



REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE



MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR
ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE

UNIVERSITE ABOU BAKR BELKAID – TLEMCCEN
FACULTE DE TECHNOLOGIES
DEPARTEMENT DU GENIE ELECTRIQUE ET ELECTRONIQUE
LABORATOIRE DE TELECOMMUNICATIONS



DIPLOME DE DOCTEUR

DE L'ECOLE DOCTORALE DES TECHNOLOGIES
ET APPLICATIONS SPATIALES

Spécialité : Télécommunications et Informatique Spatiales

MOKHDAR AMEL

**Contribution de la biréfringence dans les réseaux
de télécommunications optiques**

Soutenance le 17 Septembre 2015 devant le jury composé de

Mr .O. SEDDIKI:	Professeur à l'Université de Tlemcen	<i>Président</i>
Mr. G. BASSOU:	Professeur à l'Université de S.B.A	<i>Examineur</i>
Mr. B. LASRI:	Professeur à l'Université de Saida	<i>Examineur</i>
Mr. M. CHIKH-BLED:	Professeur à l'Université de Tlemcen	<i>Directeur de thèse</i>
Mr. A. BOUACHA :	Maitre de conférences à l'université de Tlemcen	<i>Invité</i>

Résumé

La dispersion modale de polarisation (PMD) est un facteur qui limite le débit des transmissions optiques. Les effets des déformations des impulsions deviennent non négligeables à partir de 40 Gbit/s. La fibre présente certains défauts de fabrication (cœur de forme elliptique) ou bien des contraintes résiduelles qui rendent le milieu de propagation anisotrope. La 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 la bande passante.

Dans ce travail, nous nous sommes focalisés plus particulièrement sur l'étude des effets de la PMD dans les liaisons optiques à haut débit. Les résultats présentés sont issus d'une liaison constituée d'une fibre monomodes standard (SMF) correspondant à la spécification ITU-G.652 utilisées dans les réseaux de transmission longue distance. Nous avons mis en œuvre un compensateur de PMD au premier ordre pour les deux formats de modulation NRZ et RZ. Le format RZ est meilleur, et plus tolérable que le format NRZ. Il peut atteindre un DGD de 2.5ps qui correspond à une distance de 2500 km pour un débit de 40 Gbit/s. Un régénérateur placé à l'intérieur de la ligne de transmission permet de compenser la PMD dans les transmissions longue distance par fibres optiques.

Ce travail de thèse ouvre la voie pour développer une architecture permettant de compenser la PMD par traitement numérique du signal, ou bien par la technique de régénération optique. L'idée sous jacente est de remplacer une technologie coûteuse (composants optique) par une architecture numérique à faible coût, et plus universelle. Les travaux en cours sur la compensation de la PMD par voie électronique, et les systèmes régénérés optiquement sont encourageants, et semblent très prometteurs à court terme.

Mots Clés : Fibre optique, Anisotropie, Dispersion Modale de Polarisation (PMD), Compensateur de dispersion modale de polarisation, Régénération optique, Matrice de Jones, Contrôleur de polarisation.

Remerciements

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 mon directeur de thèse CHIKH-BLED MOHAMED professeur à l'université Abou Bakr Belkaid pour ses précieux conseils, les suggestions constructives , la confiance et la patience qu'ils m'ont accordé ,merci infiniment.

J'adresse mes très sincères remerciements à Mr SEDDIKI OMAR, professeur à l'université Abou Bakr Belkaid- Tlemcen, pour avoir accepté de présider ce jury de thèse.

Mes vifs remerciements vont également aux membres du jury qu'ils ont porté à ma recherche en acceptant d'examiner mon travail et de l'enrichir par leurs propositions. Mr BASSOU GHAOUTI Professeur à l'université Djilali Lyabes-Sidi Belabbes . LASRI BOUMEDIENE professeur à l'université Saida.

Je suis très honoré de la présence de Mr BOUACHA ABDELHAFID Maitre de conférences classe A université de Tlemcen.

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

Table des matières

Introduction generale.....	1
-----------------------------------	----------

Chapitre I : Notions de Base sur la Dispersion Modale de Polarisation

Introduction	4
I. Polarisation de la lumière.....	4
I.1. Formalisme de Jones	5
I.2. Formalisme de Stokes	5
I.3. Représentation de Jones	9
1.3.1. Matrice de cohérence.....	9
1.3.2. Degré de polarisation.....	11
1.3.3. Matrice de Muller.....	11
I.4. Changement de repère.....	12
II. Concepts de base sur la PMD	17
II.1. C'est quoi la dispersion modale de polarisation ?	17
II.2. Les causes de la PMD.....	17
II.2.1. Biréfringence	17
II.2.1.1. Birefringence de fabrication	18
II.2.1.1.1. Biréfringence de forme	18
II.2.1.1.2. Birefringence de contrainte	19
II.2.1.2. Biréfringence élastique induite	21
II.2.1.2.1. Courbure	21
II.2.1.2.2. Contraintes latérales.....	23

II.2.1.2.3.Torsion.....	24
II.2.1.3. Fibre a maintien de polarisation	25
II.2.1.3.1. Fibres à forte biréfringence.....	25
II.2.1.3.2. Fibres à comportement globalement isotrope.....	26
II.2.1.4. Mesure de birefringence	28
II.2.2..Couplage de mode	29
II.2.2.1. Permittivité indépendante de la direction de propagation	29
II.2.2.2. Permittivité dépendante de la direction de propagation	30
II.2.2.3. Solution des équations couplées	32
II.3. La PMD dans les courtes distances (L)	33
II.4. La PMD dans les longues distances	36
II.5. Les caractéristiques de la PMD	37
II.5.1. modele des etats principaux de polarisation.	37
II.5.2. Vecteur de PMD	38
II.6. Nature statistique de la PMD.....	41
II.7. Les effets de la PMD sur les systèmes de télécommunications optiques	43
Conclusion.....	44
References bibliographiques du chapitre I.....	45

Chapitre II: Etude de la Dispersion Modale de Polarisation (PMD) dans les liaisons optiques

Introduction	48
I. Simulation et interpretation des resultats	49
I.1. Presentation de la liaison optique.....	49
I.2. Resultats et discussion	51
I.2.1.Phenomene de polarisation dans une fibre optique.....	51

I.2.2. Les differents parametres ayant une influence sur le degré de polarisation	55
I.2.3. Simulation d'une chaine de transmission en tenant compte la PMD.....	65
I.2.4. Simulation d'une chaine de transmission en tenant compte de la dispersion modale de polarisation et de la dispersion chromatique compensée.....	75
I.2.5. Simulation d'une liaison optique en tenant compte la PMD avec L'utilisation des SPANs	79
Conclusion.....	86
References bibliographiques du chapitre II.....	86

Chapitre III: Technique de Compensation de PMD et la régénération optique

Introduction	87
I.Technique de Compensation de PMD	87
I.1.Technique de Compensation de PM D Feed-forward	87
I.2.Compensation de PMD feed-back.	87
I.3. Stratégies de compensation de PMD	88
I.4. Classification basée sur les ordres de compensation	89
II. Principe de regeneration optique	92
II.1. Regeneration 1R	92
II.2. Regeneration 2R.....	93
II.2.1. Regeneration 2R en auto modulation de phase	93
II.2.2. Regeneration 2R en modulation croisée	93
II.3. Regeneration 3R.....	93
II.3.1. Regeneration tout optique 3R.....	94
II.3.2. Regeneration 3R pour soliton.....	96
III. Resultats et discussions	97
III.I. Compensation de PMD premier ordre	97
III.I.1. Presentation de simulink.....	97

III.1.2. Modele de simulation	98
III.1.3. Effet de la PMD	104
III.1.4. Diagramme de l'œil avant et apres compensation.....	106
III.1.5. Influence de DGD sur la PMD	107
III.1. 6. Influence de debit sur la PMD	109
III.2. Contribution a l'aide des regenerateurs 2R dans une liaison de transmission optique en tenant compte la PMD	110
III.2.1. Contraste	114
III.2.2. Fonction du transfert.....	114
III.2.3. Diagramme de l'oeil	115
III.2.4. Evolution du taux d'erreur binaire (TEB) , et du rapport signal sur bruit en fonction du nombre de boucle de recirculation	116
III.2.5. Penalité.....	118
III.2.6. Influence de debit.....	119
III.2.7. Penalité et DGD	121
III.2.8. Influence de la puissance incidente sur la PMD	122
III.2.9. Influence de la largeur d'impulsion sur la sensibilité du recepteur.....	123
III.2.10.Degré de polarisation (DOP)	125
III.2.11.Effet de regenerateur en cascale sur la qualité de transmission	126
Conclusion.....	127
References bibliographiques du chapitre III	129
Conclusion generale	132

Listes des figures et des tableaux

Listes des figures :

