



REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR

ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE



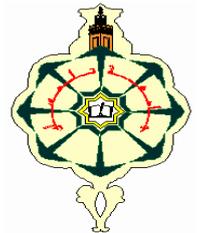
UNIVERSITÉ ABOU BEKR BELKAID TLEMCCEN

FACULTÉ DE TECHNOLOGIE

DÉPARTEMENT DE GÉNIE ELECTRIQUE ET

ELECTRONIQUE

LABORATOIRE DE TELECOMMUNICATIONS



Mémoire

Pour l'obtention du diplôme de

Master en Télécommunications

Option : Photonique et Réseaux Optiques de Télécommunications

THEME

*Etude et compensation de la PMD dans les liaisons
optiques*

Présenté par :

Mr : ZIDOURI Djamel-eddine

Soutenu le 26 juin 2014 devant le jury composé de :

Président	Mr A.BOUACHA	M.C.A. Université de Tlemcen
Examinatrice	Mme H.ABRI	M.A.B. Université de Tlemcen
Encadreur	Mr M.CHIKH-BLED	Professeur. Université de Tlemcen
Co. Encadreur	Mlle A.MOKHDAR	Doctorante. Université Tlemcen

Année Universitaire 2013-2014

REMERCIEMENT

Lorsqu'une thèse s'achève, un désir s'empare de chacun de nous pour remercier toutes les personnes dont la contribution a permis de ce travail à voir le jour.

Je tiens tout d'abord à remercier Dieu le tout puissant et miséricordieux, qui m'a donné la force et la patience d'accomplir ce Modeste travail.

En second lieu, je tiens à remercier mes parents pour leur soutien moral, leurs encouragements et leurs sacrifices.

Je tiens à adresser mes sincères remerciements et mes profondes reconnaissances à Mr M.CHIKH-BLED, mon encadrant de mémoire, pour ses précieux conseils et son orientation ficelée tout au long de mes recherches.

Je tiens ensuite à remercier Mlle A.MOKHDAR, co-encadreur de cette thèse, d'avoir suivi pas à pas l'évolution de mon travail tout en m'accordant une certaine autonomie.

J'exprime ma gratitude à Mr A.BOUACHA, qui a bien voulu me faire l'honneur de présider le jury de cette thèse.

Mes vifs remerciements vont également aux membres du jury Mme H.ABRI pour l'intérêt qu'elle a porté à ma recherche en acceptant d'examiner mon travail et de l'enrichir par leurs propositions.

Je tiens à exprimer mes sincères remerciements à tous les professeurs qui m'ont enseigné et qui par leurs compétences m'ont soutenu dans la poursuite de mes études.

Une pensée particulière va également à Mlle NZ. Warda pour m'avoir accompagné à plein temps durant cette thèse. Je la remercie donc pour sa bonne humeur, son rire communicatif, pour tous les sujets de discussions diverses et variées ainsi son précieux soutien.

En outre, je tiens à remercier mes amis et mes collègues de l'université Abou-bekr Belkaid pour leur fidélité, tendresse et entente en leur ambitionnant une vie pleine de joie et de succès.

On remercie également, de près ou de loin, tous ceux qui se sont montrés compréhensifs à l'égard de notre objectif.

Dédicace

A l'aide d'ALLAH tout puissant, qui trace le chemin de ma vie, j'ai pu arriver à réaliser ce modeste travail que je dédie :

A ma plus belle étoile qui puisse exister dans l'univers, celle qui m'a donné la vie, le symbole de tendresse, qui s'est sacrifiée pour mon bonheur et ma réussite, à ma Mère

A mon Père, école de mon enfance, qui a été mon ombre durant tous mon cursus, et qui a veillé tout au long de ma vie à me donner l'aide et à me protéger.

Que Dieu le tout puissant les garde et les protège.

A mes chers Frères et Sœurs : Ilyes, Abd-elkader, Hafssa, Nour el-houda, Anfel et safia.

A ma petite nièce : Nourhane

A ma Grand Mère qui m'a accompagné par ces prières, puisse dieu lui prêter une longue vie.

A tous mes chers oncles, tantes, leurs époux et épouses, sans oublier mes cousins et cousines, veuillez trouver dans ce travail l'expression de mon respect le plus profond et mon affection la plus sincère.

Une spéciale dédicace à une spéciale personne qui compte déjà énormément pour moi, et pour qui je porte beaucoup de tendresse et respect. A toi Warda.

A mes chères amis (es) : Imad-Eddine, Abdelmalek, Sofiene, Zakaria, Sihem, wafaa.

A toutes la promo de master PROTON de l'année 2013 – 2014. Et les personnes qui ont participé à l'élaboration de ce travail et à tous ceux que j'ai oublié de citer.

A tous qui m'aime...

Djamel-Eddine...



Sommaire

Sommaire

Liste des figures	I
Liste des tableaux	IV
Introduction générale.....	1
Chapitre 1 : Introduction aux transmissions par fibres optiques	
1.1. Introduction	3
1.2. Système de communication par fibre optique	3
1.3. Structure, principe et caractéristiques de la fibre optique monomode	4
1.4. Dégradations lors du transport du signal	6
1.4.1. Atténuation dans la fibre	7
1.4.2. La dispersion chromatique	8
1.4.2.1. Effet de la dispersion chromatique	10
1.4.3. Principaux effets non linéaires dans les fibres optiques	13
1.4.3.1. L'auto modulation de phase, (SPM, Self Phase Modulation)	14
1.4.3.2. La modulation de phase croisée, (XPM, Cross Phase Modulation)	14
1.4.3.3. Le mélange à quatre ondes (FWM, Four Wave Mixing)	14
1.4.3.4. L'effet Brillouin, (SBS, Stimulated Brillouin Scattering)	15
1.4.3.5. L'effet Raman, (SRS, Simulated Raman Scattering)	15
1.4.4. La dispersion modale de polarisation	16
1.5. Conclusion	17
Chapitre 2 : Etude et compensation de dispersion modale de polarisation	
2.1. Introduction	20
2.2. Polarisation de la lumière	20
2.3. Outils pour décrire la polarisation de la lumière	21
2.3.1. Le formalisme de Jones	22
2.3.2. Formalisme de Stokes	23
2.4. La dispersion modale de polarisation	27
2.4.1. La PMD dans le régime court distance	28
2.4.2. La PMD dans le régime long distance	29
2.5. Le modèle des états principaux de polarisation	30
2.6. Le vecteur de PMD et la PMD du 2ième ordre	31
2.7. La nature statistique de la PMD	31
2.8. Les effets de la PMD sur les transmissions numériques	35
2.9. La compensation de PMD	35
2.9.1. Principe de compensation de la PMD	36
2.9.2. La compensation optique de PMD	36
2.9.2.1. Principe des compensateurs optiques de PMD	36
2.9.2.1.1. Compensation du 1er ordre	38

Sommaire

2.9.2.1.2.	Compensateur à étages multiples	39
2.9.2.2.	Performance des compensateurs de PMD optiques	39
2.9.3.	Les solutions de compensation électrique de la PMD	40
2.9.3.1.	Principe de l'égalisation électronique	40
2.9.3.2.	Performance et limites de l'égalisation électronique	42
2.9.4.	Estimation de la PMD	42
2.9.4.1.	Degré de polarisation	42
2.9.4.2.	Ellipsoïde du degré de polarisation	43
2.9.4.3.	Composantes du spectre électrique	44
2.9.4.4.	Diagramme de l'œil électrique	44
2.10.	Conclusion	44

Chapitre 3 : Simulations & Résultats

3.1.	Introduction	48
3.2.	Simulation	48
3.2.1.	Présentation du Simulink	48
3.2.2.	Modèle de simulation	49
3.2.2.1.	Sous-système émission	50
3.2.2.2.	Sous système filtrage	52
3.2.2.3.	Sous-système ligne de transmission	53
3.2.2.4.	Sous-système compensation	55
3.2.2.5.	Sous-système réception	56
3.3.	Résultats et discussion	57
3.3.1.	Effet de la PMD	57
3.3.2.	Canal de transmission sans bruit	58
3.3.3.	Canal de Transmission bruité (bruit blanc Gaussien)	59
3.3.3.1.	Première étape : Influence de DGD sur le compensateur de PMD	59
3.3.3.2.	Deuxième étape : influence de débit sur le compensateur de PMD	65
3.4.	Conclusion	70

Conclusion générale	71
----------------------------------	-----------

Annexe	72
---------------------	-----------

Liste des figures

Introduction

Figure 1 : le réseau de la fibre optique à travers le monde 1

Chapitre 1 : Introduction aux transmissions par fibres optiques

Figure 1.1 : Systèmes de communications par fibres optiques 3

Figure 1.2 : structure d'une fibre optique à saut d'indice 4

Figure 1.3 : Guidage de la lumière dans la fibre optique..... 5

Figure 1.4 : Pertes optiques dans une fibre standard..... 8

Figure 1.5 : Effets de la dispersion chromatique sur une impulsion..... 10

Figure 1.6 : Dispersion chromatique d'une fibre standard de télécommunication optique... 12

Figure 1.7 : Séparation temporelle d'une impulsion en deux par la PMD d'ordre 1..... 16

Chapitre 2 : Etude et compensation de dispersion modale de polarisation

Figure 2.1.a : Onde linéairement polarisée dans un plan vertical..... 20

Figure 2.1.b : Onde linéairement polarisée dans un plan horizontal..... 20

Figure 2.3 : polarisation circulaire..... 21

Figure 2.4 : représentation de la polarisation elliptique de la lumière..... 22

Figure 2.5 : Représentation de la polarisation de la lumière par la sphère de Poincaré..... 24

Figure 2.6 : Représentation des différents types de lumière sur la sphère de Poincaré..... 24

Figure 2.7 : Représentation graphique de la longueur de couplage..... 27

Figure 2.8 : L'évolution de la polarisation dans le régime courte distance..... 28

Figure 2.9 : L'effet de PMD sur les impulsions optiques traversant la fibre..... 29

Figure 2.10 : Modélisation d'une longue fibre..... 29

Liste des figures

Figure 2.11 : Représentation du mouvement de l'état de polarisation	32
Figure 2.12 : Distribution Maxwellienne normalisée du DGD.....	34
Figure 2.13 : Principe de la compensation optique et électrique.....	36
Figure 2.14 : Technique de la transmission selon les PSP.....	37
Figure 2.15 : Schéma de principe d'un compensateur de PMD optique.....	37
Figure 2.16 : Interprétation géométrique du principe du compensateur optique de PMD.....	38
Figure 2.17 : Filtre à réponse impulsionnelle finie.....	41
Figure 2.18 : Egalisation non-linéaire : décision dans la boucle.....	42
Figure 2.19 : Ellipsoïde du degré de polarisation.....	43

Chapitre 3 : Simulations & Résultats

Figure 3.1 : modèle de simulation de compensateur du PMD premier ordre.....	49
Figure 3.2 : Sous système d'émission (modulation NRZ et RZ).....	50
Figure 3.3 : Séquence binaire aléatoire et formats de modulations NRZ et RZ.....	51
Figure 3.4 : Spectres des signaux NRZ et RZ.....	52
Figure 3.5 : Model Simulink pour un filtre rectangulaire idéal à pulse.....	52
Figure 3.6 : Ligne de transmission.....	53
Figure 3.7 : Distribution de Maxwell.....	54
Figure 3.8 : Distribution Maxwellienne de DGD (a la sortie du display).....	54
Figure 3.9 : Sous-système de compensation.....	55
Figure 3.10 : Démodulation NRZ (a) et démodulation RZ (b).....	56
Figure 3.11 : DGD de 10ps avec bruit blanc Gaussien de 20dB sur un signal NRZ (a), et RZ (b).....	57
Figure 3.12 : Diagramme de l'œil avant et après compensation pour un débit de 10 Gbit/s d'un signal modulé NRZ.....	58
Figure 3.13 : Diagramme de l'œil avant et après compensation pour un débit de 10 Gbit/s d'un signal modulé RZ.....	58

Liste des figures

Figure 3.14 - Figure 3.23 : Influence de DGD sur la PMD	59-62
Figure 3.24 : Variation du facteur de qualité en fonction de DGD pour les formats RZ et NRZ.....	64
Figure 3.25 : Variation de la longueur en fonction de DGD pour un débit de 10 Gbit/s.....	64
Figure 3.26 : les paramètres utilisés pour les différents débits.....	65
Figure 3.27 - Figure 3.32 : influence de débit sur la PMD.....	65-67
Figure 3.33 : Variation de facteur de qualité en fonction de DGD pour différents valeurs de débit.....	69

Annexe

Figure 4.1: Représentation schématique des densités de probabilités et du seuil de décision.	74
Figure 4.2: Courbe représentant la relation entre le taux d'erreur binaire et le facteur Q.....	75
Figure 4.3 : Exemple de diagramme de l'œil.....	76
Figure 4.4: Représentation graphique de quelques interprétations d'un diagramme de l'œil.	77

Liste des tableaux

Chapitre 2 : Etude et compensation de dispersion modale de polarisation

Tableau 2.1 : Vecteur de Jones et de Stokes de quelques polarisations remarquables.....26

Tableau 2.2 : Comparaison des performances des compensateurs optiques de PMD..... 39

Chapitre 3 : Simulation & Résultats

Tableau 3.1 : Variation du facteur de qualité et du taux d'erreur binaire en fonction de DGD pour les formats NRZ et RZ après compensation.....63

Tableau 3.2 : Variation du taux d'erreur binaire et le facteur de qualités pour la modulation NRZ et RZ après compensation en fonction de débits (DGD= 10ps).....68

Tableau 3.3 : Variation du taux d'erreur binaire et le facteur de qualités en fonction de débit pour la modulation NRZ et RZ après compensation (DGD= 2.5ps)..... 68

Introduction Générale

Le XX^{ème} siècle les télécommunications a connu un essor important, telles que la téléphonie (fixe ou mobile), visiophonie, internet, la télévision sur demande. De plus en plus de services sont proposés, pour apporter toujours plus de confort et de divertissement aux usagers.

En effet, les opérateurs de télécommunication proposent toujours plus de débit à leurs clients selon leurs besoins. Cependant, on estime que la technique **ADSL** (Asymmetric Digital Subscriber Line) ne pourra pas toujours répondre à la demande car elle ne peut fournir de débits au-delà de 20 M bit/s.

En effet, la fibre optique offre un faible encombrement, une faible atténuation du signal, et surtout une grande bande passante (estimée de l'ordre du THz) . La fibre optique en silice est devenue le support physique de communication favorisé pour les transmissions d'informations à longues distances et à haut débits.

On estime qu'aujourd'hui plus de 80% des communications longue distance sont effectuées par l'intermédiaire de 25 millions de kilomètre des câbles à fibre optiques installées à travers le monde, comme l'illustre la figure suivante :

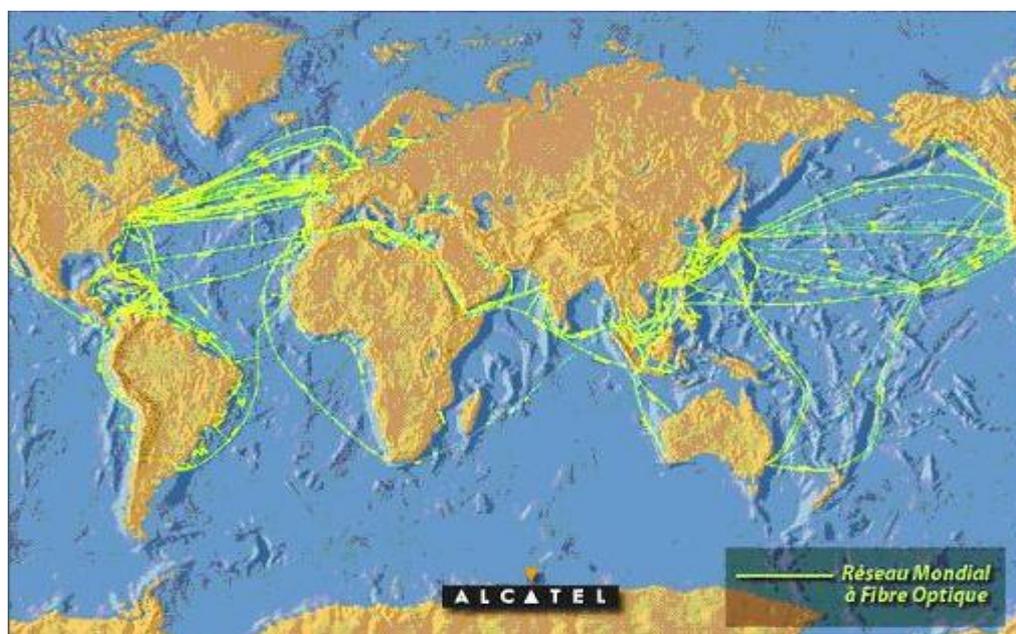


Figure 1: le réseau de la fibre optique à travers le monde

La capacité des systèmes de transmission optique peut être multipliée par l'emploi simultané de plusieurs canaux centrés sur des longueurs d'onde différentes (*WDM*), situées dans la plupart des cas dans la troisième fenêtre de transmission de la silice, autour de **1.55 μm** ainsi les amplificateurs optiques, des lors, la course aux performances en terme de capacité fut lancée pour atteindre de nos jours la barrière emblématique du Téra-bit/s. Partant de ces divers constats, mon projet fin d'étude (PFE) s'articule comme suit :

Le *premier chapitre* de ce manuscrit, est consacré à la théorie de la propagation de la lumière dans les fibres optiques.

Le *deuxième chapitre* est dédié à la présentation du phénomène de PMD et à l'introduction aux états principaux de polarisation permettant de définir la PMD dans les fibres réelles, ainsi que le formalisme permettant d'étudier la propagation de la lumière polarisée dans les fibres biréfringentes. Aussi nous présentons les deux techniques utilisées pour la compensation de la PMD dans les réseaux optiques.

Le *troisième chapitre* est consacré au compensateur électrique de la PMD au premier ordre. Nous allons utiliser, le logiciel Simulink de Matlab 7. Enfin, nous terminerons ce manuscrit par une *Conclusion générale et perspectives*.

1.1. Introduction :

Toute transmission de données a pour principe de faire circuler des informations entre un émetteur et un récepteur en minimisant les risques de déformation du signal transmis, de façon à assurer une fiabilité maximale du transfert de l'information.

Dans le cas d'une transmission par fibre optique, le signal est tout d'abord codé ou modulé suivant une séquence connue qui peut être contrôlée à la réception. Ce signal est injecté dans la fibre optique par l'intermédiaire de l'émetteur. À la sortie de la fibre, le signal est reçu sur une photodiode puis amplifié avant d'être décodé pour être remis sous sa forme initiale.

Dans ce chapitre nous allons rappeler brièvement la théorie de la propagation de la lumière dans les fibres optiques et les principaux effets de dégradation de signal lors du transport.

1.2. Système de communication par fibre optique :

Comme tous les systèmes de communication, le système de communication par fibre optique est constitué d'un émetteur, d'un canal de transmission et d'un récepteur. L'information est généralement transmise sous forme de code binaire composé de bits « 0 » et « 1 ». Le signal qui est transporté dans la fibre (figure 1.1) est formé d'impulsions lumineuses: un bit « 1 » représente une impulsion lumineuse et un bit « 0 » correspond à un intervalle de temps où il n'y a pas d'envoi de lumière. [1][2]

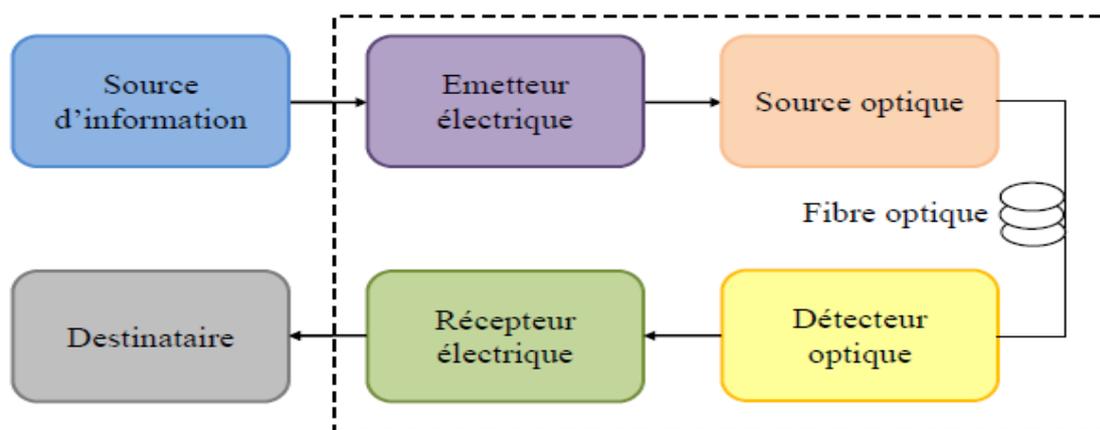


Figure 1.1 : système de communication par fibre optique.

Le domaine des communications optiques est aujourd'hui caractérisé par une augmentation de la demande en termes de capacité de transmission. Cependant, il persiste

certaines limitations inhérentes à la fibre elle-même. La sensibilité aux défauts de propagation augmente avec le débit, que ce soit pour les effets linéaires dus à la dispersion chromatique et la dispersion de mode de polarisation de la fibre, ou les effets non linéaires essentiellement induits par l'effet Kerr. Nous présenterons dans la suite de ce chapitre ces facteurs qui limitent la capacité d'une transmission optique en termes de débit et de distance et qui dépendent de la fibre optique elle-même.

1.3. Structure, principe et caractéristiques de la fibre optique monomode :

Une fibre optique est un cylindre de verre, elle consiste en une partie centrale, le cœur, d'indice de réfraction n_1 , entourée par une seconde partie, la gaine optique, d'indice de réfraction n_2 plus faible. Ces deux régions essentielles pour le guidage de la lumière sont réalisées avec deux matériaux différents. La fibre optique est souvent recouverte d'un revêtement protecteur qui ne joue aucun rôle dans le guidage de la lumière. [3]

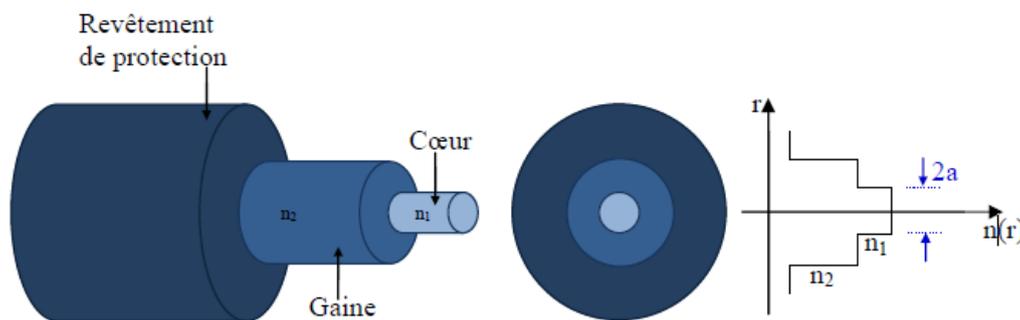


Figure 1.2: structure d'une fibre optique à saut d'indice.

Généralement, on fabrique la fibre optique avec de la silice, un matériau qui ressemble au verre. La silice est un composé de silicium (Si) et d'oxygène (O) dont la formule chimique est SiO_2 . On retrouve ce composé dans la nature dans différents minéraux tels que le quartz. Le principe de fabrication d'une fibre optique repose sur l'étirage d'une préforme de verre. Grâce à des techniques complexes, on peut ainsi étirer un tube de verre d'un mètre de long sur 10 cm de diamètre jusqu'à en faire une fibre optique de 150 km de long. [4][5]

Le principe de guidage de la lumière dans une fibre optique repose sur une suite de réflexions entre deux milieux d'indices de réfraction différents : le cœur central d'indice $n_{\text{cœur}}$ et la gaine optique d'indice n_{gaine} , avec $n_{\text{cœur}} > n_{\text{gaine}}$. Cet écart d'indice entre le cœur et la gaine est réalisé en injectant des dopants, tels que :

- le germanium et le phosphore qui accroissent l'indice dans le cœur.
- le bore et le fluor qui le font décroître dans la gaine.

Or il est connu que lorsqu'un rayon lumineux d'incidence θ_i passe d'un milieu d'indice $n_{\text{cœur}}$ à un milieu d'indice n_{gaine} , il est réfracté avec un angle θ_r tel que :

$$n_{\text{cœur}} \sin \theta_i = n_{\text{gaine}} \sin \theta_r \quad (1.1)$$

On respectant la condition suivante :

$$\theta_i > \text{arc sin} \left(\frac{n_{\text{gaine}}}{n_{\text{cœur}}} \right) \quad (1.2)$$

Le rayon n'est plus réfracté mais réfléchi en empruntant un parcours en zigzag avec une vitesse mesurée par rapport à la vitesse de la lumière dans le vide d'après la loi de Snell-Descartes par:

$$V = \frac{c}{n_{\text{cœur}}} \quad (1.3)$$

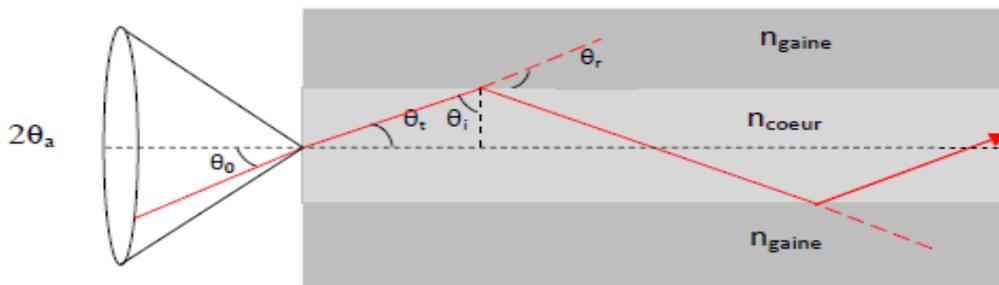


Figure 1.3: Guidage de la lumière dans la fibre optique.

L'ouverture numérique de la fibre ON représente le sinus de l'angle d'entrée maximal de la lumière dans la fibre, θ_a , pour que la lumière puisse être guidée sans pertes ; cet angle est mesuré par rapport à l'axe de la fibre. [6]

$$ON = \sin(\theta_a) = \sqrt{n_{\text{cœur}}^2 - n_{\text{gaine}}^2} \quad (1.4)$$

Un rayon hors du cône d'acceptance sera simplement réfracté à l'entrée dans la fibre puis à l'interface des deux couches, il passera alors dans la gaine et sera perdu.

Les rayons lumineux qui pénètrent dans le cœur, sous une incidence égale ou inférieure à l'angle limite sont guidés par la fibre. Si le diamètre du cœur est relativement

grand, différents modes de propagation sont possibles et la fibre est de type multi-mode, ou MMF (Multi mode Fibre), le diamètre de son cœur varie entre 50 et 85 μm . Elle est principalement utilisée dans les réseaux locaux ne s'étendant pas sur plus de quelques kilomètres. Les données à transporter sont émises au moyen d'une diode électroluminescente (LED, Light Emitting Diode) d'une longueur d'onde de 850 ou 1300 nm. [7]

Au contraire, si le cœur est petit par rapport à la longueur d'onde de la transmission, un seul mode de propagation est possible et la fibre est de type monomode, ou SMF (Single Mode Fibre), dont le cœur extrêmement fin a un diamètre de l'ordre de 9 μm . La transmission des données y est assurée par des lasers optiques émettant des longueurs d'onde lumineuses de 1300 à 1550 nm et par des amplificateurs optiques situés à intervalles réguliers.

Une fibre optique est caractérisée par deux paramètres. Le premier est la différence d'indice normalisée (Relative Index Différence) Δ , qui donne une mesure du saut d'indice entre le cœur et la gaine:

$$\Delta = \frac{n_{\text{cœur}} - n_{\text{gaine}}}{n_{\text{cœur}}} \quad (1.5)$$

La valeur typique de la différence d'indice normalisée est $\Delta \approx 3 \times 10^{-3}$. Le second paramètre est le paramètre V, la fréquence normalisée de la fibre,

$$v = \frac{2\pi}{\lambda} a (n_{\text{cœur}}^2 - n_{\text{gaine}}^2)^{1/2} \quad (1.6)$$

Avec « a » le rayon du cœur de la fibre et « λ » la longueur d'onde.

Le critère de sélection est alors très simple : lorsque $V < 2,405$ la fibre est dite uni-modal sinon elle est multi-mode. Le nombre de modes se propageant dans le cœur est égale approximativement à : $\frac{v^2}{2}$. [8]

1.4. Dégradations lors du transport du signal :

Le signal est subi de diverses dégradations lors du transport, ça propagation dans une fibre optique est modélisée par l'équation non linéaire de Schrödinger (NLSE, Non Linear Schrödinger Equation), dès lors que la largeur typique des impulsions est supérieure à la picoseconde. Cette équation décrit plusieurs phénomènes physiques d'une importance fondamentale pour les fibres optiques. [9]

$$j \frac{\partial E}{\partial z} = \underbrace{\frac{\beta_1}{2} \frac{\partial^2 E}{\partial t^2}}_{\text{Dispersion}} + \underbrace{j \frac{\beta_2}{6} \frac{\partial^3 E}{\partial t^3}}_{\text{atténuation}} - \underbrace{j \frac{\alpha}{2} E}_{\text{effets non linéaires}} - \underbrace{\gamma |E(t)|^2 E - j \zeta [S_R(t) * E(t)^2] E}_{\text{effets non linéaires}} \quad (1.7)$$

Dispersion atténuation effets non linéaires

Où $E(z,t)$ est l'enveloppe complexe du champ électrique, α l'atténuation, β_1 et β_2 sont liés à la dispersion chromatique, γ est le coefficient d'effet non linéaire Kerr, ζ et S_R sont liés à l'effet non linéaire Raman.

