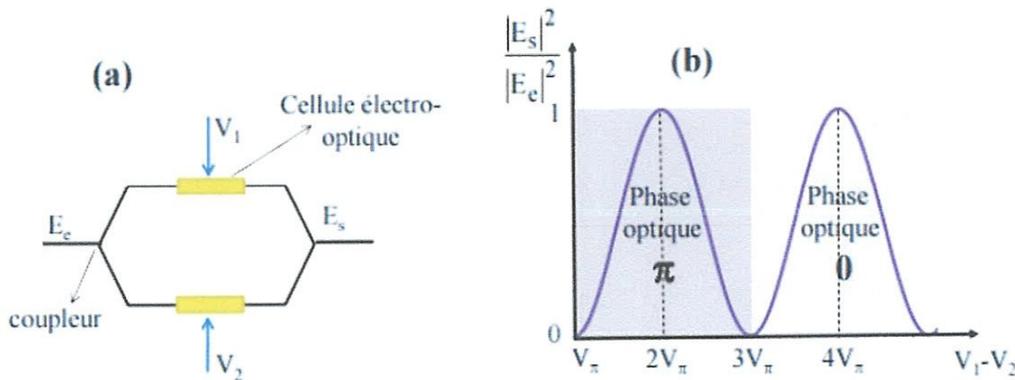


Figure 2.4 : schéma du modulateur Mach-Zehnder (a). Fonction de transfert en puissance du modulateur Mach-Zehnder dans le cas d'un taux d'extinction infini (b).

La fonction de transfert en puissance du modulateur Mach-Zehnder, est donnée dans l'exemple de la Figure.2.4-b. Nous notons que la phase du signal en sortie du modulateur vaut π pour une

tension électrique comprise dans l'intervalle] V_π ; $3V_\pi$ [alors qu'elle vaut 0 pour une tension comprise entre $3V_\pi$ et $5V_\pi$. Nous n'avons pas représenté cette fonction de transfert en puissance lorsque la tension électrique appartient à l'intervalle $[0 ; V_\pi]$ où la phase optique est nulle. Ainsi à l'aide d'un modulateur d'amplitude de type Mach-Zehnder, nous pouvons obtenir une modulation de phase à deux états. Nous verrons que les modulateurs Mach-Zehnder permettent de réaliser des modulations de phase à $M = 2^m$ états où m est un entier positif supérieur ou égal à 1. Dans l'exemple d'une modulation à M états, le signal électrique appliqué sur les bras du Mach-Zehnder est obtenu à partir d'une séquence de symboles codés sur m bits. Dans ce cas la rapidité de modulation R (en symbole/s ou Baud) égale à $1/T_s$ (T_s est la durée d'un symbole) est reliée au débit binaire B par la relation $R = B/m$.

➤ PBC

Un combineur optique permet de recombinaison les deux signaux pour la transmission.

➤ Principe du multiplexage en longueur d'onde (Multiplexeur)

Le multiplexage WDM est une technique permettant de transmettre dans une même fibre plusieurs signaux optiques modulés de longueurs d'onde porteuse différentes. La complexité des émetteurs et récepteurs augmente avec le nombre de canaux WDM car cette technique nécessite autant d'émetteurs/récepteurs. Les différents canaux WDM sont démultiplexés en fin de propagation à l'aide de filtres optiques ou de démultiplexeurs. La Figure. 2.5-a décrit le principe du multiplexage en longueur d'onde dans le cas de trois canaux WDM. L'espacement entre les canaux $\Delta\nu$ joue un rôle important car dans le cadre de l'augmentation de la capacité,

la densité spectrale d'information η définie par $\eta = \frac{B_{tot}}{\Delta\nu_{tot}}$, où B_{tot} et $\Delta\nu_{tot}$ sont respectivement la capacité totale d'information et la bande spectrale totale occupée par les signaux WDM, augmente quand $\Delta\nu$ diminue. La Figure 2.5-b montre les spectres de trois canaux WDM.

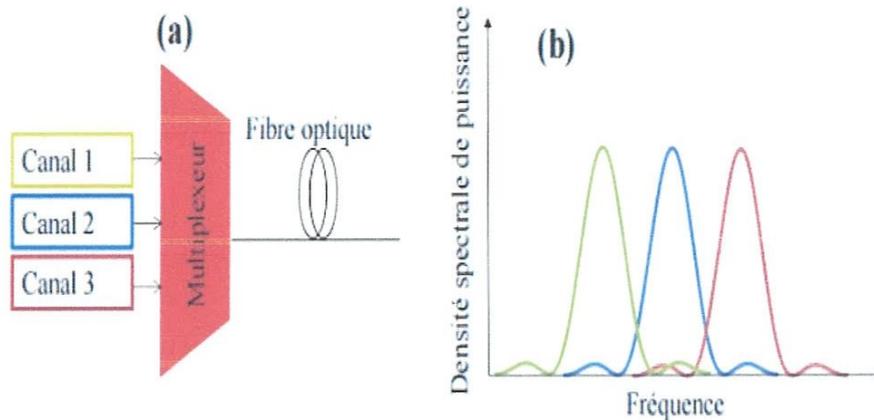


Figure 2.5 : Principe du multiplexage en longueur d'onde (a). Spectres de trois canaux de transmission (b).

➤ Amplificateur optique «*EDFA : Erbium doped fiber amplifier*»

Les fibres optiques à haut débit sont devenues possibles grâce à l'amplification optique, en particulier en utilisant les EDFA. En effet l'amplificateur EDFA est en phase de remplacer la plupart des régénérateurs grâce à leur facilité d'intégration dans le réseau. Il est basé sur certaines transitions électroniques des ions erbium. Il repose sur le phénomène d'émission stimulée, la Figure 2.6 décrit le schéma d'un EDFA. Dans cette figure, nous représentons le cas d'un pompage co-propagation (mêmes sens pour le signal et le signal de pompe). Cependant il existe une autre manière d'effectuer le pompage, celui-ci peut aussi être réalisé dans le sens opposés du signal de pompe sur le signal utile (pompage contre-propagation). Dans l'exemple d'un pompage co-propagation, le signal optique à amplifier est couplé au signal issu de la pompe qui est généralement une diode laser émettant de la lumière à 980 ou 1480 nm. Ensuite les deux signaux multiplexés se propagent dans une fibre dopée aux ions Er^{3+} . A la sortie de la fibre, nous avons un isolateur optique permettant la propagation du signal dans un seul sens. L'atténuation du signal est alors compensée à la sortie de l'amplificateur EDFA.

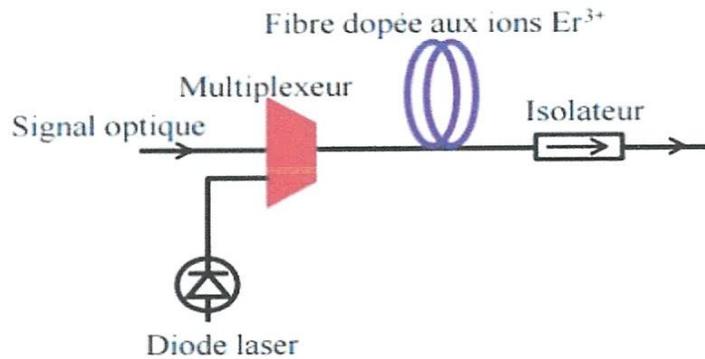


Fig. 2.6 : Schéma de principe d'un amplificateur EDFA.

➤ Fibre optique

Une fibre optique est un fil transparent très fin qui a la propriété de conduire la lumière et sert dans les transmissions terrestres et océaniques de données. Cylindrique, elle est composée d'un cœur d'indice de réfraction n_1 de diamètre a , entourée d'une gaine d'indice n_2 , le tout enveloppé d'un revêtement de plastique (figure 2.7-a). Le principe de guidage de la lumière dans une fibre optique est basé sur une suite de réflexions totales des rayons lumineux à l'interface cœur-gaine, condition qui sera respectée si n_1 est plus grand que n_2 . On distingue les fibres monomodes, dans lesquelles un seul mode de propagation est possible (figure 2.7-b), et les fibres multimodes où plusieurs modes. Nous allons intéresser à la fibre monomode « *SMF : Single Mode Fiber* » (figure 2.7-c), que l'on utilise pour des transmissions de données rapides et sur de grandes distances.

Elle fut créée pour être utilisée dans la deuxième fenêtre optique et a donc été optimisée pour avoir une dispersion chromatique nulle autour de 1310 nm. Où la dispersion chromatique n'est plus nulle mais proche de 17 ps/(nm.km). C'est la raison pour laquelle des compensateurs de dispersion chromatique doivent être ajoutés dans les lignes.

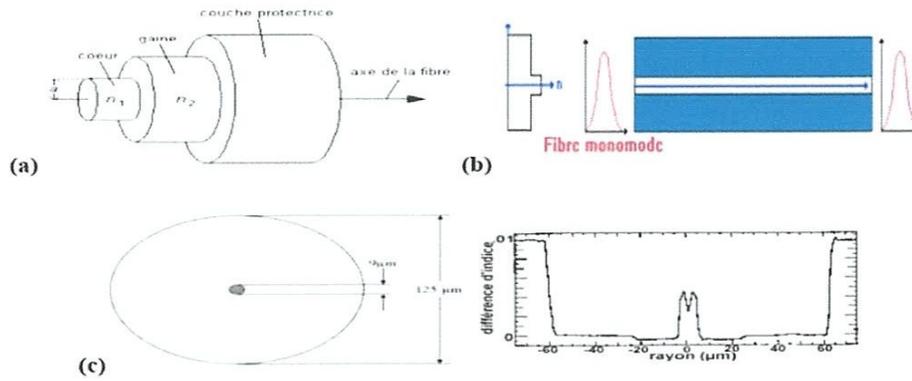


Figure 2.7 :Schéma d’une fibre optique (a). Propagation de la lumière dans une fibre monomode (b). Dimensions et profil d’indice de réfraction d’une fibre monomode (c).

2.2.2 Récepteurs optiques

✓ Mélangeur cohérent

C’est le mélangeur cohérent qui garantit que les termes « en phase » et « en quadrature » des interférences puissent être détectés. Pour cela, une partie de l’oscillateur local est déphasée de $\pi/2$ par une lame $\lambda/4$ (figure 2.8).

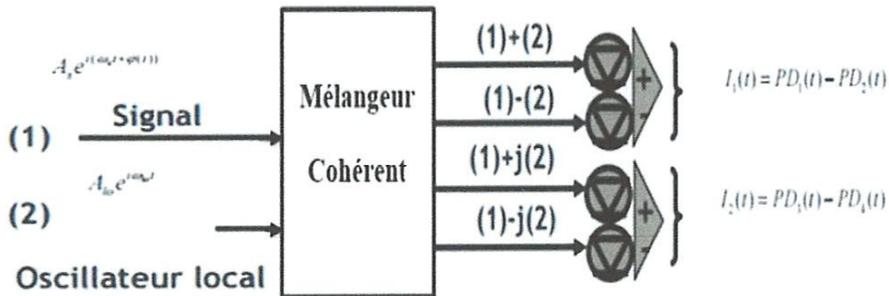


Figure 2.8 : Schéma d’un mélangeur cohérent.

Sur la voie 1, l’amplitude du signal plus celle de l’oscillateur local est détecté, sur la voie 2, l’amplitude du signal plus celle de l’oscillateur local déphasé de π est reçue, sur la voie 3, l’oscillateur local est déphase de $\pi/2$ et sur la voie 4 de $-\pi/2$. Les signaux détectés par les photodiodes sont les suivants,

$$PD_1 = (E_s + E_{lo}) \cdot (E_s + E_{lo})^* = |A_s|^2 + |A_{lo}|^2 + 2A_s A_{lo} \cos[(\omega_s - \omega_{lo})t + \varphi(t)] \quad (2.4)$$

$$PD_2 = |A_s|^2 + |A_{lo}|^2 - 2A_s A_{lo} \cos[(\omega_s - \omega_{lo})t + \varphi(t)] \quad (2.5)$$

$$PD_3 = (E_s + E_{lo}) \cdot (E_s + E_{lo})^* = |A_s|^2 + |A_{lo}|^2 + 2A_s A_{lo} \sin[(\omega_s - \omega_{lo})t + \varphi(t)] \quad (2.6)$$

$$PD_4 = |A_s|^2 + |A_{lo}|^2 - 2A_s A_{lo} \sin[(\omega_s - \omega_{lo})t + \varphi(t)] \quad (2.7)$$

Si l'intensité de l'oscillateur local est nettement supérieure à celle du signal, le terme A_s^2 des équations peut être négligé devant le terme $2A_s A_{lo}$. Le terme continu A_{lo}^2 peut ensuite être facilement filtré. Les signaux numérisés par les convertisseurs analogiques-numériques sont donc proportionnels aux sinus et cosinus de la différence de phase entre le signal et l'oscillateur local, incluant l'information de phase encodée dans le signal.

✓ Echantillonnage

Quatre convertisseurs analogique-numérique « *DAC : Digital To Analog Converters* » 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.