Chapitre I : Notions de Base sur la Dispersion Modale de Polarisation

Figure I.1: Etat de polarisation elliptique.....	6
Figure I.2 : Représentation de la sphère de Poincaré des états de polarisation.....	9
Figure I.3 : Changement de repère : (a) polariseur d'axes à -45° à partir de celle du polariseur horizontal, (b) polariseur d'axe à 45° à partir de celle du polariseur vertical, (c) polariseur vertical à partir de celle du polariseur linéaire à -45° , (d) polariseur horizontal à partir de celle de polariseur linéaire à $+45^\circ$, (e) polariseur circulaire droit à partir de celle de polariseur gauche.....	13
Figure I.4 : Fibre monomode de cœur elliptique.....	18
Figure I.5 : Biréfringence de contrainte avec une fibre à gaine elliptique	20
Figure I.6 : Sections des fibres à contraintes dissymétriques.....	21
Figure I.7 : Fibre optique monomode courbée avec ou sans tension axiale.....	22
Figure I.8 : Biréfringence due à des contraintes latérales	23
Figure I.9 : Biréfringence induite par une torsion sur une fibre optique monomode.....	24
Figure I.10 : L'évolution de la polarisation dans le régime courte distance [19].....	34
Figure I.11 : Interprétation fréquentielle de la PMD dans le régime courte distance : lorsque la fréquence du signal d'entrée, polarisé ici à $+45^\circ$ des axes propres, varie, la polarisation de sortie évolue de façon périodique avec la fréquence.....	35
Figure I.12: Démonstration du Retard Différentiel de Groupe (DGD) entre deux états de polarisation pendant la propagation de la lumière dans une fibre optique [23]	35

Figure I.13: Orientations, et variation des modules et axes biréfringences [22].....	36
Figure I.14: Représentation du mouvement de l'état de polarisation de sortie sur la sphère de Poincaré selon l'équation I.75 (s et s' sont les états de polarisation à l'entrée et à la sortie respectivement)	41
Figure I.15: Diagramme du vecteur PMD du premier et du second ordre. Montrant la variation de $\tau(\omega)$ avec la fréquence. noter que \hat{p}_ω est perpendiculaire à \hat{p} . Le taux de rotation angulaire $d\phi/d\omega$ de vecteur PMD $\tau(\omega)$ avec ω est décrit par \hat{p}_ω	42
Figure I.16 : Distribution Maxwellienne normalisée du DGD.....	43
Figure I.17 : Probabilité cumulée normalisée	47

Chapitre II: Etude de la Dispersion Modale de Polarisation (PMD) dans les liaisons optiques

Figure II.1 : Schéma synoptique de la chaine de transmission	49
Figure II.2 : Les caractéristiques de polarisation du SOP en entrée et en sortie.....	53
Figure II.3: Variations du degré de polarisation en fonction du taux de dépolarisation $\langle\tau\rangle$. .	56
Figure II.4: Sphère de Poincaré pour un taux de dépolarisation faible (0.3 deg/GHz)	56
Figure II.5 : Variations du DGD en fonction du taux de dépolarisation.....	57
Figure II.6 : Variations du facteur de qualité en fonction de la dispersion chromatique de polarisation	58
Figure II.7: Formats de modulation (a) NRZ, (b) RZ	59
Figure II.8 :Impact du format de modulation sur le degré de polarisation.....	60
Figure II.9 : (a) Variations de degré de polarisation, (b) facteur de qualité en fonction de l'état de polarisation (ellipticité).....	61
Figure II.10 :Variation de retard entre les états principaux de polarisation en fonction de l'ellipticité.	63
Figure II.11 :Variations du degré de polarisation(DOP) en fonction du DGD pour les formats RZ et NRZ.....	64

Figure II.12 :Synoptique d'une chaine de transmission avec la prise en compte de la polarisation d'un signal optique	65
Figure II.13 : Effet de la PMD sur les impulsions optiques (a) : Signal d'émission, (b) : Signal à la sortie de la fibre	66
Figure II.14: Évolution de la PMD sur la sphère de Poincaré.....	67
Figure II.15 :Diagrammes de l'œil (a, c) sans prise en compte de la PMD, (b, d) avec prise en compte de la PMD en utilisant le logiciel Optisystem et Comsis	68
Figure II.16 :Effet de la PMD sur le facteur de qualité en fonction de la longueur	70
Figure II.17 :Effet de la PMD sur le facteur de qualité en fonction du débit binaire.....	71
Figure II.18 :Effet du coefficient de PMD sur le facteur de qualité.....	73
Figure II.19 :Variations de la puissance électrique en fonction de coefficient de PMD.....	74
Figure II.20 :Influence de la PMD sur le $DGD_{calculé}$ en fonction de la longueur de couplage ..	74
Figure II.21 :Influence de la PMD sur le $DGD_{calculé}$ en fonction de la biréfringence linéique	74
Figure II.22 :Synoptique d'une chaine de transmission compensée.	75
Figure II.23 : Simulation d'une liaison compensée.....	78
Figure II.24 :Comparaison entre le $DGD_{cumulé}$ pour la fibre SMF et le $DGD_{cumulé}$ pour la fibre DCF.	79
Figure II.25 :Utilisation de SPANs (fibre SMF, amplificateur, fibre DCF, amplificateur)	29
Figure II.26 :Variation du facteur de qualité en fonction de nombre de SPANs	81
Figure II.27 :Influence de la PMD sur le facteur Q en fonction de débit.....	82
Figure II.28 :Simulation d'une liaison compensée avec l'utilisation de SPANs	84

Chapitre III: Technique de Compensation de PMD et la régénération optique

Figure III.1 : Schéma de principe du compensateur de la PMD feed-forward	88
Figure III.2 : Compensateur PMD demi-ordre (SO : Source Optique, PC- contrôleur de polarisation, LPF : filtre passe-bas et BPF filtre passe-bande (λ) ² détecteur de loi quadratique, RO : Récepteur Optique).....	90

Figure III.3 : Schéma fonctionnel adaptatif du compensateur PMD premier ordre. (LPF : filtre passe-bas et BPF : filtre passe-bande, $()^2$ - Détecteur quadratique) [8].	90
Figure III.4 : Compensation de PMD Premier ordre: (a) méthode de PSP (b) méthode de post-compensation (PC contrôleur de polarisation, Δt : un élément de retard variable) [22].	91
Figure III.5 : Schéma de principe de compensation de PMD de second ordre. (PC1 et PC2 Contrôleurs de polarisation).	92
Figure III.6 : Principe de régénération optique 2R à base de portes non-linéaires en auto-modulation de phase.	93
Figure III.7 : Principe de régénération optique 2R à base de portes non-linéaire en modulation croisée.	95
Figure III.8 :Principe de régénération 3R à commande par le signal d'informations.	96
Figure III.9 :Principe de la régénération 3R par modulation synchrone	97
Figure III.10: Modèle de simulation de compensateur de la PMD premier ordre	98
Figure III.11 : Sous système d'émission (modulation NRZ et RZ)	99
Figure III.12 : Séquence binaire aléatoire et formats de modulations NRZ et RZ.	101
Figure III.13 :Spectres des signaux NRZ et RZ	101
Figure III.14 :Modèle Simulink pour un filtre rectangulaire idéal d'impulsion	102
Figure III.15 : Ligne de transmission	102
Figure III.16 : Distribution de Maxwell	103
Figure III.17 :Sous-système de compensation	104
Figure III.18 : DGD de 10 ps avec bruit blanc Gaussien de 20 dB sur un signal NRZ (a), et RZ (b)	105
Figure III.19 : Diagrammes de l'œil pour le format de modulation NRZ (a) avant compensation, (b) après compensation	106
Figure III.20 : Diagrammes de l'œil pour le format de modulation RZ (c) avant compensation, (d) après compensation.	106
Figure III.21 : Variations du facteur de qualité en fonction de DGD pour les formats RZ et NRZ.	108
Figure III.22 :Variations de la longueur en fonction de DGD pour un débit de 10 Gbit/s.	108

Figure III.23 :Paramètres utilisés pour les différents débits.....	109
Figure III.24 :Configuration du 1 ^{ier} test « le régénérateur placé directement devant le récepteur» (La ligne de transmission contient un régénérateur 2R au milieu).....	110
Figure III.2.5: Configuration du 2 ^{ieme} test «le régénérateur placé entre deux lignes de transmission » (Chaque ligne de transmission contient un régénérateur 2R au milieu)	111
Figure III.26 :Système proposé de Simulation.....	111
Figure III.27: Ligne de transmission	112
Figure III.28 : Sous-système Régénération 2R (Ré-amplification + Remise en forme).....	112
Figure III.29: Signal d'entrée RZ.....	114
Figure III.30 :Signal de données dégradé.....	114
Figure III.31 :Illustration de la fonction de transfert idéale	114
Figure III.32 : Fonction du transfert du régénérateur.....	114
Figure III.33 :Diagramme de l'œil sans régénération	115
Figure III.34: Diagrammes de l'œil pour un régénérateur placé directement devant le récepteur	115
Figure III.35 :Diagramme de l'œil pour un régénérateur 2R placé entre deux lignes de transmission.....	115
Figure III.36 :Variation du taux d'erreur binaire en fonction de la distance (nombre de boucle recirculation).	117
Figure III.37 :Variation du rapport OSNR en fonction de la distance.	117
Figure III.38 :Evolution du taux d'erreur binaire en fonction de la puissance du récepteur .	119
Figure III.39 : Variations du taux d'erreur binaire en fonction de la distance pour différentes valeurs du débit pour un régénérateur placé directement devant le récepteur	120
Figure III.40 :Variation de DGD en fonction de débit au niveau de la fibre	120
Figure III.41 :Variations de pénalité en fonction du retard différentiel de groupe sans et avec régénération.....	122
Figure III.42 : Variation du DGD en fonction de puissance incidence de l'amplificateur ...	123
Figure III.43 :Variation de la sensibilité du récepteur en fonction du retard différentiel de groupe (DGD)	124