L'équation de Schrödinger résume le fait que la fibre est un milieu à pertes, dispersif et non linéaire pour la propagation de la lumière. Elle décrit tous les phénomènes linéaires (atténuation, dispersion chromatique) et les phénomènes non linéaires (l'effet Kerr et l'effet Raman) qui interviennent lors de la propagation dans la fibre optique. Nous discuterons ces paramètres un par un dans la suite de ce chapitre. [10][11]

1.4.1. Atténuation dans la fibre :

L'atténuation correspond à une diminution de la puissance du signal transmis. Elle s'exprime très souvent en décibels (dB). On définit un coefficient d'atténuation α pour une ligne de transmission de longueur L qui s'exprime en dB/Km tel que:

$$\alpha_{dB} = \frac{10}{L} \log_{10} \left(\frac{P_{out}}{P_{in}} \right) \quad (1.8)$$

L'atténuation de la fibre a plusieurs origines. Elle est essentiellement due à l'absorption intrinsèque de la silice, matériau dont est essentiellement faite la fibre, et à la diffusion Rayleigh, diffusion sur les inhomogénéités du verre, principalement dues aux variations de dopants utilisés pour créer les différences d'indice entre le cœur et la gaine de la fibre. A cela s'ajoute l'absorption par des impuretés présentes dans la fibre, majoritairement les ions des métaux de transitions et les ions OH-, absorption cependant minime dans les fibres actuelles qui ont une très faible teneur en impuretés. Enfin, l'atténuation est également due à des pertes d'ordre mécanique : courbures, micro-courbures ou fluctuations du diamètre de la fibre (zones où des rayons lumineux peuvent ne plus satisfaire la condition de réflexion totale et où des modes peuvent ne plus répondre à la condition de dispersion et ainsi ne plus être guidés) mais aussi épissures (zones de jonctions entre la fibre et un autre élément de la liaison donnant lieu à de la diffusion ou de la réflexion).

L'atténuation étant due à des phénomènes d'absorption et de diffusions, le coefficient linéique dépend par conséquent de la longueur d'onde. La Figure (4) représente le spectre de l'atténuation d'une fibre optique monomode. [12] [13]

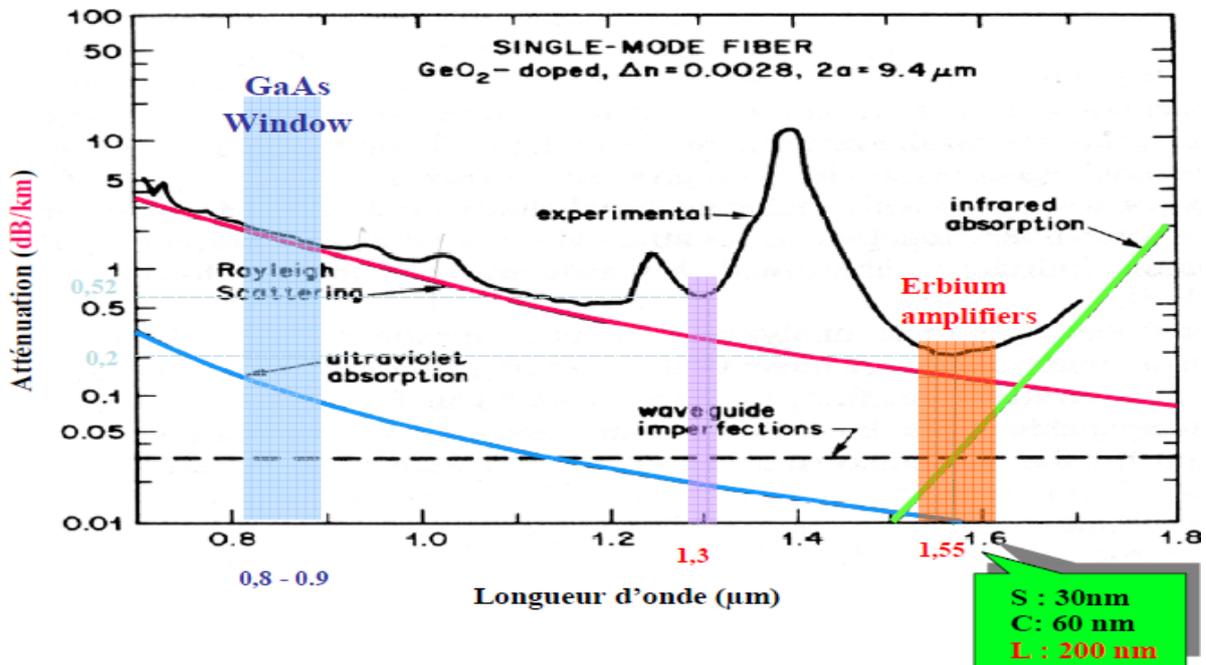


Figure 1.4: Pertes optiques dans une fibre standard.

Cette figure met en évidence une zone minimale d'atténuation autour de $1,55 \mu\text{m}$ qui explique le choix de cette longueur d'onde pour les applications de télécommunications optiques. Ainsi, dans cette fenêtre spectrale, appelée «bande S» de 1460 nm à 1530 nm , «bande C» de 1530 nm à 1565 nm et «bande L» jusqu'à 1625 nm , le coefficient linéique atteint sa valeur minimale de $0,2 \text{ dB/km}$. Ceci correspond en effet à une très faible atténuation mais engendre par exemple des pertes de 20 dB pour 100 km de propagation. D'après ces chiffres, on comprend que l'atténuation de la fibre est source de dégradation.

1.4.2. La dispersion chromatique :

Lorsqu'un signal lumineux se propage dans un milieu, il subit un élargissement dans le temps. Cet élargissement limite le débit dans un système de communication optique, car il oblige à augmenter le délai entre deux impulsions. Cet élargissement a plusieurs causes. Une première cause vient du fait que pour une longueur d'onde donnée (lorsque nous considérons la propagation dans une fibre multi-mode), les vitesses de groupe des différents modes ne sont pas égales les unes aux autres (on parle de dispersion intermodale). Une seconde cause de la dispersion vient du fait que l'indice de réfraction d'un milieu dépend de la longueur d'onde et

que les sources utilisées pour transmettre le signal ne sont pas purement monochromatiques (on parle alors de dispersion intra-modale ou chromatique). Les différentes composantes spectrales d'une source ont donc des temps de propagation différents, ce qui provoque l'élargissement d'une impulsion. Dans la suite on ne s'intéresse qu'à la dispersion chromatique. [9]

Dans les fibres monomodes la dispersion chromatique provient de deux causes principales :

La dispersion du matériau D_m : elle est liée à la dépendance de l'indice de réfraction de la longueur d'onde (équation). Pour la silice, D_m varie d'environ -100 ps/km/nm à 0,85 μm à +25 ps/km/nm à 1,55 μm ; elle s'annule à 1,27 μm .

La dispersion du guide D_g : liée à la structure géométrique du guide d'onde, elle résulte de la variation de la constante de propagation β avec la fréquence normalisée V (qui dépend-elle même de la longueur d'onde λ); la dispersion du guide est toujours négative et dépend des paramètres de la fibre.

La dispersion du matériau D_m est donnée par :

$$D_m(\lambda) = -\frac{\lambda}{c} \frac{d^2 n_{\text{cœur}}(\lambda)}{d\lambda^2} \quad (1.9)$$

c est la vitesse de la lumière dans le vide.

La dispersion du guide D_g est donnée par :

$$D_g \approx -\frac{n_{\text{gaine}} - n_{\text{cœur}}}{c\lambda} \left[V \frac{\partial^2 (bV)}{\partial V^2} \right] \quad (1.10)$$

Où
$$V \frac{\partial^2 (bV)}{\partial V^2} \approx 0.08 + 0.5439(2.834 - V)^2$$

La dispersion chromatique D est donc la somme de D_m et D_g :

$$D \approx D_m + D_g \quad (1.11)$$

Par rapport à l'équation de Schrödinger, le terme β_2 est lié au paramètre de dispersion chromatique D par la relation suivante :

$$D = \frac{d\beta_1}{d\lambda} = -\frac{2\pi c}{\lambda_0^2} \beta_2 \quad (1.12)$$

Le terme β_2 représente la dispersion d'ordre supérieur et est à prendre en compte si on travaille à une longueur d'onde proche de la longueur d'onde où le paramètre de dispersion chromatique D est nul (environ 1312 nm pour une fibre standard G652) ou dans le cas des systèmes à large bande. [14] [15]

1.4.2.1. Effet de la dispersion chromatique :

Les différentes composantes spectrales des impulsions se propageant dans la fibre sont décalées temporellement par effet de la dispersion chromatique. Certaines fréquences se retrouvent ainsi à l'avant de l'impulsion, d'autres à l'arrière. Il s'opère alors un élargissement temporel des impulsions du signal. Ces effets sont représentés sur la Figure (5).

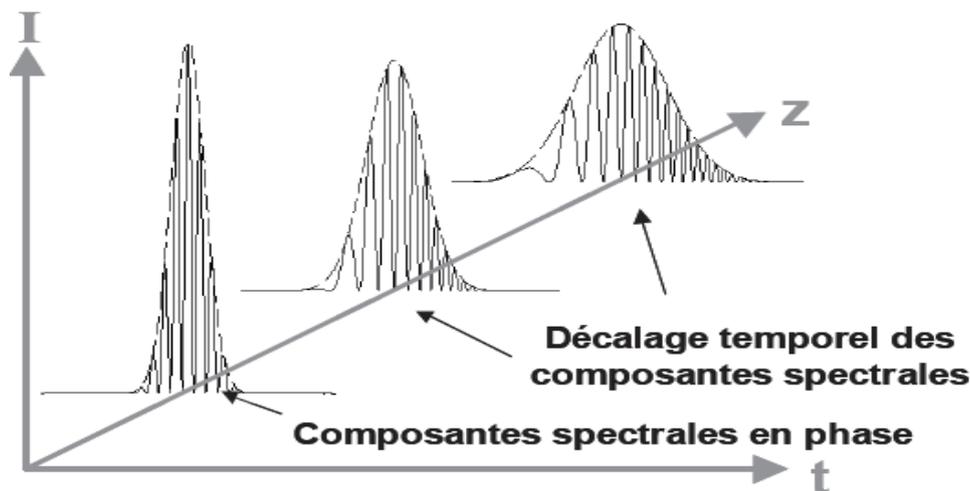


Figure 1.5: Effets de la dispersion chromatique sur une impulsion.

Lorsque l'élargissement dû à la dispersion rend les largeurs à mi-hauteur des impulsions supérieures à leur temps bit, il en résulte des recouvrements entre bits que l'on appelle « interférences entre symboles » (IES).

Il est donc nécessaire de connaître les retards entre les différentes composantes spectrales pour pouvoir connaître l'impact de la dispersion chromatique sur un signal de transmission. On utilise ainsi le paramètre de dispersion exprimé en fonction de la longueur d'onde (D_λ). Il représente la différence de temps de propagation en picosecondes (ps) accumulée sur 1 km pour deux longueurs d'onde espacées de 1nm et s'exprime donc en ps/nm/km:

Ce paramètre permet de déduire la longueur au bout de laquelle la dispersion chromatique devient critique pour une transmission optique. Cette longueur est appelée la longueur de dispersion et est définie par:

$$L_D = \frac{T_{bit}}{D_\lambda \cdot \Delta\lambda} \quad (1.13)$$

Où T_{bit} est le temps bit du signal de télécommunication, inverse du débit d'information, et $\Delta\lambda$ la largeur spectrale du signal.

Cette longueur caractérise donc la distance que peut parcourir un signal dans une fibre optique pour que la largeur à mi-hauteur des impulsions de ce signal ne dépasse pas le temps bit imposé par le débit. [16][17]

Comme nous l'avons expliqué précédemment, le paramètre de dispersion dépend de la longueur d'onde et peut alors être tracé en fonction de celle-ci pour tout type de fibre, comme par exemple sur la Figure (1.2).

On voit sur cette figure (6) la décomposition de la dispersion chromatique en somme de D_m , et D_g , ce qui caractérise respectivement le fait qu'à la fois l'indice et la constante de propagation du signal dépendent de la longueur d'onde. Ainsi, en changeant l'une ou l'autre de ces deux composantes de la dispersion chromatique, comme par exemple en utilisant des dopants ou en jouant sur le profil d'indice ou bien en choisissant une autre géométrie du guide comme dans le cas des fibres à trous, on peut obtenir des fibres ayant des courbes de dispersion différentes de celle de la fibre standard.

Ceci a conduit par exemple aux fibres DSF (pour Dispersion Shifted Fiber) ou NZ-DSF (pour Non Zero Dispersion Shifted Fibre) qui ne présentent pas ou peu de dispersion chromatique à la longueur d'onde de 1,55 μm (contrairement à la fibre SMF dont la dispersion est de 17 ps/nm/km).

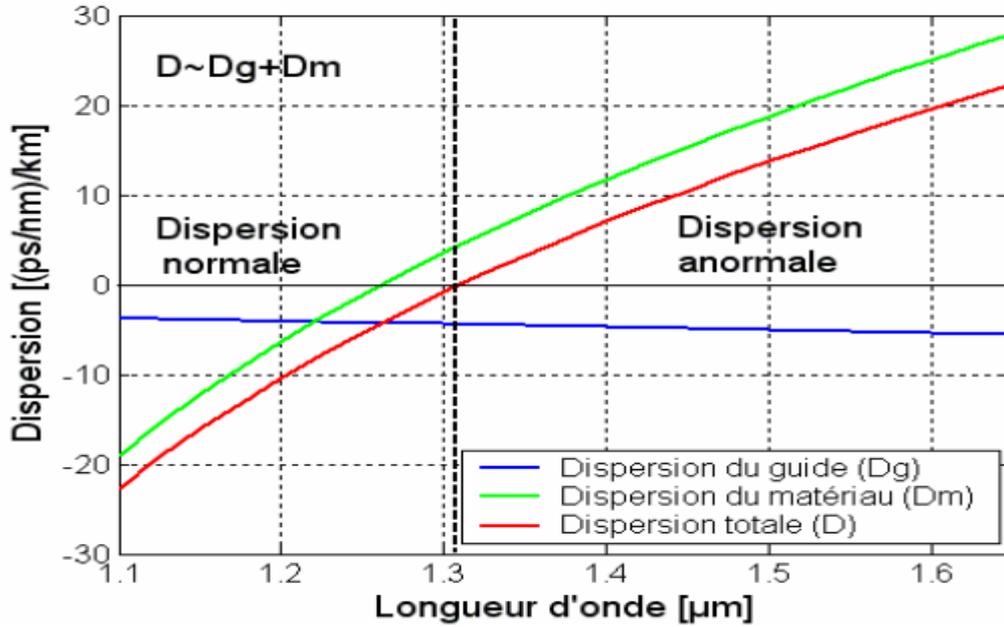


Figure 1.6: Dispersion chromatique d'une fibre standard de télécommunication optique.

Cette figure montre également qu'il existe deux zones de dispersion chromatique : une zone où $D_\lambda < 0$, dite régime de dispersion « normale » et une zone où $D_\lambda > 0$, dite régime de dispersion « anormale ». Dans le premier cas, les composantes spectrales correspondant aux basses fréquences (aux grandes longueurs d'onde) ont des vitesses de phase plus grandes et se déplacent donc vers l'avant de l'impulsion alors que dans le second cas, ce sont les hautes fréquences (courtes longueurs d'onde) qui sont les plus rapides. Dans les deux cas de figure, la dispersion chromatique engendre un élargissement temporel des impulsions car elle propulse certaines composantes spectrales à l'avant de l'impulsion et d'autres à l'arrière.

Cependant, il est intéressant de connaître le régime de dispersion d'une fibre pour pouvoir compenser l'élargissement engendré. En effet, en utilisant une fibre dite « à compensation de dispersion », ou DCF pour Dispersion Compensated Fibre, il est possible de compresser les impulsions précédemment élargies par une fibre. Pour cela, il suffit de choisir une fibre dont la dispersion, D_{DCF} , est de signe opposé à la dispersion, D , dont l'effet doit être compensé et de choisir la longueur, L_{DCF} , de cette nouvelle fibre telle que :

$$L \cdot D = L_{DCF} \cdot D_{DCF} \quad (1.14)$$

Où L est la longueur de la première fibre dont les effets de dispersion doivent être compensés.

Ainsi, pour pallier les dégradations du signal dues à la dispersion chromatique, des tronçons de fibres DCF sont régulièrement insérés dans les lignes de transmissions optiques. On parle alors de lignes de transmission à gestion de dispersion chromatique.

1.4.3. Principaux effets non linéaires dans les fibres optiques :

Les effets non linéaires présentent un des mécanismes fondamentaux qui limitent la quantité de données qui peuvent être transmises sur une fibre optique. Il est important que les concepteurs de systèmes se rendent compte de ces limitations et se rendent également compte des mesures qui peuvent être prises pour réduire au minimum ces effets. Les effets non linéaires dans la fibre optique résultent de deux mécanismes de base : le premier, le plus sérieux, est le fait que l'indice de réfraction de la silice dépend de la puissance optique transmise (l'effet Kerr). L'équation générale de l'indice de réfraction du verre dans le cœur est :

$$n = n_{cœur} + n_{NL} \frac{P}{A_{eff}} \quad (1.15)$$

où n_{NL} est le coefficient de non-linéarité de la fibre (il vaut $2,35 \times 10^{-20} \text{ m}^2/\text{W}$ pour la silice), P est la puissance optique en Watt, A_{eff} est la surface effective du cœur en m^2 . L'équation montre deux stratégies pour réduire le non linéarité due à l'effet Kerr : soit réduire au maximum la puissance injectée (ce qui est à l'opposé de la tendance courante), soit maximiser la surface effective de la fibre sans introduire d'autres effets indésirables. La plupart des dernières conceptions se sont concentrées sur la deuxième possibilité qui consiste à maximiser A_{eff} . [18] [19]

La contribution de l'effet Kerr à l'équation (1.15) de l'évolution de l'enveloppe (1.7) s'écrit:

$$\frac{\partial E}{\partial z} = -j\gamma |E(t)|^2 E \quad (1.16)$$

Où

$$\gamma = \frac{n_{gain} \omega_0}{c A_{eff}} \quad (1.17)$$

D'une manière générale, l'effet Kerr provoque les effets non linéaires suivants: [15]

1.4.3.1. L'auto modulation de phase, (SPM, Self Phase Modulation) :

Dans un signal modulé en intensité, la modification de la phase de l'onde proportionnellement à l'intensité de l'onde elle-même est appelée SPM. Une des caractéristiques de la SPM est le décalage en fréquence, qui vaut :

$$\delta V = -n_{NL} \frac{z}{\lambda} \frac{1}{A_{eff}} \frac{\partial P(z,t)}{\partial t} \quad (1.18)$$

1.4.3.2. La modulation de phase croisée, (XPM, Cross Phase Modulation) :

L'effet XPM intervient quand il y a au moins deux ondes de fréquences différentes qui se propagent simultanément dans la fibre. Par définition, c'est la variation non linéaire de la phase du champ électrique d'une des ondes sous l'effet du champ électrique de l'autre.

Précisons qu'à intensités égales, la contribution de la XPM est double de celle de la SPM, elle induit tout comme la SPM, un élargissement spectral des impulsions, à la différence majeure que l'effet de la XPM dépend sensiblement de la polarisation des deux ondes et des informations véhiculées par les deux porteuses. Il s'ensuit un glissement relatif des impulsions véhiculées par les deux porteuses, ce glissement s'accroît plus rapidement que la dispersion chromatique de la fibre est plus grande et que les porteuses optiques sont plus espacées en fréquence.

1.4.3.3. Le mélange à quatre ondes (FWM, Four Wave Mixing) :

Représente une autre manifestation de l'effet Kerr, à l'image de la XPM, caractérisée par un processus engendrant de nouvelles longueurs d'ondes lorsque deux porteuses au moins se propagent dans la fibre. À la différence de la XPM, ce cas consiste à l'interaction de deux ondes de fréquences distinctes ω_1 et ω_2 produisant deux autres ondes de fréquences ω_3 et ω_4 de sorte que :

$$\omega_3 + \omega_4 = \omega_1 + \omega_2 \quad (1.19)$$

Comme son nom l'indique, la FWM implique une interaction faisant intervenir quatre ondes de fréquences toutes ou partiellement distinctes. On parle de dégénérescence quand l'interaction fait intervenir deux fréquences identiques parmi les quatre.

Le deuxième mécanisme qui peut générer des effets non linéaires est l'effet Raman et Brillouin spontanés: ces effets sont dus à l'interaction entre les modes de vibration du verre, les photons et les phonons de l'onde propagée.

1.4.3.4. L'effet Brillouin, (SBS, Stimulated Brillouin Scattering):

Cet effet impose une limite sur la quantité de puissance optique qui peut être utilement injectée dans une fibre optique. L'effet SBS a une puissance de seuil : quand ce seuil est dépassé, un facteur significatif de la lumière transmise est réorienté en arrière vers l'émetteur, onde de Stokes, avec une fréquence inférieure à celle du signal ; le SBS induit un bruit significatif dans le système. L'efficacité de cet effet diminue si le signal est modulé et disparaît pratiquement pour une bande supérieure à 100 GHz.

1.4.3.5. L'effet Raman, (SRS, Simulated Raman Scattering):

L'onde engendrée se propage dans le même sens et elle possède un décalage en fréquence beaucoup plus grand, de l'ordre de 10 THz. Cet effet devient important dès que la largeur spectrale de l'ensemble des signaux transmis est supérieure à quelques nm, ce qui est le cas de l'ensemble des canaux DWDM. Le SRS limite la quantité de la lumière qui peut atteindre le récepteur. Pour un système consistant en N amplificateurs optiques, le seuil du SRS chutera d'un facteur N.

La contribution de l'effet Raman à l'équation de l'évolution de l'enveloppe I.13 se met sous la forme :

$$\frac{\partial E}{\partial z} = -j\xi [S_R(t) * |E(t)|^2]E \quad (1.20)$$

Où
$$\xi = \frac{G_R \omega_0}{c A_{eff}} \quad (1.21)$$

G est le gain de Raman à la fréquence de résonance. L'opérateur $*$ désigne la convolution, autrement dit cette expression fait intervenir le filtrage de la puissance $|E(t)|^2$ par le filtre de réponse impulsionnelle $S_R(t)$. Ce filtre permet de rendre compte de la dépendance fréquentielle de la susceptibilité Raman.

1.4.4. La dispersion modale de polarisation: [20]

La fibre optique est un guide circulaire non parfait : il présente une légère asymétrie qui est cause de biréfringence. La biréfringence est une différence d'indice de réfraction, et donc une différence de constantes de propagation β , entre deux polarisations orthogonales. La biréfringence - différence de vitesse de phase - s'accompagne en général d'une différence de vitesse de groupe, qui est appelée dispersion modale de polarisation (PMD pour Polarization Mode Dispersion).

Contrairement au phénomène de biréfringence, la PMD déforme les impulsions. La dispersion modale de polarisation a pour effet de séparer temporellement les impulsions selon deux polarisations orthogonales comme représenté sur la figure (7). La différence de temps de groupe est appelée temps de groupe différentiel (ou DGD differential group delay). Cet effet ne prend en compte que le premier ordre en fréquence : il s'agit de la PMD d'ordre 1. Après détection quadratique les impulsions sont élargies et interfèrent les unes avec les autres.

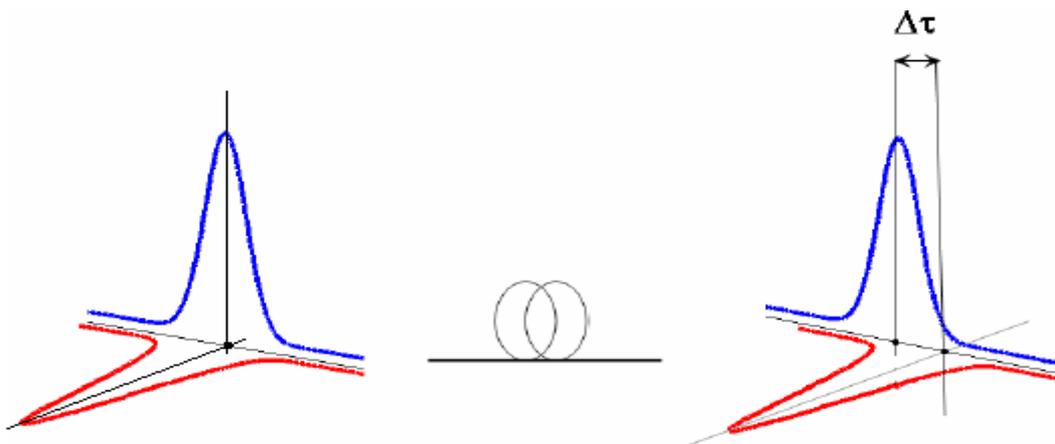


Figure 1.7: Séparation temporelle d'une impulsion en deux par la PMD d'ordre 1

On parle alors de dispersion modale de polarisation puisque des polarisations différentes se propagent à des vitesses de groupe différentes.

Ce phénomène prend sa source dans les contraintes locales de la fibre qui varient le long de celle-ci. Lorsque la température de la fibre varie en réponse à la température du milieu ambiant, les contraintes locales vont évoluer différemment et la PMD va évoluer globalement de façon aléatoire au cours du temps. Il s'agit donc d'un phénomène dynamique dont les statistiques sont bien connues. Le DGD est une variable aléatoire qui suit une loi de Maxwell.

Sa valeur moyenne $\langle \Delta\tau \rangle$ croît selon la racine carrée de la longueur et s'exprime en picosecondes :

$$\langle \Delta\tau \rangle = coef_{PMD} \sqrt{L} \quad (1.22)$$

Où $coef_{PMD}$ est le coefficient de PMD en ps/\sqrt{Km} .

La dispersion modale de polarisation a les mêmes effets sur les transmissions optiques que les autres types de dispersion : en particulier elle limite la bande passante. Mais contrairement aux autres dispersions, la PMD varie d'une façon dynamique et rapide au cours du temps. Son caractère dynamique et aléatoire rend ce phénomène difficile à compenser. Nous en discuterons plus en détail dans le chapitre 2.

1.5. Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons présenté sommairement les principes de base de la propagation de la lumière dans une fibre optique. Enfin, nous avons évoqué les principaux effets limitant le débit de transmission numérique optique. Parmi ces effets, la dispersion chromatique et surtout la dispersion de mode de polarisation, alors que la dispersion chromatique est parfaitement gérée par les techniques de ligne à gestion de dispersion chromatique mais qui ne fait pas l'objet d'étude de ce travail.

Ce qui nous attire l'attention c'est la dispersion de mode de polarisation, l'effet linéaire de la transmission optique qui reste un phénomène majeur pour les transmissions haut débit et qui sera étudié dans le prochain chapitre.

Références bibliographiques

- [1] Bouchou et Hamouda, « Ingénierie des réseaux optiques », Mémoire de fin d'étude pour l'obtention du diplôme d'ingénieur d'état en télécommunication, Institut National des télécommunications et des technologies de l'information et de la communication, Promotion 2010.
- [2] F.Cherfaoui et C.Zemani, « Liaison par fibre optique à haut débit ».
- [3] Pierre Lecoy « Télécoms sur fibres optiques, 3^e édition » 2008 Lavoisier.
- [4] Les Fibres optiques, *Dossier technique*, Thème d'autonomie 1999.
- [5] David Massoubre « Composant passif à absorbants saturables sur InP pour la régénération tout-optique à très hauts-débits » Thèse de doctorat. Université Paris XI, UFR scientifique d'Orsay 2006.
- [6] Mathieu Lefrançois « Etude de technologies avancées pour l'optimisation des systèmes de transmission optique multiplexés en longueur d'onde au débit de 40 Gbit/s » Thèse de doctorat. Université Paris-Sud.2007.
- [7] Frédéric Gérome « Conception et caractérisation de fibres compensatrices de dispersion chromatique pour application aux liaisons optiques WDM » Thèse de doctorat. Université de LIMOGES 2005.
- [8] E. Cassan « Une introduction aux télécommunications optiques par la simulation de systèmes simples ». IEF, Université Paris-Sud Orsay 2003.
- [9] F. Baribeau, Guide d'onde effilé comme compensateur de dispersion chromatique dans les systèmes de communications multi-longueurs d'onde' mémoire présenté à la faculté des études supérieures de l'université Laval pour l'obtention du grade de maître des sciences (M.Sc.), Avril, 2001.
- [10] P. Johannisson, Nonlinear intrachannel distortion in high-speed optical transmission systems, *Thesis* for the degree of Doctor of Philosophy, Department of Radio and Space Science Chalmers University of Technology Göteborg, Sweden, 2006.