✓ Bloc numérique de traitement du signal «*DSP : Digital Signal Processing*»

Dans cette partie, nous allons décrire les différentes phases de traitement du signal à la sortie des convertisseurs analogiques/numériques :

- a) La compensation de dispersion chromatique.
- b) Le démultiplexage de polarisation et l'égalisation.
- c) L'estimation et compensation du résidu de porteuse.
- d) L'estimation et compensation du bruit de phase.
- e) La décision.

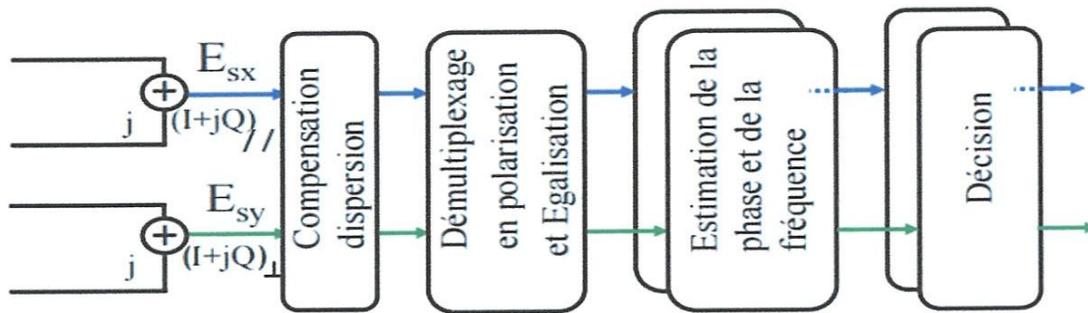


Figure 2.9 : Bloc de traitement numérique du signal.

a) La compensation de dispersion chromatique

La dispersion chromatique peut être compensée en inversant la fonction de transfert d'une fibre pour laquelle les effets non-linéaires et la dispersion de mode de polarisation ne sont pas pris en compte [19]. Un tel filtre est en pratique irréalisable car sa réponse impulsionnelle est infinie et non-causale. Les filtres généralement utilisés pour compenser la dispersion chromatique sont des filtres à réponse impulsionnelle tronquée de durée temporelle finie, appelés filtres à réponse impulsionnelle finie « FIR : Finite Impulse Response » [19]. La longueur des filtres FIR dépend de la dispersion cumulée à compenser. Après avoir compensé la dispersion chromatique qui est un effet indépendant de l'état de polarisation du signal, je vais décrire le principe du démultiplexage en polarisation et de la compensation des effets linéaires tels que la dispersion de mode de polarisation.

b) Le démultiplexage en polarisation et l'égalisation

Pendant la propagation dans la fibre optique, les signaux émis suivant les deux composantes en polarisation peuvent se coupler à cause des effets physiques de propagation. Ainsi les signaux reçus à l'entrée du démultiplexeur en polarisation E_{Rx} et E_{Ry} suivant les deux états de polarisation sont des combinaisons des deux composantes en polarisation du signal émis E_{Ex} et E_{Ey} . L'égalisation du signal reçu est nécessaire pour compenser des effets tels que la dispersion de mode de polarisation. La compensation de la dispersion chromatique est en général séparée

de l'égalisation. En pratique le démultiplexage en polarisation et l'égalisation sont réalisés en utilisant quatre filtres FIR.

L'égalisation par un filtre FIR permet la compensation d'une quantité arbitraire de dispersion chromatique. Cependant, la complexité de ce filtre augmente linéairement avec la quantité maximale de dispersion que l'on souhaite pouvoir compenser, et le filtre peut nécessiter plusieurs centaines de coefficients complexes pour les transmissions sur de longues distances sans compensation en ligne.

c) Estimation et compensation du résidu de porteuse

L'estimateur de fréquence « CFE : Carrier Frequency Estimation » introduit dans [20] se situe en aval de l'égalisation et suppose donc à son entrée des symboles égalisés (i.e. dépourvus d'interférence entre symboles). Ces symboles peuvent alors s'exprimer sous la forme :

$$z_{p,n} = d_{p,n} e^{j(\omega_0 n T_s + \varphi_n)} + b_{p,n} \quad (2.8)$$

Où $d_{p,n}$, le symbole QPSK à l'instant n sur la polarisation p , ω_0 la pulsation résiduelle, φ_n le bruit de phase et $b_{p,n}$ l'échantillon de bruit additif gaussien à l'instant n . La pulsation résiduelle ω_0 est commune aux deux polarisations. On peut donc l'estimer séparément sur chaque polarisation puis moyenner le résultat pour obtenir une estimation moins bruitée. L'estimateur par fenêtre glissante sur N symboles (sur une polarisation) est donné par [20] :

$$\hat{\omega}_{o,n}(p) = \frac{1}{4T_s} \arg \left(\sum_{k=n+1}^{n+N} (z_{p,k} z_{p,k-1}^*)^4 \right) \quad (2.9)$$

La justification de cet estimateur provient du fait qu'en l'absence de bruit de phase et de bruit additif, la pulsation résiduelle s'obtient à partir de l'écart de phase entre deux symboles successifs avec :

$$z_{p,k} z_{p,k-1}^* = d_{p,k} d_{p,k-1}^* e^{j\omega_0 T_s} \quad (2.10)$$

$$(z_{p,k} z_{p,k-1}^*)^4 = e^{j4\omega_0 T_s} \quad (2.11)$$

Car $(d_{p,k} d_{p,k-1}^*)^4 = 1$ pour une constellation QPSK. Afin de réduire l'influence du bruit de phase et du bruit additif, l'estimation du résidu de fréquence se fait par moyennage sur N symboles (typiquement N = 500).

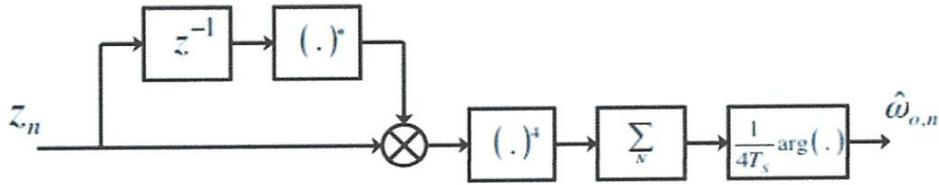


Figure 2.10 : Estimateur de la pulsation résiduelle pour un signal modulé QPSK [20].

Une fois la pulsation résiduelle $\hat{\omega}_{o,n}$ estimée, on compense le résidu de porteuse par une rampe de phase égale à $-\hat{\omega}_{o,n} nTs$.

Les expérimentations conduites dans [20] montrent que l'estimateur (2.11) peut tolérer des écarts de fréquence allant jusqu'à 1,6 GHz sans pénalité sur l'OSNR « OSNR : Optical Signal to Noise Ratio » au taux d'erreurs binaires de 10^{-3} , les lasers d'émission et de réception étant respectivement caractérisés par des largeurs de raie de 100 kHz et 3 kHz.

d) Estimation et compensation du bruit de phase

L'estimateur de phase «CPE : Carrier Phase Estimation» introduit dans [21] opère par blocs de symboles et fait l'hypothèse que la variation du bruit de phase est faible sur la durée d'un bloc. Il consiste à estimer la phase moyenne des symboles sur un bloc puis à compenser le déphasage des symboles par cette valeur moyenne. Comme pour l'estimation du résidu de porteuse, l'élévation à la puissance 4 permet d'éliminer la modulation de phase QPSK pour ne moyennner que le bruit de phase :

$$\hat{\varphi}_{p,l} = \frac{1}{4} \arg \left(\sum_{k=IN}^{IN+N-1} z_{p,k}^4 \right) \quad (2.12)$$

Où l , l'indice du bloc et N sa taille. Pour l'estimation de la phase, les blocs sont de petite taille, typiquement entre 5 et 10 symboles, afin de valider l'hypothèse d'une phase quasi-constante sur la durée d'un bloc. La correction de phase se fait ensuite par :

$$z'_{p,lN+n} = z_{p,lN+n} e^{-j\hat{\phi}_{p,l}}, 0 \leq n \leq N-1 \quad (2.13)$$

La figure 2.11 illustre le principe de l'estimation et de la compensation de phase par blocs.

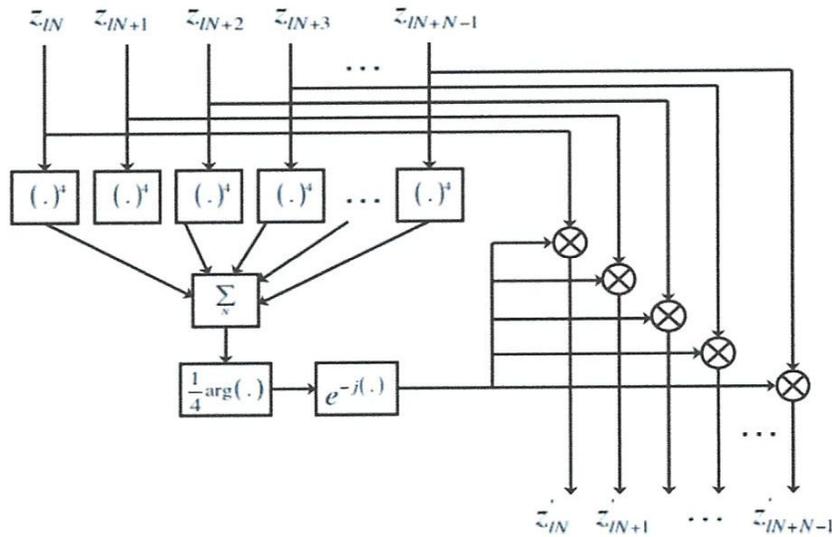


Figure 2.11 : Structure de l'estimateur et du correcteur de phase par blocs [21].

e) La décision

On doit assurer à l'abonné une qualité d'information parfaite. 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 de rythme, encore appelé circuit de synchronisation.

Lors d'un front montant de l'horloge, le signal reçu est comparé au seuil de décision. S'il est supérieur, alors un niveau haut sera détecté et établi, sinon, ce sera un niveau bas. L'horloge doit être synchronisée sur le signal incident. Cette récupération de rythme est effectuée grâce à une boucle à verrouillage de phase classique.

2.3 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons décrit le système de transmission DP-QPSK, ainsi, ses différents éléments. En particulier, nous avons montré l'intérêt du Bloc numérique de traitement du signal DSP.

3.1 Introduction

Les solutions traditionnelles pour la compensation de la dispersion chromatique agissent au niveau optique (ex, DCF : *Dispersion Compensating Fiber*). Elles nécessitent d'une part une modification au niveau de la couche physique du réseau, ce qui engendre des coûts substantiels, et d'autre part introduit une perte supplémentaire, nécessitant donc des amplificateurs optiques supplémentaires qui augmentent le bruit et le coût du système. Pour surmonter ce problème, une autre technique a été proposée, consiste à compenser la dispersion chromatique dans le domaine électrique. Dans ce chapitre nous allons présenter deux principales techniques permettant la compensation électrique de la dispersion chromatique.

3.2 Compensation électrique de la dispersion chromatique

Les techniques utilisées pour la compensation de la dispersion chromatique dans le domaine optique doivent être mises en place physiquement avant la réception. Une autre approche moins coûteuse et demandant moins de modifications au niveau physique est de compenser la dispersion chromatique électroniquement, c'est-à-dire une fois la conversion optique-électrique faite. Tout l'équipement nécessaire peut ainsi être inclus au récepteur, ce qui facilite la transition d'une technologie à une autre. Il existe deux principales méthodes pour la compensation dans le domaine électrique.

3.2.1 Algorithmes adaptatifs « *LMS : Least Mean Squares* »

L'algorithme itératif LMS est le meilleur choix dans beaucoup d'applications exigeant le filtrage adaptatif, à cause de sa simplicité et complexité informatique réduite. La version de base du LMS est un cas spécial du filtre adaptatif du gradient descendant. Le but de cette technique est de réduire au minimum une fonction de coût quadratique en mettant à jour itérativement des poids de sorte qu'ils convergent à la solution optimale. Le principe de l'algorithme LMS est résumé dans les trois équations suivantes,

$$y(n) = \vec{w}^H(n) \vec{x}(n) \quad (3.1)$$

$$\vec{w}(n+1) = \vec{w}(n) + \mu \vec{x}(n) e^*(n) \quad (3.2)$$

$$\vec{e}(n) = \vec{d}(n) - \vec{y}(n) \quad (3.3)$$

Où $\vec{x}(n)$, le signal complexe reçu et $y(n)$, le signal complexe à la sortie de l'égaliseur, n , le nombre d'échantillons, $\vec{d}(n)$, le symbole désiré qui correspond à un cas du système de transmission cohérent QPSK $[1+j, 1-j, -1-j, -1+j]$.

avec, μ , le taux de convergence de l'algorithme LMS, il représente le pas de descente de l'algorithme.

et, $e^*(n)$, l'erreur conjuguée, $\vec{w}^H(n)$, la transformation hermitien du vecteur poids $\vec{w}(n)$.