Figure III.44:Variation de largeur d’impulsion en fonction de DGD après régénération..... 125

Figure III.45 : Facteur de qualité en fonction du nombre de SPANs 126

 **Listes des tableaux :**

Chapitre I : Notions de Base sur la Dispersion Modale de Polarisation

Tableau I.1 : Matrice de Jones et de Muller pour quelques types de polarisations..... 14

Chapitre II: Etude de la Dispersion Modale de Polarisation (PMD) dans les liaisons optiques

Tableau II.1 : Caractéristiques de l’émulateur de PMD..... 50

Tableau II.2 : Variations du degré de dépolarisation en fonction du taux de dépolarisation 55

Tableau II.3. Variation facteur de qualité en fonction de la dispersion chromatique de polarisation 58

Tableau II.4 Variations du (a) degré de polarisation et (b) facteur de qualité en fonction de l’état de polarisation d’entrée (ellipticité) 61

Tableau II;5. Variations du retard entre les états principaux de polarisation en fonction de l’ellipticité. 62

Tableau II.6. Variations du degré de polarisation en fonction de retard entre les états principaux de polarisation pour les formats de modulation NRZ et RZ 64

Tableau II.7. Variations du facteur de qualité en fonction de la longueur de fibre pour les formats de modulation NRZ et RZ..... 69

Tableau II.8. Variations de facteur de qualité en fonction du débit pour les formats de modulation NRZ et RZ pour une liaison de 129 km 71

Tableau II.9. Variations du facteur de qualité en fonction du coefficient de PMD 72

Tableau II.10. Paramètres ayant un impact sur PMD.....	75
Tableau II.11 Paramètres caractéristiques du couple de fibres simulées	76
Tableau II.12. Les paramètres caractéristiques du SPANs	80
Tableau II.13 Influence de la PMD sur le facteur Q en fonction du nombre de SPANs.	81
Tableau II.14 Paramètres caractéristiques du couple de fibres simulées.	82

Chapitre III: Technique de Compensation de PMD et la régénération optique

Tableau III.1 : Les inconvénients et les avantages de la porte optique en auto-modulation de phase	89
Tableau III.2 : Variations du facteur de qualité et du taux d’erreur binaire pour la modulation NRZ et RZ avant et après compensation en fonction de DGD pour 10 Gbit/s	89
Tableau III.3: Variations du taux d’erreur binaire, et du facteur de qualité pour la modulation NRZ et RZ après compensation en fonction du débit pour un DGD=10 ps	90
Tableau III.4 :Variations du taux d’erreur binaire et du facteur de qualités en fonction du débit pour la modulation NRZ et RZ après compensation pour un DGD= 2.5ps	92
Tableau III.5 : Paramètres de simulation.....	113

Table des abréviations

<i>Abrégés</i>	<i>Signification Française</i>	<i>Signification Anglaise</i>
1R	Ré-amplification	Reamplification
2R	Ré-amplification+remise en forme	Reamplification + Reshaping
3R	Ré-amplification+Remise en forme + resynchronisation	Reamplification+Reshaping+ resynchronization
BER	Taux d'erreur binaire	Bit Error Rate
DCF	Fibre de compensation de dispersion	Dispersion compensation fiber
DGD	Retard différentiel de groupe	Différentiel Group Delay
DOP	Degré de polarisation	Degree Of Polarization
EDFA	Amplificateur à fibre dopée Erbium	Erbium Doped Fiber Amplifier
ESA	Emission spontanée amplifiée	Amplified spontaneous emission
FWM	Mélange à quatre ondes	Four Wave Mixing
ISI	Interférence entre symboles	InterSymbol Interference
NRZ	Non retour à zéro	Non Return-to-Zero
NOLM	Boucle optique non-linéaire	Non-linear optical loop mirror
LPF	Filtre passe bas	Low Pass filter
OSNR	Rapport signal sur bruit optique	Optical Signal Noise Ratio
PC	Contrôleur de polarisation	Polarization Controller
PCD	Dispersion chromatique de polarisation	Polarization Chromatic Dispersion
PM	Maintien de polarisation	Polarization Maintien
PDL	Perte dépendant de polarisation	Polarization Dependent Loss
PMD	Dispersion modale de polarisation	Polarization Mode Dispersion
PMDC	Compensateur de PMD	PMD Compensator
PSP	Etat principal de polarisation	Principal State of Polarization
RZ	Retour à Zéros	Return-to-Zero

RMS	Racine carrée de la moyenne	Root Mean Square
SNR	Rapport signal sur bruit	Signal Noise Ratio
SMF	Fibre mon-omode	Single Mode Fiber
SOP	Etat de polarisation	State Of Polarization
SPM	Auto-modulation de phase	Self Phase Modulation
WDM	Multiplexage en longueur d'onde	Wavelength division multiplexing
XPM	Modulation de phase croisée	Cross phase modulation

Symboles et notations

Symboles :

Azimut : ψ

Biréfringence : Δn

Champ électrique : E

Constante de propagation en onde guidée : β

Ellipticité : ε

Fréquence normalisée : V

Indice de réfraction de cœur : n_c

Indice de réfraction de gaine : n_g

Indice de réfraction principal : n_x, n_y

Intensité : I, I_0

Longueur de Battement : $L_B = \lambda / \Delta \vec{n}$

Longueur de Corrélation (Couplage) : L_c

Matrice de Pauli : $\sigma_0, \sigma_1, \sigma_2, \sigma_3$

Matrice de cohérence : Γ

Matrice de Jones : M

Matrice de Muller : M

Phases: $\varphi, \varphi_x, \varphi_y$

Probabilité : P

Perméabilité électrique : $\varepsilon, [\varepsilon]$

Perméabilité électrique : μ

Pulsation : $\omega = 2\pi\nu$

Tenseur photo-élastique : $[p]$

Vecteur de Stokes : S

Vecteur de rotation : Ω

Vitesse de la lumière dans le vide : c

Notation :

Les vecteurs seront représentés par une lettre en gras soit **S**, **E**, **V** etc.

Les matrices seront représentées par une lettre majuscule M, T, ect. On distingue les matrices suivantes :

- Matrices de Pauli qui, conventionnellement, sont notées σ_i avec i variant de 0 à 3.
- Matrices représentent des tenseurs.

La matrice inverse de la matrice M sera représentée par M^{-1} , son déterminant par $\det(M)$ ou $|M|$ et sa trace par $Tr(M)$.

Les conjugués hermétiques d'une grandeur matricielle M ou vectorielle V seront respectivement notés M^\dagger ou V^\dagger .

La dépendance temporelle des champs complexes est toujours prise sous la forme $\exp(-i\omega t)$.



Introduction Générale

Introduction Générale

On assiste actuellement à l'apparition de nouveaux systèmes de transmission sur fibres optiques hauts débits à 40 Gbit/s, de l'Ethernet à 100 Gbit/s, ainsi que des systèmes OTDM à 160 Gbit/s. A ces débits, la Dispersion Modale de Polarisation (PMD) est devenu un problème majeur limitant le débit d'informations. C'est un phénomène qui est lié au caractère vectoriel de la lumière.

La PMD du premier ordre commence à apparaître dès le débit de 40 Gbit/s. Au-delà de celui-ci, il faut prendre en compte les effets de la PMD aux ordres supérieurs. Les systèmes de compensation de la PMD au premier ordre, et aux ordres supérieurs deviennent alors nécessaires.

Les fibres optiques monomodes permettent à deux modes de propagation de se propager dont les polarisations sont orthogonales. Dans le cas où, la fibre optique présente une symétrie circulaire, les deux modes se propagent à la même vitesse de groupe. Par contre lorsque cette symétrie est rompue, les deux se propagent à des vitesses de groupe différentes. Dans ce cas, la PMD représente la différence entre les temps de groupe associés aux deux modes de polarisation orthogonaux. La conséquence de ce phénomène est l'élargissement temporel des impulsions lumineuses transmises comme pour les phénomènes de dispersion usuels.

Problématique

Actuellement, les fibres modernes sont conçus pour minimiser la PMD, et qui peut se situer autour de $0.1 \text{ ps} / \text{Km}^{1/2}$. Par contre, les fibres optiques qui sont déjà installés dans les réseaux de télécommunications depuis les années 1980 une valeur de la PMD importante les caractérise, et qui est de l'ordre de $2\text{ps} / \text{Km}^{1/2}$. Il est hors de question de remplacer toutes ces fibres, car c'est une solution très coûteuse.

Pour ces fibres d'ancienne génération, la PMD fluctue d'une manière aléatoire avec le temps, et peut même dépasser la valeur moyenne.

La solution la plus raisonnable consiste à mettre en œuvre des techniques de compensation de ces distorsions.

Objectifs de la thèse

Dans ce contexte, et avant l'étude des techniques de compensation de la PMD, on s'est fixé comme objectifs pour les travaux de cette thèse, les points suivants :

- *La compréhension du phénomène de biréfringence :*

Celle-ci est une conséquence de la rupture de la symétrie circulaire de la fibre qui va engendrer après étirage de la fibre des contraintes résiduelles qui rendent la fibre optique anisotrope. Tout comme la dispersion chromatique, la PMD est une conséquence de deux effets : une anisotropie due à la géométrie de la fibre, et une anisotropie du matériau constituant la fibre. L'histoire thermo- mécanique de la fibre joue également un rôle important dans l'apparition de la biréfringence totale.