- [11] S. K. Kim, Jaehoon Lee, and Jichai Jeong, Transmission performance of 10-Gb/s optical duobinary transmission systems considering adjustable chirp of nonideal LiNbO₃ Mach–Zehnder modulators due to applied voltage ratio and filter bandwidth, *J. Lightwave. Technol.*, 19 (2001) 465-470.
- [12] P. Dupont, Mesures sur fibres optiques, R 1 177 1-22.
- [13] U. OSTERBERG, Signal Processing in Optical Fibers *MSRI Publications*, 46 (2003) 301-316.
- [14] P. S. André, A. N. Pinto, J. L. Pinto, Effect of temperature on the single modes fibers chromatic dispersion, *Journal of Microwaves and Optoelectronics*, 3 (2004) 64-70.
- [15] Nassima Boudrioua « Etude et optimisation d'une chaîne de transmission numérique sur fibre optique : vers une compensation électronique de la PMD » Thèse de doctorat Université Paul Verlaine – Metz 2007.
- [16] Mathilde Gay « Etude théorique et expérimentale de l'impact de la régénération 2R dans un système de transmission optique haut débit » Thèse de doctorat Institut National des Sciences Appliquées de Rennes, 2006.
- [17] GWENAËLLE GIRAULT « Contribution à l'étude de portes optiques à base d'amplificateurs optiques à semi-conducteurs pour le traitement tout-optique de signaux de télécommunication à très hauts débits » Thèse de doctorat UNIVERSITE DE RENNES I, 2007.
- [18] M. Zafrullah, Polarization mode dispersion: it's measurement and impact on soliton transmission characteristics, *thesis*, university of engineering and technology, Taxila, Pakistan, January 2006.
- [19] Web Page: www.forceinc.com, The effects of fibre nonlinearities on high speed fibre optic data transmission, a brave new world of complexity.
- [20] Benoît Clouet « Étude de la dispersion modale de polarisation dans les systèmes régénérés optiquement » Thèse de doctorat UNIVERSITE DE RENNES I, 2007.

2.1. Introduction :

La dispersion modale de polarisation comme tout autre type de dispersion se traduit par une limitation de la bande passante ou plutôt du produit distance - bande passante. Mais contrairement aux autres types de dispersion, la PMD varie de façon dynamique et rapide au cours du temps.

Ce chapitre présente de façon approfondie le phénomène de dispersion modale de polarisation, depuis ses origines et statistiques, jusqu'à ses effets sur les systèmes de télécommunications. En dernier lieu nous aborderons des techniques optiques et électriques pour la compensation ce phénomène. Mais il nous faut tout d'abord rappeler la notion de polarisation de la lumière et les formalismes employés pour décrire la polarisation d'une onde plane monochromatique.

2.2. Polarisation de la lumière: [1][2]

La polarisation est une notion commune à tous les phénomènes ondulatoires décrits par une grandeur vectorielle. Nous ne donnerons ici que les grandes lignes pour introduire les notions que nous utiliserons par la suite.

La lumière est une onde électromagnétique dont le champ électrique \vec{E} et le champ magnétique \vec{H} oscillent perpendiculairement à la direction de propagation de l'onde. Le plan d'oscillation du champ électrique porte également le nom de polarisation.

Pour comprendre ce qu'est la polarisation de la lumière, revenons au cas d'une onde se propageant sur une corde. Une telle onde peut le faire dans un plan vertical (figure 2.1.a) aussi bien que dans un plan horizontal (figure 2.1.b) ou dans tous les plans intermédiaires:

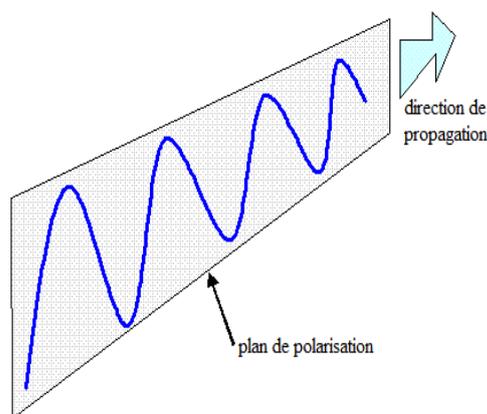


Figure 2.1.a : Onde linéairement polarisée dans un plan vertical

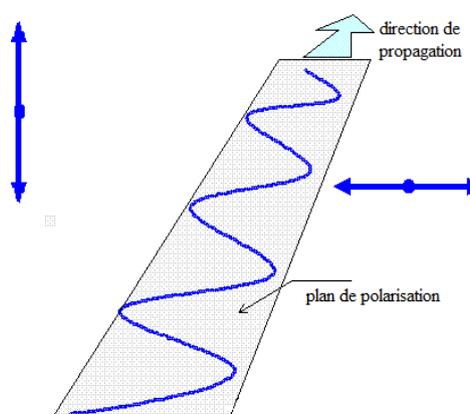


Figure 2.1.b : Onde linéairement polarisée dans un plan horizontal

Dans les deux cas, nous disons que l'onde est polarisée linéairement, ce qui signifie que les oscillations se font uniquement et toujours dans le même plan, appelé plan de polarisation. Une telle onde peut passer à travers une fente verticale si elle est polarisée verticalement, une onde polarisée horizontalement ne pourra pas.

Si l'on fait vibrer la corde simultanément selon deux plans orthogonaux, nous pouvons obtenir plusieurs configurations. Si les élongations sont en phase ou en opposition de phase, la polarisation sera linéaire. Mais si les élongations ont une autre relation de phase, on obtient une polarisation elliptique, si les amplitudes sont différentes, circulaire si les amplitudes sont égales.

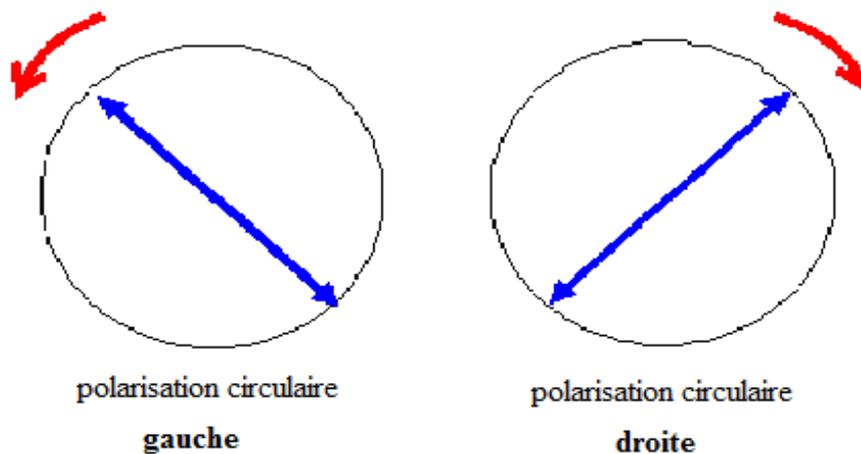


Figure 2.3 : polarisation circulaire.

Dans ces deux derniers cas, un observateur qui regarde l'onde qui lui arrive de face verra l'amplitude résultante tourner dans un sens ou dans l'autre. Si l'observateur voit le plan de polarisation tourner dans le sens des aiguilles d'une montre, la polarisation est dite droite, inversement elle sera gauche.

L'interaction d'une onde électromagnétique avec un milieu quelconque, engendre une altération de l'état de polarisation incidente, due au caractère physique et géométrique de la cible. Cette interaction est décrite par des formalismes mathématiques bien définis : le formalisme de Jones et le formalisme de Stokes.

2.3. Outils pour décrire la polarisation de la lumière :

Nous allons maintenant introduire ces différents formalismes pour décrire la polarisation.

2.3.1. Le formalisme de Jones : [3] [4] [5]

Dans le formalisme de Jones chaque état de polarisation est décrit par un vecteur de deux éléments complexes qui représentent les deux amplitudes transversales du champ électrique. Supposons une onde plane de pulsation ω et d'amplitude E_0 ; la projection du champ électrique suivant deux directions X et Y orthogonales à la direction de propagation Z est caractérisée par un angle ψ de rapport des amplitudes et un déphasage ϕ_0 des composantes. Le vecteur de Jones de la lumière s'écrit:

$$\vec{E} = \begin{bmatrix} E_0 \cos \psi e^{j\omega t + \phi} \\ E_0 \sin \psi e^{j\omega t + \phi + \phi_0} \end{bmatrix} \quad (2.1)$$

Il s'agit là de la représentation paramétrique bien connue des ellipses (Figure 2.4) : l'extrémité du vecteur champ électrique d'une onde lumineuse monochromatique décrit toujours une ellipse. Dans ses formes extrêmes, cette ellipse peut être aplatie et l'onde est alors polarisée linéairement ou de projections égales déphasées du quart de la longueur d'onde lumineuse. Elle est alors circulaire. Les ellipses de lumière sont également caractérisées par l'angle α de leur grand axe et l'aplatissement λ du petit axe relativement au grand :

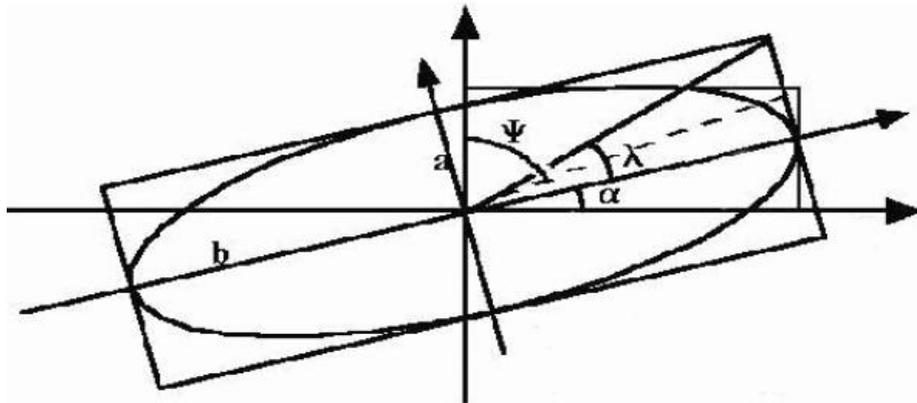


Figure 2.4 : représentation de la polarisation elliptique de la lumière. [15]

Les angles ψ , λ , α et Δ sont liés par les relations de trigonométrie sphérique suivantes:

$$-\cos 2\psi = \cos 2\lambda \cos 2\alpha \quad (2.2)$$

$$\sin 2\psi \cos \phi_0 = \cos 2\lambda \sin 2\alpha \quad (2.3)$$

$$\sin 2\psi \sin \phi_0 = \sin 2\lambda \quad (2.4)$$

Selon Jones, les polarisations à l'entrée S_{in} et la à la sortie S_{out} d'une fibre de longueur L sont liées par une relation matricielle représentée par une matrice 2×2 complexe u :

$$S_{out}(\omega, z) = e^{-j\varphi_0} u(\omega, z) S_{in} \quad (2.5)$$

$$u = \begin{pmatrix} u_1 & -u_2^* \\ u_2 & u_1^* \end{pmatrix}, |u_1|^2 + |u_2|^2 = 1 \quad (2.6)$$

Sachant que φ_0 (dans l'équation 2.5) est le déphasage entre les deux composantes du champ électrique, et que les quatre éléments complexes de la matrice de Jones peuvent être obtenu en intégrant les équations de couplage de mode.

Une fois que la matrice de Jones est obtenue, la PMD peut être aisément calculée à partir des éléments de la matrice de Jones selon la relation suivante:

$$PMD = \frac{2}{L} \sqrt{\left| \frac{du_1}{d\omega} \right|^2 + \left| \frac{du_2}{d\omega} \right|^2} \quad (2.7)$$

2.3.2. Formalisme de Stokes : [3][6]

Comme seules les intensités lumineuses sont directement mesurables, il est donc préférable de ramener les mesures d'états de polarisation à des mesures d'intensités lumineuses. Les paramètres de Stokes conviennent parfaitement pour représenter les états de polarisation en énergies lumineuses. Il est donc possible de représenter tout état de polarisation à partir d'un vecteur de 4 paramètres de Stokes:

$$\begin{cases} S_0 = S_1^2 + S_2^2 + S_3^2 \\ S_1 = E_x E_x^* - E_y E_y^* \\ S_2 = E_{45} E_{45}^* - E_{135} E_{135}^* \\ S_3 = j(E_x E_x^* - E_y E_y^*) \end{cases} \quad (2.8)$$

S_0 représente la puissance totale, S_1 la différence entre les amplitudes des polarisations horizontale et verticale, S_2 la différence entre les amplitudes des polarisations diagonale et anti-diagonale et S_3 est la différence entre les amplitudes des polarisations circulaire gauche et circulaire droite. Toute lumière polarisée peut donc être représentée par un point dans l'espace euclidien tridimensionnel associé aux trois derniers paramètres de Stokes S_1 , S_2 et S_3 : cet espace est l'espace de Poincaré. La figure 2.5 représente l'extension de la représentation des états de polarisation sur une sphère par Poincaré.

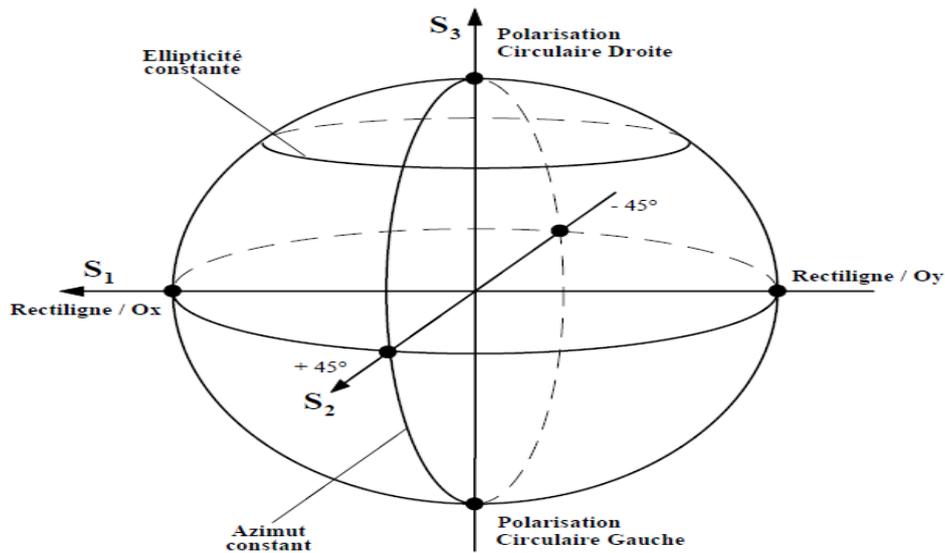


Figure 2.5 : Représentation de la polarisation de la lumière par la sphère de Poincaré.

L'axe S_1 représente les composantes polarisées suivant X et Y. L'axe S_2 représente les composantes polarisées à 45° et 135° de la direction X. L'ensemble des lumières linéairement polarisées est disposé dans le plan équatorial S_1 et S_2 . L'axe S_3 représente les lumières circulairement polarisées. Tous les points hors du plan équatorial représentent des lumières elliptiques gauches pour l'hémisphère nord et droites pour l'hémisphère sud.

L'évolution d'un état de polarisation à travers un système optique se traduira par le déplacement du point représentatif de cet état sur la sphère de Poincaré. Dans le cas d'une lumière partiellement polarisée, les points représentatifs ne sont pas regroupés uniformément mais se regroupent autour du point correspondant à la valeur la plus probable de l'état de polarisation (figure 2.6). Plus la distribution sera étroite autour du point central, plus la lumière se comportera comme une lumière polarisée caractérisée par un état donné.

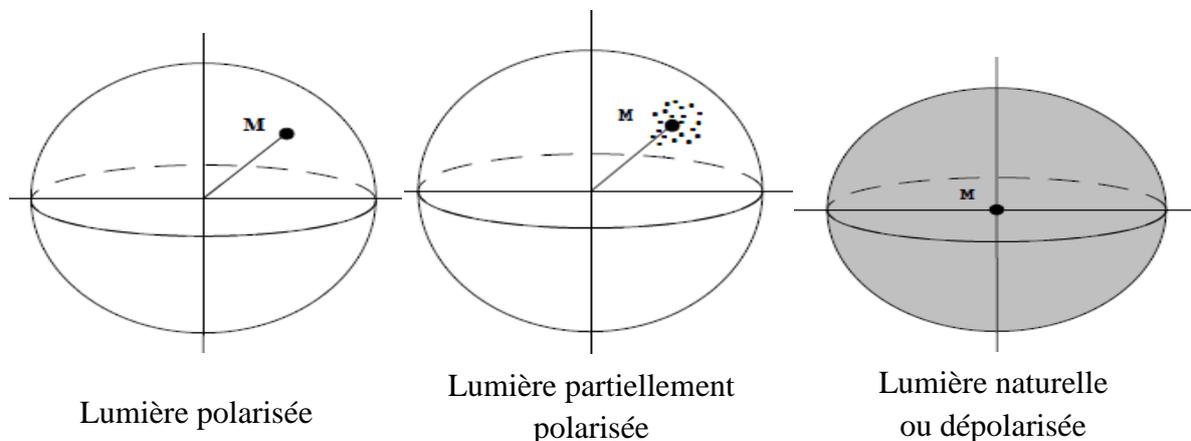


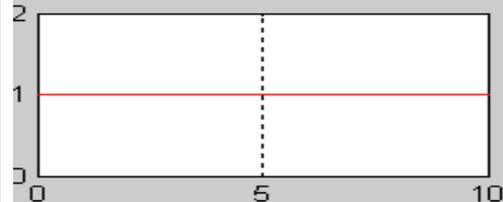
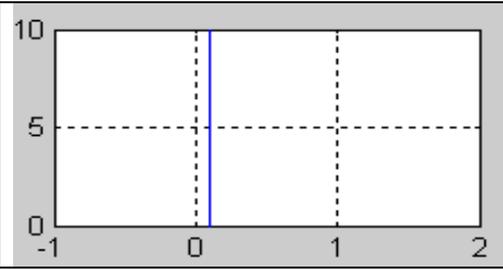
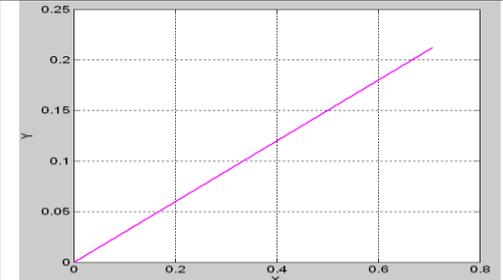
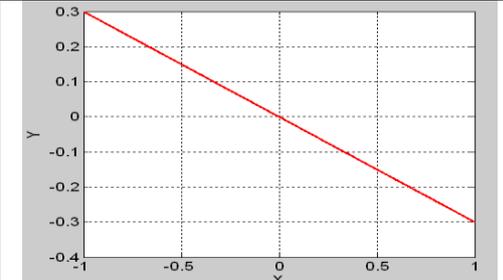
Figure 2.6 : Représentation des différents types de lumière sur la sphère de Poincaré.

Dans le formalisme de Stokes, les matrices de Muller $R(\omega, z)$, matrices 3×3 réelles décrivent l'évolution d'un état de polarisation à la traversée d'une fibre optique. Les polarisations à l'entrée S_{in} et à la sortie S_{out} sont liées par la relation matricielle suivante:

$$S_{out}(\omega, z) = R(\omega, z)S_{in} \quad (2.9)$$

Le calcul de la PMD selon le formalisme de Stokes sera expliqué dans la section 2.6.

Le tableau 2.1 donne les correspondances entre vecteurs de STOKES et vecteurs de JONES pour quelques polarisations remarquables.

Vecteur de Jones	Vecteur de stocks	Polarisation
$\begin{pmatrix} 1 \\ 0 \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} 1 \\ 1 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix}$	 <p>Linéaire selon x</p>
$\begin{pmatrix} 0 \\ 1 \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} 1 \\ -1 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix}$	 <p>Linéaire selon y</p>
$\begin{pmatrix} \cos \frac{\pi}{4} \\ \sin \frac{\pi}{4} \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} 1 \\ 1 \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} 1 \\ 0 \\ 1 \\ 0 \end{pmatrix}$	 <p>Linéaire à 45</p>
$\begin{pmatrix} \cos(-\frac{\pi}{4}) \\ \sin(-\frac{\pi}{4}) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} 1 \\ -1 \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} 1 \\ 0 \\ -1 \\ 0 \end{pmatrix}$	 <p>Linéaire à -45</p>

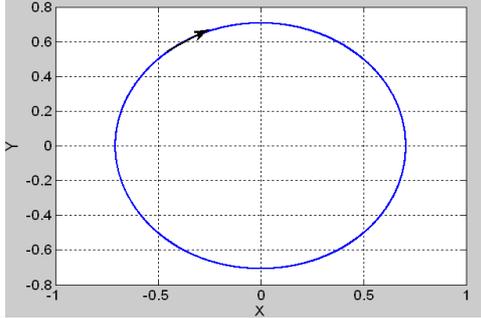
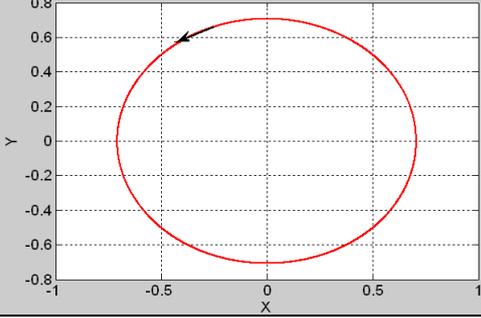
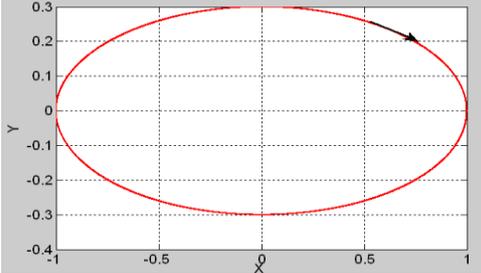
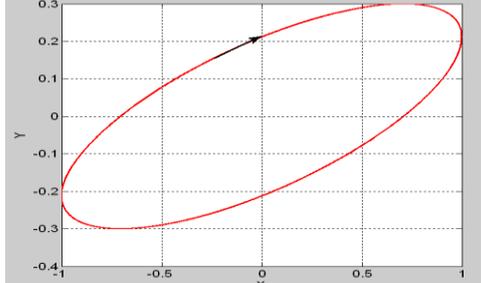
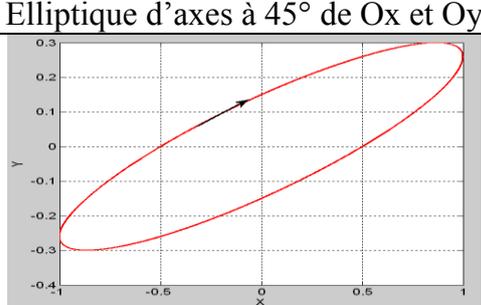
$\frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 \\ i \end{bmatrix}$	$\begin{pmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \\ 1 \end{pmatrix}$	 <p>Polarisation circulaire droite</p>
$\frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 \\ -i \end{bmatrix}$	$\begin{pmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \\ -1 \end{pmatrix}$	 <p>Polarisation circulaire gauche</p>
$\begin{pmatrix} a \\ -i * b \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} 1 \\ a^2 - b^2 \\ 0 \\ -2 * a * b \end{pmatrix}$	 <p>Elliptique d'axes Ox et Oy</p>
$\frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 \\ e^{j\phi} \end{bmatrix}$	$\begin{pmatrix} 1 \\ 0 \\ \cos \phi \\ \sin \phi \end{pmatrix}$	 <p>Elliptique d'axes à 45° de Ox et Oy</p>
$\begin{pmatrix} a \\ b e^{j\phi} \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} 1 \\ 0 \\ \cos \phi \\ -2 * a * b \end{pmatrix}$	 <p>Elliptique quelconque (cas général)</p>

Tableau 2.1 : Vecteur de Jones et de Stokes de quelques polarisations remarquables.

2.4. La dispersion modale de polarisation :

La PMD est une propriété de la fibre optique dans laquelle l'énergie du signal à une longueur d'onde donnée se décompose sur deux modes de polarisation orthogonaux possédant deux vitesses de propagation différentes. La différence entre les temps de propagation des deux modes de polarisation est appelée retard différentiel de groupe (*DGD*, *Differential Group Delay*). Comme la dispersion chromatique, la PMD induit un élargissement des impulsions propagées dans la fibre ainsi qu'une limitation aux performances de transmission. La cause principale de la PMD dans la fibre optique est la biréfringence (qui sera discutée dans la suite). Cette dernière est définie par la différence entre les indices de réfraction d'une paire d'états de polarisation orthogonaux. La description de la PMD dans une fibre est plutôt compliquée du fait que les deux modes de polarisation peuvent échanger de l'énergie entre eux ; ce phénomène est lié au couplage de mode aléatoire. La biréfringence dans une fibre optique monomode change aléatoirement le long de sa longueur. Pour comprendre la notion du couplage de mode, considérons une pulsation de lumière qui est polarisée linéairement selon l'axe rapide à l'entrée de la fibre (Figure 2.7). Lorsque l'impulsion se propage dans la fibre une partie de l'énergie va se transformer sur l'axe lent de polarisation, qui va échanger lui aussi de l'énergie avec l'état de polarisation d'origine. Pour une longueur de fibre suffisamment grande, les deux états auront la même quantité d'énergie [6-8][15], comme montré dans la figure suivante :

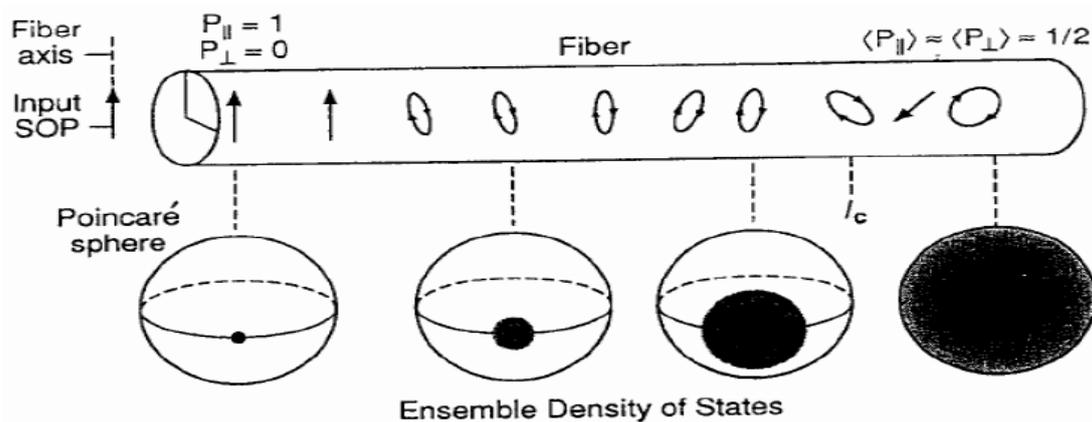


Figure 2.7 : Représentation graphique de la longueur de couplage. [15]

La longueur pour laquelle la puissance moyenne dans un mode de polarisation est de $1/e^2$ de la puissance initiale est appelée longueur de couplage ou de corrélation L_c . Ce paramètre aléatoire dépend de la longueur d'onde, de la position le long de la fibre, et de la température.

L_C varie de quelques dizaines de mètres à un kilomètre. Les fibres télécoms possèdent une valeur typique de 100 m.

2.4.1. La PMD dans le régime courte distance :

Si la longueur de la fibre (L) est inférieure à la longueur de couplage L_C , la fibre est dite « courte ».

Dans une fibre courte, la biréfringence peut être considérée comme uniforme et le couplage de mode n'existe pas. La biréfringence dans ce régime peut être exprimée par la différence entre les constantes de propagation des deux modes de polarisation rapide (*fast*) et lent (*slow*) selon:

$$\beta_s - \beta_f = \frac{\omega n_s}{c} - \frac{\omega n_f}{c} = \frac{\omega \Delta n}{c} \quad (2.10)$$

ω la fréquence optique angulaire, c la vitesse de la lumière, et $\Delta n = n_s - n_f$ représente la différence entre les indices effectives des deux modes de polarisation.

Dans les fibres courtes, pour un état de polarisation donné à l'entrée, l'état de polarisation évolue d'une façon périodique lorsque la lumière se propage dans la fibre (voir par exemple la Figure 2.8).

Dans le domaine fréquentiel, pour un état de polarisation à l'entrée fixe, lorsque la fréquence varie, l'état de polarisation de sortie trace un cercle sur la surface de sphère de Poincaré. La longueur de battement L_B (*Beat Length*), $L_B = \lambda / \Delta n$, est définie comme la distance de propagation pour laquelle une différence de phase de 2π s'accumule entre les deux modes de polarisation. Cela est lié au fait que la polarisation fait une rotation d'une période. La valeur typique de L_B est d'environ 10 m pour les fibres standards de télécommunication.

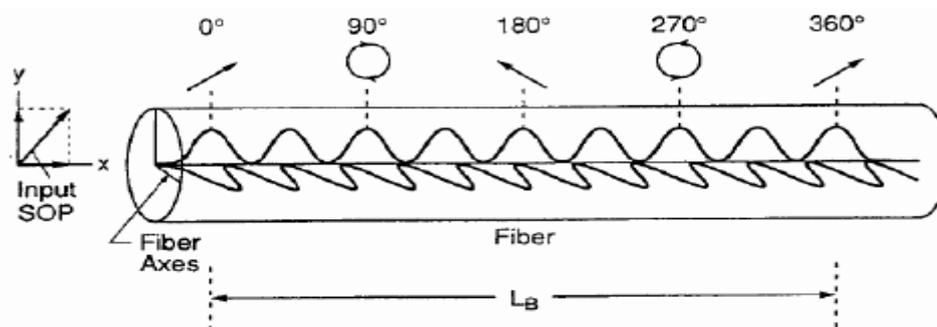


Figure 2.8 : L'évolution de la polarisation dans le régime courte distance.