3.2.1.1 Convergence et stabilité de l'algorithme LMS

L'algorithme LMS engagé avec certaines valeurs arbitraires pour le poids est perçu comme vecteur de convergence, si μ est choisie pour être très faible alors l'algorithme converge très lentement. Une grande valeur de μ peut conduire à une accélération de convergence, mais peut-être moins stable, autour de la valeur minimale. Habituellement μ est choisie dans la marge,

$$0 < \mu < \frac{2}{\lambda_{\max}} \quad (3.4)$$

où, λ_{\max} , la valeur propre maximale de la matrice d'auto corrélation $R = \vec{x}(n) \vec{x}^H(n)$.

3.2.2 Filtre FD-FIR (Fiber Dispersion Finite Impulse Response)

Comparativement avec l'algorithme LMS, les poids dans le FD-FIR ont des spécifications particulières,

$$a_k = \sqrt{\frac{j c T^2}{D \lambda^2 z}} e^{-j \frac{\pi c T^2}{D \lambda^2 z} k^2} \quad (3.5)$$

où, k est donné par,

$$-\left[\frac{N}{2}\right] \leq k \leq \left[\frac{N}{2}\right] \quad (3.6)$$

$$N_{\max} = 2 \left\lceil \frac{|D| \lambda^2 z}{2cT^2} \right\rceil + 1 \quad (3.7)$$

avec, D , le coefficient de la dispersion chromatique, λ , est la longueur d'onde, z , la longueur de la fibre, T , la période d'échantillonnage, N_{\max} , le nombre max du poids.

3.3 Critère de qualité d'une transmission par fibre optique

Dans le cas d'une information numérique, le bloc de réception prend des décisions, à partir du signal reçu, pour reconstituer une suite de données qui soit aussi similaire que possible à celle émise. Pour cela, l'organe de décision, composé entre autres d'un comparateur à seuil, assigne à chaque pulse un bit 0 si le niveau du pulse est en dessous du seuil ou un bit 1 si ce niveau est au-dessus du seuil. Cependant, l'atténuation, la dispersion et les différents bruits que subit le signal entraînent des erreurs. L'important n'est plus vraiment la qualité du signal reçu mais le nombre d'erreurs existant dans le signal régénéré. Le critère de qualité le plus communément utilisé est le taux d'erreur binaire. Cependant, il est possible aussi de mesurer les performances des transmissions avec le facteur \mathcal{Q} , ainsi que le diagramme de l'œil et le rapport signal sur bruit optique OSNR. Dans ce paragraphe, nous décrirons ces critères de qualité.

- **Le taux d'erreur binaire (BER : Bit Error Rate)**

La qualité d'une transmission numérique est, en principe, simple à évaluer : il s'agit de comparer la séquence binaire détectée à celle envoyée et de compter le nombre d'erreurs. Le taux d'erreur binaire est alors défini comme le rapport du nombre d'erreurs sur le nombre de bits envoyés,

$$BER = \frac{Nb_{\text{erreurs}}}{Nb_{\text{bitstransmis}}} \quad (3.8)$$

Un bon système de télécommunication requiert moins d'une erreur tous les 10^{15} bits. Les codes correcteurs d'erreurs « *FEC : Forward Error Correction* » facilitent en fait de façon considérable, l'obtention de telles performances. Basés sur une redondance des données, ils ajoutent un (surdébit) typique de 7%. C'est ainsi qu'un système à 40Gbit/s transmet un signal

à 43Gbit/s. Ces codes correcteurs d'erreurs se sont généralisés dans les transmissions optiques il y a une dizaine d'année, notamment lors de la transition des systèmes WDM fonctionnant au débit de 2.5Gb/s vers le débit de 10 Gb/s par canal. Les taux d'erreurs les plus élevés acceptables avant le décodage sont actuellement de l'ordre de 4.10^{-3} (pour obtenir 10^{-15} ensuite).

- **Le facteur de qualité Q**

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,

$$Q = \frac{I_1 - I_0}{\sigma_1 + \sigma_0} \quad (3.9)$$

Où I_1 et I_0 désignent les valeurs moyennes des niveaux « 1 » et « 0 » du signal, σ_1 et σ_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,

$$BER = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}(Q / \sqrt{2}) \quad (3.10)$$

Avec,

$$\operatorname{erfc}(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_x^{+\infty} e^{-y^2} dy \quad (3.11)$$

Le facteur de qualité Q exprimé en décibel est alors donné par,

$$Q_{dB} = 20 \cdot \log_{10}(Q) \quad (3.12)$$

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 (dB) se dégrade lui aussi de 1dB.

Pour faciliter la présentation des mesures, il est courant de mesurer un BER et de le convertir ensuite en facteur Q . Le tableau ci-dessous donne la conversion approximative entre des taux d'erreur et des facteurs Q^2 (dB). Un facteur Q^2 de 8.5dB correspond à la limite des codes correcteurs d'erreurs modernes.

Taux d'erreur binaire	Q^2 (dB)
10^{-5}	-12.5
10^{-4}	-11.5
10^{-3}	-9.8
$4 \cdot 10^{-3}$	-8.5

Table 3.1 : Tableau de conversion taux d'erreur binaire et facteur Q^2 (dB).

Il est par ailleurs nécessaire de réserver des marges pour assurer le bon fonctionnement d'un système et prendre en compte ses fluctuations de performance, son vieillissement ou l'augmentation de la perte de chaque tronçon de fibre due à l'augmentation de l'atténuation de la fibre avec le temps ou à des réparations consécutives à des coupures de fibres. Des marges de 3dB sont typiques. On cherche donc finalement à obtenir un facteur Q^2 de 11.5dB lors de la mise en place du système, c'est à dire un taux d'erreur avant code correcteur d'environ 10^{-4} .

- **Diagramme de l'œil**

Le diagramme de l'œil est une technique conventionnelle permettant d'analyser d'une manière très simple la qualité du signal numérique reçu dans le domaine temporel. L'ouverture du diagramme de l'œil caractérise le bruit et les distorsions générés dans la chaîne de transmission. Lorsque l'œil est bien ouvert, la distinction des symboles transmis se fait sans erreur. Si l'œil est fermé, cela engendre des erreurs dans le signal reçu (Jean-François, 2004).

- **Le rapport signal sur bruit optique OSNR**

Le rapport signal sur bruit optique 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 [22].

L'OSNR en dB est donné par la relation 3.13,

$$OSNR(\text{dB}) = 10 \log \left(\frac{P_{\text{signal}}}{P_{\text{bruit}}} \right) \quad (3.13)$$

Afin d'aboutir à un BER spécifique, l'OSNR est lié au facteur de qualité Q qui est largement utilisé pour spécifier la performance requise au niveau du récepteur. Cette relation est donnée par la formule 3.14,

$$OSNR = \frac{1}{2} Q(Q + \sqrt{2}) \quad (3.14)$$

3.4 Simulation

3.4.1 Etude d'un système DP-QPSK (Back to Back)

Pour un système de transmission DP-QPSK avec une longueur d'onde de 1550 nm, l'évaluation de ses performances a été faite en utilisant le logiciel OPTISYSTEME version 14 et Matlab version 11. Le système peut être divisé en 6 parties principales : transmetteur DP-QPSK, filtre gaussien, récepteur cohérent, bloc DSP, décision et décodage.

Le schéma bloc du système DP-QPSK est illustré sur la figure ci-dessous,

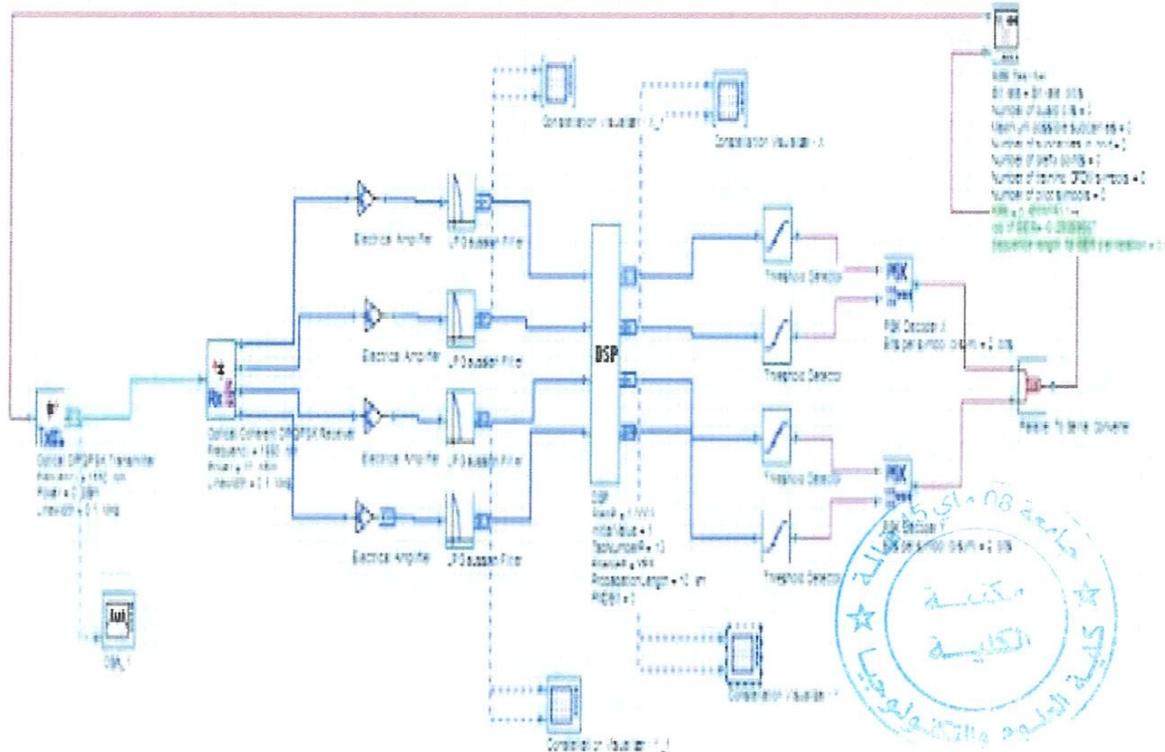


Figure 3.1 : Schéma bloc du système de transmission DP-QPSK.

3.4.1.1 Bloc émission

Le transmetteur DP-QPSK génère un signal optique modulé en phase pour la polarisation X et Y. Ce transmetteur comprend deux modulateurs QPSK et un coupleur de la polarisation PBC. L'un des modulateurs produit une modulation QPSK en polarisation X et l'autre produit la modulation QPSK en polarisation Y.

L'émetteur du système DP-QPSK est présent sur la figure suivante,

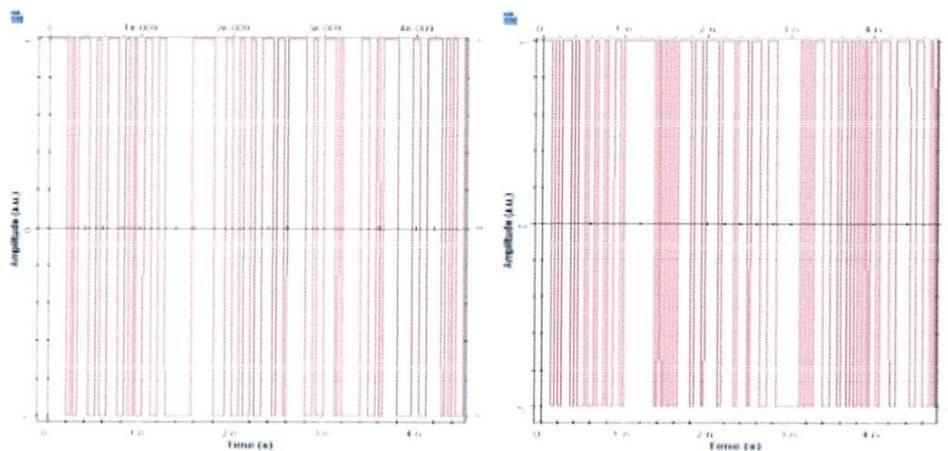


Figure 3.3 : Signal électrique à la sortie du générateur X vers I et vers Q.

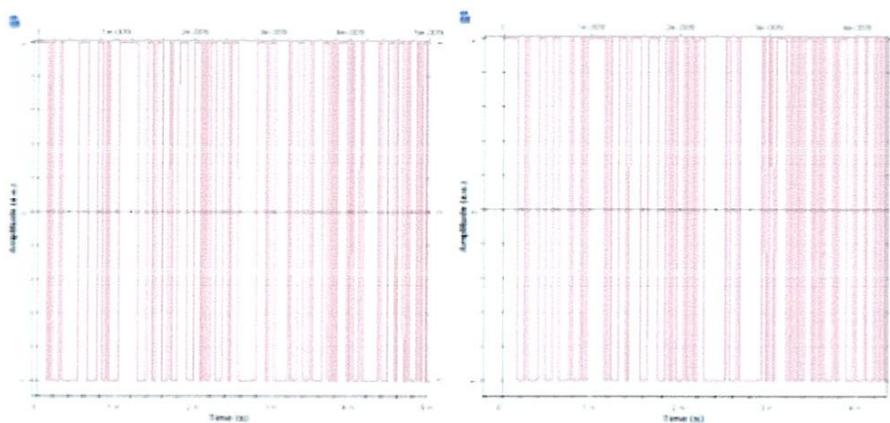


Figure 3.4 : Signal électrique à la sortie du générateur Y vers I et vers Q.