- *La compréhension du phénomène de couplage de modes dans une fibre biréfringente :*

On s'intéresse au couplage de modes en régime courte, et longue distance. Suite aux travaux effectués dans la littérature dans ce domaine, on a restreint nos investigations uniquement aux effets de couplage déterministes.

En effet, dans une fibre, des imperfections telles que les courbures, ou bien des torsions de faible intensité peuvent entraîner un couplage permanent entre les deux modes de polarisation. Ce couplage peut varier d'une façon aléatoire dans l'espace, et dans le temps. Ce qui confère un comportement de type Brownien à la PMD : la PMD croît comme la racine carrée de la distance de propagation. Finalement, le couplage de modes va rendre le contrôle de la PMD difficile à cause de son caractère aléatoire.

- *Les techniques de mesure de la biréfringence :*

On s'intéresse aux mesures de la biréfringence par réflectométrie et par applications de perturbations locales.

- *Les différentes techniques mises en œuvre afin de compenser la PMD :*

Les méthodes de compensation de la PMD d'une manière optique sont généralement coûteuses, et dépendent de la longueur d'onde. Une fois installés sur le terrain, ces installations s'avèrent parfois instables à cause du comportement aléatoire de la PMD.

Le recours à des méthodes électriques s'avère un bon compromis sur le plan du coût des installations.

Le document est organisé en trois chapitres :

Le *premier 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.

Le *deuxième chapitre* sera consacré aux effets de la PMD dans les liaisons numériques optiques à hauts débits. Les résultats présentés utilisent la fibre monomode standard (SMF) utilisé dans les réseaux de télécommunications optiques. Nous avons utilisé, entre autres, le logiciel commercial Optisystem.

Le *troisième chapitre* se focalisera sur les techniques de compensation de la PMD dans les fibres optiques standards. Nous présentons les deux familles de méthodes utilisées pour la compensation de la PMD dans les réseaux optiques. La deuxième partie du chapitre est consacré au compensateur électrique de la PMD au premier ordre. Nous avons utilisé, le logiciel Simulink de Matlab 8.

Dans la troisième partie on s'intéresse aux techniques de régénération optique du signal. Nous introduisons alors une classification des régénérateurs 2R en deux catégories : les régénérateurs en auto-modulation de phase, en modulation croisée. Nous étudions la contribution du régénérateur optique 2R en auto-modulation et son rôle pour combattre le phénomène de la dispersion modale de polarisation. L'expérience est simulée avec Optisystem . Enfin, nous terminons ce manuscrit par une *conclusion générale et perspective*.

CHAPITRE I

Notions de base sur la Dispersion

Modale de Polarisation

Chapitre I : Notions de base sur la Dispersion Modale de Polarisation

Introduction

En présence du couplage de modes, l'élargissement temporel des impulsions n'a plus une dépendance linéaire avec la longueur de la fibre optique, mais une dépendance en racine carré de cette longueur. Pour des grandes longueurs de fibres conventionnelles, le coefficient de PMD varie entre $0.05 \text{ ps}/\sqrt{\text{km}}$ et quelques $\text{ps}/\sqrt{\text{km}}$.

Le phénomène de couplage de modes dans une fibre est représenté par une grandeur appelée longueur de couplage L_c qui est définie comme étant la longueur au bout de laquelle les modes de polarisation ont changé de manière significative. Pour les fibres standards, L_c varie entre 5 et 500 m.

Ce chapitre présente de façon approfondie le phénomène de dispersion modale de polarisation, depuis ses origines jusqu'à ses effets sur les systèmes de télécommunications optiques. Dans un premier temps on rappelle le formalisme employé pour décrire la polarisation d'une onde plane monochromatique.

I. Polarisation de la lumière

Les ondes électromagnétiques \vec{E} peuvent être polarisées en trois catégories : linéaires, circulaires et elliptiques. Ce qui va définir le type de polarisation est la valeur relative des amplitudes E_{ox} et E_{oy} , les phases φ_x et φ_y donnée par l'équation I.1 suivante [1,2] :

$$\vec{E} = R\{E_{ox}e^{j(\omega t - \beta z + \varphi_x)}\hat{a}_x + E_{oy}e^{j(\omega t - \beta z + \varphi_y)}\hat{a}_y\} \quad \text{I.1}$$

Où E_{ox} et E_{oy} désignent les composantes du champ électrique suivant l'axe Ox et Oy, ω la fréquence angulaire, φ_x, φ_y sont les déphasages selon l'axe Ox et Oy et β la constante de propagation.

La polarisation de la lumière est représentée par deux formalismes : le formalisme de Jones, et le formalisme de Stokes. Le premier donne la description d'une onde lumineuse

totalelement polarisée, tandis que le deuxième est désigné pour la lumière partiellement polarisée.

I.1. Formalisme de Jones

La nature vectorielle de l'état de polarisation suggère d'utiliser une représentation matricielle de ce dernier. En effet, *RC. Jones* a introduit une approche matricielle dans la résolution des problèmes relatifs à la polarisation de la lumière. Pour ce faire, il a été conduit à décrire un état de polarisation par un vecteur colonne \mathbf{V} à deux lignes, le vecteur de *Jones* qui est noté de la manière suivante:

$$\mathbf{V} = \begin{bmatrix} A_x e^{i\varphi_x} \\ A_y e^{i\varphi_y} \end{bmatrix} \quad \text{I.2}$$

La composante suivant l'axe Ox du champ E s'exprime par l'équation I.3 suivante :

$$E_x(t) = R(V_x(\exp -i\omega t)) = R [A_x[\exp(-i(\omega t - \varphi_x))]] \quad \text{I.3}$$

L'intensité I_0 du champ associé à cet état de polarisation s'exprime par le produit scalaire hermitien donné par l'équation I.4:

$$I_0 = \mathbf{V}^\dagger \cdot \mathbf{V} \quad \text{I.4}$$

Comme la multiplication du vecteur de *Jones* par une constante complexe quelconque ne modifie pas l'état de polarisation, il est souvent commode de travailler avec les vecteurs de Jones normés. Nous noterons désormais les vecteurs de Jones normés par le symbole $\hat{\mathbf{V}}$ soit [3], [4], [5], [6].

I.2. Formalisme de Stokes

Considérons l'état de polarisation le plus général représenté par la figure I.1. Son vecteur de *Jones* est représenté par l'équation I.1 [7], [8].

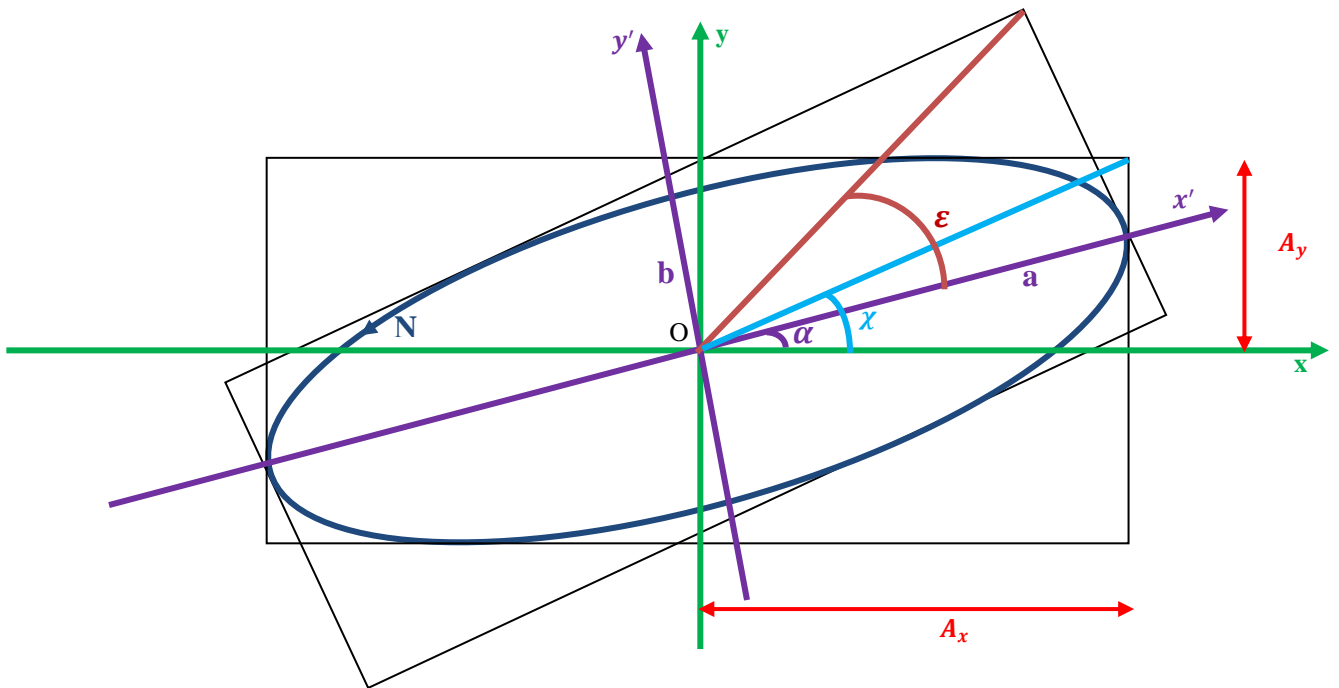


Figure I.1: Etat de polarisation elliptique.