A cause de l'absence du couplage de modes dans les fibres de courtes distances, le DGD ($\Delta\tau$) dépend linéairement de la longueur de la fibre. $\Delta\tau$ peut être obtenu à partir de la dérivée par rapport à la fréquence de la différence entre les constantes de propagation des deux modes de polarisation par:

$$\frac{\Delta\tau}{L} = \frac{d}{d\omega} \left(\frac{\Delta n}{c} \omega \right) = \left(\frac{\Delta n}{c} \right) - \left(\frac{\omega}{c} \right) \frac{d}{d\omega} (\Delta n) \quad (2.11)$$

Le retard de groupe par unité de longueur ($\Delta\tau / L$) s'appelle le coefficient de PMD. Il est exprimé en ps/km. L'effet de la PMD dans le domaine temporel dans le régime courte distance est illustré sur la Figure 2.9 où l'impulsion injectée avec la même puissance dans les deux axes biréfringents provoque à la sortie deux impulsions séparées par un DGD. [6][7]

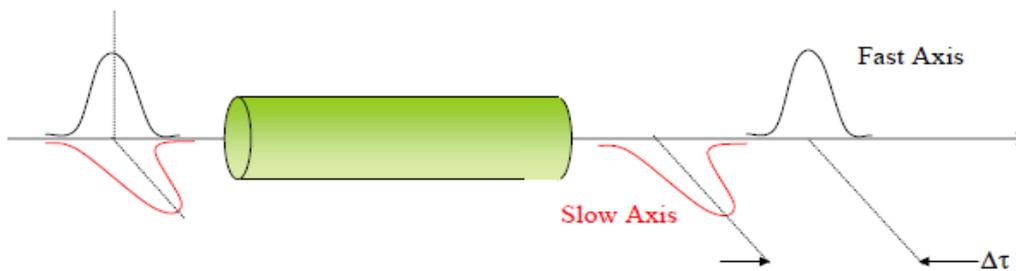


Figure 2.9: L'effet de PMD sur les impulsions optiques traversant la fibre.

2.4.2. La PMD dans le régime longue distance :

Si la longueur de la fibre (L) est supérieure à la longueur de couplage L_c , elle est dite 'longue'.

Dans les fibres longues, la biréfringence n'est plus uniforme. Cela est dû aux perturbations aléatoires et au couplage de modes discuté précédemment. La fibre dans ce régime peut être modélisée par une concaténation de petites sections biréfringentes, dans lesquelles les orientations et les modules de biréfringence changent aléatoirement comme le montre la Figure 2.10.

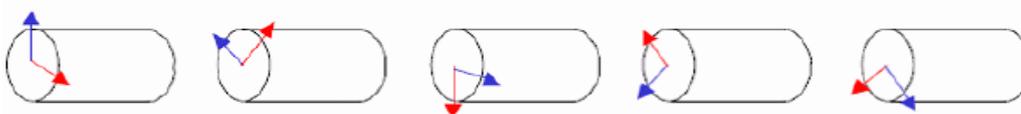


Figure 2.10 : Modélisation d'une longue fibre.

La biréfringence dans chaque section de la fibre peut être ou rajoutée ou soustraite de la biréfringence totale. Cela fait que le DGD ne dépend pas linéairement de la longueur de la fibre. Dans ce cas le DGD devient une variable aléatoire de trois dimensions et en moyenne il augmente avec la racine carré de la distance.

Le couplage de modes et donc le DGD, change avec les conditions environnementales telles que le changement de la température, les vibrations et les mouvements le long de la fibre. Cela fait qu'une approche statistique doit être adoptée pour analyser la PMD dans ce régime.

Les systèmes de transmission sont généralement dans le régime long distance et la PMD est souvent caractérisée par un coefficient de PMD en $\text{ps}/\sqrt{\text{km}}$. Les fibres fabriquées récemment ont un coefficient de PMD inférieur à $0.1 \text{ ps}/\sqrt{\text{km}}$; par contre les fibres installées dans les années 80 peuvent avoir un coefficient de PMD supérieur à $0.8 \text{ ps}/\sqrt{\text{km}}$. Dans le domaine fréquentiel, lorsque la longueur d'onde change, l'état de polarisation à la sortie d'une longue fibre trace un chemin irrégulier sur la sphère de Poincaré. [7][8]

2.5. Le modèle des états principaux de polarisation :

Le modèle des états principaux de polarisation a été développé par Poole et Wagner en 1986. Ce modèle fournit une caractérisation de PMD dans les deux domaines temporel et fréquentiel. Il suppose que le temps de cohérence de la source est plus grand que le décalage temporel induit par la PMD et que l'effet de la PDL est négligé. Selon ce modèle, dans le domaine fréquentiel, pour une longueur donnée de fibre, il existe pour n'importe quelle fréquence une paire spéciale d'états de polarisation à l'entrée, états principaux de polarisation (*PSP, Principle States of Polarization*). Un PSP est défini comme un état de polarisation à l'entrée de la fibre pour lequel l'état de polarisation de sortie correspondant est indépendant de la fréquence au premier ordre. Cela veut dire qu'une impulsion optique alignée avec un PSP à l'entrée apparaîtra à la sortie avec toutes ses composantes spectrales ayant le même état de polarisation. Les PSP sont orthogonaux dans l'absence de PDL. [4]

Dans les fibres courtes, les états principaux correspondent simplement aux modes de polarisation de la fibre tandis que dans les fibres de longues distances ceux-ci sont déterminés par les effets cumulés de la biréfringence sur le span entier. Chaque paire de PSP à l'entrée possède une paire de PSP orthogonaux correspondante à la sortie. Les PSP d'entrée et de sortie sont liés par la matrice de transmission de la fibre. Dans le cas d'une fibre longue, où le

couplage de modes est significatif, les PSP se déplacent aléatoirement sur la sphère de Poincaré en fonction de la longueur d'onde et peuvent être considérés comme fixes uniquement sur des intervalles de longueur d'ondes étroits. [6]

Dans le cas des composants optiques où le couplage de modes est absent, les PSPs sont fixes.

Lorsque la longueur d'onde change, l'état de polarisation de sortie tourne régulièrement autour des axes des états principaux sur la sphère de Poincaré.

Temporellement, le modèle des états principaux se traduit par le fait que l'impulsion lumineuse envoyée dans n'importe quel PSP résulte en une impulsion non déformée à la sortie au premier ordre.

Les PSP possèdent les temps de groupe le plus grand et le plus petit et leurs différence est le DGD. Selon ce modèle, une description complète de la PMD d'une fibre particulière à un temps donné nécessite la connaissance à la fois de DGD et des PSP en fonction de la longueur d'onde. [9][10]

2.6. Le vecteur de PMD et la PMD du 2ième ordre : [6][7][15]

Dans l'espace de Stokes chaque point sur la sphère de Poincaré représente un état de polarisation spécifique. La PMD est caractérisée géométriquement par le vecteur PMD $\vec{\Omega}$, celui-ci décrit à la fois les PSP et le DGD dans la fibre optique:

$$\vec{\Omega} = \Delta\tau \vec{P}_r, |\vec{\Omega}| = \Delta\tau = DGD \quad (2.12)$$

\vec{P}_r est le vecteur de Stokes associé au PSP possédant la vitesse de groupe la plus grande.

Dans le formalisme de Stokes, les matrices de Muller $R(\omega, z)$, matrices 3x3 réelles, décrivent l'évolution d'un SOP à la traversée d'une fibre optique selon l'équation 2.9. En dérivant cette équation par rapport à ω on obtient:

$$\frac{d\vec{S}_{out}}{d\omega} = \vec{\Omega} \times \vec{S}_{out} \quad (2.13)$$

$$\vec{\Omega} \times \vec{S}_{out} = \frac{\partial R(\omega, z)}{\partial \omega} R^{-1}(\omega, z) \quad (2.14)$$

(\times est le produit vectoriel usuel)

Au 1^{er} ordre, le vecteur PMD est de direction fixe et de module constant. L'équation obtenue traduit le fait qu'une variation de fréquence $\delta\omega$ du signal d'entrée conduit à une rotation uniforme de l'état de polarisation de sortie autour du vecteur PMD d'un angle $\Delta\phi = \Delta\tau \delta\omega$ comme indiqué sur la Figure 2.11.

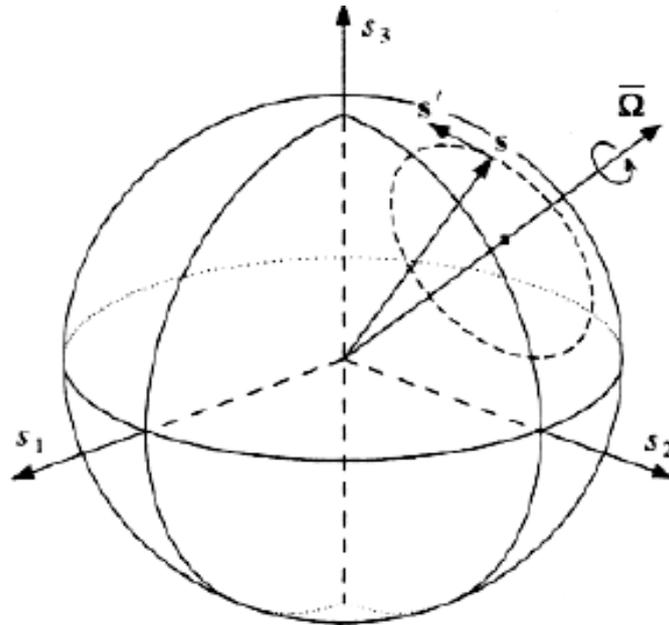


Figure 2.11 : Représentation du mouvement de l'état de polarisation de sortie sur la sphère de Poincaré selon l'équation 2.13 (s et s' sont les états de polarisation à l'entrée et à la sortie respectivement)

Le vecteur PMD en un point de la fibre décrit l'ensemble des caractéristiques de la biréfringence qui sont distribuées le long de la fibre. Pour cette raison, on utilise généralement une concaténation de tronçons biréfringents ; chaque tronçon possède individuellement des caractéristiques de biréfringence constantes. En revanche, d'un tronçon à l'autre les caractéristiques de la biréfringence évoluent aléatoirement. Le vecteur $\vec{\Omega}_N$ associé à une concaténation de N tronçons est donné par:

$$\vec{\Omega}_N = \Delta\vec{\tau}_N + R_N\vec{\Omega}_{N-1} \quad (2.15)$$

$\Delta\vec{\tau}_N$ et R_N sont le vecteur de PMD et la matrice de Mueller du $N^{\text{ième}}$ tronçon, respectivement.

Le calcul de la dernière équation de récurrence, qui représente la brique de base pour étudier l'évolution de la PMD dans la fibre, permet d'obtenir l'évolution du vecteur PMD en fonction de la distance.

Les coordonnées de $\vec{\Omega}$ et les éléments de la matrice de Jones sont liés par la relation 2.16.

$$\vec{\Omega} = 2 \begin{bmatrix} A \\ Re B \\ Im B \end{bmatrix} \quad (2.16)$$

$$A = -j(u_1^* u_1' + u_2 u_2'), B = j(u_2 u_1^* - u_1^* u_2')$$

La PMD du 2^{ième} ordre est décrite par la dérivée par rapport à la fréquence de $\vec{\Omega}$:

$$\vec{\Omega}_\omega = \Delta\tau_\omega \vec{P}_r + \Delta\tau \vec{P}_{r_\omega} \quad (2.17)$$

L'indice ω indique la dérivation par rapport à ω . La première composante de l'équation 2.17 ($\Delta\tau_\omega \vec{P}_r$) est parallèle à $\vec{\Omega}$ tandis que la deuxième ($\Delta\tau \vec{P}_{r_\omega}$) est orthogonale à $\vec{\Omega}$ puisque $\vec{P}_r \cdot \vec{P}_{r_\omega} = 0$

Le terme ($\Delta\tau \vec{P}_{r_\omega}$) décrit la dépolarisation des PSPs (une rotation des PSPs avec la fréquence) quant à $\Delta\tau_\omega$ c'est l'origine de la variation de la dispersion chromatique en fonction de la polarisation (PCD, Polarization-Dependent chromatic dispersion) qui induit un élargissement ou une compression des impulsions. Cela peut être vu comme une dépendance de la polarisation vis-à-vis de la dispersion chromatique (DL, Polarization-Dependent change in Chromatic Dispersion) de la fibre, décrit par une dispersion effective:

$$DL_{eff} = DL \pm \tau_\lambda \quad (2.18)$$

$$\tau_\lambda = -(\pi c / \lambda^2) \Delta\tau_\omega = \frac{1}{2} \frac{d\Delta\tau}{d\lambda} \quad (2.19)$$

τ_λ est le PCD, et les signes plus et moins correspondent à l'alignement avec les deux PSPs.

2.7. La nature statistique de la PMD :

Comme discuté dans les sections précédentes, la PMD dans une fibre varie aléatoirement avec la longueur d'onde et aussi les conditions environnementales dans lesquelles se trouve la fibre. Cela est dû au couplage de modes aléatoire et à la déformation du

cœur à cause des contraintes externes sur la fibre. Le vecteur PMD peut être décomposé en trois vecteurs orthogonaux selon les axes de la sphère de Poincaré. Chaque vecteur est une variable aléatoire indépendante possédant une valeur moyenne nulle et peut être décrit statistiquement par une distribution Gaussienne. Le module du vecteur PMD est le DGD donné par la racine de la somme des carrés des composantes orthogonales. [11][12]

L'effet de la PMD dans les systèmes de télécommunication peut être obtenu à partir de la distribution du DGD ($\Delta\tau$). Dans le régime long distance (couplage de mode aléatoire), il a été montré que $\Delta\tau$ suit une distribution Maxwellienne donnée par l'équation 2.20 représentée sur la figure 2.12.

$$p(\Delta\tau) = \sqrt{\frac{2}{\pi}} \frac{\Delta\tau^2}{\sigma^3} e^{-\frac{\Delta\tau^2}{2\sigma^2}} \quad (2.20)$$

Pour $0 < \Delta\tau < +\infty$, et σ^2 est la variance.

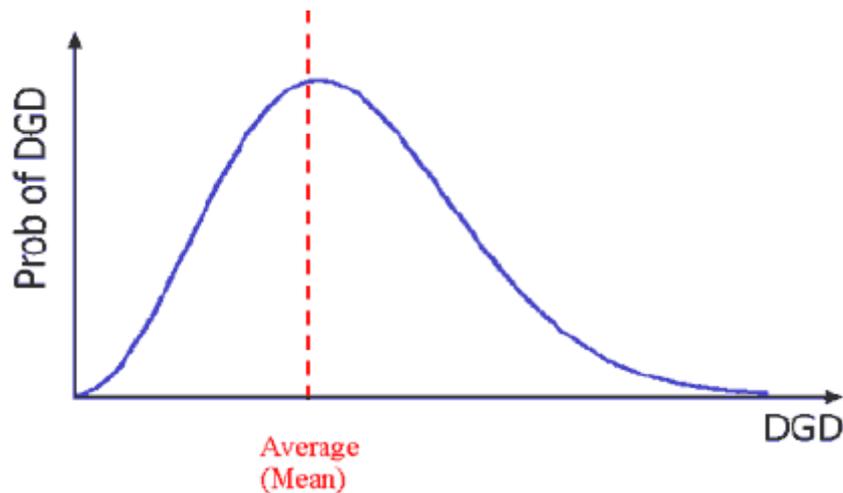


Figure 2.12 : Distribution Maxwellienne normalisée du DGD.

Cela veut dire que si un changement d'environnement intervient le long de la fibre, la distribution des valeurs de $\Delta\tau$ mesurées sur un grand intervalle de longueur d'onde ou de temps à une longueur d'onde donnée sera maxwellienne. Dans ce cas, la PMD d'une fibre est exprimée statistiquement par la moyenne du DGD :

$$\langle \Delta\tau \rangle = \sigma \sqrt{8/\pi} \quad (2.21)$$

Ou par l'écart type (*RMS, Root Mean Square*) du DGD :

$$\langle \Delta\tau^2 \rangle^{1/2} = \sigma \sqrt{3} \quad (2.22)$$

2.8. Les effets de la PMD sur les transmissions numériques :

Dans les systèmes numériques optiques, l'effet de la PMD peut être estimé en calculant la pénalité de puissance à partir de la relation suivante:

$$\varepsilon \cong A \frac{\Delta\tau^2 \gamma(1-\gamma)}{T^2} \quad (2.23)$$

ε est la pénalité de puissance en dB, $\Delta\tau$ est le DGD, γ est le rapport de partage de puissance entre les deux modes ($0 \leq \gamma \leq 1$) et T est la largeur à mi-hauteur de l'impulsion. Le facteur A n'a pas de dimension ; il est déterminé en fonction de la forme de l'impulsion et des caractéristiques du récepteur. On peut également estimer les limitations induites par la PMD sur le débit et la distance de transmission à partir de la relation suivante:

$$B^2 L \approx \frac{0.02}{(PMD)^2} \quad (2.24)$$

B est le débit binaire en Gb/s, L est la longueur en km, et la PMD comme on a déjà vu est en ps/ $\sqrt{\text{km}}$. Cette relation a été obtenue en considérant que le retard induit par la PMD doit être inférieur à 14% du temps bit pour éviter une pénalité de puissance au minimum de 1dB pour une durée de 30 minutes par an. [13][14]

2.9. La compensation de PMD : [16]

La montée en débit dans les systèmes de transmission par fibres optiques a fait apparaître des phénomènes qui étaient jusque là négligeables. C'est le cas de la dispersion modale de polarisation, notamment sur certaines fibres des anciennes générations déjà installées : le phénomène n'était pas pris en compte jusque dans les années 90. Aussi de nombreuses fibres installées présentent des valeurs de PMD importantes. Si l'on considère que ce phénomène devient gênant à partir de 10% du temps bit, une PMD de 10 ps (resp. 2,5 ps) est la limite tolérable pour un débit de 10 Gbit/s (resp. 40 Gbit/s). Le déploiement de nouvelles fibres coûtant très cher, un intérêt particulier a été porté aux techniques de compensation de PMD.

Mais les spécifications du temps de réponse ne sont pas bien définies : actuellement le consensus est un temps de réponse de l'ordre de la milliseconde.

En effet, certaines fibres déployées le long de routes ou de voies de chemin de fer sont sujettes à des vibrations mécaniques ; plusieurs campagnes de mesure ont tenté de mesurer le

temps de variation de la polarisation ou de la PMD. Mais de récentes études ont montré que les effets non-linéaires pouvaient entraîner des variations de polarisation à l'échelle de quelques bits !

2.9.1. Principe de compensation de la PMD

Tout comme pour la dispersion chromatique, l'idée initiale de la compensation de PMD est de multiplier la fonction de transmission de la fibre par sa fonction inverse. Comme indiqué sur la figure 2.13, ceci peut être réalisé dans le domaine optique ou électrique. Un compensateur de PMD optique va reconstruire la matrice de Jones inverse $U^{-1}(\omega)$. Un compensateur électrique va recréer la fonction de transfert inverse $H^{-1}(f)$.

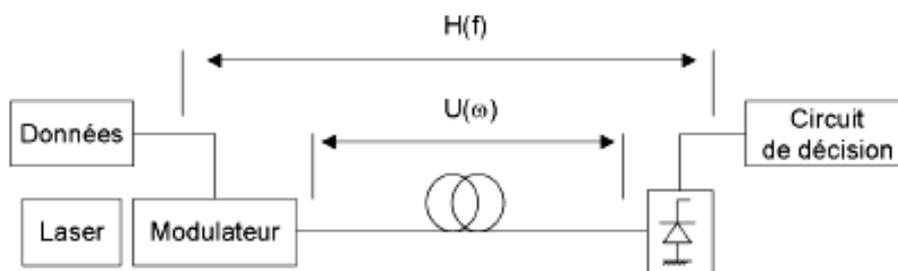


Figure 2.13 : Principe de la compensation optique et électrique.

2.9.2. La compensation optique de PMD

La PMD est un phénomène qui affecte les impulsions au cours de leur propagation. Il est donc naturel de développer une solution optique de compensation.

2.9.2.1. Principe des compensateurs optiques de PMD : [17][18]

La façon la plus simple de compenser la PMD est d'aligner la polarisation du signal à l'émission avec l'un des états principaux de polarisation d'entrée du système, en employant un contrôleur de polarisation, comme représenté sur la figure 2.14. C'est une idée intéressante mais difficile à réaliser en pratique : il faut instaurer une boucle de rétroaction du récepteur vers l'émetteur suffisamment rapide pour compenser dynamiquement les variations de polarisation du chemin optique, avec un temps de réponse de l'ordre de la milliseconde. Le temps de propagation sur un lien de 1000 km est déjà de l'ordre de quelques millisecondes.

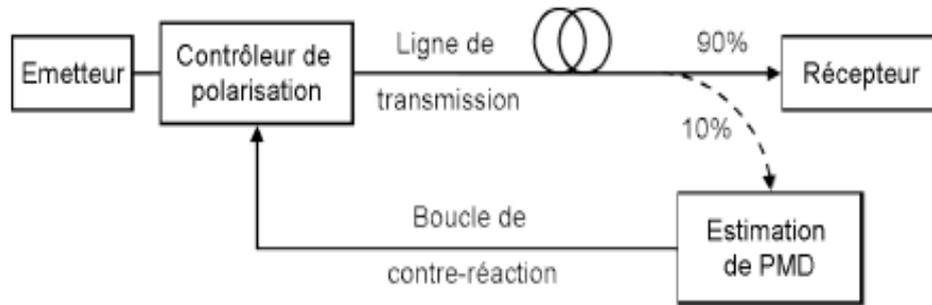


Figure 2.14 : Technique de la transmission selon les PSP.

Aussi la façon naturelle de compenser la PMD est-elle d'ajouter un élément biréfringent devant le récepteur pour éliminer le temps de groupe différentiel vu par le signal. Le compensateur de PMD (PMDC pour PMD compensator) est alors placé juste devant le récepteur. La figure 2.15 présente le schéma de principe de ce type de compensateur. Il est constitué d'un contrôleur de polarisation, suivi d'un élément biréfringent. Le contrôleur de polarisation met en correspondance inverse les PSP de la ligne et ceux de l'élément biréfringent. Et les variations de PMD (évolution du DGD et surtout modification de γ) sont mesurées/estimées en permanence.

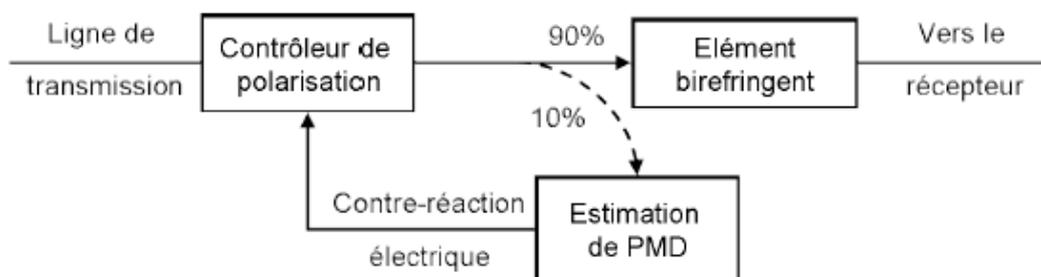


Figure 2.15 : Schéma de principe d'un compensateur de PMD optique.

La matrice de Jones de la PMD à l'ordre 1 expliquer dans la section 2.3.1 s'écrit :

$$U(\omega) = S_{out} D(\omega) S_{in} = S_{out} \begin{pmatrix} e^{i\frac{\Delta\tau \Delta\omega}{2}} & 0 \\ 0 & e^{-i\frac{\Delta\tau \Delta\omega}{2}} \end{pmatrix} S_{in} \quad (2.25)$$

Avec S_{out} et S_{in} des matrices de rotation. S_{in} est la matrice de passage de la base du laboratoire dans la base des états principaux. Le compensateur de PMD présenté reproduit une telle matrice de Jones : le contrôleur de polarisation va générer la matrice S^{-1}_{out} et l'élément biréfringent donne la matrice de PMD inversée $D^{-1}(\omega)$. Pour compenser également les ordres

supérieurs de la PMD, d'autres étages de compensation sont ajoutés pour approcher au mieux la matrice de PMD de la ligne

2.9.2.1.1. Compensation du 1er ordre : [19]

Le compensateur de PMD d'ordre 1 présente deux régimes de fonctionnement, comme représenté sur la figure 2.16 :

- Minimiser la PMD totale (flèches rouges pointillés sur les figures 2.16) : le contrôleur de polarisation aligne l'état principal rapide de sortie de la ligne avec l'état principal lent d'entrée de l'élément biréfringent pour tenter d'annuler le DGD total résultant.
- Aligner le vecteur PMD total (somme du vecteur PMD de la ligne et du vecteur du compensateur) avec la polarisation du signal (points et flèche bleus pleins sur les figures 2.16).

L'interprétation géométrique de ces points de fonctionnement est intéressante.

Notons $\vec{\Omega}_f$ est le vecteur PMD de la ligne de transmission, $\vec{\Omega}_c$ celui du compensateur et $\vec{\Omega}_t$ le vecteur total résultant :

$$\vec{\Omega}_t = \vec{\Omega}_f + \vec{\Omega}_c \quad (2.26)$$

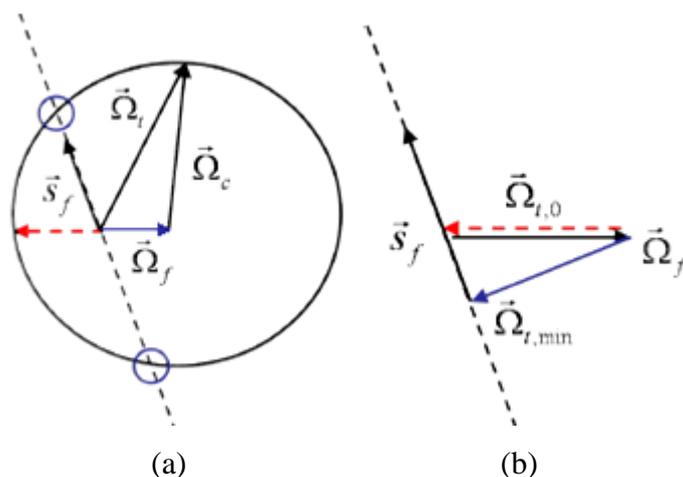


Figure 2.16 : Interprétation géométrique du principe du compensateur optique de PMD d'ordre 1 avec DGD fixe (a), avec DGD variable (b).

Le contrôleur de polarisation change l'orientation du vecteur $\vec{\Omega}_c$. Géométriquement, minimiser la PMD totale revient à annuler le vecteur $\vec{\Omega}_t$ en réalisant $\vec{\Omega}_c = -\vec{\Omega}_f$. Ceci est possible si le DGD de l'élément biréfringent est variable. Dans le cas contraire, on ne peut que

minimiser le vecteur PMD total. Le deuxième régime de fonctionnement équivaut à la méthode de transmission selon les PSP mais pour le système global fibre et compensateur. Il est possible de montrer qu'il s'agit d'un point de fonctionnement plus optimal que l'annulation du vecteur PMD total.

2.9.2.1.2. Compensateur à étages multiples :

Un contrôleur de polarisation possède au minimum deux paramètres indépendants. Contrôler un compensateur de PMD optique du premier ordre requiert donc l'ajustement de deux variables indépendantes si le DGD du compensateur est fixe. Et il existe déjà plusieurs points de fonctionnement comme nous venons de le voir, avec différentes efficacités. Ajouter un étage de compensation revient à multiplier par deux le nombre de paramètres indépendants à contrôler. La complexité est accrue et le risque de trouver un point de fonctionnement sous-optimal est élevé. Et dans ce cas l'amélioration des performances par l'emploi d'un compensateur à plusieurs étages n'est plus garantie. [19]

2.9.2.2. Performance des compensateurs de PMD optiques :

Les performances théoriques des compensateurs de PMD optiques ont été largement étudiées dans la littérature. Le tableau 2.2 classe les techniques par ordre croissant d'efficacité théorique. [19][20]

————— Performances croissantes —————>			
Annulation imparfaite du DGD total (DGD fixe pour le compensateur)	Méthode des PSP à l'émission / Annulation parfaite du DGD total	Méthode des PSP globaux	Compensateur à double étage

Tableau 2.2 : Comparaison des performances des compensateurs optiques de PMD.

En résumé le compensateur d'ordre 1 avec DGD fixe est le moins efficace. Le compensateur d'ordre 1 à DGD variable donne des performances comparables à la transmission selon les PSP dans son régime de fonctionnement d'annulation du vecteur PMD total, et surpasse cette technique dans son deuxième régime de fonctionnement. Alors un compensateur à double étage donne les meilleures performances, si un optimum global est

trouvé. Rappelons à nouveau la difficulté à contrôler un compensateur à double étage et les risques d'optima locaux qui donnent un avantage aux techniques simple étage. Enfin il faut noter que seule la méthode de transmission selon les PSP n'ajoute pas de PMD dans le système.