Remarque : Le signal électrique à la sortie du générateur X-Q et Y-Q sont l'inverse de X-I et Y-I respectivement.

- **Laser CW (Continuos Wave)**

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 10 dBm à la longueur d'onde $\lambda = 1550nm$.

La figure 3.5 montre le schéma d'un Laser CW,

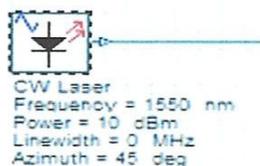


Figure 3.5 : Laser CW.

Le spectre à la sortie de transmetteur DP-QPSK est représenté sur la figure suivante,

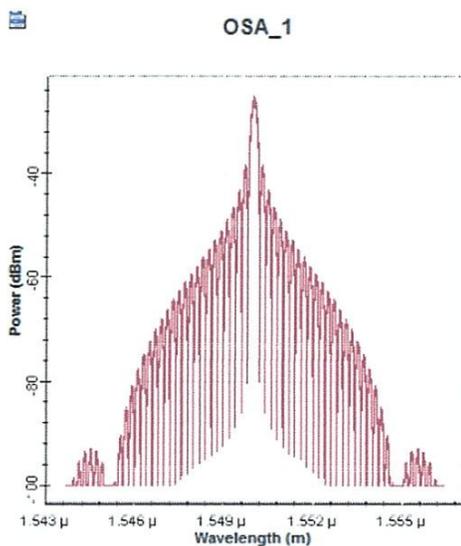


Figure 3.6 : Spectre à la sortie de transmetteur DP-QPSK.

Le signal optique modulé en Phase est présenté sur la figure suivante,

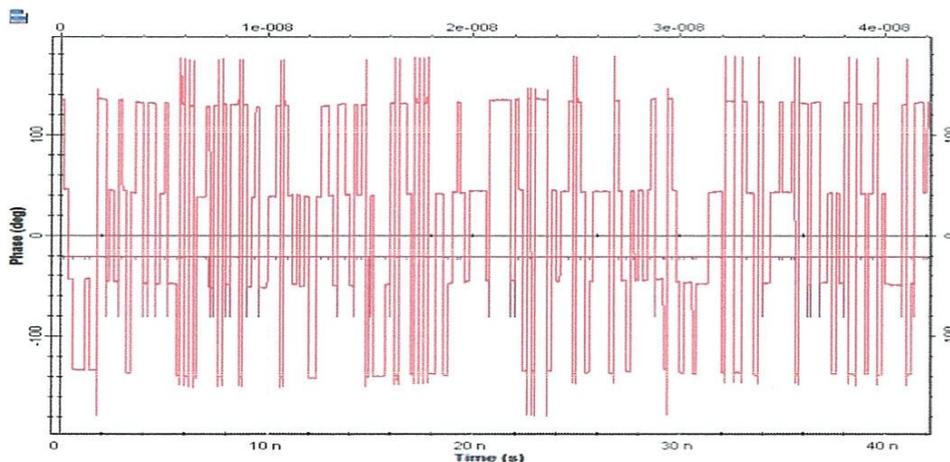


Figure 3.7 :Phase du signal optique à la sortie de modulateur QPSK.

Remarque : la phase varié en quatre états $\pi/4$, $3\pi/4$, $-3\pi/4$, $-\pi/4$ (l'information est contenue dans la phase).

3.4.1.2 Bloc récepteur cohérent DP-QPSK

En détection cohérente on fait battre le signal optique avec un signal issu d'un oscillateur local (laser continu) placé au niveau du récepteur détecté dans la photodiode, l'amplitude et la phase peuvent être préservées. Le récepteur cohérent, qui a pour rôle d'extraire des informations traitées, est composé d'un deux hybride 90° et 8 photodiodes « PIN : Positive Intrinsic Negative » pour convertir les signaux optiques en signaux électroniques, ainsi que quatre amplificateurs optiques pour amplifier le signal.

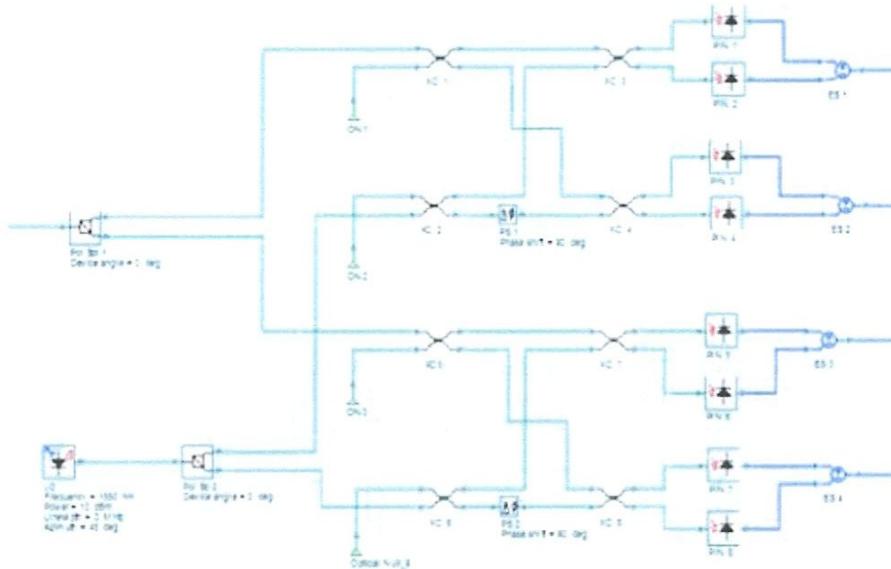


Figure 3.8 : Récepteur cohérent DP-QPSK.

- **Photodiode**

Le rôle d'une photodiode est de convertir la puissance optique incidente P_{opt} en courant de photo détection i_d . Ce dernier est proportionnel à la puissance optique tel que,

$$i_d = RP_{opt} \quad (3.15)$$

avec, R , le facteur de conversion. Son expression est donnée par la formule suivante,

$$R = \frac{\eta q}{h\nu} \quad (3.16)$$

où, $h\nu$, l'énergie des photons incidents et q , la charge électrique élémentaire, η , l'efficacité quantique de la photodiode.

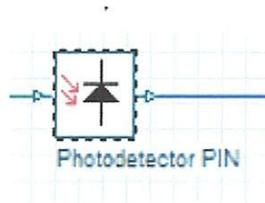


Figure 3.9 : Photodiode PIN.

Sensibilité	1 A/W
Courant d'obscurité	10 nA

Tableau 3.2 : Paramètres de photodiode PIN.

- **Hybride 90°**

Dans le domaine des télécommunications, hybride 90° est largement utilisé. Ces types de circuits sont composés de quatre coupleurs assemblés par des fibres optiques. On utilise deux hybrides avec 8 photodiodes pour détecter respectivement les deux branches de polarisation orthogonal X et Y .

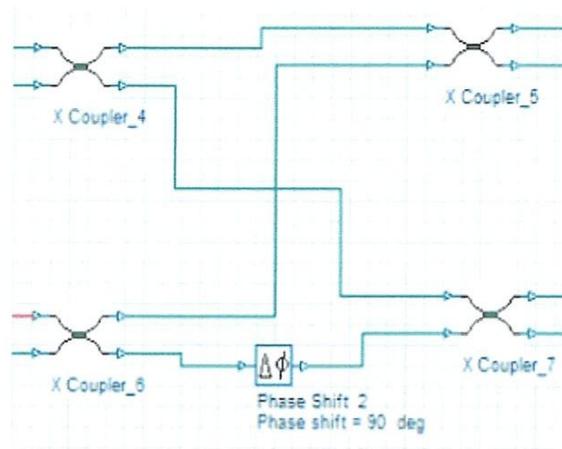


Figure 3.10 : Hybride 90°.

Après le récepteur cohérent, il y a un amplification et filtrage du signal électrique (Cf. figure 3.11)

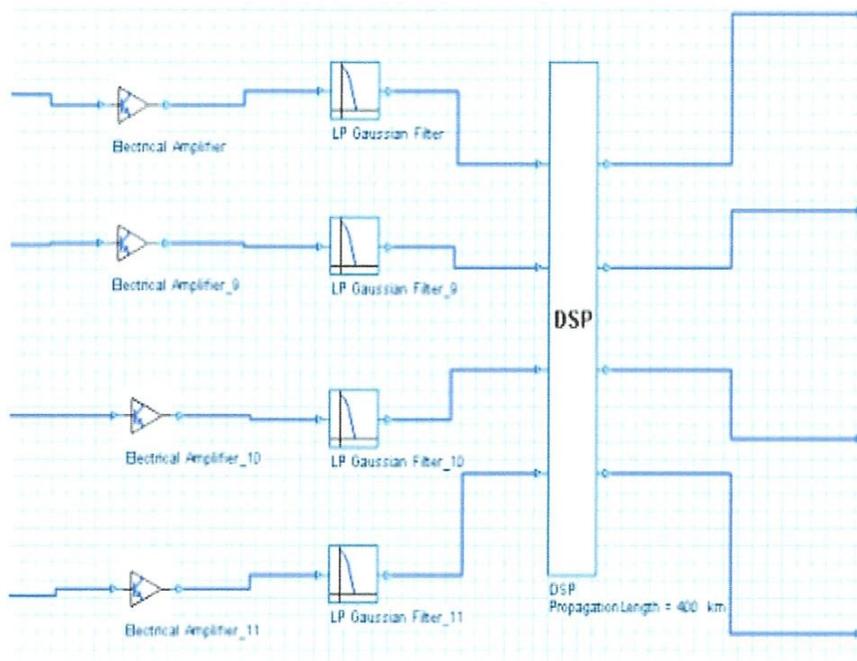


Figure 3.11 : Amplification et filtrage avant le DSP.

Gain	15 dB
Puissance de bruit	-100dBm

Tableau 3.3 : Paramètres d'amplificateur électrique.

Fréquence de coupure	débit / 4
Perte d'insertion	0 dBm
Profondeur	100 dBm
Commande	2

Tableau 3.4 : Paramètres de filtre gaussien Passe-bas.

3.4.1.3 Bloc de traitement numérique du signal DSP

Le traitement du signal numérique est maintenant la méthode la plus intéressante pour compenser les effets linéaires et non linéaires de la fibre optique. Après une détection cohérente du signal DP-QPSK, quatre fonctions principales sont effectuées dans le domaine numérique avant la détection du signal :

- 1) Conversion analogique à numérique.
- 2) Compensation de la dispersion.
- 3) Démultiplexage de polarisation.
- 4) L'estimation de la phase.

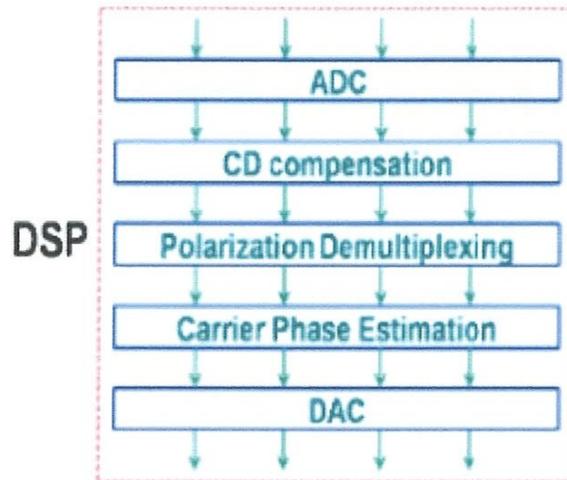


Figure 3.12 : Bloc DSP.

Ports d'entrée	Ports de sortie
Entrée X-I : électrique	Sortie X-I : électrique
Entrée X-Q : électrique	Sortie X-Q : électrique
Entrée Y-I : électrique	Sortie Y-I : électrique
Entrée Y-Q : électrique	Sortie Y-Q : électrique

Tableau 3.5 : Ports d'entrée et de sortie de bloc DSP.

- **Paramètres de bloc DSP**

- ✓ **Conversion analogique à numérique**

- Taux symbole : / 4.
- Nombre de symboles: longueur de la séquence / 4.
- Echantillon par symbole : 2.

- ✓ **Compensation de dispersion**

- Longueur d'onde centrale : 1550 nm.

- Dispersion résiduelle: 16.75 ps / nm.km (Dispersion de la fibre).
 - ✓ **Démultiplexage de Polarisation,**
- Gain de contrôle pour l'algorithme d'estimation.0003
- Valeur initiale: 1 (valeur initiale pour l'estimation du canal).
- Nombre du poids : 13 (commande du filtre FIR).
 - ✓ **Estimation de phase**
- Facteur de couplage: 0 (facteur de couplage entre polarisation X, Y).
- Nombre du poids : 155 (ordre des filtres pour l'estimation de la phase MMSE).
- Facteur de rotation X: 0 pi (Rotation I et Q pour la polarisation X).
- Facteur de rotation Y: 0.5 pi (Rotation de I et Q pour la polarisation Y)..
 - ✓ **Méthode d'interpolation**
- Méthode d'interpolation : Cubique.