Introduisons les quantités P_0, P_1, P_2 et P_3 définis par les relations données par l'équation I.5 suivante:

$$\begin{cases} P_0 = A_x^2 + A_y^2 \\ P_1 = A_x^2 - A_y^2 \\ P_2 = 2A_x A_y \cos \varphi \\ P_3 = 2A_x A_y \sin \varphi \end{cases} \quad \text{I.5}$$

qui sont appelées les paramètres de *Stokes*.

Il est facile de voir que ces quatre paramètres ne sont pas indépendants puisqu'ils ne dépendent que du déphasage φ et du rapport $\tan \chi = A_y/A_x$. De plus les expressions précédentes montrent que :

$$P_0^2 = P_1^2 + P_2^2 + P_3^2 \quad \text{I.6}$$

Les quatre paramètres de *Stokes* ont une signification physique en termes d'intensité.

S'il est évident que P_0 représente l'intensité totale I_0 de l'onde optique, P_1 représente la différence des intensités des composantes rectilignes suivant Ox et Oy soit :

$$P_1 = I_x - I_y \quad \text{I.7}$$

Si l'on décompose l'état \mathbf{V} sur la base des états rectilignes à 45° des axes Ox et Oy et sur la base des états circulaires gauches et droits, on obtient en utilisant les matrices de changement de base adéquates :

$$V_{45^\circ} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} A_x e^{\varphi_x} + A_y e^{\varphi_y} \\ A_x e^{\varphi_x} - A_y e^{\varphi_y} \end{bmatrix} \quad V_{45^\circ} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} A_x e^{\varphi_x} - iA_y e^{\varphi_y} \\ A_x e^{\varphi_x} + iA_y e^{\varphi_y} \end{bmatrix} \quad \text{I.8}$$

Par analogie avec la signification physique de P_1 calculons la différence des intensités des deux composantes dans chacune des deux bases. On obtient :

$$\begin{cases} I_{+45^\circ} - I_{-45^\circ} = 2A_x A_y \cos \varphi = P_2 \\ I_G - I_D = 2A_x A_y \sin \varphi = P_3 \end{cases} \quad \text{I.9}$$

Soit finalement :

$$\begin{cases} P_0 = I_x + I_y = I_0 \\ P_1 = I_x - I_y \\ P_2 = I_{+45} - I_{-45} \\ P_3 = I_G - I_D \end{cases} \quad \text{I.10}$$

Finalement les paramètres de *Stokes* s'expriment simplement et uniquement en fonctions des intensités. Ainsi la mesure des intensités $I_0, I_x, I_y, I_{\pm 45^\circ}$ et $I_{D,G}$ permet de déterminer sans ambiguïté l'état de polarisation. Cette remarque est fondamentale car elle est à la base de nombreuses méthodes de caractérisation des états de polarisation au moyen d'ellipsomètres.

La signification physique des paramètres de *Stokes* qui viennent d'être explicités sera d'une part particulièrement importante dans l'étude de la lumière partiellement polarisée où la notion de déphasage entre composantes n'a pas grande signification.

Explicitons les rapports $S_{0,1,2,3} = P_{0,1,2,3}/P_0$, qui sont les paramètres de *Stokes* normalisés. Ces quantités sont regroupées en un vecteur état, le vecteur normalisé \mathbf{P} . Les trois composantes S_1, S_2 et S_3 de ce vecteur dans le cas de la lumière polarisée, sont à la base de la description des états de polarisation au moyen de la sphère de *Poincaré*. Pour cela, il est bon d'utiliser la figure I.1. Avec les conventions déjà introduites sur les angles, il vient immédiatement :

$$\begin{cases} \tan \chi = \frac{A_y}{A_x} \\ \tan \varepsilon = \frac{b}{a} \end{cases} \quad \text{I.11}$$

De plus nous avons :

$$\tan 2\alpha = \frac{2A_x A_y}{A_x^2 - A_y^2} \cos \varphi$$

Compte tenu de ces relations, on peut écrire :

$$\begin{aligned} \tan 2\chi &= \frac{2A_x A_y}{A_x^2 - A_y^2} & \tan 2\varepsilon &= \frac{2ab}{a^2 - b^2} \\ \sin 2\chi &= \frac{2A_x A_y}{A_x^2 + A_y^2} & \sin 2\varepsilon &= \frac{2ab}{a^2 + b^2} \end{aligned} \quad \text{I.12}$$

On démontre facilement que les grandeurs a et b , longueurs respectives du demi-grand axe et du demi-petit axe satisfont les relations suivantes :

$$\begin{cases} a^2 = A_x^2 \cos^2 \alpha + A_y^2 \sin^2 \alpha + 2A_x A_y \cos \alpha \sin \alpha \cos \varphi \\ b^2 = A_x^2 \sin^2 \alpha + A_y^2 \cos^2 \alpha - 2A_x A_y \cos \alpha \sin \alpha \cos \varphi \\ ab = \pm A_x A_y \sin \varphi \end{cases} \quad \text{I.13}$$

Le signe \pm dans la dernière égalité de (I.13) tient compte du signe de déphasage φ car les amplitudes A_x , A_y , a et b sont toutes positives.

En utilisant les relations (I.12) ainsi que les relations (I.11) et (I.13), il est facile de montrer que :

$$\begin{cases} \cos 2\varepsilon \cos 2\alpha = \cos 2\chi \\ \cos 2\varepsilon \sin 2\alpha = \sin 2\chi \cos \varphi \\ \sin 2\varepsilon = \pm \sin 2\chi \sin \varphi \\ \tan 2\varepsilon = \pm \sin 2\alpha \tan \varphi \end{cases} \quad \text{I.14}$$

En utilisant les définitions des paramètres de *Stokes* normalisés et les relations (I.11) et (I.13) on obtient sans difficulté :

$$\begin{cases} S_1 = \cos 2\varepsilon \cos 2\alpha = \cos 2\chi \\ S_2 = \cos 2\varepsilon \sin 2\alpha = \sin 2\chi \cos \varphi \\ S_3 = \sin 2\varepsilon = \pm \sin 2\chi \sin \varphi \end{cases} \quad \text{I.15}$$

Cette expression du vecteur de Stokes suggère une représentation géométrique associant à chaque état de polarisation un point sur une sphère de rayon unité (figure I.2). La latitude et la longitude de ce point sont données par 2ε et 2α respectivement. La sphère obtenue est appelée sphère de *Poincaré* [9], [10], [12].

Les pôles de cette sphère sont associés aux états de polarisation droits et gauches ; l'équateur est associé aux états de polarisation linéaires, tandis que les autres points sont associés aux états de polarisation elliptiques.

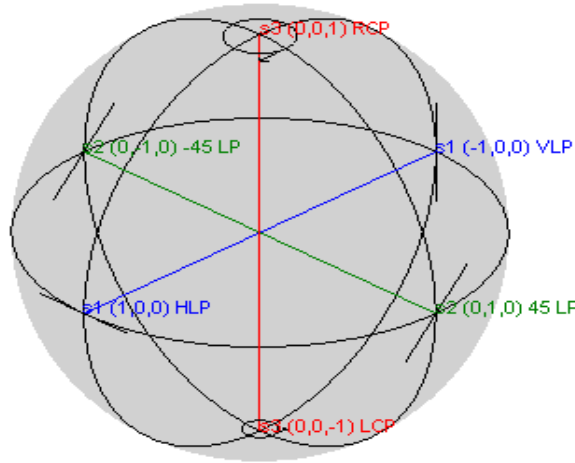


Figure I.2 : Représentation de la sphère de Poincaré des états de polarisation.

1.3. Représentation de Jones

1.3.1. Matrice de cohérence

Le problème de la représentation de *Jones* pour la lumière partiellement polarisée n'est pas aussi direct qu'avec les vecteurs de *Stokes*. Nous allons néanmoins montrer que moyennant l'introduction d'une matrice de cohérence, la lumière partiellement polarisée peut être caractérisée en représentation de *Jones* [5], [6], [11], [13]. Une onde plane strictement monochromatique ne pouvant être que polarisée, il faut envisager le cas de l'onde plane quasi-monochromatique de fréquence centrale ω_0 . Le vecteur de Jones instantané peut s'écrire sous la forme suivante :

$$V(t) = \begin{bmatrix} A_x(t)e^{j\phi(t)} \\ A_y(t)e^{j\psi(t)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_1(t) \\ V_2(t) \end{bmatrix} \quad \text{I.16}$$

Où $A_x(t)$ et $A_y(t)$ sont des fonctions lentement variables et $\phi(t)$ et $\psi(t)$ sont des phases dépendant du temps.