2.9.3. Les solutions de compensation électrique de la PMD :

Les techniques de compensation électronique sont bien antérieures à l'optique et ont été étudiées dans le cadre des transmissions radio ou pour les paires de cuivre du téléphone. La compensation électrique de la PMD a été proposée dès la fin des années 90. Nous allons en étudier les concepts.

2.9.3.1. Principe de l'égalisation électronique : [21][22]

Ce type de compensateur est intégré au récepteur, directement devant le circuit de décision.

La PMD se traduit par de l'interférence entre symboles dans le domaine électrique. Pour le cas où les PSP ont une énergie égale, le signal électrique en réception s'écrit :

$$s(t) = \sum_k a_k [p(t - kT) + p(t - kT - \Delta\tau)] \quad (2.27)$$

où T est le temps bit, les a_k sont les données émises et $p(t)$ le photo-courant. Cette expression peut s'écrire :

$$s(t) = \sum_k a_k p(t - kT) \otimes [\delta(t - kT) + \delta(t - kT - \Delta\tau)] = \sum_k a_k q(t - kT)$$

$$q(t) = p(t) + p(t - \Delta\tau) = p(t) \otimes [\delta(t) + \delta(t - \Delta\tau)] \quad (2.28)$$

Le signal échantillonné à l'instant nT s'écrit :

$$s(nT) = s_n = a_n q(0) + \sum_{k \neq 0} a_{n-k} q(kT) \quad (2.29)$$

Par l'emploi des transformées en z , cette convolution discrète peut s'écrire :

$$\begin{cases} S(z) = A(z) \cdot Q(z) \\ S(z) = \sum_n s_n z^{-n}, A(z) = \sum_n a_n z^{-n}, Q(z) = \sum_n q_n z^{-n} \end{cases} \quad (2.30)$$

Pour compenser la PMD, il faut reconstruire la fonction de filtrage inverse:

$$C(z) = \frac{1}{Q(z)} = \frac{1}{\sum_n q_n z^{-n}} = \sum_n c_n z^{-n} \quad (2.31)$$

Les coefficients c_n sont les coefficients du filtre transverse de fonction de transfert $C(z)$.

Dans le cas où $\Delta\tau < T$, la réponse $q(t)$ a seulement deux échantillons non nuls, q_0 et q_1 :

$$\begin{aligned} q_0 &= p(0) + p(-\Delta\tau) \\ q_1 &= p(T - \Delta\tau) \end{aligned} \quad (2.32)$$

On peut alors écrire :

$$C(z) = \frac{1}{q_0 + q_1 z^{-1}} = \frac{1}{q_0} \frac{1}{1 + \alpha z^{-1}} = \frac{1}{q_0} \sum_{n=0}^{\infty} (-1)^n \alpha^{-n} z^{-n}, \quad \alpha = \frac{q_1}{q_0} \quad (2.33)$$

Ce type d'approche appelée filtre transverse ou filtre à réponse impulsionnelle finie est représenté sur la figure 2.17.

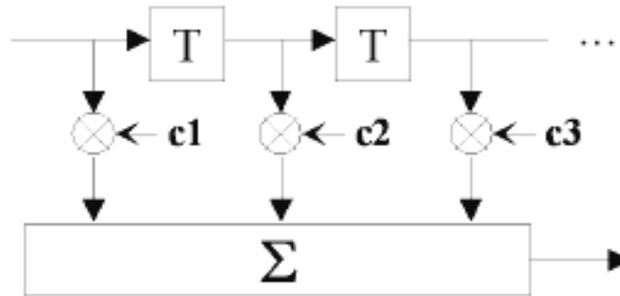


Figure 2.17 : Filtre à réponse impulsionnelle finie.

Dans le cas où le DGD est exactement égal à un temps symbole T , il y a une parfaite superposition des deux impulsions : q_0 et q_1 sont égaux (α est égal à 1) et l'approche précédente n'a plus de sens puisque la série n'est plus convergente. En d'autres termes, le canal n'est plus inversible. Il faut alors utiliser une des multiples techniques d'égalisation non-linéaire : égaliseurs récursif avec décision dans la boucle (DFE Decision Feedback Equalizer), seuil adaptatif ou encore estimation selon le critère de vraisemblance maximale (MLSE ou maximum likelihood sequence estimation). Nous illustrerons la technique de l'égaliseur DFE en considérant le cas d'un seul coefficient arrière, représenté sur la figure 2.18.

Le résultat de la décision est ajouté à l'échantillon de signal avant le circuit de décision. Ce type d'égalisation permet de lever l'ambiguïté pour un DGD égal à un temps bit.

Par ailleurs l'emploi combiné de plusieurs techniques a été proposé.

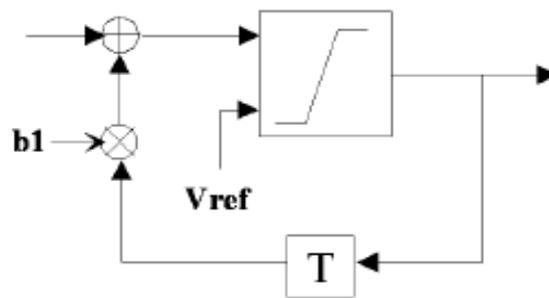


Figure 2.18 : Egalisation non-linéaire : décision dans la boucle.

2.9.3.2. Performance et limites de l'égalisation électronique :

L'article [22] propose une comparaison des différentes techniques. La technique linéaire est la moins efficace, et ne permet pas de compenser la PMD pour de grands DGD dans le cas d'une équipartition de l'énergie entre les états principaux. L'emploi du filtre transverse récursif avec décision dans la boucle permet d'y remédier ; enfin le récepteur MLSE, en tant que récepteur théorique optimal montre des performances bien meilleures que ces techniques.

Comme la PMD est un phénomène dynamique, il faut constamment adapter les coefficients des filtres employés. Divers algorithmes peuvent être employés comme l'algorithme du gradient ou l'estimation moyenne des moindres carrés.

Nous allons maintenant étudier les techniques de mesure/estimation de PMD communes aux approches optiques et électriques de la compensation de PMD.

2.9.4. Estimation de la PMD :

Pour compenser proprement la PMD, il est nécessaire de constamment mesurer ses variations. L'estimation de PMD est une des fonctions clés de tout compensateur de PMD. Or il est impossible de mesurer la PMD d'un lien tout en transmettant simultanément des données. Il faut recourir à des techniques d'estimation plus ou moins fiables. Plusieurs signaux peuvent être exploités pour estimer la PMD : le degré de polarisation, l'ellipsoïde du degré de polarisation, les composantes du spectre électrique ou encore la mesure du diagramme de l'œil. [16]

2.9.4.1. Degré de polarisation :

Le degré de polarisation a été proposé en premier comme estimateur de PMD. Le degré de polarisation d'un signal diminue à mesure que le DGD augmente. En effet, la PMD

répartit l'énergie du signal selon deux polarisations orthogonales entre deux impulsions d'autant plus séparées dans le temps que le DGD est grand. En présence de PMD d'ordre 1 seulement. [18]

C'est un estimateur optique instantané et très simple à mesurer. La valeur de cet estimateur dépend non seulement du DGD mais aussi de la répartition d'énergie entre les deux PSP. Il n'est pas possible de séparer les deux paramètres. Par ailleurs il présente des extrema locaux selon le format de modulation. Il est sensible à la dégradation de l'OSNR mais est en revanche relativement insensible aux autres effets de la transmission tels que la dispersion chromatique ou la SPM. [23]

2.9.4.2. Ellipsoïde du degré de polarisation :

L'ellipsoïde du degré de polarisation Il s'agit d'une version généralisée du degré de polarisation proposée à OFC 2001 [24]. Un brouilleur de polarisation est placé à l'émission et le degré de polarisation est mesuré en réception.

Le degré de polarisation dépend d'une part du DGD et d'autre part de la répartition d'énergie γ entre les PSP. Le brouillage de polarisation change constamment γ , et dans ce cas la polarisation du signal en réception décrit un ellipsoïde de révolution inscrit dans la sphère de Poincaré, comme indiqué sur la figure 2.19. L'excentricité de l'ellipsoïde donne le DGD et sa direction correspond aux PSP. Ainsi une caractérisation complète de la PMD d'ordre 1 est obtenue. La PMD aux ordres supérieurs peut également être estimée car elle va diminuer la longueur de l'ellipsoïde.

Cet estimateur optique est potentiellement très intéressant à condition que le système emploie un brouilleur de polarisation à l'émission. [16]

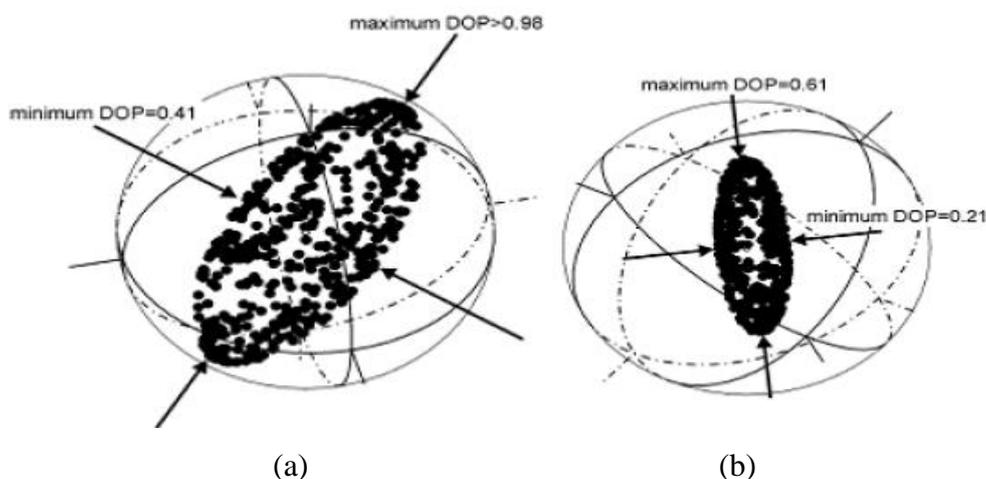


Figure 2.19 : Ellipsoïde du degré de polarisation.

2.9.4.3. Composantes du spectre électrique :

La PMD se traduit directement dans le domaine électrique par une déformation du spectre électrique : le spectre est multiplié par la fonction de transfert $G(f)$ donnée par l'équation:

$$G(f) = 1 - 4\gamma(1 - \gamma)\sin^2(\pi f\Delta\tau) \quad (2.34)$$

L'équation (2.34) montre que selon la raie fréquentielle étudiée, la sensibilité de cet estimateur est différente. Employer plusieurs composantes spectrales permet une bonne estimation du DGD. Malheureusement cet estimateur est également très sensible à la répartition de l'énergie entre les PSP. [25]

2.9.4.4. Diagramme de l'œil électrique :

Observer le diagramme de l'œil donne une mesure plus directe des effets de la PMD. L'ouverture du diagramme de l'œil peut être analysée en parallèle de la prise de décision par l'emploi d'une bascule de décision additionnelle en faisant varier son seuil de décision. Cet estimateur est fortement corrélé au taux d'erreur binaire mais est sensible à tout type de dégradation affectant le diagramme de l'œil comme la dispersion chromatique par exemple. [26]

2.10. Conclusion :

La PMD résulte de deux effets : la biréfringence, qui provoque localement un élargissement des signaux se propagent dans la fibre, et le couplage de mode, qui combat cet élargissement. Les modes propres de la polarisation et les états principaux de polarisation permettent de définir la PMD respectivement dans les deux régimes courte et longue distance. N'oublions pas la représentation géométrique sur la sphère de Poincaré permet d'appréhender de façon plus aisée les effets de la polarisation. Nous avons successivement abordé dans le régime courte distance, et dans le régime longue distance. Finalement nous avons rappelé la compensation de la PMD par voie optique et électrique.

L'avantage de la compensation de la PMD en utilisant des techniques électroniques est le coût réduit des différents composants électroniques et donc un faible coût du système global.

Références bibliographiques

- [1] J. Zallat. Polarimétrie laser à 10.6 μ m et modélisation de la réflexion diffuse des sols et milieux granulaires. Thèse de Doctorat, Université Louis Pasteur, 1997.
- [2] AINOUZ Samia « Analyse et traitement d'images multidimensionnelles de polarisation » Thèse de doctorat, Université LOUIS PASTEUR STRASBOURG I, 2006
- [3] S. HUARD, 'Polarisation de la lumière' *Masson*, 1994
- [4] J. P. Gordon and H. Kogelnik, PMD fundamentals: Polarization mode dispersion in optical fibers, *Review PNAS*. 97 (2000) 454-4550.
- [5] D. A. Nolan, Xin Chen, and Ming-Jun Li, Fibers with low polarization mode dispersion, *J.Lightwave. Technol.*, 22 (2004) 1066-1077
- [6] Grégory Bouquet, Compréhension de la biréfringence et du couplage de mode de polarisation dans les fibres optiques des télécommunications, *Thèse en électronique et communications*, école nationale supérieur des télécommunications de Paris, 2005
- [7] A. P. Chimata and C. Allen, Development of an adaptive polarization mode dispersion compensation system, *technical report*, university of Kansas, January 2003
- [8] Mehmtcan Akbulut, Computer modeling for characterization, emulation and compensation of polarization mode dispersion in single mode fibers, *Thesis in electrical and computer engineering*, Purdue University, May 2001
- [9] B. Huttner, C. Geiser and N. Gisin, Polarization-induced distortions in optical fibers networks with polarization-mode dispersion and polarization-dependent losses, Invited paper, *IEEE, journal of selected topics in quantum electronics*, 6(2000) 317-329
- [10] L. E. Nelson Leong, Introduction to polarization mode dispersion in optical systems, *J. Opt. Fiber. Commun.* 1(2004) 312-344
- [11] M.Shtauf and A.Mecozzi, Modeling of polarization mode dispersion in optical communications systems, *J. Opt. Fiber. Commun.* 1(2004) 248-265
- [12] M. Zafrullah, Polarization mode dispersion: its measurement and impact on soliton transmission characteristics, *thesis*, university of engineering and technology, Taxila, Pakistan, January 2006
- [13] H.F. Haunstein, W. Sauer-Greff, K. Stichtand A. Dittrich and R. Urbansky, Principles for electronic equalization of polarization mode dispersion, *J. Lightwave. Technol.*, 22 (2004) 1169-1182

- [14] R.DeSalvo, A. G. Wilson, J.Rollman, D.F.Schneider, Advanced components and sub-system solutions for 40 Gb/s transmission, *J.Lightwave. Technol*, 20 (2002) 2154-2180
- [15] Nassima Boudrioua « Etude et optimisation d'une chaîne de transmission numérique sur fibre optique : vers une compensation électronique de la PMD » Thèse de doctorat Université Paul Verlaine – Metz 2007.
- [16] Benoît Clouet «Étude de la dispersion modale de polarisation dans les systèmes régénérés optiquement » thèse de doctorat, UNIVERSITÉ DE RENNES I, 2007
- [17] C.D.Poole, J.H.Winters, Z.Haas, M.A.Santoro «Fiber-optic transmission polarization-dependent distortion compensation », Patent Number EP0578380, US5311346, Dec. 1994.
- [18] C. Francia, F. Bruyère, J. P. Thiéry, D. Penninckx, « Simple dynamic polarisation mode dispersion compensator » *Electronic Letters*, Vol. 35, No. 5, Mar. 1999, pp. 414-415.
- [19] M. Karlsson, C. Xie, H. Sunnerud, P. A. Andrekson, «Higher order polarization mode dispersion compensator with three degrees of freedom» *Optical Fiber Communication Conference, OFC 2001*, paper MO1.
- [20] M. Karlsson, H. Sunnerud, P. A. Andrekson, «A comparison of different PMD-compensation techniques» *European Conference on Optical Communications, ECOC'2000*, Vol. 2, pp. 33-36.
- [21] H.Bülow, D.Schlump, J.Weber, B.Wedding, R.Heidemann, «Electronic equalization of fiber PMD-induced distortion at 10 Gbit/s» *Optical Fiber Communication Conference, OFC'98*, Vol. 1, pp. 151-152.
- [22] H.Bülow, G.Thielecke, «Electronic PMD mitigation from linear equalization to maximum likelihood detection» *Optical Fiber Communication Conference, OFC'2001*, paper WAA3.
- [23] S.M.Reza Motaghian Nezam, J.E.McGeehan, A.E.Willner,«Theoretical and experimental analysis of the dependence of a signal's degree of polarization on the optical data spectrum» *Journal of Light-wave Technology*, Vol. 22, No. 3, Mar. 2004, pp. 763-772.
- [24] H.Rosenfeldt, C.Knothe, R.Ulrich, E.Brinkmeyer, U.Feiste, C.Schubert, J.Berger, R.Ludwig, H.G.Weber, A.Ehrhardt, «Automatic PMD compensation at 40 Gbit/s and 80 Gbit/s using a 3-dimensionnal DOP evaluation for feedback» *Optical Fiber Communication Conference, OFC'2001*, Postdeadline paper PD27.
- [25] S.Bahsoun, J.Nagel, C.Poole, «Measurement of temporal variations in fiber transfer characteristics to 20 GHz due to polarization-mode dispersion» *European Conference on Optical Communications, ECOC'90*,Postdeadline paper 1003.

[26] Buchali F., Lanne S., Thiéry J.-P., Baumert W., Bülow H., «Fast eye monitor for 10 Gbit/s and its application for optical PMD compensation» Optical Fiber Communication Conference, OFC'2001, paper TuP5.

3.1. Introduction :

Actuellement, le système de transmission par fibre optique nécessite de transporter des capacités d'informations de plus en plus importantes et de se renouveler très rapidement. La méthode expérimentale, qui consiste en des mesures itératives sur un banc de test, est très coûteuse en temps et en argent. Aussi, les outils de simulation constituent une assistance intéressante pour trouver des solutions, aussi bien au niveau du composant que du système. Dans ce cas nous utilisons le logiciel Simulink de Matlab 7 pour simuler et évaluer les performances d'une chaîne de transmission à travers un canal bruité à bande limitée prise en compte d'un émulateur de PMD.

3.2. Simulation :

Avant de passer à la simulation nous allons rappeler brièvement Qu'est-ce qu'est Simulink ?

3.2.1. Présentation du Simulink

Simulink est un logiciel de simulation et de modélisation de systèmes dynamiques édité par l'entreprise américaine The MathWorks. L'environnement graphique, constitué de blocs de modélisation, permet de réaliser des plateformes de simulation multi-domaines pour la validation et l'optimisation de systèmes. Ce logiciel est largement utilisé dans l'industrie, en particulier dans les secteurs automobile, aéronautique et de communication numérique. Simulink est intégré à MatLab, fournissant ainsi un accès immédiat aux nombreux outils de développement algorithmique, de visualisation et d'analyse de données de MatLab.

Ses principales caractéristiques et utilisations sont :

- Un environnement complet pour la modélisation, la simulation et l'implantation de systèmes dynamiques intégrés,
- La conception et le test de systèmes linéaires ou non linéaires, à temps discrets, à temps continu hybride ou multi cadence,
- Le développement d'applications pour le contrôle, les DSP, les communications et les systèmes,
- Une architecture ouverte qui permet l'intégration de modèles provenant d'autres environnements.

3.2.2. Modèle de simulation :

Dans cette partie on représente un compensateur de PMD premier ordre avec le logiciel simulink du Matlab 7.

Les bibliothèques Simulink utilisées sont les suivantes : Simulink Blockest, DSP Blockest et Communication BLockest

Cette compensation électrique présente différents avantages dont :

- ✓ Un prix réduit des composants électroniques.
- ✓ Un faible coût de système global.
- ✓ Des composants fiables et rapides.

Le schéma synoptique de la liaison est représentée dans figure 3-1 ci-dessous:

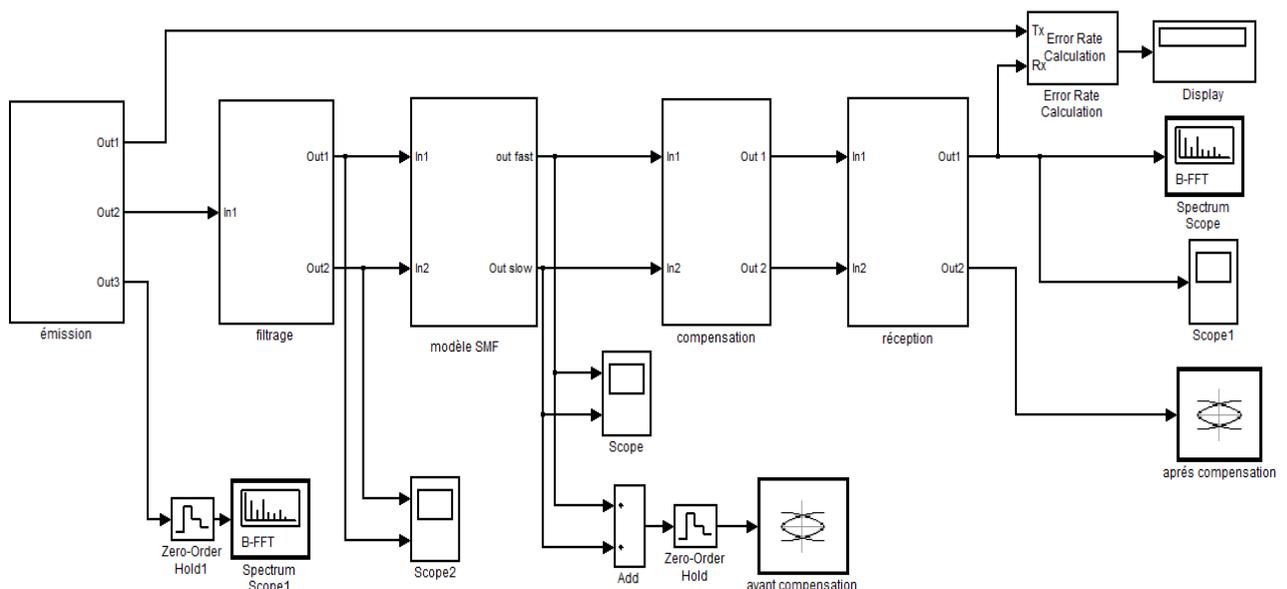


Figure 3.1 : modèle de simulation de compensateur électrique du PMD premier ordre.

Le modèle de simulation de compensateur électrique du PMD premier ordre est englobe des sous-systèmes

Un sous-système est comme un composant, il est doté des ports d'entrées et de sorties. Comme il peut être construit par un groupe de composants ou d'autres sous-systèmes.

Un sous-système peut être facilement réalisé par un groupement de composants choisis dans la mise en page.

La chaîne de transmission simulée est composée par les sous-systèmes suivants :

- ✓ Sous-système émission.
- ✓ Sous-système filtrage.
- ✓ Sous-système ligne de transmission.
- ✓ Sous-système compensation.
- ✓ Sous-système réception.

Nous allons maintenant nous intéresser à chaque sous-système de compensation électrique de la PMD au premier ordre.

3.2.2.1. Sous-système émission :

La figure 3.2 représente le sous-système d'émission qui est tout simplement un bloc qui délivre un signal de type RZ (Return to Zero) et NRZ (Non Return to Zero) utilisé dans le modèle de compensation.

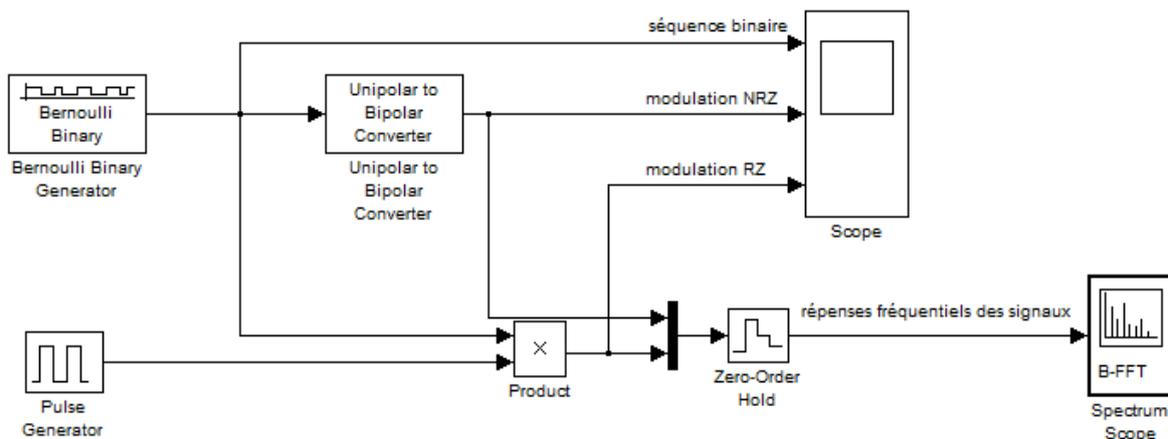


Figure 3.2 : Sous système d'émission (modulation NRZ et RZ).

Ce sous-système est constitué par les éléments suivants :

a) Pour la modulation NRZ :

- Une séquence binaire aléatoire qui est représentée par un générateur binaire de Bernoulli. Ce bloc permet de générer pseudo-aléatoirement des séquences de 1 et des 0 qui apparaissent pendant des durées définies.
- Un bloc *Unipolar to Bipolar Converter* permet de générer un signal analogique qui vaut +1V, si le symbole d'entrée vaut 1 et -1V, si le symbole d'entrée vaut 0.

b) Pour la modulation RZ :

On ajoutant les éléments suivant :

- *Générateur d'impulsions* : c'est une horloge qui permet de générer des impulsions carrées à intervalles uniformes.
- *Multiplieur* : il permet de multiplier la séquence binaire par ce générateur de pulse.

c) Visualisation des signaux :

- Le signal NRZ et le signal RZ seront observés en **fonction du temps** avec un scope (voir figure 3.3).
- Le spectre des signaux NRZ et RZ sera observé en **fonction de la fréquence** (voir figure 3.4), pour cela en utilisant un échantillonneur bloqueur *Zero-Order Hold*, qui conserve son entrée pour la période d'échantillonnage spécifiée et un analyseur de spectre *Scope FFT* ainsi l'utilisation d'un multiplexeur *Mux* pour comparer les signaux sur le scope FFT.

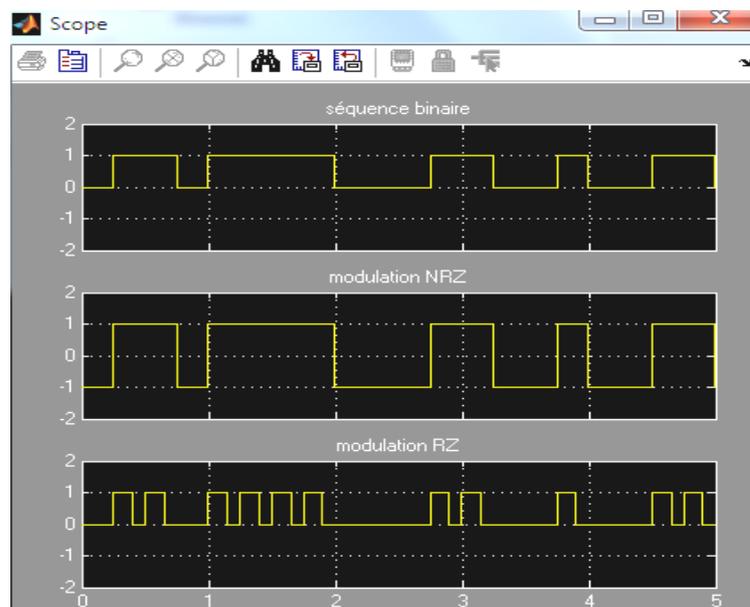


Figure 3.3 : Séquence binaire aléatoire et formats de modulations NRZ et RZ

D'après la figure 3.3 on remarque bien que le format NRZ transforme le symbole 0 en un signal de $-1V$ pendant la durée T d'émission du symbole, le symbole 1 en un signal de $+1V$ pendant la durée T . tandis que pour la modulation RZ transforme le symbole 0 en un signal $0V$ pendant une durée T et le symbole 1 en un signal qui présentera une transition descendante à $T/2$: il vaut $+1V$ pendant $T/2$ puis $0V$ pendant $T/2$.

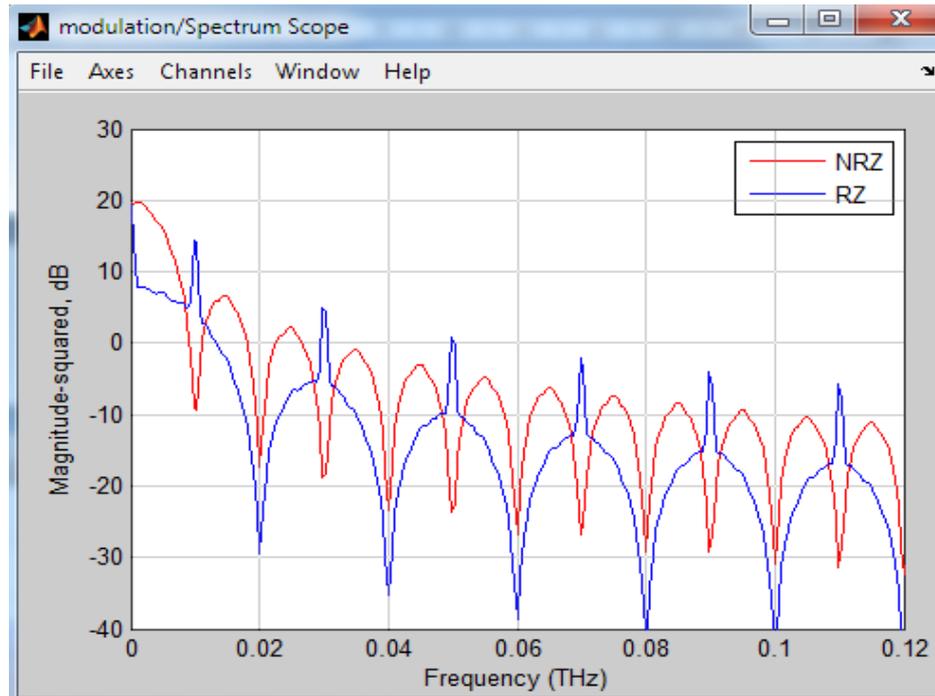


Figure 3.4 : Spectres des signaux NRZ et RZ.