Une fois le traitement du signal numérique terminé, le signal est envoyé au détecteur et au décodeur, puis au BER Test Set pour le comptage direct des erreurs.

3.4.1.4 Diagramme de constellation

Est généralement utilisé pour représenter le signal sous forme de diagramme à deux dimensions sur un plan complexe, et permet de visualiser à la fois l'amplitude et la phase.

Les diagrammes de constellation électriques (pour la polarisation X et Y) avant et après le DSP sont les suivants,

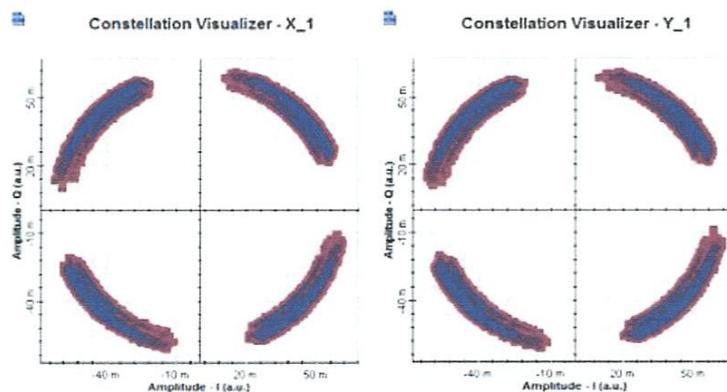


Figure 3.13 : Diagrammes de constellation d'un signal reçu avant le DSP.

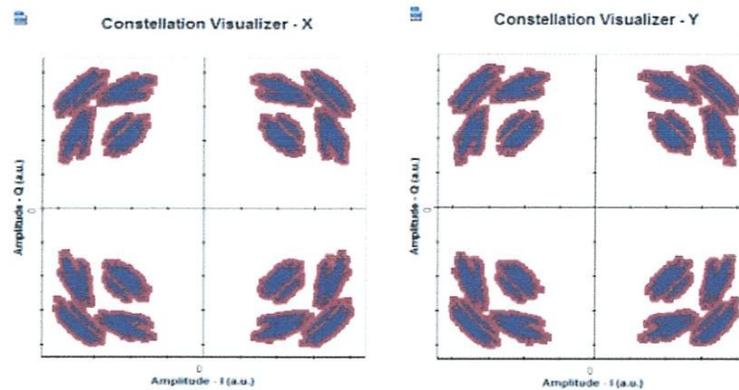


Figure 3.14 : Diagrammes de constellation d'un signal reçu après le DSP.

Remarque : pour la DP-QPSK, la puissance est constante avec quatre états de phase vers X et Y. La constellation avec quatre points situés sur un cercle à l'origine et où chaque point est distant d'environ 90° de ses deux plus proches voisins.

Les diagrammes de constellation électrique générés à partir de bloc DSP sont,

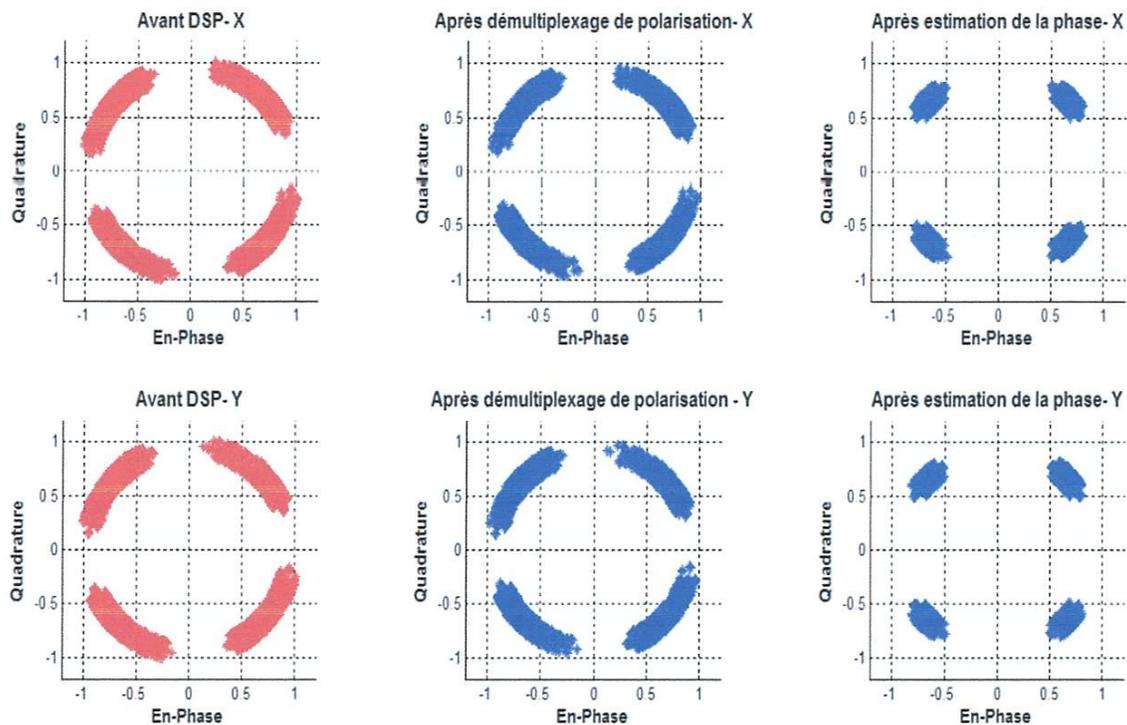


Figure 3.15 : Diagrammes de constellation électrique à l'intérieur de bloc DSP.

La variation de BER en fonction de l'OSNR est représentée sur la figure suivante,

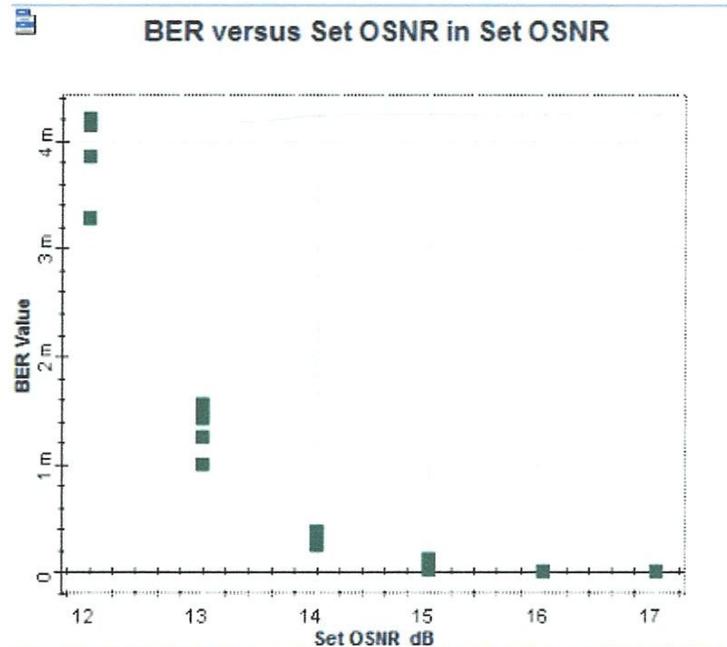


Figure 3.16 : Performance de BER par rapport à l'OSNR pour transmission back to back.

Cette courbe permet de contrôler rapidement la qualité du signal transmis mais la mesure du BER reste le critère de caractérisation et de validation de la qualité d'un système de transmission.

3.4.2 Système DP-QPSK (sans compensation de CD)

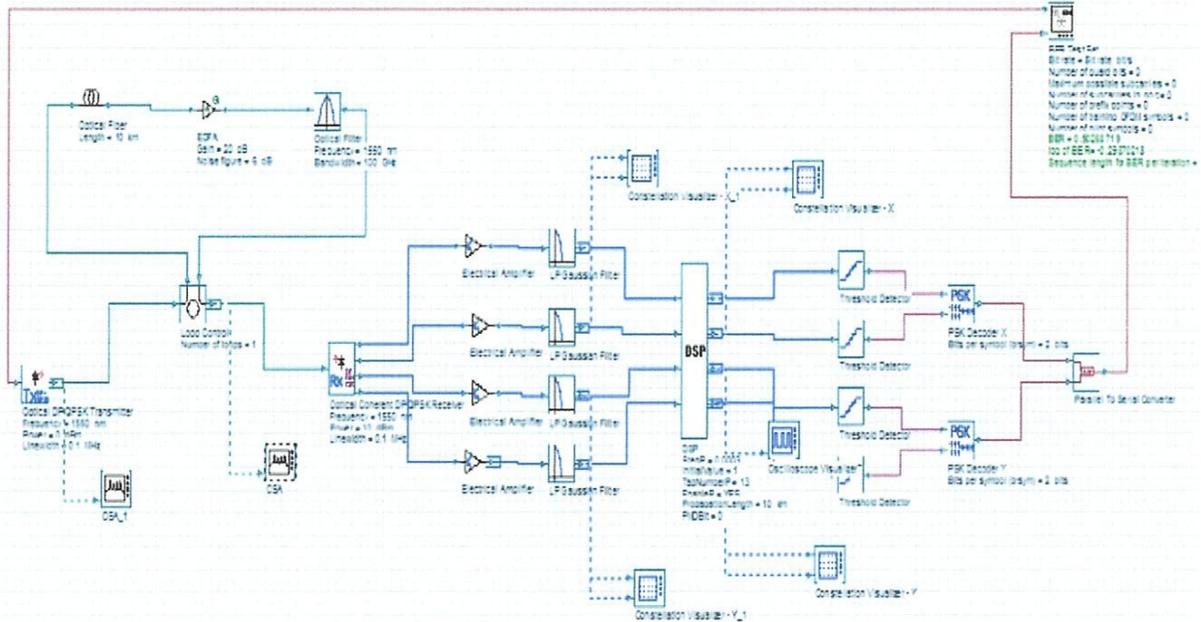


Figure 3.17 : Schéma bloc du système de transmission DP-QPSK avec une ligne de transmission.

3.4.2.1 Ligne de transmission

Dans cette simulation, la fibre qu'on a utilisée est monomode avec atténuation de $\alpha = 0,2 \text{ dB/Km}$ avec une longueur d'onde $\lambda = 1550 \text{ nm}$, un paramètre de dispersion chromatique avec une longueur $L = 50 \text{ Km}$ et aire effective égale à $80 \mu\text{m}^2$. Ainsi que un amplificateur EDFA de gain $G = 20 \text{ dB}$ avec un bruit de 4 dB .

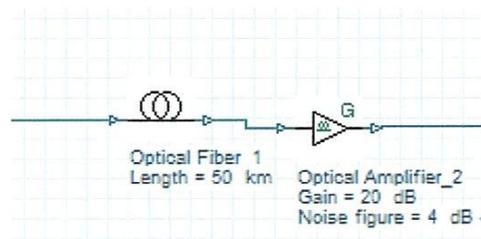


Figure 3.18 : Ligne de transmission fibre et amplificateur EDFA.

Le spectre optique à la sortie de la fibre est représenté sur la figure suivante,

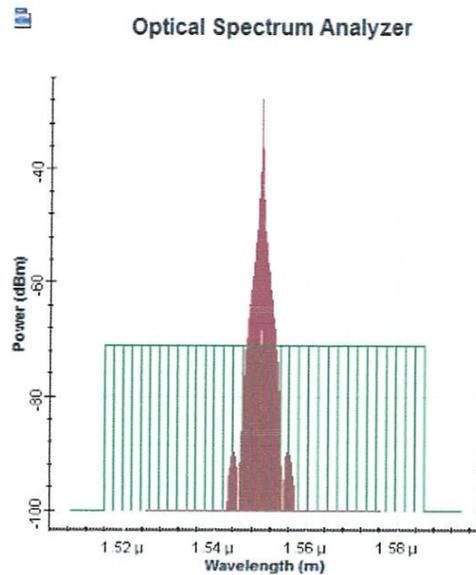


Figure 3.19 : Spectre optique à la sortie de la fibre.

Remarque : L'amplificateur assure l'amplification du signal ainsi que son bruit associé.

3.4.2.2 Diagramme de constellation

La constellation d'un signal électrique à la sortie de récepteur cohérent suivant X et Y est présenté sur les figures suivantes (avant le DSP),

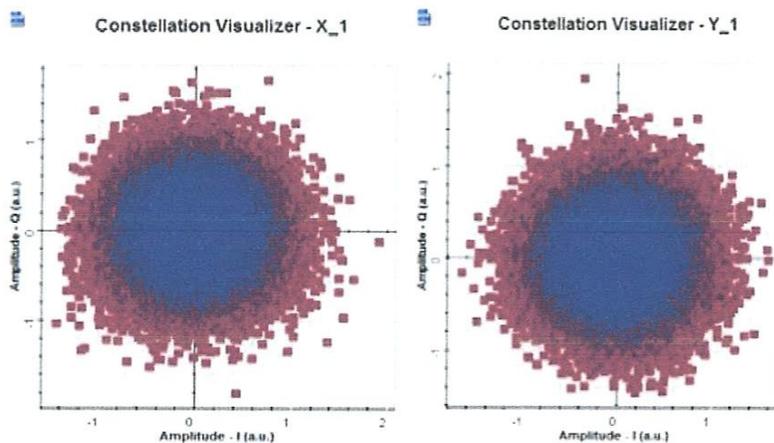


Figure 3.20 : Diagrammes de constellation d'un signal reçu avant le DSP.