Considérons la matrice de cohérence suivante Γ dont les éléments Γ_{ij} sont donnés par (i,j=1,2) tel que :

$$\Gamma_{i,j} = (V_i(t)V_j^*(t)) \quad \text{I.17}$$

De manière plus condensée, en utilisant la notion de produit direct noté \otimes , la matrice de cohérence s'exprime par :

$$\Gamma = V(t) \otimes V^*(t) \quad \text{I.18}$$

Si l'on explicite la matrice de cohérence Γ il vient :

$$\Gamma = \begin{bmatrix} T_{xx} & T_{xy} \\ T_{yx} & T_{yy} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \langle |A_x(t)|^2 \rangle & \langle A_x(t)A_y^*(t)e^{-i[\phi(t)-\psi(t)]} \rangle \\ \langle A_x^*(t)A_y(t)e^{-i[\phi(t)-\psi(t)]} \rangle & \langle |A_y(t)|^2 \rangle \end{bmatrix} \quad \text{I.19}$$

Il est évident sur l'expression précédente que la trace de la matrice Γ représente l'intensité de la lumière soit :

$$\text{Tr}(\Gamma) = \Gamma_{xx} + \Gamma_{yy} = \langle |A_x(t)|^2 \rangle + \langle |A_y(t)|^2 \rangle = I_0 \quad \text{I.20}$$

Si l'on considère le vecteur de Stokes de cette lumière ; l'expression I.19 conduit aux résultats important suivant :

$$\begin{bmatrix} P_0 \\ P_1 \\ P_2 \\ P_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & i & -i \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Gamma_{xx} \\ \Gamma_{yy} \\ \Gamma_{xy} \\ \Gamma_{yx} \end{bmatrix} \quad \text{I.21}$$

Ou par inversion de cette relation matricielle :

$$\begin{bmatrix} \Gamma_{xx} \\ \Gamma_{yy} \\ \Gamma_{xy} \\ \Gamma_{yx} \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & -i \\ 0 & 0 & -1 & i \end{bmatrix} \begin{bmatrix} P_0 \\ P_1 \\ P_2 \\ P_3 \end{bmatrix} \quad \text{I.22}$$

Ces transformations matricielles permettent de passer de la représentation des vecteurs de Stokes à celle des coefficients Γ_{ij} . Ces derniers peuvent être regroupés pour former soit la matrice de cohérence $\Gamma(2 \times 2)$ définie par (I.19) soit par le vecteur de cohérence Γ de dimension 4 qui apparait dans les produits matriciels ci-dessus.

1.3.2. Degré de polarisation

Le degré de polarisation (*DOP*, *Degree Of Polarisation*) peut s'exprimer en fonction de la matrice de cohérence. En effet, on peut écrire d'après les relations précédentes :

$$DOP^2 = \frac{P_1^2 + P_2^2 + P_3^2}{P_0^2} = 1 - \frac{4[\Gamma_{xx}\Gamma_{yy} - \Gamma_{xy}\Gamma_{yx}]}{[\Gamma_{xx} + \Gamma_{yy}]^2} \quad \text{I.23}$$

Soit de façon condensée, en utilisant la trace, et le déterminant de la matrice de cohérence Γ :

$$DOP = \sqrt{1 - \frac{4\det(\Gamma)}{\Gamma_r(\Gamma)^2}} \quad \text{I.24}$$

Il est à noter que dans le cas de la lumière totalement polarisée $DOP=1$. La matrice de cohérence est dans ce cas singulière.

1.3.3. Matrice de Muller

Lorsque l'état de polarisation de la lumière est un état pur (lumière totalement polarisée) la représentation de *Jones* est tout à fait adapté. Dans le cas d'une lumière partiellement polarisée, nous avons vu qu'il fallait faire intervenir une matrice supplémentaire, la matrice de cohérence Γ pour pouvoir utiliser la représentation de *Jones* [11], [12]. Un état pur de polarisation peut être représenté par un vecteur de *Stokes*. Ce dernier ne contient que les informations relatives à l'intensité de l'onde optique, et non l'amplitude et la phase de celle-ci. La notion du vecteur de *Stokes* permet de traiter directement le cas de la lumière partiellement polarisée, ou bien totalement dépolarisée. Le formalisme qui on découle de celui des matrices de *Muller* s'applique à l'étude de la propagation de tous les états de polarisation. Il est cependant, à l'usage moins pratique d'emploi pour des états de degré de polarisation unité [13], [14], [15]. Le problème qui se pose à ce stade, est la détermination du vecteur de *Stokes* après traversée d'un dispositif optique polarisant quelconque. Nous allons montrer qu'il existe une relation matricielle entre le vecteur de *Stokes* incident S , et le vecteur de *Stokes* émergent S' , soit $S = MS'$. La matrice M , matrice 4x4 est appelée matrice de *Muller* et ses éléments M_{ij} (i et j variant de 0 à 3) sont donnés par la relation suivante :

$$M_{ij} = \frac{1}{2} T_r M \sigma_j M^\dagger \sigma_i \quad \text{I.25}$$

Où σ est le vecteur colonne formé des matrices de Pauli

$$\sigma_0 = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad \sigma_1 = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & -1 \end{bmatrix} \quad \sigma_2 = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \quad \sigma_3 = \begin{bmatrix} 0 & -i \\ i & 0 \end{bmatrix} \quad \text{I.26}$$

De plus on peut déduire les matrices de *Muller* des matrices de *Jones* au moyen d'une opération matricielle relativement simple.

La relation I.25 permet de déterminer les matrices de *Muller* si l'on connaît les matrices de *Jones* correspondant.

I.4 .Changement de repère

Pour obtenir la matrice de *Jones* dans un repère (X, Y) orienté d'un angle θ par rapport à (x,y) [17] , [18]:

$$M'_t = R(\theta)M_tR^{-1}(\theta) \quad \text{I.27}$$

Avec :

$$R(\theta) = \begin{pmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{pmatrix} \quad R^{-1}(\theta) = R(-\theta) = \begin{pmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{pmatrix}$$

Tandis que pour la matrice de Muller :

$$M'_t = T(\theta)M_tT^{-1}(\theta) \quad \text{I.28}$$

$$T(\theta) = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \cos 2\theta & -\sin 2\theta & 0 \\ 0 & \sin 2\theta & \cos 2\theta & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} \quad T^{-1}(\theta) = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \cos 2\theta & \sin 2\theta & 0 \\ 0 & -\sin 2\theta & \cos 2\theta & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{pmatrix}$$