D'après la figure 3.4 on remarque que le signal NRZ présente une bande de concentration de l'énergie sur une bande limitée, par contre le signal RZ présente un élargissement de la bande de fréquence ainsi la présence des raies de synchronisation, et remarquons aussi le lobe principale et les lobes secondaires pour les deux signaux.

3.2.2.2. Sous système filtrage :

Le but de filtrage est de diviser le signal modulé (RZ et/ou NRZ) en deux signaux égaux afin de créer les deux axes (axe rapide et axe lent).

Le filtre utilisé pour ce modèle est un filtre rectangulaire idéal (figure 3.5).

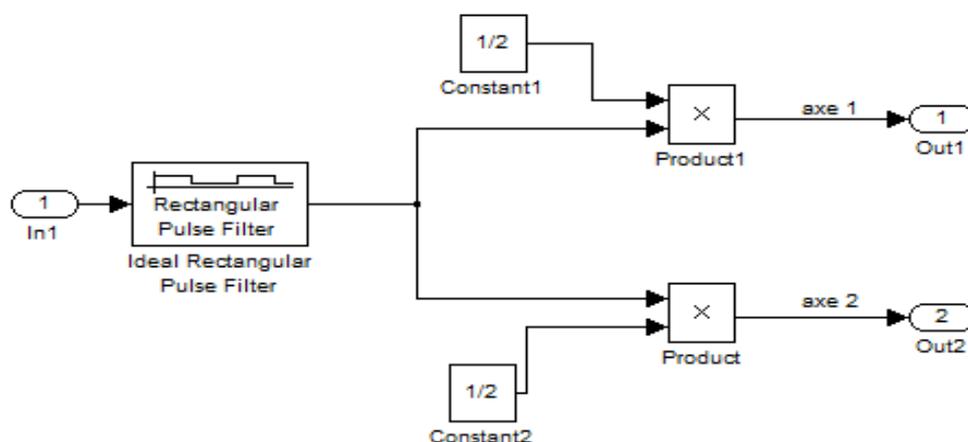


Figure 3.5 : Model Simulink pour un filtre rectangulaire idéal à pulse.

Ce filtre permet de bloquer des échantillons et crée le signal d'entrée en utilisant des impulsions rectangulaires. Le bloc reproduit chaque échantillon d'entrée N fois, où N est le paramètre de nombre d'échantillons. Après réplication échantillons d'entrée, le bloc peut également normaliser le signal de sortie et / ou d'appliquer un gain d'amplitude linéaire.

3.2.2.3. Sous-système ligne de transmission (modèle SMF) :

Pour faire la simulation de PMD il faut créer un *émulateur de PMD*. Il est représenté sur la figure suivante.

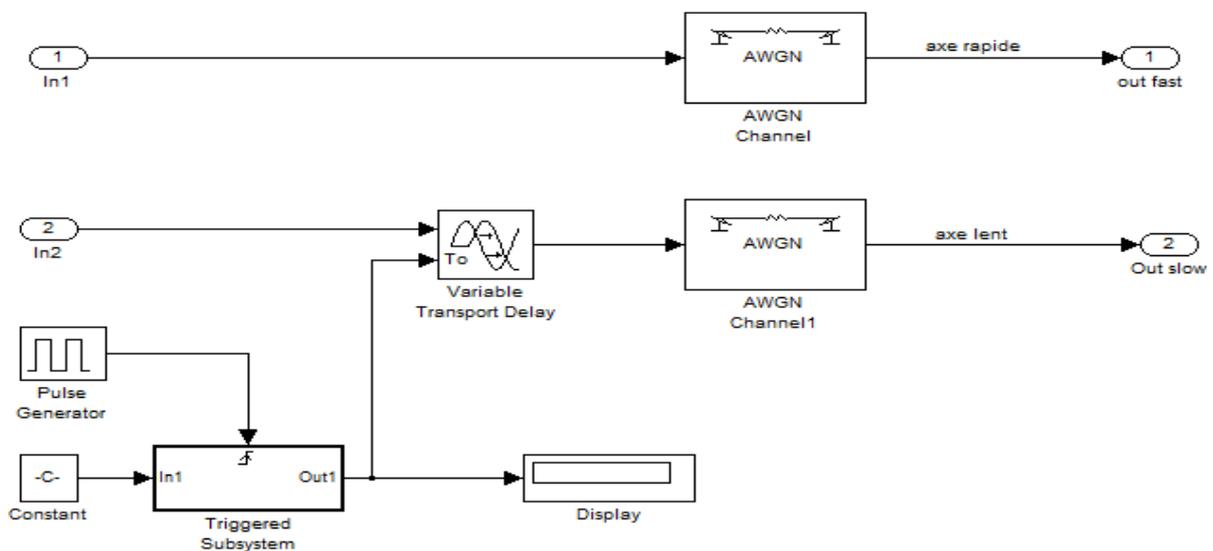


Figure 3.6 : Ligne de transmission.

Cet émulateur de PMD est constitué par les éléments suivants :

- *AWGN* : (additive white Gaussian noise channel) canal de transmission sur lequel on a ajouté un bruit blanc Gaussien. Ses principes caractéristiques sont le rapport signal sur bruit et la puissance du signal d'entrée.
- *Retard* : a pour but de créer le DGD entre l'axe rapide et l'axe lent, ce dernier suit une loi de distribution de Maxwell. Représenté par la figure 3.7

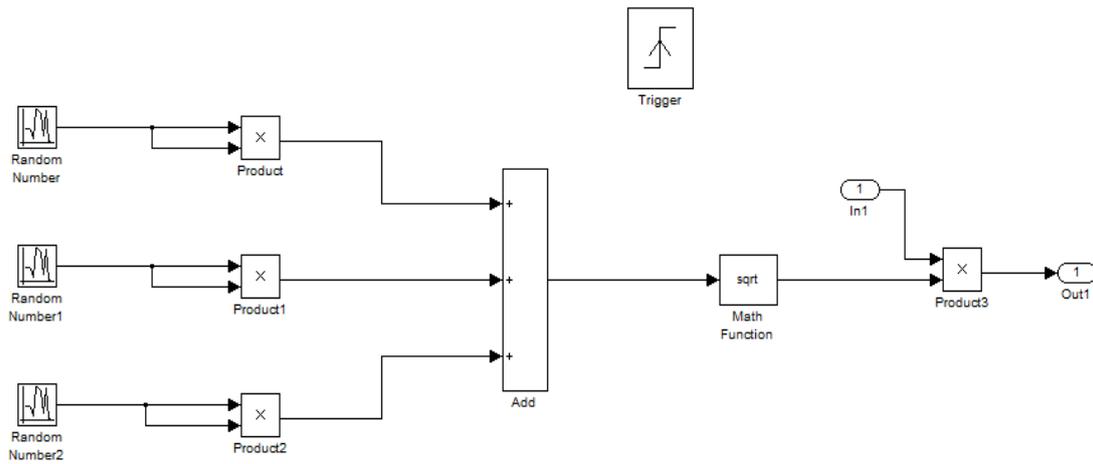


Figure 3.7 : Distribution de Maxwell.

La distribution de Maxwell a été utilisée pour produire un ensemble aléatoire de vecteurs de PMD (utilisation de *Random number*) suivant une loi de probabilité maxwellienne.

Un *afficheur* (display) permet d'afficher la distribution de Maxwell. Elle est représentée dans la figure 3.8

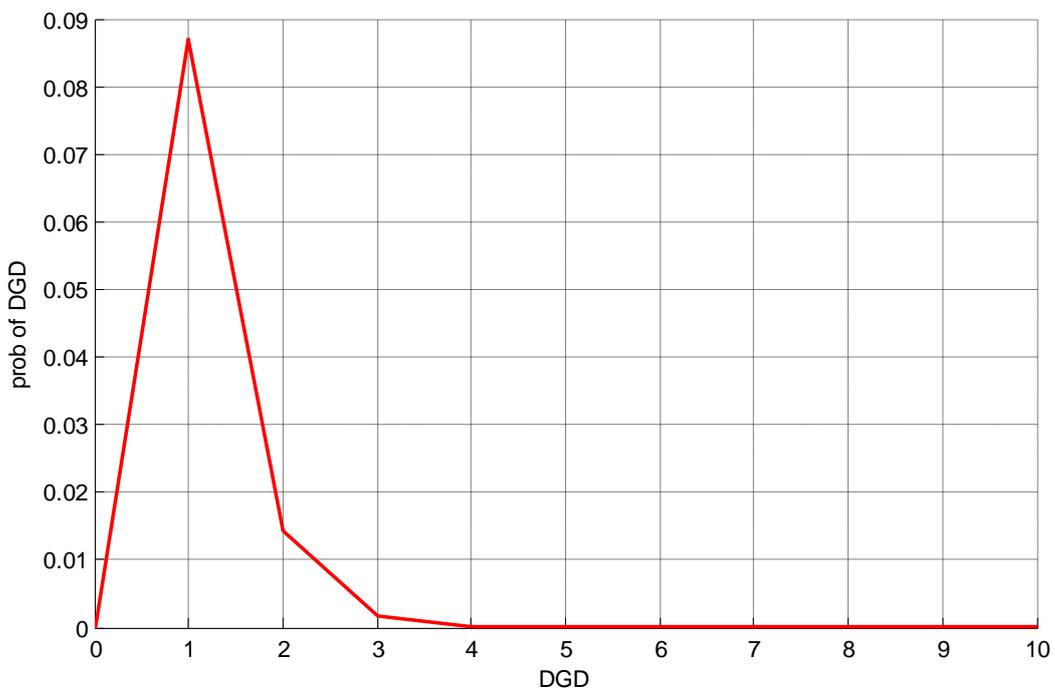


Figure 3.8 : Distribution Maxwellienne de DGD (a la sortie du display).

La distribution maxwellienne est contrôlée par une horloge (*générateur de pulse*) pour que le retard ne change pas tout le temps.

Le DGD dépend aussi de la longueur de fibre, cette relation est donnée par :

$$DGD = B_i * \sqrt{L} * \sqrt{L_c}$$

Où B_i est la biréfringence linéique, L_c et L sont respectivement la longueur de couplage et la longueur de liaison. (Pour une fibre SMF $B_i=0.05$ ps/km et $L_c =1$ km)

La condition primordiale pour que le décalage entre les composantes E_x et E_y en sortie de la fibre soit égal à la valeur du DGD est que les axes de décomposition E_x et E_y et les états principaux soient confondus.

3.2.2.4. Sous-système compensation :

Le but de sous système est d'améliorer le diagramme de l'œil. Il est représenté sur la figure 3.9.

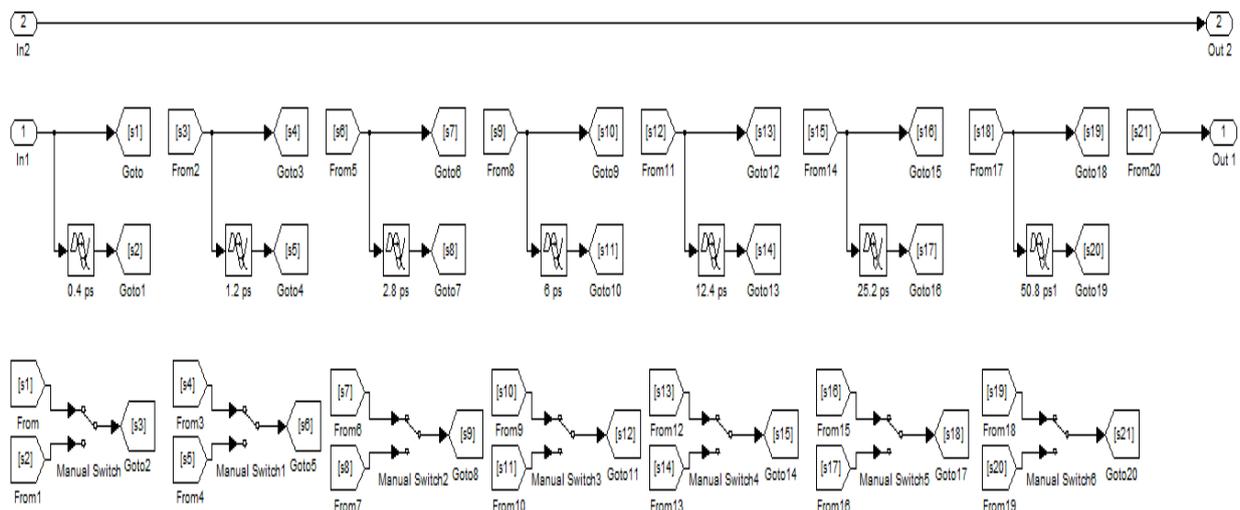


Figure 3.9 : Sous-système de compensation

Cette figure représente une structure schématique pour la compensation du PMD du premier ordre. Ce simulateur est composé par des modules à retard différent montés ensemble pour retarder l'axe rapide. On utilise pour cela des interrupteurs à bascule qui ont pour but de sélectionner l'une de ses deux entrées pour que le signal passe à travers à la sortie.

La relation entre les différents retards est :

$$\tau_n = (2^i - 1)\tau_1$$

Où τ_n représente le retard de la nième composant.

Dans notre simulation on prend $\tau_1=0.4$ ps donc $\tau_2=1.2$ ps ; $\tau_3=2.8$ ps ; $\tau_4=6$ ps ; $\tau_5=12.4$ ps ; $\tau_6=25.2$ ps ; $\tau_7=50.8$ ps représentant le septième composant utilisé.

3.2.2.5. Sous-système réception :

Ces tout simplement les démodulations RZ et NRZ. Ce sous-système est représenté sur la figure 3.10.

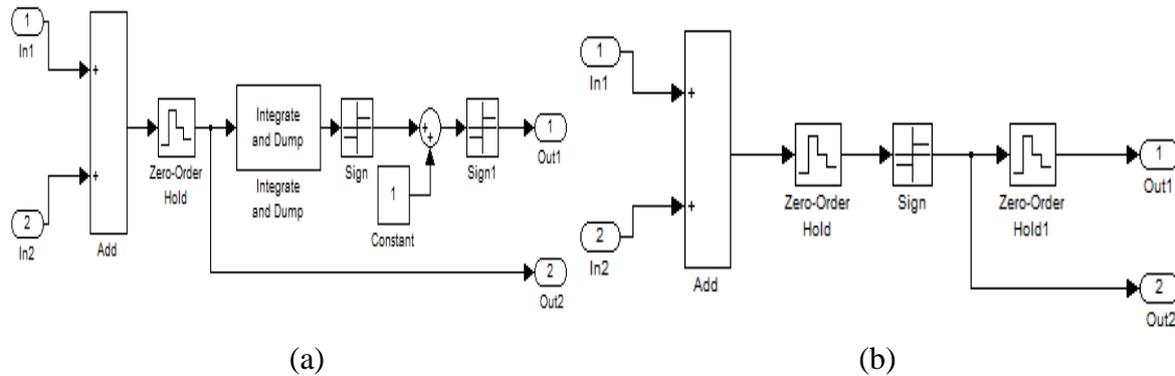


Figure 3.10 : Démodulation NRZ (a) et démodulation RZ (b).

Il est constitué par les éléments suivants :

a) Pour la demodulation RZ

- *Additionneur*: Ce bloc effectue une addition sur ses entrées (l'axe lent et l'axe rapide), Il peut aussi replier les éléments d'un signal.
- *Echantillonneur bloqueur* : Ce bloc accepte une entrée et génère une sortie, qui peut tous deux être scalaire ou vectorielle. Si l'entrée est un vecteur, tous les éléments du vecteur sont détenus pour la même période de l'échantillon.
- *Signe* : pour indiquer le signe de signal d'entrée et de sortie

b) Pour la démodulation NRZ

Il faut ajouter un Integrate and Dump block, ce dernier crée une somme cumulée du signal d'entrée discret dans le temps, tandis que la réinitialisation de la somme à zéro

selon un calendrier fixe. Lorsque la simulation commence, le bloc ignore le nombre d'échantillons spécifiés dans le paramètre offset. Après cette période initiale, les blocs somment le signal d'entrée le long des colonnes et réinitialise la somme à zéro tous les échantillons d'entrée N , où N est la valeur du paramètre période d'intégration.

3.3. Résultats et discussion

3.3.1. Effet de la PMD :

La caractéristique la plus importante de la PMD c'est le DGD (différentiel groupe delay) qui est représenté sur la figure si dessous (figure 3.11).

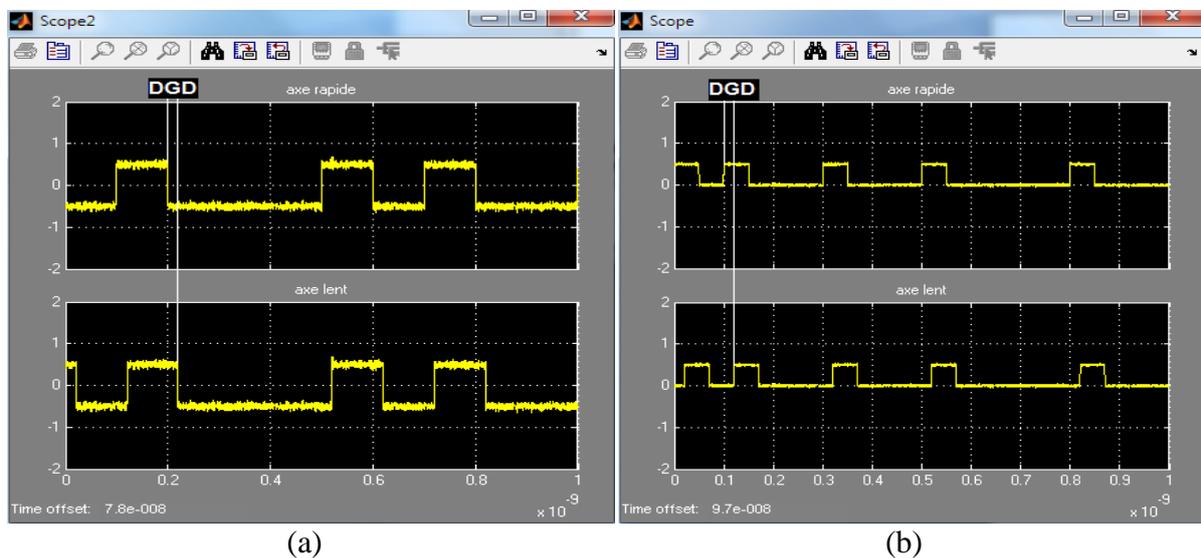


Figure 3.11 : DGD de 10 ps avec bruit blanc Gaussien de 20 dB sur un signal NRZ (a), et RZ (b)

D'après la figure 3.11, on remarque bien qu'il ya un retard entre l'axe rapide et l'axe lent (dans notre cas on a un DGD =10ps) pour les deux formats de modulation.

Les conséquences du bruit et du filtrage peuvent être mises en évidence en observant le signal de sortie avec la représentation dite diagramme de l'œil. Ce diagramme est obtenu avec de multiples balayages et est synchronisé avec le signal d'horloge. La largeur de balayage est plus grande que la période de la séquence de données binaires. Dans la simulation, le diagramme de l'œil est obtenu avec un balayage de largeur égale à $20 T_b$.

Dans la partie qui suit nous allons présentés les diagrammes de l'œil pour un canal idéal et un canal bruité.

3.3.2. Canal de transmission sans bruit :

Pour un canal idéal (sans bruit) et qu'est impossible réellement, les figures 3.12 et 3.13 représentent les diagrammes de l'œil avant et après compensation d'une valeur de PMD de 10 ps avec un débit de 10 Gbit/s pour les deux signaux modulés NRZ et RZ.

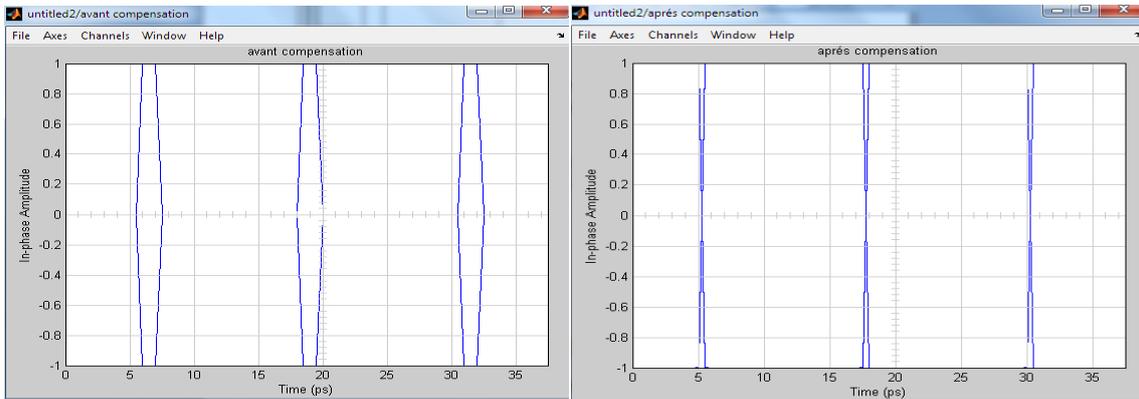


Figure 3.12 : Diagramme de l'œil avant et après compensation pour un débit de 10 Gbit/s d'un signal modulé NRZ.

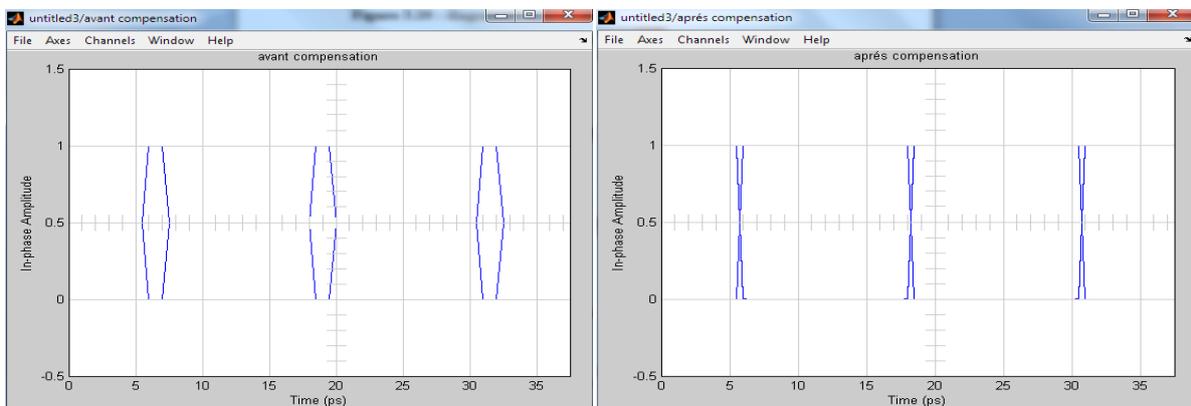


Figure 3.13 : Diagramme de l'œil avant et après compensation pour un débit de 10 Gbit/s d'un signal modulé RZ.

Selon les figures 3.12 et 3.13 nous voyons que les diagrammes de l'œil sont idéaux, cela signifie que le taux d'erreur binaire est très petit par conséquent la qualité de transmission est très grande.

Le lecteur pourra se référer l'annexe pour de plus amples informations sur la qualité de transmission.

3.3.3. Canal de Transmission bruité (bruit blanc Gaussien) :

Dans cette section nous allons introduire dans le compensateur un bruit blanc Gaussien (AWGN) de puissance de 1Watt et de SNR (Signal to noise ratio) de 20 dB.

3.3.3.1. Première étape : Influence de DGD sur le compensateur de PMD :

Dans une première étape, on fait varier le DGD de la liaison pour illustrer l'influence de ce dernier sur le compensateur de PMD avec un débit de 10 Gbit/s pour une liaison avant et après compensation.

Les diagrammes de l'œil de cette simulation sont illustrés dans les figures 3.14-3.23

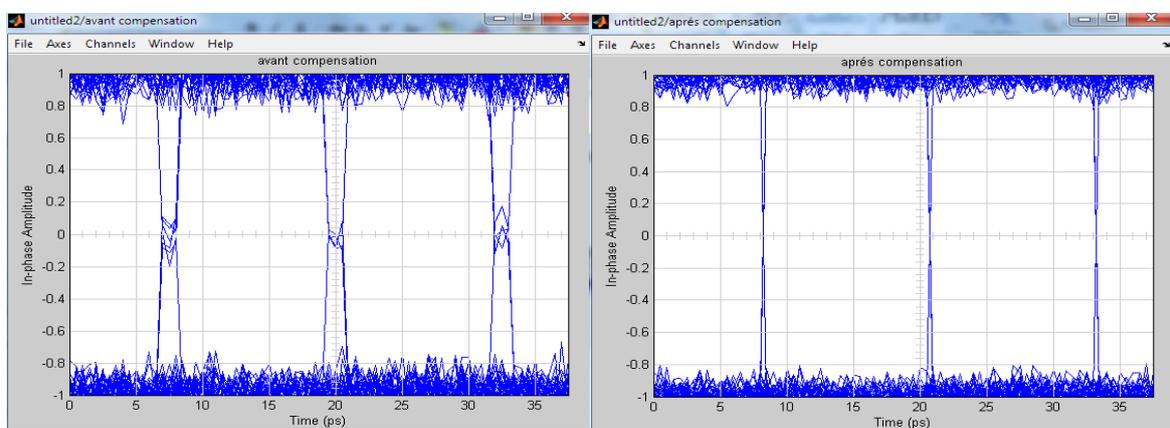


Figure 3.14 : Diagramme de l'œil avant et après compensation pour un DGD de 1.5 ps d'un signal NRZ.

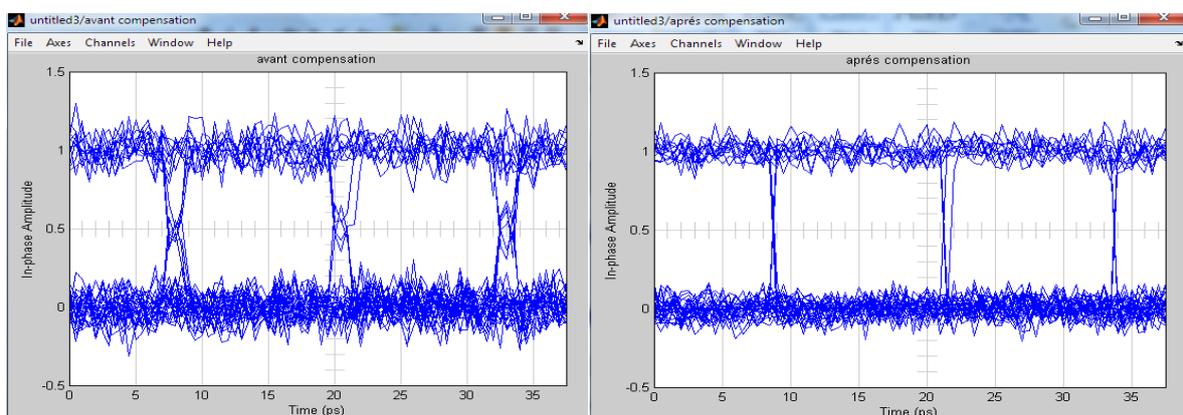


Figure 3.15 : Diagramme de l'œil avant et après compensation pour un DGD de 1.5 ps d'un signal RZ.

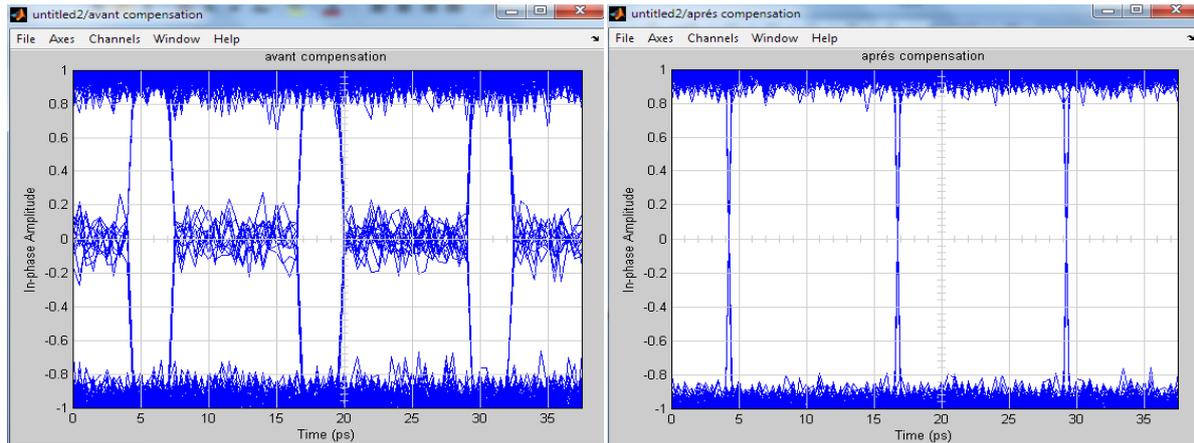


Figure 3.16 : diagramme de l'œil avant et après compensation pour une DGD de 9.5 ps d'un signal NRZ.