La constellation d'un signal reçu à la sortie de bloc DSP suivant X et Y est présentée sur les figures suivantes (après le DSP),

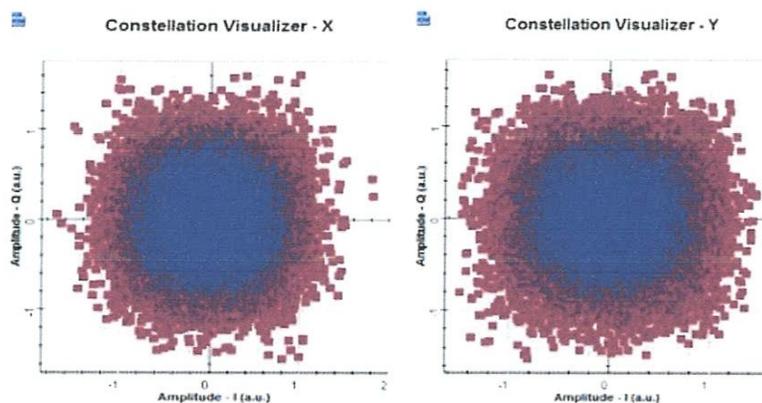


Figure 3.21 : Diagrammes de constellation d'un signal reçu après le DSP.

Remarque : la constellation de signal électrique à la sortie de bloc DSP n'est pas à quatre états de phase vers X et Y dans le cas sans compensation de CD.

Les algorithmes utilisés pour le traitement du signal numérique sont implémentés à l'aide d'un composant Matlab. En configurant le composant Matlab en mode de débogage.

Les diagrammes de constellation électrique générés après chaque étape (démultiplexage de polarisation et estimation de la phase) sont présentés,

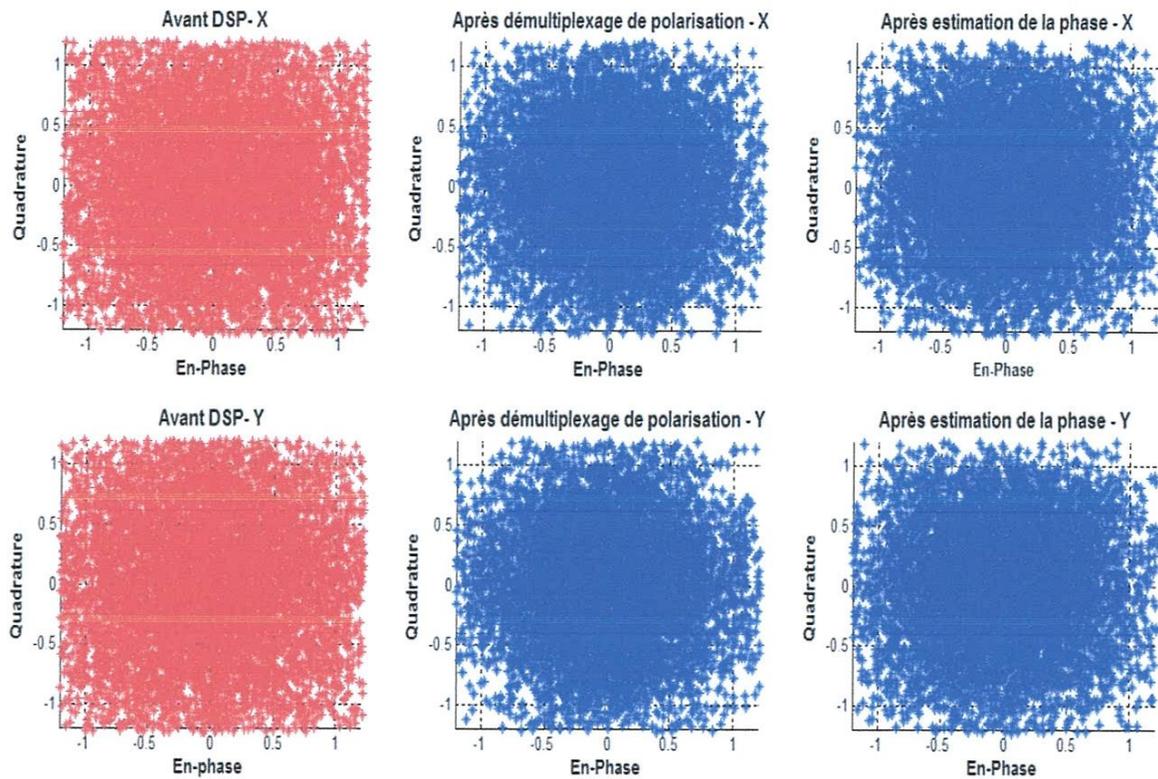


Figure 3.22 : Diagrammes de constellation électrique à l'intérieur du bloc DSP sans compensation de CD.

3.4.3 Système DP-QPSK (avec compensation de CD)

3.4.3.1 Diagramme de constellation

La constellation d'un signal électrique avant le DSP suivant X et Y est présentée sur les figures suivantes,

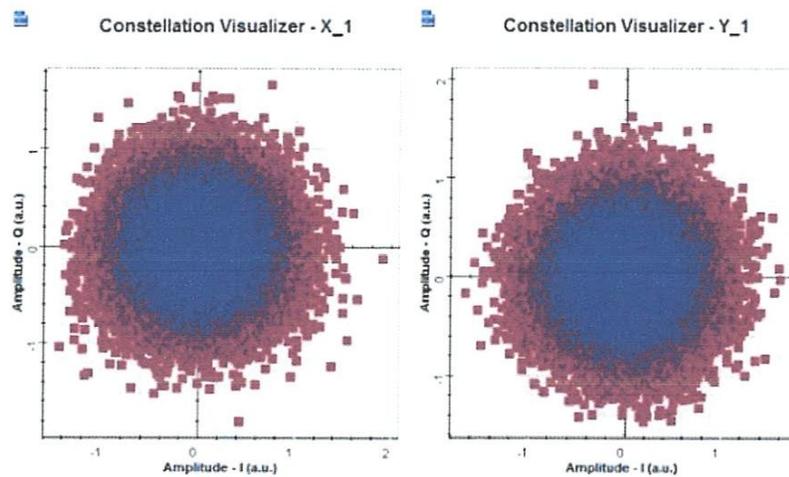


Figure 3.23 : Diagrammes de constellation d'un signal reçu avant le DSP.

La constellation d'un signal reçu à la sortie de bloc DSP suivant X et Y est présentée sur les figures suivantes,

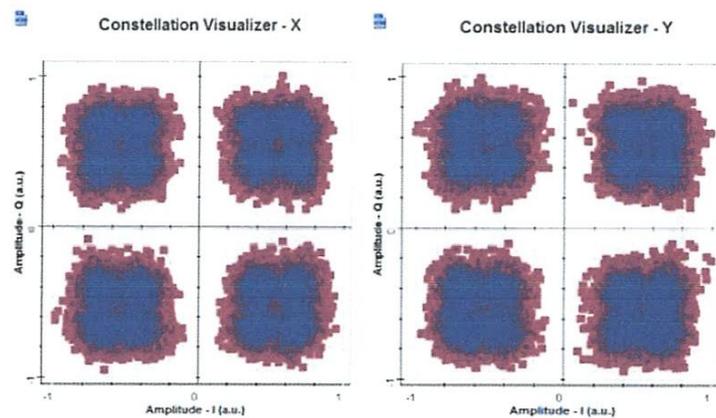


Figure 3.24 : Diagrammes de constellation d'un signal reçu après le DSP.

Remarque : la constellation de signal électrique à la sortie de bloc DSP à quatre états de phase vers X et Y dans ce cas (avec compensation de CD).

Les diagrammes de constellation électrique générés après chaque étape (compensation de CD, démultiplexage de polarisation et estimation de la phase) sont présentés ici,

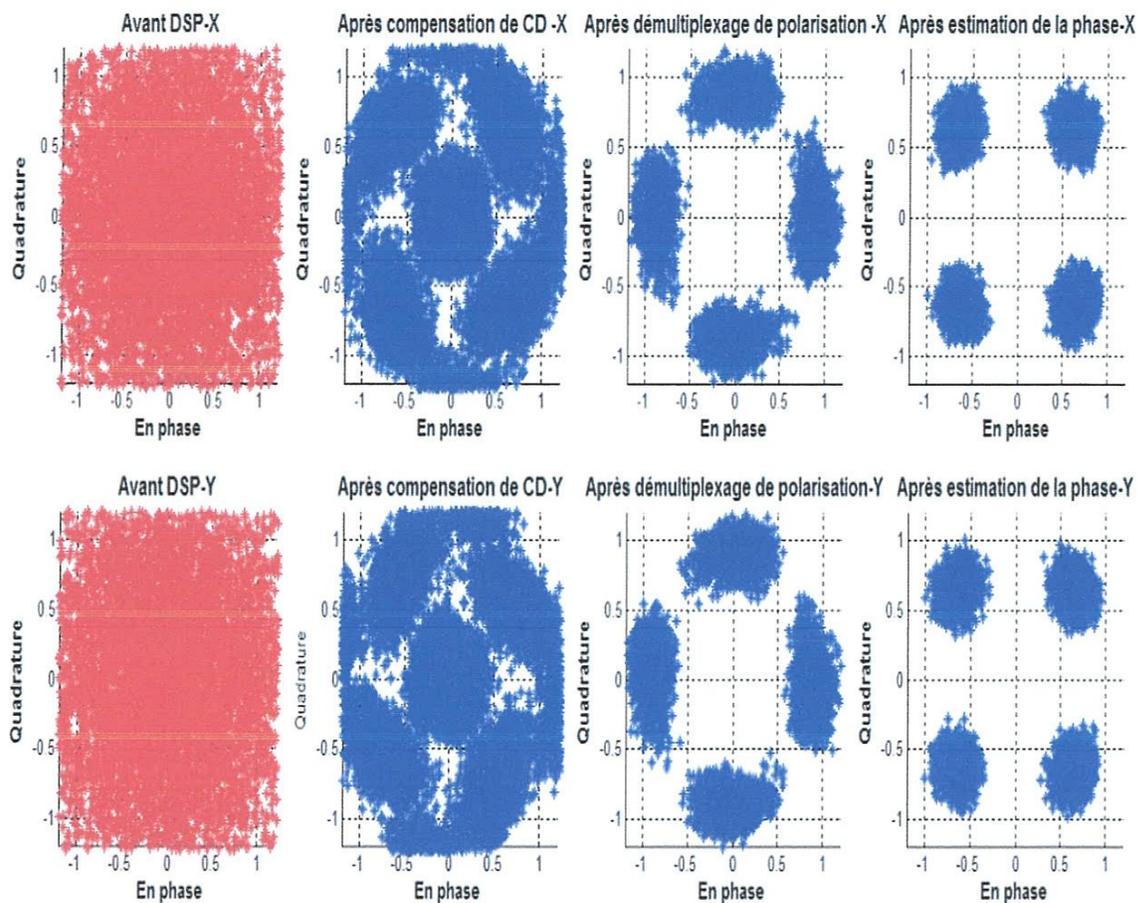


Figure 3.25 : Diagrammes de constellation électrique à l'intérieur du bloc DSP avec compensation de CD.

La variation de BER en fonction de l'OSNR est représentée sur la figure suivante,

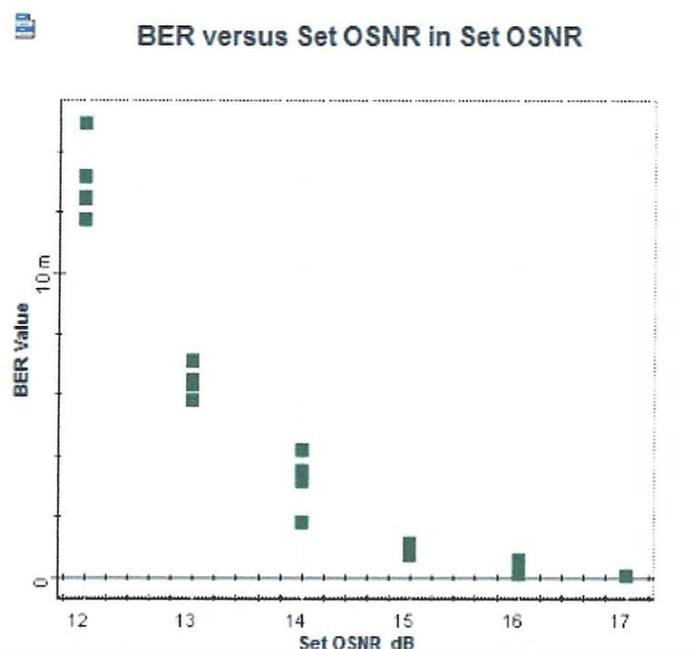


Figure 3.26 : Performance de BER par rapport à l'OSNR pour transmission avec compensation de CD.