La figure I.3 représente quelques exemples de changement de repère

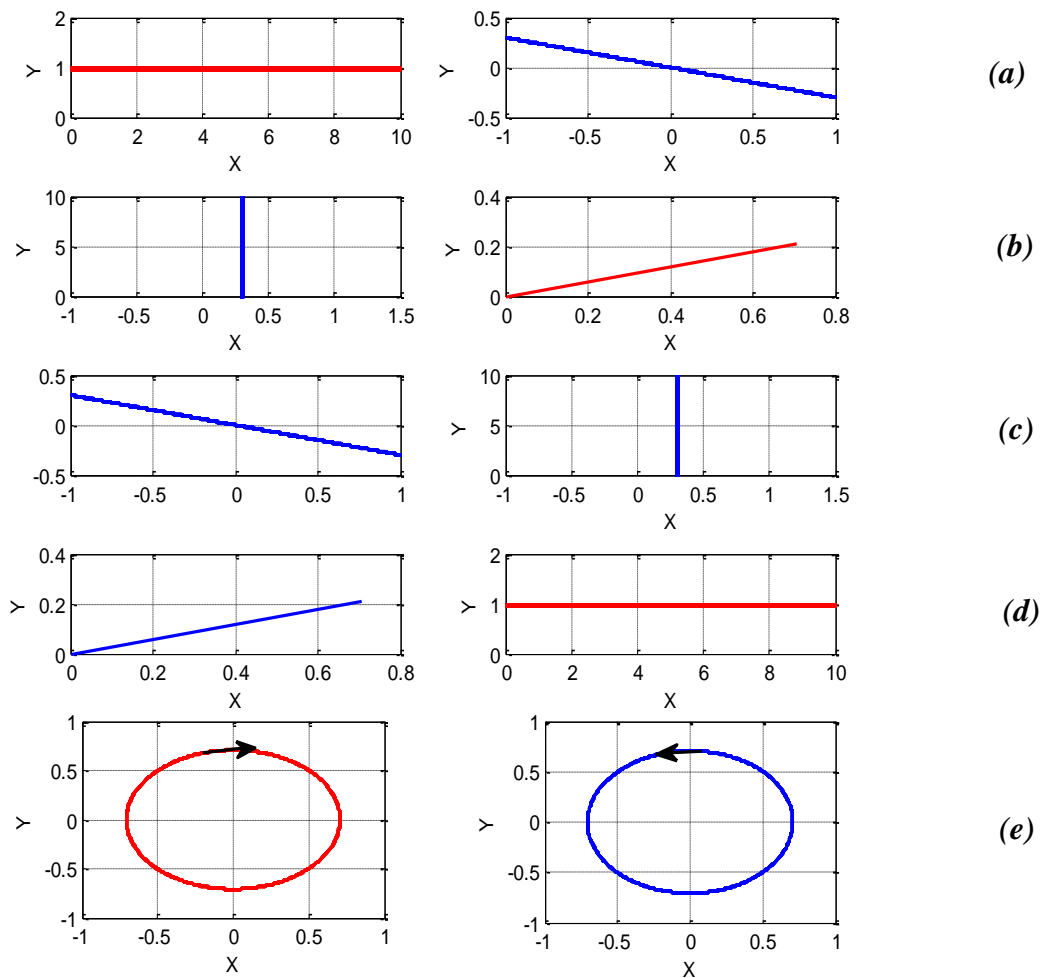
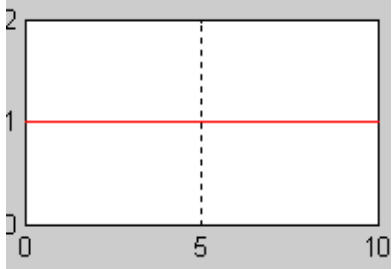
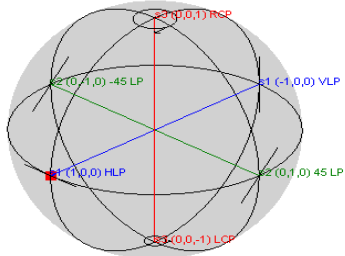
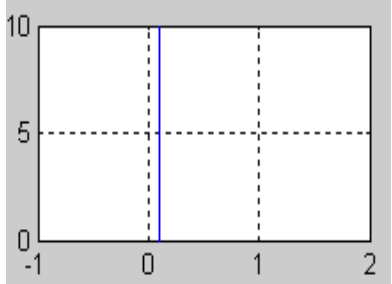
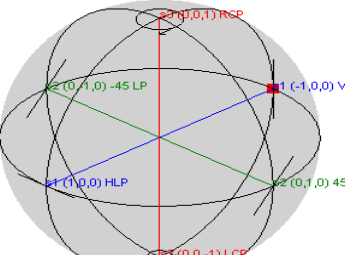
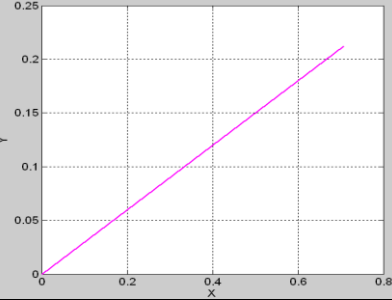
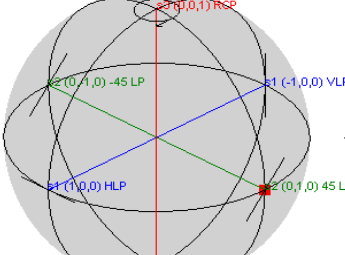
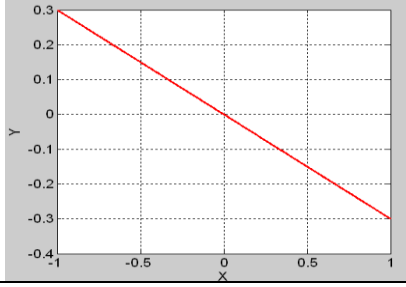
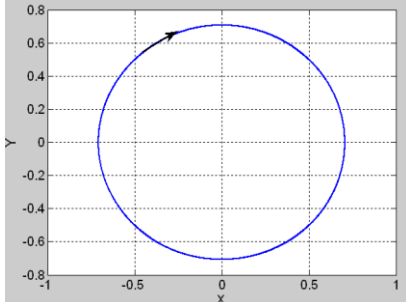
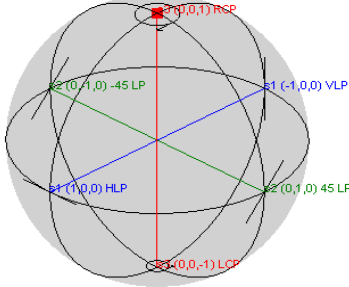
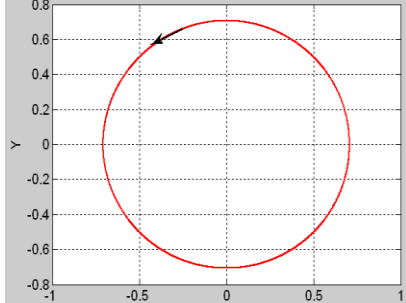


Figure I.3: *Changement de repère : (a) polariseur d'axes à -45° à partir de celle du polariseur horizontal, (b) polariseur d'axe à 45° à partir de celle du polariseur vertical, (c) polariseur vertical à partir de celle du polariseur linéaire à -45° , (d) polariseur horizontal à partir de celle de polariseur linéaire à $+45^\circ$, (e) polariseur circulaire droit à partir de celle de polariseur gauche.*

Le tableau **I.1** (page 14) donne les correspondances entre les matrices de *Jones* et celle de *Muller* pour quelques polarisations remarquables.

Matrice de Jones	Matrice de Muller	Polarisation	Sphère de Poincaré
$\begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$	$\frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$		
<i>Polariseur rectiligne parallèle à Ox</i>			
$\begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 1 & 1 \end{bmatrix}$	$\frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 & 0 \\ -1 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$		
<i>Polariseur rectiligne parallèle à Oy</i>			
$\frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & 1 \end{bmatrix}$	$\frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$		
<i>Polariseur rectiligne à +45°</i>			

$\begin{pmatrix} \cos(-\frac{\pi}{4}) \\ \sin(-\frac{\pi}{4}) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} 1 \\ -1 \end{pmatrix}$	$\frac{1}{2} \begin{pmatrix} 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ -1 & 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix}$		
<i>Polariseur rectiligne à -45°</i>			
$\frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & -i \\ i & 1 \end{bmatrix}$	$\frac{1}{2} \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 1 \end{pmatrix}$		
<i>Polariseur circulaire droit</i>			
$\frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & +i \\ -i & 1 \end{bmatrix}$	$\frac{1}{2} \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & -1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ -1 & 0 & 0 & 1 \end{pmatrix}$		
<i>Polariseur circulaire gauche</i>			

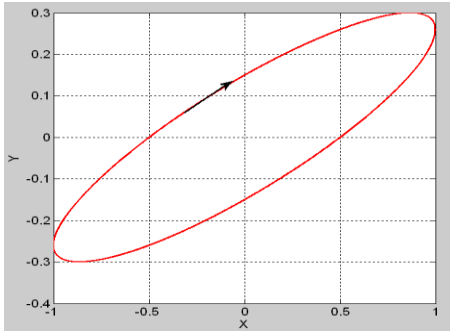
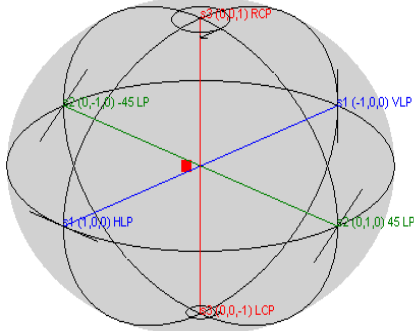
$\begin{pmatrix} \cos^2\theta & \sin\theta \cos\theta \\ \sin\theta \cos\theta & \sin^2\theta \end{pmatrix}$	$\frac{1}{2} \begin{pmatrix} 1 & \cos 2\theta & \sin 2\theta & 0 \\ \cos 2\theta & \cos^2 2\theta & \cos 2\theta \sin 2\theta & 0 \\ \sin 2\theta & \cos 2\theta \sin 2\theta & \sin^2 2\theta & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix}$		
<p><i>Elliptique quelconque (cas général)</i></p>			

Tableau I.1: Matrices de Jones et Muller pour quelques types de polarisation.

II. Concepts de base sur la PMD

II.1. C'est quoi la dispersion modale de polarisation ?

La PMD est une propriété d'une fibre monomode, ou un composant optique dans laquelle l'énergie du signal à une longueur d'onde donnée se décompose sur deux modes de polarisation orthogonaux avec des vitesses de propagations différentes [19]. La différence dans le temps de propagation entre les modes de polarisation est appelée retard différentiel de groupe (*DGD, Differential Group Delay*).

II.2. Les causes de la PMD

La PMD possède le même effet sur les signaux lumineux dans les fibres optiques que les autres types de dispersion en particulier, elle limite la bande passante. La PMD trouve son origine dans deux causes : la *biréfringence* et le *couplage de modes* [19].

II.2.1. Biréfringence [20]

Le terme biréfringence employé ici traduit l'existence de deux indices de réfraction effectifs \vec{n}_x et \vec{n}_y associés aux deux constantes de propagation β_x et β_y des modes LP_{01}^x et LP_{01}^y d'une fibre à guidage faible. Les phénomènes physiques induisant de la biréfringence dans les fibres monomodes sont dues à la fabrication des guides et sur les facteurs externes agissant sur les fibres. La grandeur caractérisant globalement la biréfringence des fibres est la longueur de battement L_B définie par :

$$L_B = \frac{\lambda}{\vec{n}_y - \vec{n}_x} = \frac{2\pi}{\beta_y - \beta_x} \quad \text{I. 29}$$

La longueur de battement représente la longueur de propagation sur la fibre au bout de laquelle n'importe quel état de polarisation se retrouve identique à lui-même.

II.2.1.1. Biréfringence de fabrication

Deux causes principales de fabrication induisent de la biréfringence dans les fibres monomodes, l'ellipticité du cœur et les contraintes élastiques induite dans la procédure de fabrication.