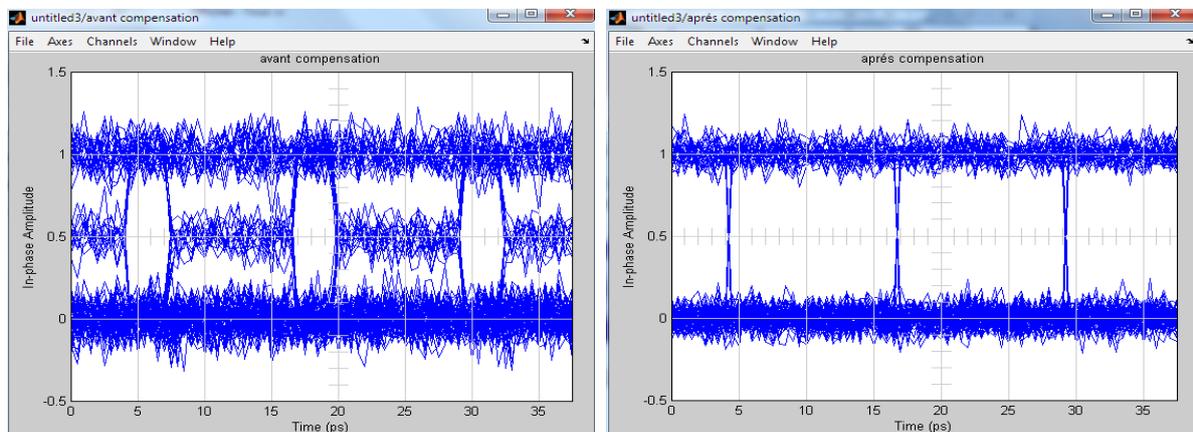


Figure 3.17 : diagramme de l'œil avant et après compensation pour une DGD de 9.5 ps d'un signal RZ.

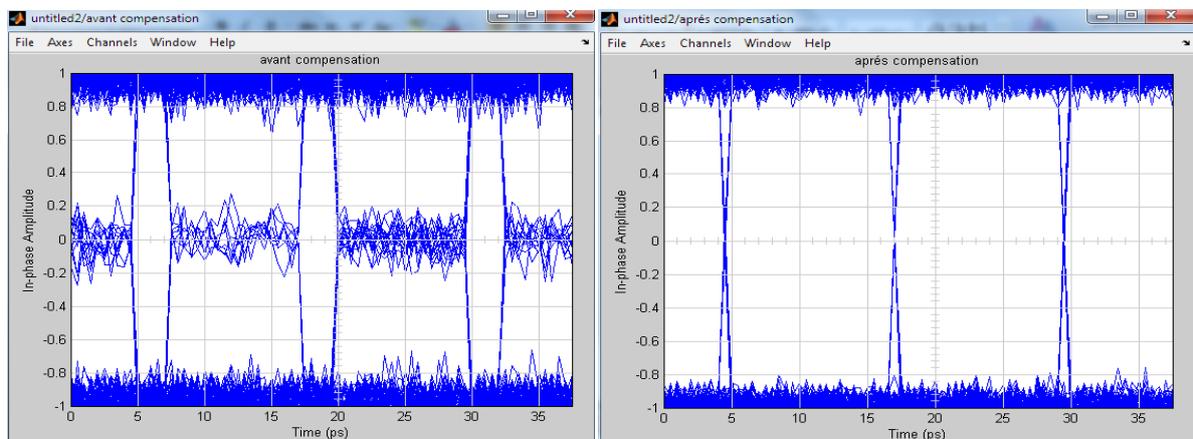


Figure 3.18 : diagramme de l'œil avant et après compensation pour une DGD de 10 ps d'un signal NRZ.

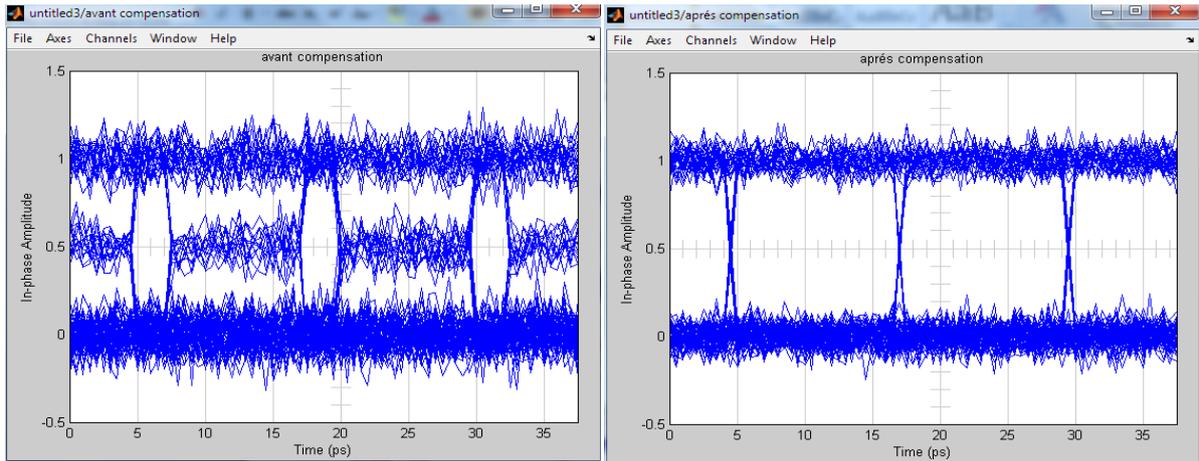


Figure 3.19 : diagramme de l’œil avant et après compensation pour une DGD de 10 ps d’un signal RZ.

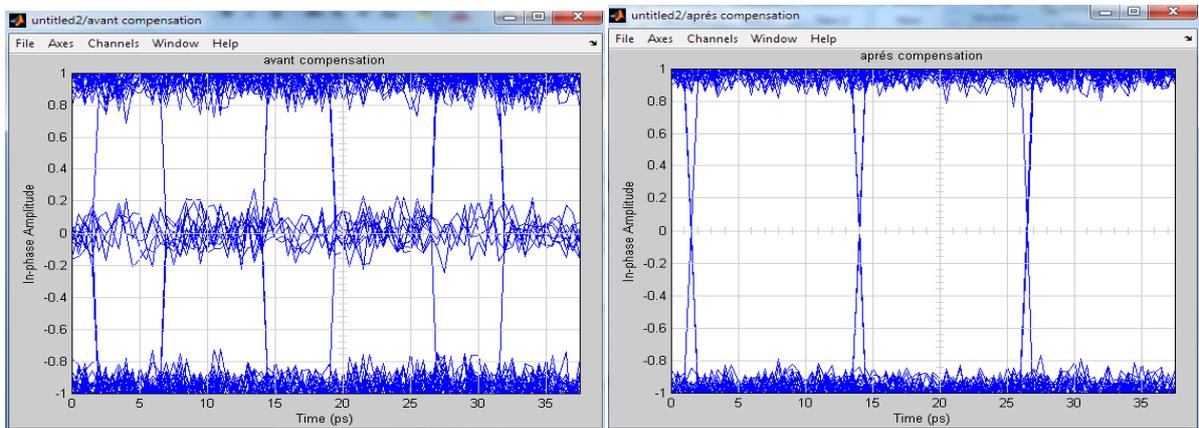


Figure 3.20 : Diagramme de l’œil avant et après compensation pour un DGD de 20 ps d’un signal NRZ.

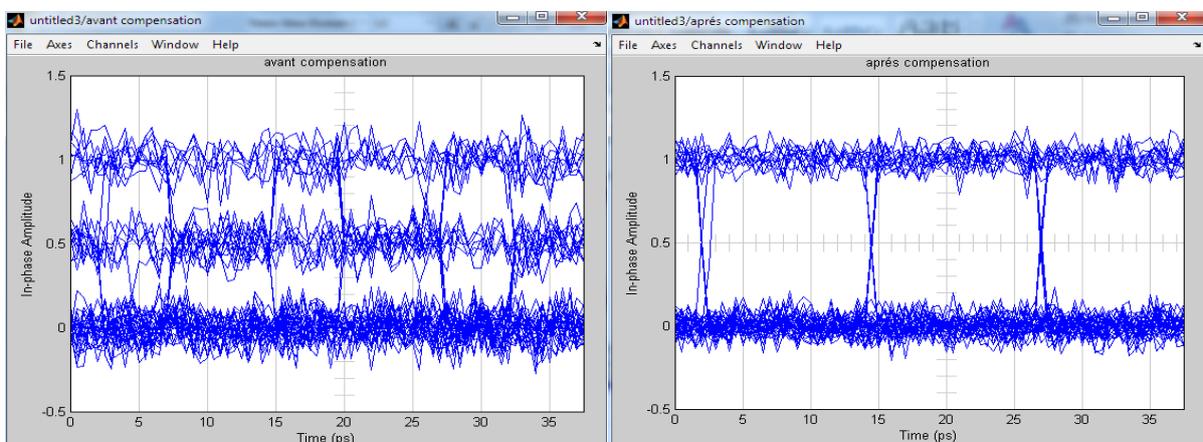


Figure 3.21 : Diagramme de l’œil avant et après compensation pour un DGD de 20 ps d’un signal RZ.

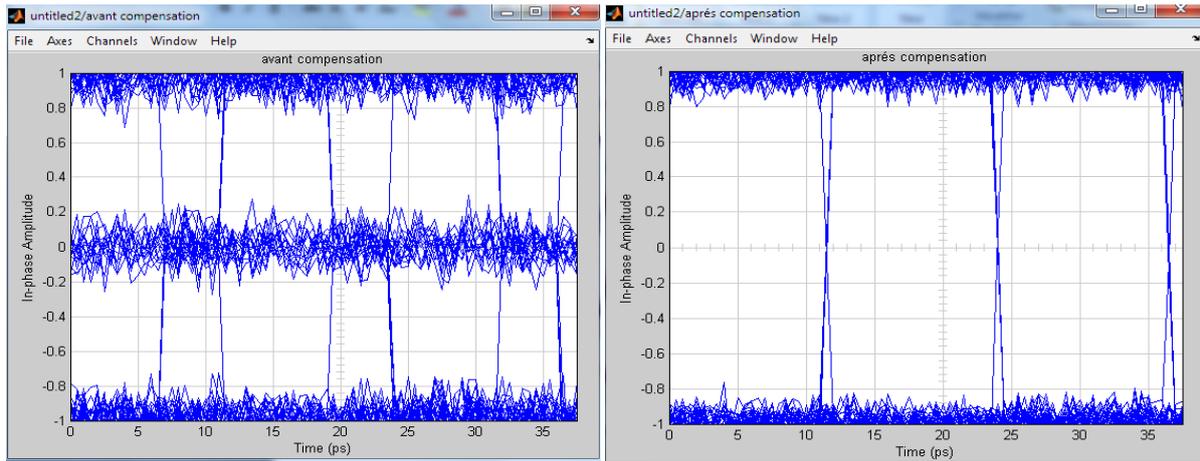


Figure 3.22 : Diagramme de l'œil avant et après compensation pour un DGD de 42 ps d'un signal NRZ.

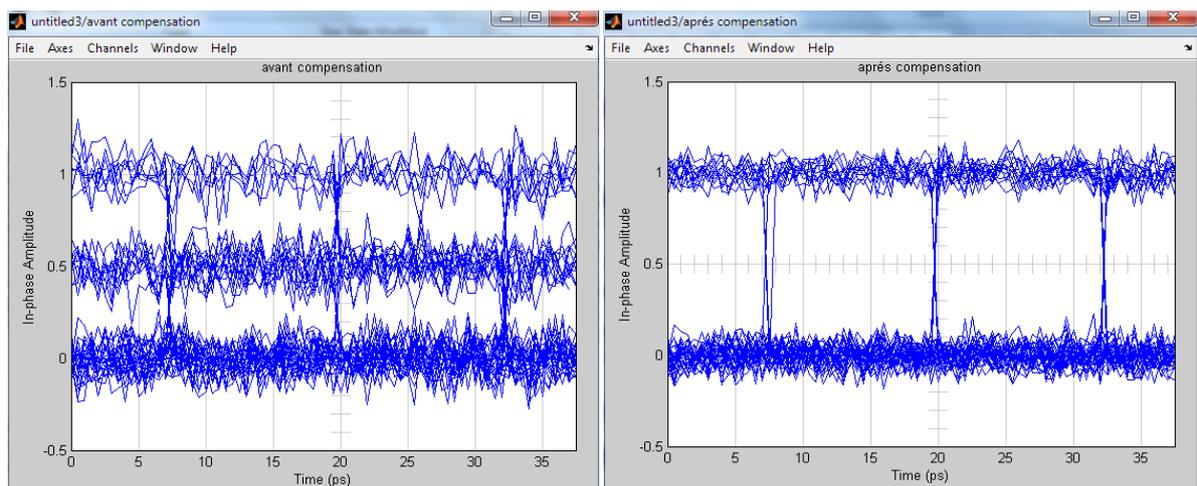


Figure 3.23 : Diagramme de l'œil avant et après compensation pour un DGD de 42 ps d'un signal RZ.

Pour les différents cas traités ci-dessus, les valeurs du taux d'erreur binaire (BER) et du facteur de qualité (Q) sont représentées dans le tableau 3.1

DGD (ps)	BER		Q	
	NRZ	RZ	NRZ	RZ
1.5	<i>3.09e-20</i>	<i>2.59e-46</i>	12.78	13.98
9.5	<i>1.72e-9</i>	<i>3.2e-16</i>	06.04	07.98
10	<i>8.72e-8</i>	<i>5.29e-12</i>	05.96	<i>06.85</i>
20	<i>0.00148843</i>	<i>0.00013</i>	<i>03.96</i>	<i>04.64</i>
42	0.012	0.0058	02.72	03.02

Tableau 3.1 : Variation du facteur de qualité et du taux d'erreur binaire en fonction de DGD pour les formats NRZ et RZ après compensation.

D'après les figures 3.14 - 3.23 on voit clairement l'amélioration de la compensation sur le diagramme de l'œil pour les deux types de format de modulation. Les diagrammes de l'œil après compensation sont très ouverts puisque les taux d'erreur binaire sont très petits et les facteurs de qualités sont grands.

La courbe $Q = f(\text{DGD})$ montre la variation du facteur de qualité en fonction de DGD pour les deux formats de modulation

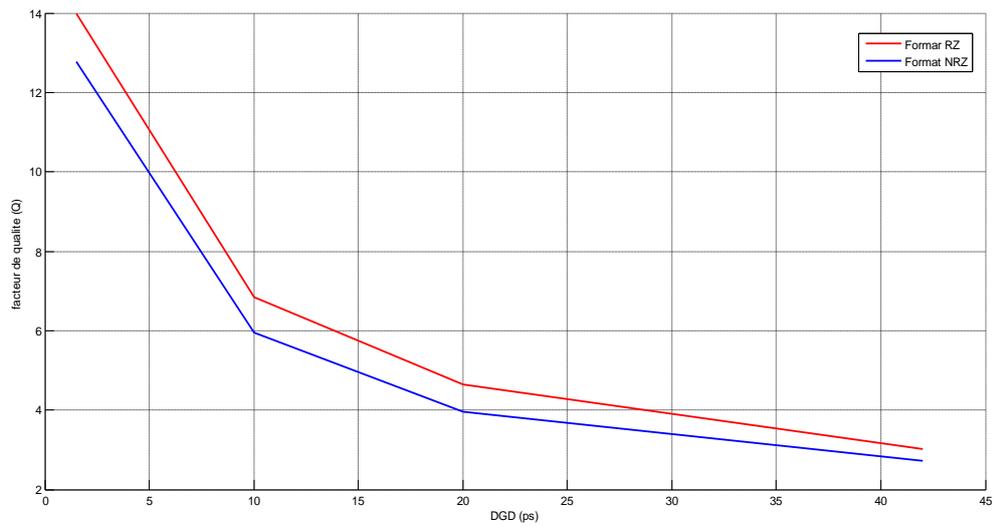


Figure 3.24: Variation du facteur de qualité en fonction de DGD pour les formats RZ et NRZ

Selon la figure 3.24 on remarque que plus le DGD augmente, le facteur de qualité diminue par conséquent le taux d’erreur binaire augmente aussi cela signifie que ce dernier est un facteur influant sur le compensateur de PMD.

La variation de DGD nécessite aussi une variation de la longueur de la fibre monomode. Cette variation est représentée dans la figure 3.25.

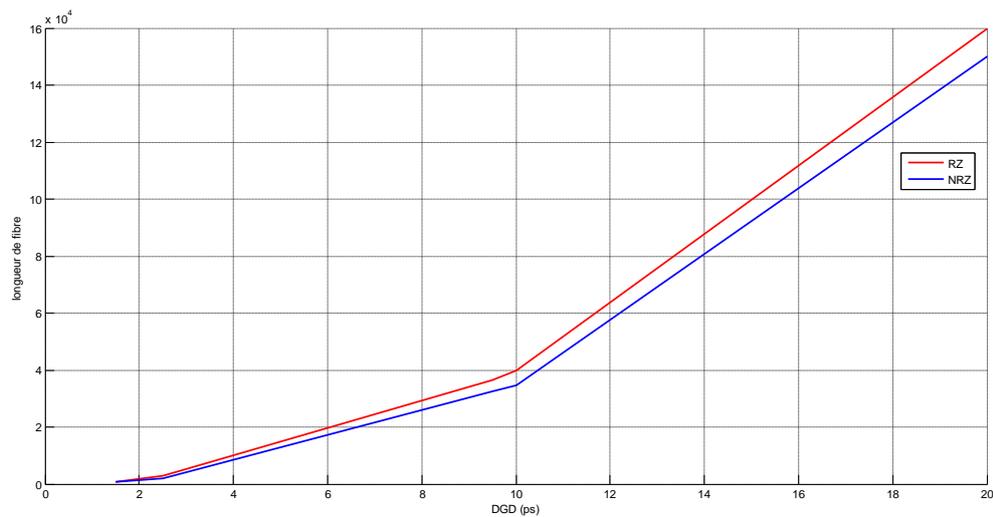


Figure 3.25 : Variation de la longueur en fonction de DGD pour un débit de 10 Gbit/s

D’après la figure 3.25, on remarque que lorsque la DGD augmente implique que la longueur de la fibre augmente aussi .On remarque aussi que pour maintenir la qualité de transmission, la distance ne dépasse pas 40000 km (DGD de 10 ps) pour le format RZ et 32400 km (DGD de 9.5ps) pour le format NRZ.

Lorsqu’on compare les valeurs trouvées de BER, facteur de qualité et longueurs de fibre on remarque bien que le format de modulation RZ est meilleur et tolérable par rapport à NRZ.

3.3.3.2. Deuxième étape : influence de débit sur le compensateur de PMD :

Dans une deuxième étape, en faisant varier le débit binaire de la liaison, pour illustrer l’influence de ce dernier sur le compensateur de PMD pour un DGD de 10 ps.

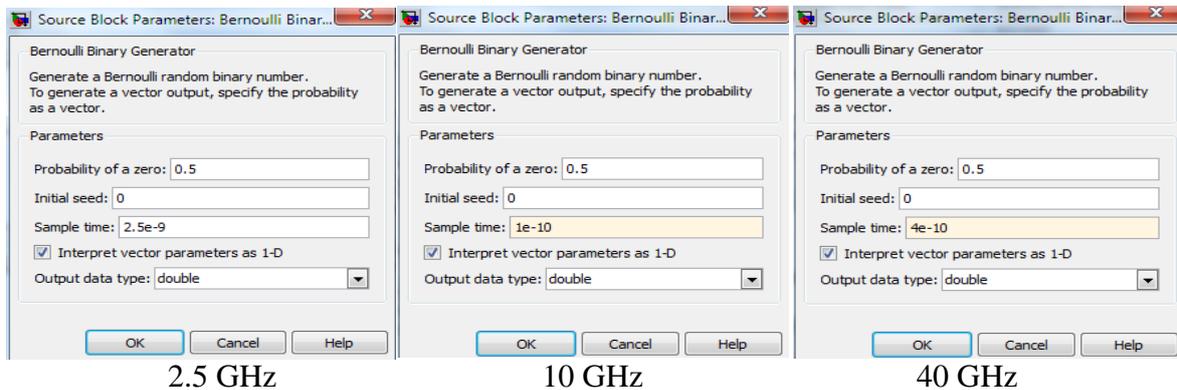


Figure 3.26 : les paramètres utilisés pour les différents débits.

Les diagrammes de l’œil de cette simulation sont illustrés dans les figures 3.27 - 3.32

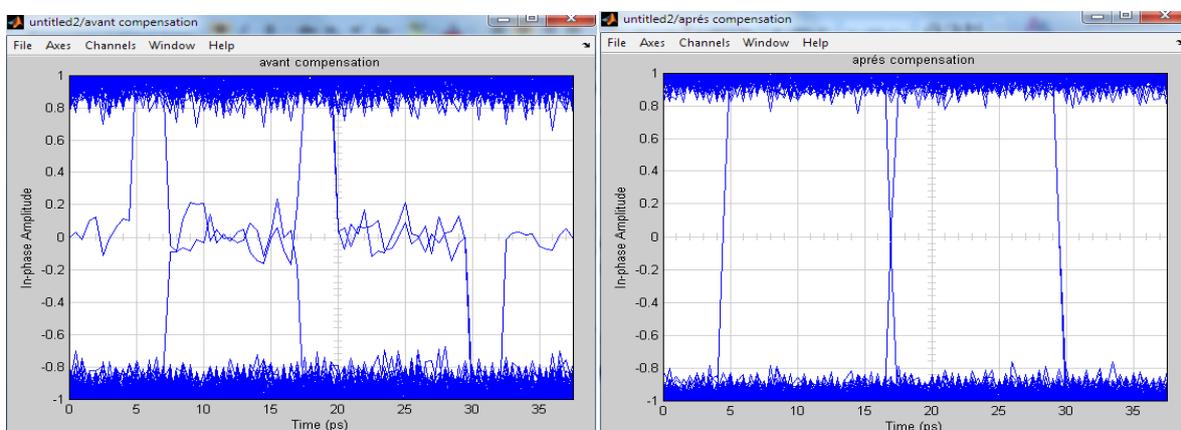


Figure 3.27 : diagramme de l’œil avant et après compensation pour une DGD de 10 ps d’un signal NRZ à 2.5 Gbit/s.

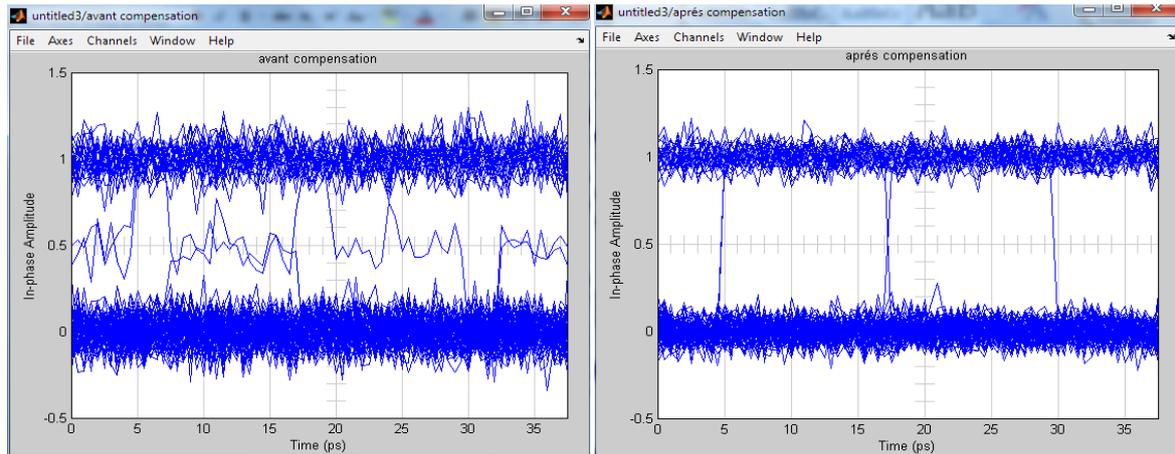


Figure 3.28 : diagramme de l'œil avant et après compensation pour un DGD de 10 ps d'un signal RZ à 2.5 Gbit/s.

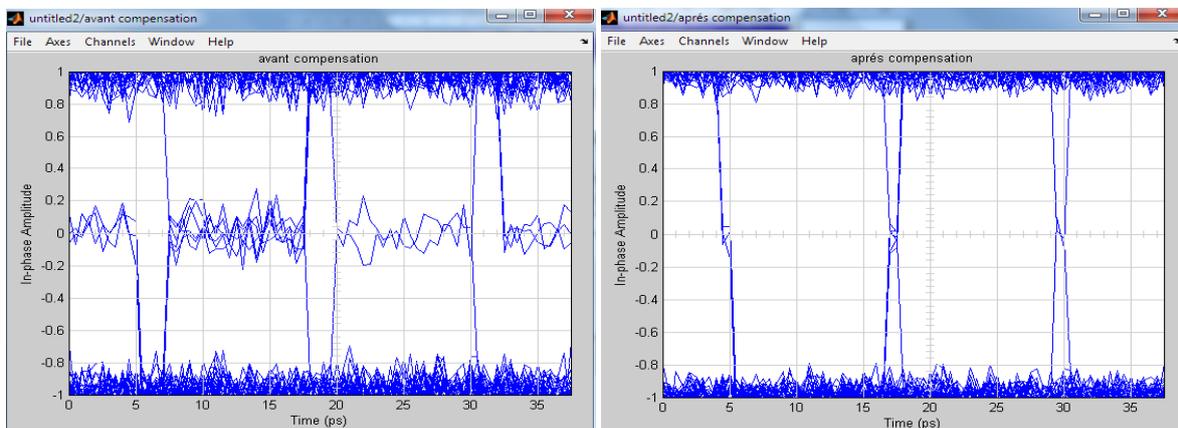


Figure 3.29 : Diagramme de l'œil avant et après compensation pour un DGD de 10 ps d'un signal NRZ à 10 Gbit/s.

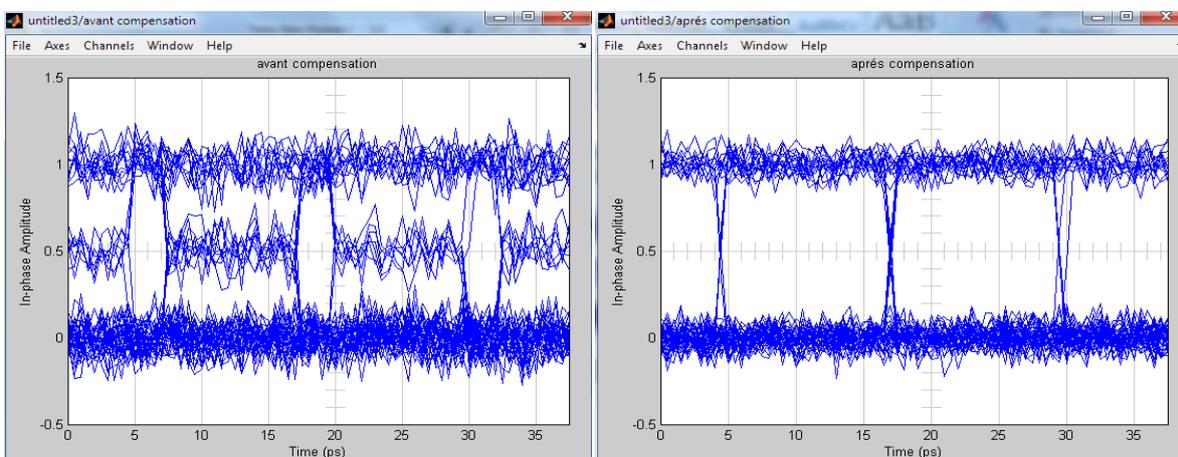


Figure 3.30 : Diagramme de l'œil avant et après compensation pour un DGD de 10 ps d'un signal RZ à 10 Gbit/s.

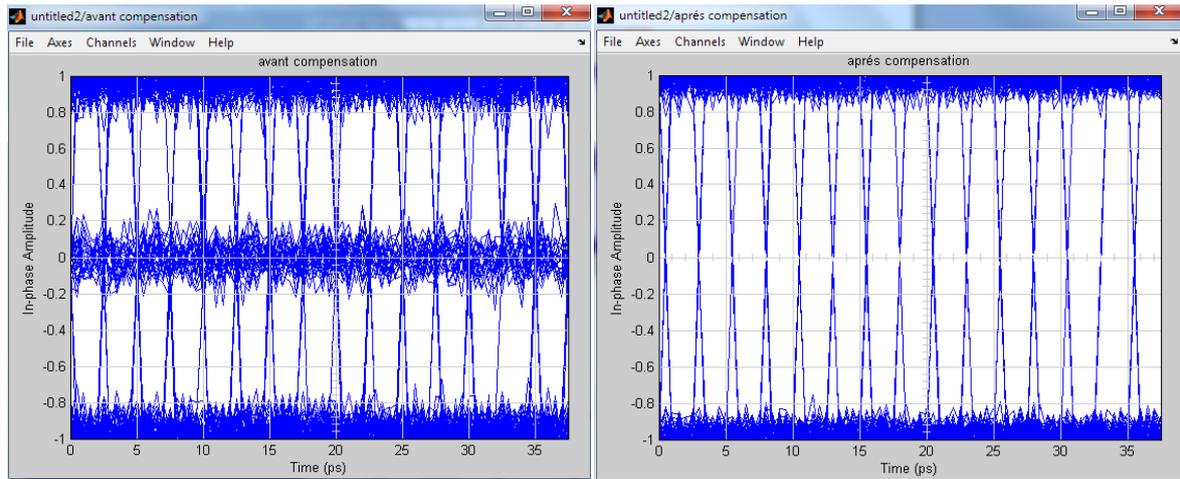


Figure 3.31 : Diagramme de l'œil avant et après compensation pour un DGD de 10 ps d'un signal NRZ à 40 Gbit/s.