3.5 Conclusion

L'égalisation dans le domaine électrique avec détection cohérente est la technologie la plus prospère dans l'application pratique parmi les technologies à haute vitesse de transmission de fibre optique longue distance.

Dans cette simulation, nous avons obtenu un résultat fiable en construisant un système de transmission optique de détection cohérente, en utilisant le bloc DSP pour traiter le signal reçu. Le diagramme de constellation se distingue. Les résultats montrent que le plan technique est simple et fiable, ce qui a une importance particulière pour l'optimisation du matériel de détection optique cohérent.

Conclusion générale

Dans le cadre de l'augmentation de la capacité maximale des systèmes de transmission sur fibre optique, une solution réside dans l'association d'une détection cohérente à un traitement numérique du signal, cette solution permet de compenser les distorsions linéaires introduites par la propagation dans les fibres optiques, notamment la dispersion chromatique. Elle permet d'augmenter la densité spectrale d'information tout en conservant une distance de transmission importante. Cependant pour pouvoir augmenter la portée des systèmes de transmission sur les fibres optiques, il faut essayer de réduire l'impact des effets linéaires et non-linéaires présents dans ces derniers. Car la réduction de l'impact de ces effets est indispensable lorsqu'on veut utiliser certaines technologies pour augmenter la densité spectrale d'information.

Dans ce travail, nous avons étudié l'effet de *CD* sur les performances d'un système de transmission cohérent utilisant le format de modulation *DP-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.

Programme Matlab

Propagation d'un signal DP-QPSK, reçu par l'intermédiaire d'un récepteur cohérent,

```
close all;

format short;

OutputPort1      = InputPort1;

OutputPort2      = InputPort2;

OutputPort3      = InputPort3;

OutputPort4      = InputPort4;

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%% Parameters Definition
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

ChannelWavelength      = ChannelWavelength * 1e-9;

DispersionRefWavelength = DispersionRefWavelength * 1e-9;

ResidualDispersion     = ResidualDispersion * 1e-12 / 1e-6;

ResidualDispersionSlope = ResidualDispersionSlope * 1e-12 /
1e-15;

c0                      = 2.99792458e8;

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%% Down Sampling
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

SamplesPerSymbolIn = length(InputPort1.Sampled.Signal) /
NumberOfSymbols; % calculates number of
samples per symbol

InX_Signal = ones(1, NumberOfSymbols * SamplesPerSymbol);

InX_Noise = ones(1, NumberOfSymbols * SamplesPerSymbol);

InY_Signal = ones(1, NumberOfSymbols * SamplesPerSymbol);

InY_Noise = ones(1, NumberOfSymbols * SamplesPerSymbol);

for m = 1 : NumberOfSymbols * SamplesPerSymbol

    InX_Signal(1,m) = InputPort1.Sampled.Signal((2*m-1) *
SamplesPerSymbolIn / (2*SamplesPerSymbol)) + 1i *
```


ANEXXE

```
InX          = OutX;

InY          = OutY;

L            = PropagationLength * 1e03;

S            = ResidualDispersionSlope;

D            = ResidualDispersion + (ChannelWavelength -
DispersionRefWavelength) * S;

NumD_Eff     = 9999;
% Odd number

DTime        = (1 / (SymbolRate)) / SamplesPerSymbol;

DFreq        = (1 / DTime) / (NumD_Eff - 1);

VFreq        = (-(NumD_Eff-1) / 2 : (NumD_Eff-1) / 2) * DFreq;

VOmeg        = 2 * pi * VFreq;
% Angular frequency

Hf           = exp(-1i * (VOmeg .^ 2) * ( (ChannelWavelength ^ 2
* D * L) / (4 * pi * c0) )); % + (1i * ( (S * L * ChannelWavelength ^
4 * VOmeg .^ 3) / (24 * pi ^ 2 * c0 ^ 2) )) );

Ht           = (fftshift(iffshift(iffshift((Hf)))));

Htc          = conj(Ht);

B = SymbolRate * 2;

TapNumberD = 2 * floor((abs(D) * (ChannelWavelength ^ 2) * L *
(B ^ 2)) / (2 * c0)) + 1;

if mod(TapNumberD,2) == 0

    TapNumberD = TapNumberD + 1;

end;

TapD         = Htc(1, ((NumD_Eff+1)/2-(TapNumberD-
1)/2) : ((NumD_Eff+1)/2+(TapNumberD-1)/2));

OutX_Temp    = conv(InX, TapD);

conL = length(OutX_Temp);

OutX         = OutX_Temp(1, ((TapNumberD-1)/2) + 1 : end -
((TapNumberD-1)/2));

OutY_Temp    = conv(InY, TapD);
```

ANEXXE

```
    OutY      = OutY_Temp(1, ((TapNumberD-1)/2) + 1 : end -
((TapNumberD-1)/2));

    AfterDX   = OutX;

    AfterDY   = OutY;

end

clear OutX_Temp OutY_Temp;

clear Hf Ht Htc TapD;

clear DTime DFreq VFreq VOmeg;

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%% Polarization Demultiplexing
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

if EnableP==1

    InX      = circshift(OutX',0)';%OutX;

    InY      = circshift(OutY',0)';

    clear TempInX TempInY;

    Hxx      = zeros(1, TapNumberP);

    Hxy      = zeros(1, TapNumberP);

    Hyx      = zeros(1, TapNumberP);

    Hyy      = zeros(1, TapNumberP);

% Hxx = [0 0 0 0 0 0 1 0 0 0 0 0 0];
% Hyy = [0 0 0 0 0 0 1 0 0 0 0 0 0];

    if InitialValue == 1

        Hxx((TapNumberP+1)/2) = 1;

        Hyy((TapNumberP+1)/2) = 1;

        Hxy((TapNumberP+1)/2) = 0;

        Hyx((TapNumberP+1)/2) = 0;

    elseif InitialValue == 2

        Hxx((TapNumberP+1)/2) = 0;

        Hyy((TapNumberP+1)/2) = 0;

        Hxy((TapNumberP+1)/2) = 1;
```

ANEXXE

```
        end

    end;

if PMDBit == 0

    PMDBit = 1;

end;

%

%     OutX_Temp     = conv(Hxx,InX(PMDBit : 2 : end)) +
conv(Hxy,InY(PMDBit : 2 : end));

%     OutY_Temp     = conv(Hyx,InX(PMDBit : 2 : end)) +
conv(Hyy,InY(PMDBit : 2 : end));

    OutX_Temp      = conv(Hxx,InX) + conv(Hxy,InY);

    OutY_Temp      = conv(Hyx,InX) + conv(Hyy,InY);

%     filterCenterTap_X = find(abs(Hxx) == max(abs(Hxx)));
%     filterCenterTap_Y = find(abs(Hyy) == max(abs(Hyy)));

% OutX_Temp = OutX(PMDBit : 2 : end);

% OutY_Temp = OutY(PMDBit : 2 : end);

%     OutX = OutX_Temp(filterCenterTap_X : end - (TapNumberP -
filterCenterTap_X + 0));

%     OutX = OutX(PMDBit:2:end);

%     OutY = OutY_Temp(filterCenterTap_Y : end - (TapNumberP -
filterCenterTap_Y + 0));

%     OutY = OutY(PMDBit:2:end);

    OutX          = OutX_Temp(1,((TapNumberP-1)/2) + 1 : end -
((TapNumberP-1)/2));

    OutX          = OutX(1 : 2 : end);

%     OutX          = circshift(OutX',-1)';

    OutY          = OutY_Temp(1,((TapNumberP-1)/2) + 1 : end -
((TapNumberP-1)/2));

    OutY          = OutY(1 : 2 : end);

%     OutY          = circshift(OutY',0)';
```

ANEXXE

```
%
% OutX = OutX_Temp;
% OutY = OutY_Temp;
AfterPX      = OutX;
AfterPY      = OutY;

    SamplesPerSymbol = SamplesPerSymbol / 2;
    TimeSampledVector = TimeSampledVector(PMDBit : 2 : end);

end

% clear Hxx Hxy Hyx Hyy;

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%% Joint Polarization Carrier Phase
Estimation %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

if EnableC==1

    InX      = OutX;
    InY      = OutY;

    clear TempInX;
    clear TempInY;

    TempInX = [InX zeros(1, TapNumberC - 1)] * exp(-1i*pi/4);
    TempInY = [InY zeros(1, TapNumberC - 1)] * exp(-1i*pi/4);
    PhaseTemp = zeros(1, NumberOfSymbols * SamplesPerSymbol);
    PhaseErr = zeros(1, NumberOfSymbols * SamplesPerSymbol + 1);

    for m = 1 : NumberOfSymbols * SamplesPerSymbol

        FlagX      = sum(TempInX(m : (m + TapNumberC - 1)) .^ 4);
        FlagY      = sum(TempInY(m : (m + TapNumberC - 1)) .^ 4);
        Flag = 0.5 * (FlagX + FlagY);

        PhaseTemp(m) = (1/4) * angle(Flag);

        PhaseErr(m+1) = PhaseTemp(m) + floor(0.5 + ((PhaseErr(m) -
PhaseTemp(m))) * (2 / pi)) * (pi / 2);

    end

end
```

ANEXXE

```
Phase = PhaseErr(2 : end);

    OutX    = exp(-1i * Phase) .* InX * exp(1i * RotationFactorX *
pi);

    OutY    = exp(-1i * Phase) .* InY * exp(1i * RotationFactorY *
pi);

    AfterCX    = OutX;

    AfterCY    = OutY;

end

clear TempInX TempInY;

clear PhaseX PhaseY FlagX FlagY;

clear Flag PhaseTemp PhaseErr Phase;

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%% Plot constellation diagrams
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

NumCount = 1+EnableD+EnableP+EnableC;

figure;

h1=subplot(2,NumCount,1);

scatter(h1,real(StoreInX((IgnoreStartSymbols*2+1):2:(length(OutX)-
IgnoreEndSymbols*2))),imag(StoreInX((IgnoreStartSymbols*2+1):2:(length(OutX)-IgnoreEndSymbols*2))), 'r*')

xlabel('En-Phase'); ylabel('Quadrature');grid on; axis([-1.2 1.2 -
1.2 1.2]);

title('Avant DSP-X','FontSize',12)

h5=subplot(2,NumCount,1+NumCount);

scatter(h5,real(StoreInY((IgnoreStartSymbols*2+1):2:(length(OutX)-
IgnoreEndSymbols*2))),imag(StoreInY((IgnoreStartSymbols*2+1):2:(length(OutX)-IgnoreEndSymbols*2))), 'r*')

xlabel('En-Phase'); ylabel('Quadrature'); grid on; axis([-1.2 1.2 -
1.2 1.2]);

title('Avant DSP-Y','FontSize',12)

if Enabled==1

    h2=subplot(2,NumCount,1+Enabled);
```

ANEXXE

```
scatter(h2,real(AfterDX((IgnoreStartSymbols*2+1):2:(length(AfterDX)-IgnoreEndSymbols*2))),imag(AfterDX((IgnoreStartSymbols*2+1):2:(length(AfterDX)-IgnoreEndSymbols*2))), 'b*')
```

```
    xlabel('En-Phase'); ylabel('Quadrature'); grid on; axis([-1.2 1.2 -1.2 1.2]);
```

```
    title('Après Compensation de CD-X','FontSize',12)
```

```
    h6=subplot(2,NumCount,1+EnableD+NumCount);
```

```
scatter(h6,real(AfterDY((IgnoreStartSymbols*2+1):2:(length(AfterDY)-IgnoreEndSymbols*2))),imag(AfterDY((IgnoreStartSymbols*2+1):2:(length(AfterDY)-IgnoreEndSymbols*2))), 'b*')
```

```
    xlabel('En-Phase'); ylabel('Quadrature'); grid on; axis([-1.2 1.2 -1.2 1.2]);
```

```
    title('Après Compensation de CD-Y','FontSize',12)
```

```
end
```

```
if EnableP==1
```

```
    h3=subplot(2,NumCount,1+EnableD+EnableP);
```

```
scatter(h3,real(AfterPX((IgnoreStartSymbols*2+1):2:(length(AfterPX)-IgnoreEndSymbols*2))),imag(AlterPX((IgnoreStartSymbols*2+1):2:(length(AfterPX)-IgnoreEndSymbols*2))), 'b*')
```

```
    xlabel('En-Phase'); ylabel('Quadrature'); grid on; axis([-1.2 1.2 -1.2 1.2]);
```

```
    title('Après démultiplexage de polarisation-X','FontSize',12)
```

```
    h7=subplot(2,NumCount,1+EnableD+EnableP+NumCount);
```

```
scatter(h7,real(AfterPY((IgnoreStartSymbols*2+1):2:(length(AfterPY)-IgnoreEndSymbols*2))),imag(AfterPY((IgnoreStartSymbols*2+1):2:(length(AfterPY)-IgnoreEndSymbols*2))), 'b*')
```

```
    xlabel('En-Phase'); ylabel('Quadrature'); grid on; axis([-1.2 1.2 -1.2 1.2]);
```

```
    title('Après démultiplexage de polarisation-Y','FontSize',12)
```

```
end
```

```
if EnableC==1
```

```
    h4=subplot(2,NumCount,1+EnableD+EnableP+EnableC);
```