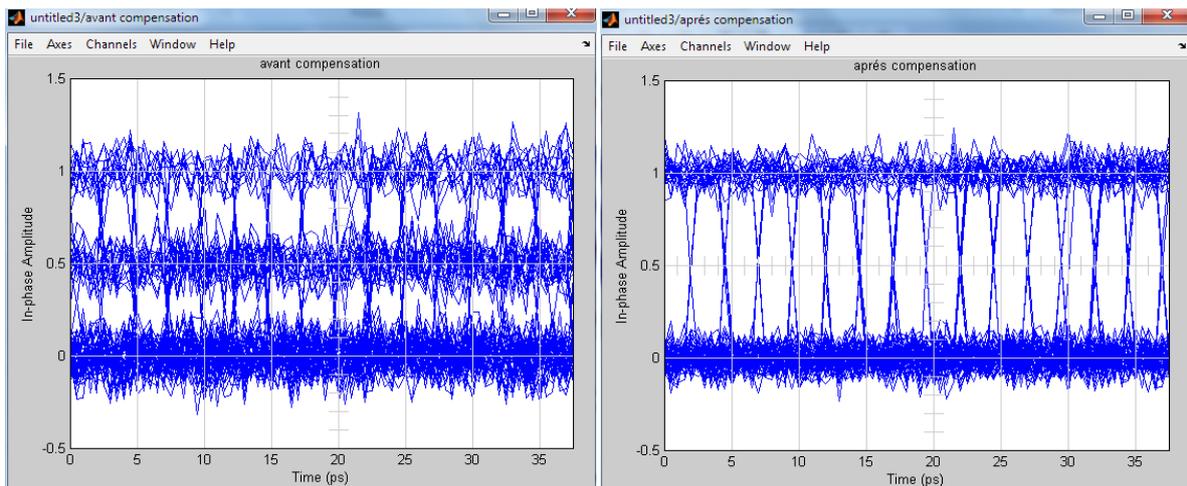


Figure 3.32 : Diagramme de l'œil avant et après compensation pour un DGD de 10 ps d'un signal RZ à 40 Gbit/s.

Pour les différents cas traités ci-dessus, les valeurs de taux d'erreur binaire (BER) et de facteur de qualité (Q) sont représentées dans le tableau 3.2

Débit (Gbit/s)	BER		Q	
	NRZ	RZ	NRZ	RZ
2.5	$2.21e-31$	$1.50e-44$	14.01	15.78
10	$8.72e-8$	$5.29e-12$	05.96	06.85
40	$1.83 e- 5$	0.00348843	02.56	04.12

Tableau 3.2 : Variation du taux d'erreur binaire et le facteur de qualités pour la modulation NRZ et RZ après compensation en fonction de débits (DGD= 10ps)

On fait la même chose mais pour un DGD = 2.5ps, on obtient les résultats représentés dans le tableau 3.3

Débit (Gbit/s)	BER		Q	
	NRZ	RZ	NRZ	RZ
2.5	$2.21e-33$	$2.19e-112$	21.56	22.08
10	$1.57 e - 11$	$3.39e-14$	10.17	10.52
40	$4.66 e- 9$	$7.94 e-10$	05.88	6.04

Tableau 3.3 : Variation du taux d'erreur binaire et le facteur de qualités en fonction de débit pour la modulation NRZ et RZ après compensation (DGD= 2.5ps)

D'après les figures 3.26 - 3.31 et le tableau 3.2, nous voyons qu'il y a une augmentation du taux d'erreur binaire par conséquent une diminution du facteur de qualité lors de l'augmentation de débit, ceci résulte de la diminution de temps entre impulsions, ce qui rend les interférences inter-symboles plus probable. . Donc l'effet de la PMD, limite le débit et diminue le facteur Q dans une liaison de transmission par fibre optique

En résumé nos résultats de simulation pour montrer les paramètres qui influent sur le compensateur de PMD au premier ordre

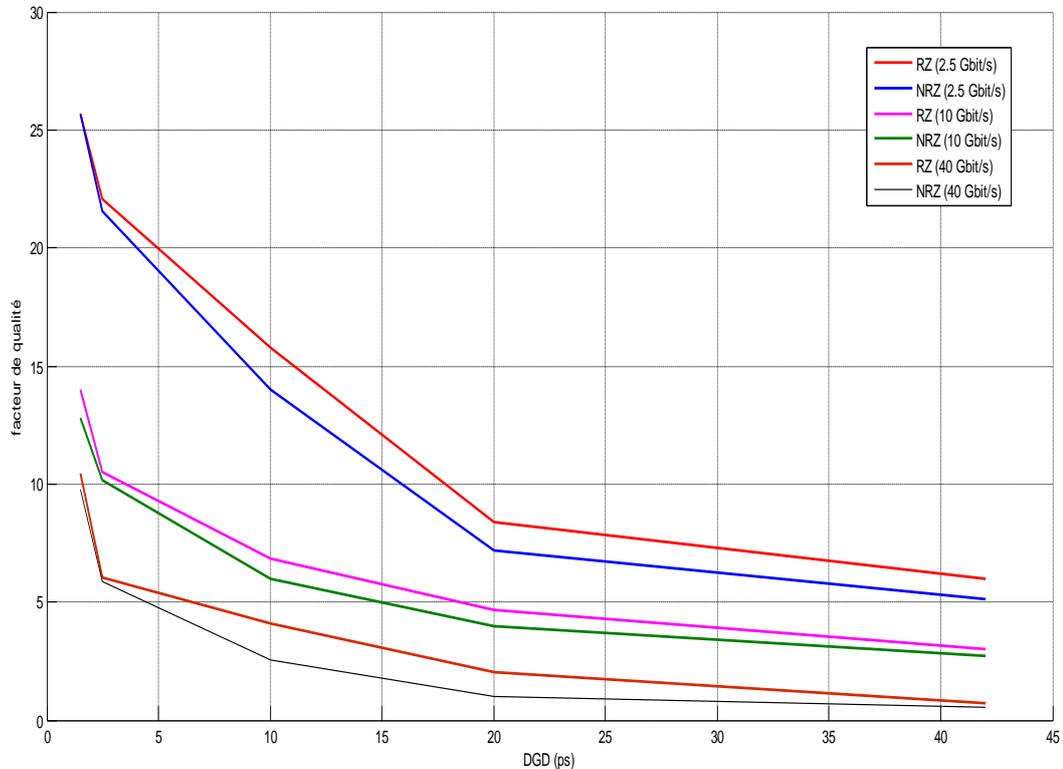


Figure 3.33 : Variation de facteur de qualité en fonction de DGD pour différents valeurs de débit.

D'après la figure 3.32 on remarque que plus que le DGD augmente le facteur de qualité diminue et ce dernier diminue aussi lorsque le débit augmente,

Pour un débit de 40Gbit/s, le DGD ne dépasse pas 2.5 ps pour RZ tandis 1.94 ps pour NRZ qui correspond respectivement à des longueurs de liaisons 2500 km et 1500 km afin que le système présente une bonne qualité ($Q > 6$).

On remarque bien que le format RZ donne des résultats importants que celle de NRZ à cause que dans le format RZ, chaque impulsion représentant le bit 1 est plus court que l'intervalle de bit, et ses retours en amplitude à zéro avant que la durée de bit est terminée. Tandis que dans le format NRZ, l'impulsion reste tout au long de la fente de bit et son amplitude ne chute pas à zéro entre deux ou plusieurs bits successifs. Par conséquent, la

largeur d'impulsion varie en fonction de la configuration de bits, alors qu'il reste identique dans le cas du format RZ.

Un avantage du format NRZ est que la bande passante associée avec le train de bits est plus petit que celui du format RZ d'environ un facteur de 2, simplement parce que le voltage V_{on-off} des transitions se produisent moins de fois.

3.4. Conclusion :

Les résultats obtenus ont permis de valider les choix des techniques de modulation et des composants utilisés pour développer une liaison à haut débit sur fibre optique a l'aide du logiciel simulink de Matlab7.

Nous avons présentés un simple compensateur de PMD premier ordre, l'amélioration du digramme de l'œil après la compensation est bien remarquable par conséquence les performances évalués de la chaîne de transmission à travers le canal AWGN est bonne. Nos résultats montrent que le compensateur PMD premier ordre avec le format de modulation RZ est meilleur et tolérable que celle de NRZ, il peut atteindre un DGD de 2.5ps qui correspond à une distance de 2500km pour un débit de 40 Gbit/s.

Conclusion Générale

L'évolution des télécommunications par fibre optique s'est accélérée ces dernières années. Le besoin de transmettre des débits plus élevés sur des longueurs de transmission de plus en plus grandes ne cesse de croître. Malheureusement la sensibilité aux défauts de propagation augmente avec le débit, que ce soit pour les effets dus à la dispersion modale de polarisation PMD de la fibre ou les effets non linéaires essentiellement induits par l'effet Kerr (variation de l'indice de réfraction en fonction de l'intensité lumineuse).

L'objectif de ce travail est de développer un compensateur de PMD au premier ordre sur simulink pour les deux formats de modulation respectivement RZ et NRZ.

Nos résultats montrent que le compensateur du format RZ est tolérable que NRZ pour des petites et grandes valeurs de PMD autrement dit le DGD. Aussi que le compensateur avec le format de modulation RZ atteint le débit 40 Gbit/s avec un DGD tolérable de 2.5ps qui correspond à une distance de 2500km.

En outre, la PMD est identifiée aujourd'hui comme la principale source de limitation de la bande passante et de la capacité de transmission autorisées sur une fibre. Par ailleurs, la biréfringence dans les fibres optiques représente la cause principale de la dispersion de mode de polarisation (PMD).

Comme perspectives nous envisagerons une compensation de PMD de deuxième ordre et l'effet de la régénération optique sur la PMD.

Annexe

Critères de qualité :

La transmission réelle d'un message diffère de la transmission idéale, du fait des défauts des modules d'extrémités (émetteur et récepteur) et des perturbations introduites par le canal de propagation. Généralement, le signal est déformé et du bruit s'est progressivement superposé au message. Si l'information envoyée est analogique, la qualité est appréciée par le destinataire et se mesure sur des critères difficilement quantifiables mais essentiels. C'est la qualité du message reçu qui constitue le critère pertinent.

Dans le cas d'une information numérique (cas de cette étude), 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 Q. Une autre approche, plus qualitative, consiste à tracer le diagramme de l'œil du signal.

Dans ce paragraphe, nous décrirons ces trois critères de qualité.

1. La probabilité d'erreur et le taux d'erreur binaire

On peut mesurer la qualité de la réception par l'évaluation de la probabilité d'erreur, qui correspond à la probabilité que la décision prise par le détecteur soit erronée.

Il convient de bien faire la distinction entre deux grandeurs qui sont souvent, à tort, confondues, la probabilité d'erreur qui vient d'être définie et le taux d'erreur binaire (TEB, ou BER, Bit Error Rate en anglo-américain).

Ce dernier est défini comme le rapport du nombre d'erreurs au nombre total N d'éléments binaires transmis. C'est une grandeur aléatoire qui constitue une estimation de la probabilité d'erreur.

Lorsque N est suffisamment grand, on peut considérer, d'après le théorème de la limite centrale, que le TEB est une variable aléatoire gaussienne. Pour obtenir une estimation de la probabilité d'erreur avec un intervalle de confiance donné, il suffit de calculer le nombre N nécessaire de bits à envoyer ou à simuler. Plus la probabilité d'erreur est faible, plus le nombre N doit être grand. La mesure devient donc impossible pour des probabilités d'erreur trop faibles et la limite est d'autant plus grande que le débit est faible. Les mêmes limites sont imposées aux méthodes de simulation. Il existe, néanmoins, pour la simulation comme pour la mesure, des techniques d'approximation qui permettent de réduire le nombre N , mais il existe toujours une limite. Si les symboles sont émis avec la même probabilité, le taux d'erreur peut s'exprimer sous la forme suivante :

$$TEB = \frac{1}{4} \operatorname{erfc} \left[\frac{D - \mu_0}{\sqrt{2} * \sigma_0} \right] + \frac{1}{4} \operatorname{erfc} \left[\frac{\mu_1 - D}{\sqrt{2} * \sigma_1} \right]$$

Où erfc est la fonction d'erreur corrigée ($\operatorname{erfc}(X) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_X^{+\infty} e^{-t^2}$

μ_i est la moyenne sur les niveaux i et σ_i est l'écart-type ;

D est le seuil de décision du récepteur, c'est-à-dire le niveau en dessous duquel on considérera qu'il s'agit d'un 0 et au-dessus d'un 1. D est compris entre μ_1 et μ_0 .

Paradoxalement, les excellentes performances des systèmes optiques (taux d'erreur inférieurs à 10^{-9} voire même 10^{-12}), sont un problème ! En effet, devant des taux d'erreur aussi faibles, il n'est plus envisageable d'utiliser des méthodes de comptages d'erreurs pour évaluer les performances des systèmes. Alors, on peut estimer le TEB par l'intermédiaire du facteur de qualité (Facteur Q). [1]

2. Le facteur Q :

Considérons que le bruit apporté par la transmission des données binaires est gaussien.

On définit alors un facteur Q pour les niveaux hauts et un pour les niveaux bas :

$$Q_i = \frac{D - \mu_i}{\sigma_i} \quad i=0, 1$$

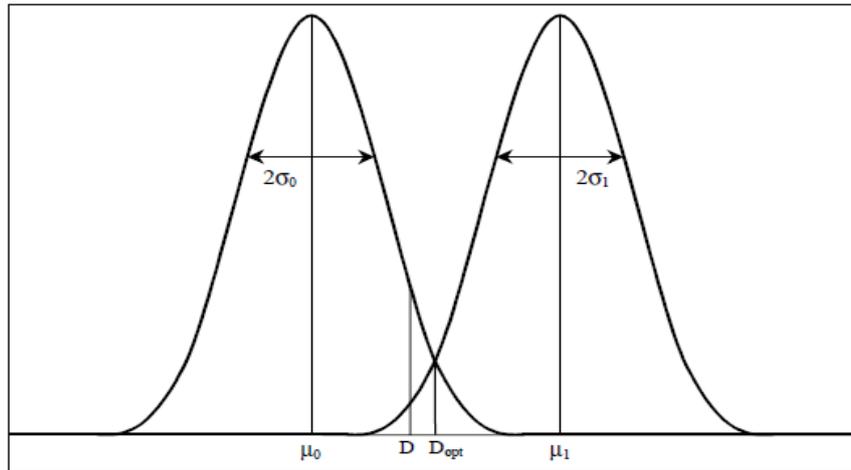


Figure 4.1: Représentation schématique des densités de probabilités et du seuil de décision. Lorsque les niveaux hauts et bas sont équiprobables, le TEB est défini en fonction du facteur de qualité par la relation suivante :

$$TEB = \frac{1}{4} \operatorname{erfc} \left[\frac{Q_0}{\sqrt{2}} \right] + \frac{1}{4} \operatorname{erfc} \left[\frac{Q_1}{\sqrt{2}} \right]$$

On peut optimiser le TEB en optimisant la position du seuil de décision [27]. Cette position est approximativement donnée par la formule suivante :

$$D_{opt} = \frac{\sigma_1 \mu_0 + \sigma_0 \mu_1}{\sigma_0 + \sigma_1}$$

Le facteur Q et le taux d'erreur deviennent alors :

$$Q = \left| \frac{\mu_1 - \mu_0}{\sigma_1 + \sigma_0} \right|$$

$$TEB = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left[\frac{Q}{\sqrt{2}} \right]$$

Le TEB varie très vite en fonction de Q. La Figure 2 représente bien cette forte évolution du TEB en fonction du facteur de qualité. [2]

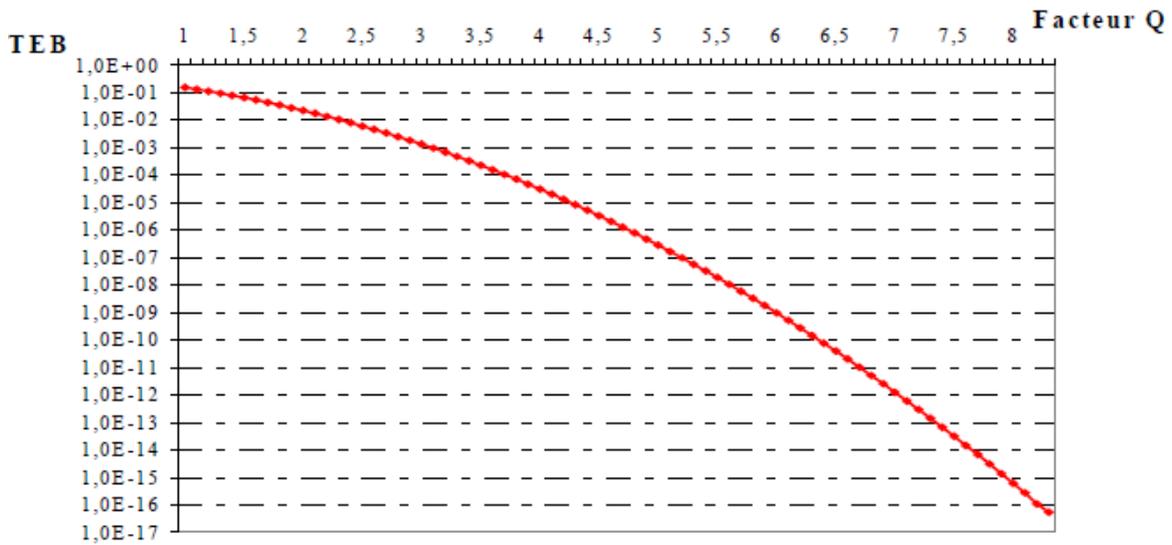


Figure 4.2: Courbe représentant la relation entre le taux d'erreur binaire et le facteur Q.

En complément de ces estimations quantitatives, des méthodes qualitatives peuvent être utilisées, comme par exemple l'étude du diagramme de l'œil.

3. Le diagramme de l'œil :

L'évaluation des performances d'une liaison optique peut également se faire au travers de l'observation du diagramme de l'œil. Cette manière assez simple d'apprécier la qualité des signaux numériques reçus avant qu'ils atteignent le dispositif de démodulation est considérée comme une des mesures de base en transmission numérique.

L'émission d'une suite aléatoire d'éléments binaires, dont les bits ont une durée T_b , conduit à la réception à un signal $x(t)$ qui est la somme des réponses du système à chacun de ces symboles. Or, par suite du caractère passe-bas des canaux usuels, ces différentes réponses se perturbent mutuellement. La superposition graphique de tous les intervalles T_b associés au signal $x(t)$ permet d'apprécier ces perturbations. Elle fait apparaître des ouvertures en forme de losanges arrondis qui lui ont valu son nom de diagramme de l'œil. [3]

La Figure 3 représente un exemple de diagramme de l'œil regroupant sur une durée de 2 bits les changements d'amplitudes des "1 vers 0" (+A vers -A) et des "0 vers 1" (-A vers +A) pour une très longue suite (aléatoire) de symboles "1" et "0".

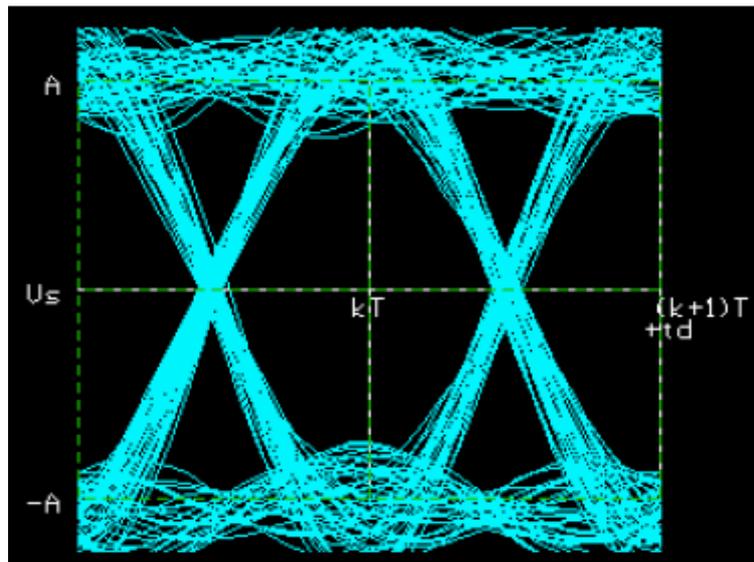


Figure 4.3 : Exemple de diagramme de l'œil.

Un tel diagramme représente le degré de discrimination des différents niveaux du signal $x(t)$ et fournit, par conséquent, de bons renseignements sur l'immunité aux erreurs de la liaison. Ces rebondissements d'amplitudes sont la conséquence de la réponse impulsionnelle du canal de transmission (les spécialistes parlent "d'interférences inter-symboles"). Il permet, d'une part, d'apprécier l'interférence entre symboles (IES) et, d'autre part, d'ajuster l'instant d'échantillonnage dans le régénérateur au moment précis d'interférence minimale (Figure 4).

A l'instant $t_0 + nT$, la valeur maximale du signal lorsque le symbole est égal à 0 est obtenue lorsque tous les symboles encadrant sont égaux à 1. La valeur minimale lorsque le symbole est égal à 1 est obtenue lorsque tous les symboles encadrant sont nuls. La différence entre ces deux niveaux extrêmes est appelée ouverture verticale ou hauteur de l'œil, à l'instant d'échantillonnage. En l'absence de bruit, l'œil est ouvert, si bien qu'il serait possible de détecter les données sans erreur en plaçant un seuil de décision entre les deux valeurs extrêmes. En présence de bruit, on observe des traces brouillées et élargies et la dégradation de la probabilité d'erreur due à l'IES est d'autant plus grande que l'œil est fermé.

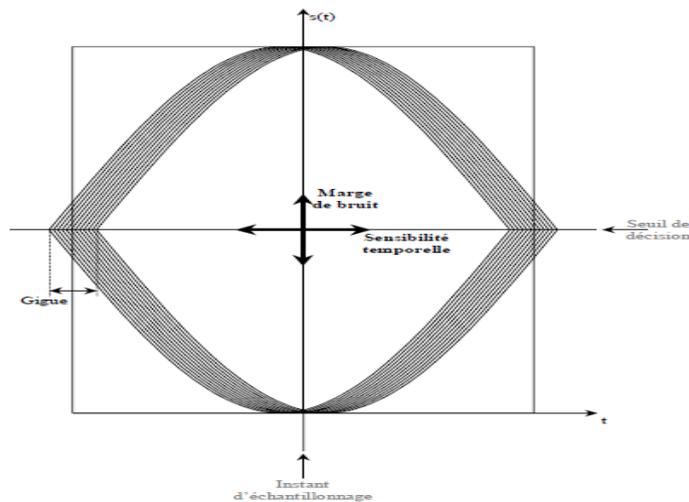


Figure 4.4 : Représentation graphique de quelques interprétations d'un diagramme de l'œil.

L'ouverture verticale de l'œil dépend de l'instant d'échantillonnage : quand on décale ce dernier par rapport à sa valeur optimale, correspondant au minimum de la probabilité d'erreur, la dégradation de celle-ci est d'autant plus rapide que l'ouverture décroît rapidement. Autrement dit, la largeur de l'œil détermine la sensibilité à un décalage de l'instant d'échantillonnage. Or, dans tout système de transmission numérique, l'horloge est toujours affectée de fluctuations aléatoires : c'est ce qui s'appelle la gigue (jitter).

A l'aide de la représentation du type "diagramme de l'œil" (Figure 4), nous pouvons donc observer :

- Une marge de bruit sur les seuils de détection des "1" et des "0" .
- Une gigue de phase (*jitter*) au niveau des passages par la valeur zéro de l'amplitude ce qui aura comme conséquence des imprécisions dans la récupération du signal "horloge bit".

En conclusion, nous pouvons dire que l'ouverture de l'œil caractérise le bruit et les distorsions apportées par la chaîne de transmission. L'opération d'échantillonnage doit se produire à l'instant précis où l'œil est le plus ouvert. Un œil bien ouvert permettra au dispositif de démodulation de discerner aisément les symboles transmis. A l'opposé, un œil fermé se traduira inévitablement par de nombreuses erreurs de transmission.

Une approche du facteur de qualité peut facilement être obtenue à partir d'un diagramme de l'œil. Pour cela, il suffit de calculer, dans un intervalle encadrant les niveaux extrêmes, les valeurs moyennes μ_1 et les écarts-types σ_1 des niveaux "1" et "0". L'équation 7 nous disait en effet :

$$Q = \frac{\mu_1 - \mu_0}{\sigma_1 + \sigma_0}$$

Références bibliographiques

[1] IPSIS, Manuel d'utilisation du logiciel COMSIS

[2] JOINDOT Irène et Michel, *Les Télécommunications par fibres optiques*, Collection Technique et Scientifique des Télécommunications, Paris : Dunod et CENT-ENST, 1996

[3] DELMAS J.P., "Introductions aux probabilités", *Collection Pédagogique de Télécommunications*, Ellipses éditeur, 1993.

Résumé

La fibre présente certains défauts de fabrication (cœur de forme elliptique) ou bien des contraintes résiduelles qui rendent le milieu de propagation anisotrope. La dispersion modale de polarisation (PMD) est un phénomène qui est dû à cette anisotropie optique faisant apparaître un axe rapide et un axe lent. Contrairement aux autres types de dispersion dans la fibre, la PMD varie très rapidement et d'une façon dynamique et se traduit par une limitation de bande passante.

Dans ce travail nous avons mis en oeuvre un compensateur de PMD au premier ordre pour les deux formats de modulation NRZ et RZ. Le format RZ est beaucoup plus meilleur et tolérable que NRZ, il peut atteindre un DGD de 2.5ps qui correspond à une distance de 2500km pour un débit de 40 Gbit/s.

Ce travail ouvre la voie pour développer une architecture permettant de compenser la PMD 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. Les travaux en cours sur la compensation de la PMD par voie électronique sont encourageants et semblent très prometteurs à court terme.

Mots Clés : fibre Optique, dispersion modale de polarisation (PMD), matrice de Jones, compensation.

Abstract

The optical fiber presents certain manufacturing defects (heart of elliptic form) or residual stress which makes the propagation medium anisotropic. The PMD is a phenomenon which is with this optical anisotropy making appraiser a fast axis and a slow axis. Contrary to the other types of dispersion in fiber, the PMD varies very quickly and in a dynamic way and results in a limitation of band-width.

In this work, we had put a compensatory of PMD in the first order for the two sizes of modulation NRZ end RZ. The size RZ is more better and tolerant than NRZ. It is able to reach a DGD of 2.5 ps which correspond to a distance of 2500 km for a flow of 40 Gbit/s.

This work opens the way to develop an architecture making it possible to compensate for the PMD by digital processing of the signal. The idea under unclaimed is to replace an expensive technology (optical components) by a numerical architecture at low cost, and more universal. The in works in progresses on the compensation of the PMD by electronic way are encouraging and seem very promising at short-term.

Key-words: Optical fiber, polarization mode dispersion, matrix of Jones, compensation.

ملخص

إنّ بعض العيوب الموجودة في الليف البصري أثناء الصّنع (قلب على شكل بيضاوي) أو ضغوط مسبقة التي ترجع وسط الانتشار متباين الخواص.

التشتت في شكل الاستقطاب هو ظاهرة ناتجة عن التباين في الخواص الضوئية وبالتالي ظهور محور سريع و محور بطيء. على عكس الأنواع الأخرى للتشتت الموجود في الليف البصري فإن التشتت في شكل الاستقطاب يتغير بسرعة كبيرة و بطريقة ديناميكية و هذا الأخير يترجم بتحديد الشريط المار.

في هذا العمل، وضعنا تعويض للتشتت في شكل استقطاب في النظام الأول من أجل شكله NRZ و RZ. الشكل RZ أفضل بكثير من NRZ و أشد متانة منه كما يمكنه التقاط فرق زمن المحاور (DGD) بقيمة اثنان فاصل خمسة بيكو ثانية (2.5Ps) ابتداءً من أربعين جيجابايت في الثانية (40Gib/s).

هذا العمل يفتح المجال لتطوير تصميم يسمح بموازنة التشتت في شكل الاستقطاب بواسطة معالجة رقمية للإشارة. الفكرة المناسبة و هي تبديل تكنولوجيا باهظة الثمن (مركبات ضوئية) بواسطة تصميم رقمي بثمن منخفض و أكثر شمولية. الأعمال في طريق الإنجاز لموازنة التشتت في شكل الاستقطاب بواسطة الطريقة الالكترونية مشجعة و جدّ مؤهلة في المدى القصير.