ANEXXE

```
scatter(h4,real(AfterCX((IgnoreStartSymbols*2+1):2:(length(AfterCX)-
IgnoreEndSymbols*2))),imag(AfterCX((IgnoreStartSymbols*2+1):2:(length(
AfterCX)-IgnoreEndSymbols*2))), 'b*')

    xlabel('En-Phase'); ylabel('Quadrature'); grid on; axis([-1.2
1.2 -1.2 1.2]);

    title('Après estimation de la phase-X','FontSize',12)

    h8=subplot(2,NumCount,1+Enabled+EnableP+EnableC+NumCount);

scatter(h8,real(AfterCY((IgnoreStartSymbols*2+1):2:(length(AfterCY)-
IgnoreEndSymbols*2))),imag(AfterCY((IgnoreStartSymbols*2+1):2:(length(
AfterCY)-IgnoreEndSymbols*2))), 'b*')

    xlabel('En-Phase'); ylabel('Quadrature'); grid on; axis([-1.2
1.2 -1.2 1.2]);

    title('Après estimation de la phase-Y','FontSize',12)

end

clear StoreInX StoreInY;

clear AfterDX AfterDY;

clear AfterPX AfterPY;

clear AfterCX AfterCY;

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%% Interpolation and Output to OptiSystem
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

% OutXT = zeros(1, NumberOfSymbols * SamplesPerSymbol *
SamplesPerSymbolIn);

% OutYT = zeros(1, NumberOfSymbols * SamplesPerSymbol *
SamplesPerSymbolIn);

%
%
% for i = 1 : NumberOfSymbols * SamplesPerSymbol
%
%     for m = SamplesPerSymbolIn * (i - 1) + 1 : SamplesPerSymbolIn
* i
%
%         OutXT(m) = OutX(i);
%
%         OutYT(m) = OutY(i);
```

ANEXXE

```
% end;
%
% end;
%
% OutX = OutXT;
% OutY = OutYT;
%
% OutputPort1.Sampled.Signal = real(OutX);
% OutputPort2.Sampled.Signal = imag(OutX);
% OutputPort3.Sampled.Signal = real(OutY);
% OutputPort4.Sampled.Signal = imag(OutY);
%
OutputPort1.Sampled.Signal =
interp1(TimeSampledVector,real(OutX),InputPort1.Sampled.Time,Interpo
lationMethod);

OutputPort2.Sampled.Signal =
interp1(TimeSampledVector,imag(OutX),InputPort1.Sampled.Time,Interpo
lationMethod);

OutputPort3.Sampled.Signal =
interp1(TimeSampledVector,real(OutY),InputPort1.Sampled.Time,Interpo
lationMethod);

OutputPort4.Sampled.Signal =
interp1(TimeSampledVector,imag(OutY),InputPort1.Sampled.Time,Interpo
lationMethod);

clear TimeSampledVector;

clear InX InY;

clear OutX OutY;

clear InputPort1 InputPort2 InputPort3 InputPort4;
```

Liste des figures

Figure 1.1 : L'atténuation dans la fibre optique en fonction de la longueur d'onde, S : Short, C : Commun, L : Large	4
Figure 1.2 : Effet de la dispersion sur l'impulsion lumineuse.....	5
Figure 1.3 : Effet de la PMD sur les impulsions optiques traversant une fibre optique.....	7
Figure 1.4 : Représentation d'une fibre longue comme une série d'éléments biréfringents concaténés aléatoirement	8
Figure 1.5 : Schéma de principe du modulateur BPSK.....	10
Figure 1.6 : Schéma de principe de l'émetteur QPSK.....	11
Figure 1.7 : Schéma de l'émetteur DP-QPSK (a). Représentation des états de polarisation du signal optique dans le cas d'une modulation en DP-QPSK (b).....	12
Figure 1.8 : Structure de l'émetteur avec multiplexage en polarisation.....	13
Figure 1.9 : Schéma d'un récepteur direct.....	14
Figure 1.10 : Schéma d'un récepteur cohérent.....	15
Figure 2.1 : Schéma bloc du système de transmission DP-QPSK.....	16
Figure 2.2 : Phénomène d'émission stimulée.....	17
Figure 2.3 : Modulateur optique IQ.....	19
Figure 2.4 : schéma du modulateur Mach-Zehnder (a). Fonction de transfert en puissance du modulateur Mach-Zehnder dans le cas d'un taux d'extinction infini (b).....	20
Figure 2.5 : Principe du multiplexage en longueur d'onde (a). Spectres de trois canaux de transmission (b).....	22
Fig. 2.6 : Schéma de principe d'un amplificateur EDFA.....	23
Figure 2.7 : Schéma d'une fibre optique (a). Propagation de la lumière dans une fibre monomode (b). Dimensions et profil d'indice de réfraction d'une fibre monomode (c).....	24
Figure 2.8 : Schéma d'un mélangeur cohérent.....	24
Figure 2.9 : Bloc de traitement numérique du signal.....	26
Figure 2.10 : Estimateur de la pulsation résiduelle pour un signal modulé QPSK.....	28
Figure 2.11 : Structure de l'estimateur et du correcteur de phase par blocs.....	29
Figure 3.1 : Schéma bloc du système de transmission DP-QPSK.....	37
Figure 3.2 : Transmetteur DP-QPSK.....	38

Figure 3.3 : Signal électrique à la sortie du générateur X vers I et vers Q.....	39
Figure 3.4 : Signal électrique à la sortie du générateur Y vers I et vers Q.....	39
Figure 3.5 : Laser CW.....	40
Figure 3.6 : Spectre à la sortie de transmetteur DP-QPSK.....	40
Figure 3.7 : Phase du signal optique à la sortie de modulateur QPSK.....	40
Figure 3.8 : Récepteur cohérent DP-QPSK.....	41
Figure 3.9 : Photodiode PIN.....	42
Figure 3.10 : Hybride 90°	43
Figure 3.11 : Amplification et filtrage avant le DSP.....	43
Figure 3.12 : Bloc DSP.....	45
Figure 3.13 : Diagrammes de constellation d'un signal reçu avant le DSP.....	46
Figure 3.14 : Diagrammes de constellation d'un signal reçu après le DSP.....	47
Figure 3.15 : Diagrammes de constellation électrique à l'intérieur de bloc DSP.....	47
Figure 3.16 : Performance de BER par rapport à l'OSNR pour transmission back to back.	48
Figure 3.17 : Schéma bloc du système de transmission DP-QPSK avec une ligne de transmission.....	49
Figure 3.18 : Ligne de transmission fibre et amplificateur EDFA.....	49
Figure 3.19 : Spectre optique à la sortie de la fibre.....	50
Figure 3.20 : Diagrammes de constellation d'un signal reçu avant le DSP.....	50
Figure 3.21 : Diagrammes de constellation d'un signal reçu après le DSP.....	51
Figure 3.22 : Diagrammes de constellation électrique à l'intérieur du bloc DSP sans compensation de CD.....	52
Figure 3.23 : Diagrammes de constellation d'un signal reçu avant le DSP.....	53

Figure 3.24 : Diagrammes de constellation d'un signal reçu après le DSP.....	53
Figure 3.25 : Diagrammes de constellation électrique à l'intérieur du bloc DSP avec compensation de CD.....	54
Figure 3.26 : Performance de BER par rapport à l'OSNR pour transmission avec compensation de CD.....	55

Liste des tableaux

Tableau 1.1 : Table de vérité.....	12
Table 3.1 : Tableau de conversion taux d'erreur binaire et facteur Q^2 (dB).....	35
Tableau 3.2 : Paramètres de photodiode PIN.....	42
Tableau 3.3 : Paramètres d'amplificateur électrique.....	44
Tableau 3.4 : Paramètres de filtre gaussien Passe-bas.....	44
Tableau 3.5 : Ports d'entrée et de sortie de bloc DSP.....	45

Liste des acronymes utilisés

BPSK	Binary Phase Shift Keying
BER	Bit Error Rate
CD	Chromatic Dispersion
CPE	Carrier Phase Estimation
CW	Continuos <i>Wave</i>
CFE	Carrier Frequency Estimation
DGD	Differential Group Delay
DSP	Digital Signal Processing
DP-QPSK	Dual Polarization Quadrature Phase Shift Keying
DAC	Digital To Analog Converters
DCF	Dispersion Compensating Fiber
EDFA	Erbium doped fiber amplifier
FIR	Finite Impulse Response
FWM	Four Wave Mixing
FD-FIR	Fiber Dispersion Finite Impulse Response
GVD	Group Velocity Dispersion
MZM	Mach-Zehnder Modulator
NLSE	Non linear Schrödinger Equation
LASER	Light Amplification by Stimulated Emission of Radiation
LMS	Least Mean Squares
PDM	Polarization Division Multiplexing
PIN	Positive Intrinsic Negative
PDM	Polarisation Division Multiplexing
QPSK	Quaternary Phase Shift Keying
QAM	Quadrature Amplitude Modulation
SPM	Self Phase Modulation
SMF	Single Mode Fiber
IQ	In-phase Quadrature-phase
WDM	Wavelength Division Multiplexing
XPM	Cross Phase Modulation

Références

- [1] G.M. Muslu, H.A. Erbay "Higher-order split-step Fourier schemes for the generalized nonlinear Schrödinger equation", *Mathematics and Computers in Simulation*, Vol: 67, Issue 6, pp. 581-595, January 2005

- [2] Scott Zoldi, Victor Ruban, Alexandre Zenchuk, and Sergey Burtsev, "Parallel Implementation of the Split-step Fourier Method For Solving Nonlinear Schrödinger Systems ", *Society for Industrial and Applied Mathematics*, Volume 32, Number 1, January 22,1999

- [3] U. OSTERBERG, *Signal Processing in Optical Fibers MSRI Publications*, 46 (2003) 301-316.

- [4] G. P. Agrawal, *Nonlinear Fiber Optics*, Third ed. New York: Academic press, 2001.

- [5] G. Millot and P. Tchofo-Dinda, *Encyclopedia of modern optics: Elsevier*, in press 2004.

- [6] Marco Forzati. *Phase Modulation Techniques for On-Off Keying in Optical Fiber*. PhD thesis, Chalmers University of Technology, 2007.

- [7] G. P. Agrawal, "Nonlinear Fiber Optics, Academic Press, Optics and Photonics". New York, 3edition (2001)

- [8] J. Fatome, « Propagation d'impulsions ultra courtes à 160 Gb/s dans des lignes de fibres optiques gérées en dispersion ». Thèse Doctorat, Bourgogne, France (2004).

- [9] G. P. Agrawal, "Applications of Nonlinear Fiber Optics", 3 editions. New York: Academic press (2001).

- [10] L. J. Richardson, W. Forysiak, and N. J. Doran, "Trans-Oceanic 160-Gb/s Single-Channel Transmission Using Short-Period Dispersion Management". *IEEE, Photon. Technol. Lett*, 13(2001), p. 209

Références

- [11] Degauque M., «Transmission numérique sur porteuse: ASK, FSK et PSK. Probatoire du CNAM», Bordeaux, Juillet 1998
- [12] Coulon F., «Théorie et traitement des signaux », Dunod, Paris, 1984.
- [13] M. Monerie « Les lasers et leurs applications scientifiques et médicales : Fibres optiques dopées et applications » ; article, Centre National d'Etudes des Télécommunications ; France.
- [14] E. Desurvire, Erbium-Doped Fiber Amplifiers, Wiley Interscience, 1994.
- [15] Govind P. Agrawal, Fiber-Optic Communication Systems, 3rd. John Wiley & Sons, Inc., 2002.
- [16] Julien MAURY, Étude et caractérisation d'une fibre optique amplificatrice et compensatrice de dispersion chromatique, Université de Limoges, 2003.
- [17] S. Walklin and J. Conradi, "Effect of mach-Zehnder modulator DC extinction ratio on residual chirp induced dispersion in 10-Gb/s binary and AM-PSK duobinary lightwave systems", IEEE Photon. Technol. Lett., vol. 9, no. 10, pp. 1400- 1402, 1997.
- [18] M. El Gibari, Conception optique et hyperfréquence d'un modulateur électro-optique sur polymère : optimisation de transitions ultra-large bande pour l'électrode de commande, Université de Nantes, 2009.
- [19] S. J. Savory, G. Gavioli, R. I. Killey, and P. Bayvel, "Digital filters for coherent optical receivers", Opt. Exp., vol. 15, no. 5, pp. 2120–2126, 2007.
- [20] A. Leven, N. Kaneda, U. V. Koc, and Y.K. Chen, "Frequency Estimation in Intradyne Reception", IEEE Photonics Technology Letters, vol. 19, no. 6, pp. 366 –368, march 15, 2007.
- [21] D.-S. Ly-Gagnon, S. Tsukamoto, K. Katoh, and K. Kikuchi, "Coherent Detection of Optical Quadrature Phase-Shift Keying Signals With Carrier Phase Estimation", IEEE Journal of Lightwave Technolgy, vol. 24, no. 1, pp. 12 – 21, Jan. 2006.

Références

[22] 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).