II.2.1.1.1. Biréfringence de forme

Considérons une fibre dont la section du cœur est elliptique (grand axe selon Ox et petit axe selon Oy) d'indice constant n_c entouré d'une gaine d'indice uniforme n_g tel que $n_g = n_c - \Delta n$. Les valeurs des demi-axes sont respectivement a et b, comme on peut le voir sur la figure I.4. Cette perturbation à la section circulaire du cœur va lever la dégénérescence des modes polarisés rectilignes LP_{01}^x et LP_{01}^y naturellement alignés selon les axes de la section elliptique.

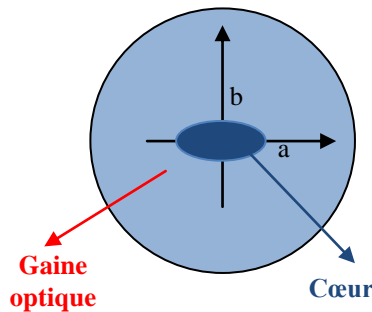


Figure I.4 : Fibre monomode de cœur elliptique.

Sans entrer dans les calculs parfois complexes qui permettent de déterminer les indices effectifs \bar{n}_x et \bar{n}_y , il apparaît qu'un tronçon de fibre se comporte comme une lame anisotrope linéaire dont l'axe lent serait dirigé selon le petit axe de la section elliptique du cœur. La biréfringence $\Delta\bar{n}$ définie par : $\Delta\bar{n} = \bar{n}_y - \bar{n}_x$ dépend du rapport a/b . Cette quantité est en outre fortement liée à la valeur de la fréquence normalisée V . En général, les fibres optiques monomodes sont utilisées au voisinage de la fréquence de coupure du premier mode soit par la fréquence spatiale normalisée $V=2.4$. Dans le cas de faibles ellipticités telles que $a=b$ et au voisinage de la fréquence de coupure on obtient :

$$\Delta\bar{n} = 0.2 \left(\frac{a}{b} - 1 \right) (\Delta n)^2 \quad \text{I.30}$$

Si l'ellipticité est plus grande, c'est à dire, si le rapport a/b est de l'ordre de quelques unités, la biréfringence ne dépend plus de celle-ci, et la valeur maximale de $\Delta\vec{n}$ devient telle que :

$$\Delta\vec{n} = 0.25(\Delta n)^2 \quad \text{I.31}$$

Les expressions précédentes montrent que si l'on veut fabriquer des fibres monomodes à très faible biréfringence ($L_B=100$ m) pour la longueur d'onde $\lambda = 1 \mu\text{m}$, et une différence d'indice $\Delta n = 5 \cdot 10^{-3}$, il faut que le défaut relatif de circularité du cœur ($a/b - 1$) reste inférieur à 0.2 %. On conçoit aisément les difficultés qui existent dans la fabrication de telles fibres.

De manière complémentaire, il est possible de réaliser des fibres ayant une forte biréfringence $\Delta\vec{n}$. Typiquement pour ce type de fibre la longueur de battement est de quelques millimètres. Si l'on fixe le rapport a/b à 2 et la longueur de battement à 3 mm, la relation (I.29) conduit à une différence d'indice $\Delta n = 0.036$ à la longueur d'onde de travail de $1\mu\text{m}$. Comme la fibre doit rester monomode, le diamètre maximal du cœur vaut $2a = 2.35 \mu\text{m}$. Là encore les difficultés de fabrication des fibres mais également les difficultés liées à l'injection de lumière dans d'aussi faibles section de cœur apparaissent.

II.2.1.1.2. Biréfringence de contrainte

Plusieurs méthodes peuvent être employées pour induire des contraintes élastiques internes à la fibre au cours de sa fabrication. L'idée principale de mise en œuvre est l'utilisation de matériaux ayant des coefficients de dilatation différents qui, au cours de la fabrication de la fibre à partir de sa préforme, vont induire des contraintes sur le cœur. Par effet photo-élastique, il apparait donc une biréfringence induite dans ce dernier. La fibre est alors réellement biréfringente linéaire, et la résolution des équations de propagation conduit naturellement à deux modes polarisés orthogonalement non-dégénérés. Considérons (figure I.5) une fibre avec un cœur circulaire d'indice n_c entouré d'une gaine de section elliptique dont les demi-axes ont respectivement pour valeur a et b . L'ensemble est entouré par un matériau qui ne joue aucun rôle sur le plan du guidage de l'onde, qui est entièrement contenue dans le cœur et la gaine, mais qui contraint la partie interne de la fibre.

Comme la gaine et le milieu externe ont des coefficients de dilatations différents, au cours du refroidissement de la fibre pendant l'étirage, la gaine est contrainte de manière dissymétriques.

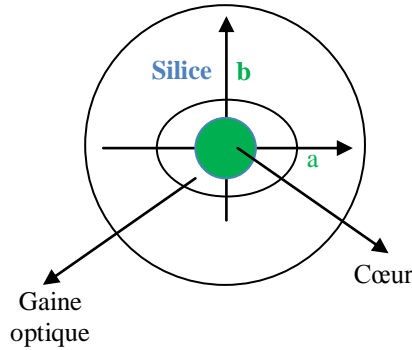


Figure I.5 : Biréfringence de contrainte avec une fibre à gaine elliptique

On peut calculer la biréfringence induite par l'effet photo-élastique comme suit :

$$\Delta \vec{n} = \frac{C}{(1-\nu)} \Delta \alpha \Delta T \frac{a-b}{a+b} \quad \text{I.32}$$

Avec :

$$C = \frac{1}{2} n_0^3 (p_{11} - p_{12}) (1 + \nu) \quad \text{I.33}$$

Dans les expressions précédentes, n_0 est l'indice moyen de la fibre, p_{11} et p_{12} sont les composantes de la matrice photo-élastique de la gaine, ν est le coefficient de POISSON du milieu considéré. Les quantités $\Delta \alpha$ et ΔT sont respectivement la différence des coefficients de dilatation de la gaine, et du milieu externe, $\Delta \alpha = \alpha_g - \alpha_e$ et la différence entre la température de ramollissement de la gaine et la température ambiante. Dans le cas où $\Delta \alpha$ est positif, l'axe rapide est aligné avec le petit axe de l'ellipse.

On peut également induire des contraintes dissymétriques en entourant le cœur circulaire d'une fibre monomode par des zones ayant des formes de « nœuds papillon » fibres dites *Bow Tie* (figure I.6-a) ou de deux cercles , fibre panda (figure I.6-b). Ces zones de la fibre sont généralement dopées avec du bore alors que le cœur est dopé au germanium et la gaine au phosphore pour abaisser l'indice de réfraction de la silice, matériau de base on peut avec les méthodes précédentes obtenir des longueurs de battement inférieures à 2 mm pour des longueurs d'onde voisine de $0.85 \mu\text{m}$.

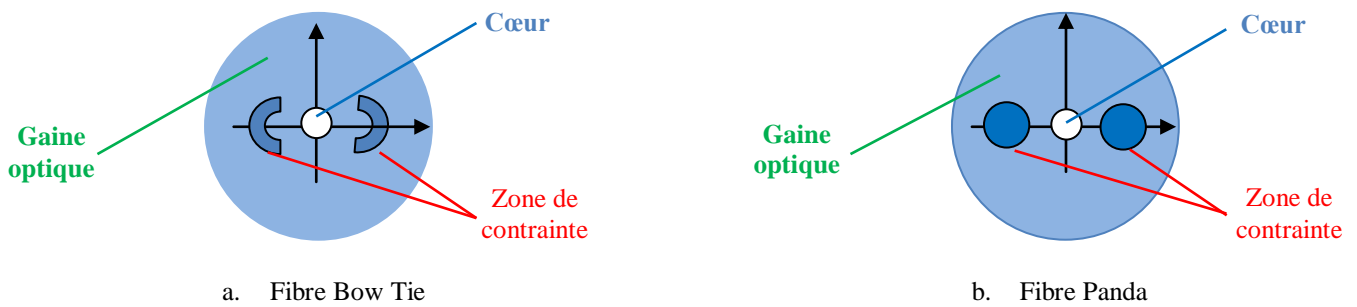


Figure I.6 : Sections des fibres à contraintes dissymétriques

II.2.1.2. Biréfringence élastique induite

Lorsqu'une fibre optique monomode parfaite est soumise à des contraintes élastiques, la perturbation induite dans le tenseur permittivité via l'effet photo-élastique va lever la dégénérescence des modes polarisés rectilignes, et faire apparaître une biréfringence. Suivant le cas cette dernière sera linéaire ou circulaire. La théorie des modes couplés permet de prédire la valeur de la biréfringence induite $\Delta\vec{n}$. Les résultats de couplage des modes sont utilisés pour calculer la valeur de celle-ci. Les contraintes élastiques se traduisent globalement par un tenseur permittivité effectif :

$$[\vec{\epsilon}] = \epsilon[I] + [\Delta\epsilon] \quad \text{I.34}$$

Où ϵ est la permittivité initiale de la fibre (dépendant de la variable r), $[I]$ le tenseur identité et $[\Delta\epsilon]$ le tenseur de perturbation. En supposant que seuls les deux modes polarisés LP_{01} sont pris en compte (en excluant les modes rayonnants qui traduisent des pertes de la fibre), on peut aisément en déduire les coefficients de couplage et d'autre part les nouvelles constantes de propagation β_x et β_y . Le calcul complet ne sera pas fait ici mais seuls les résultats importants seront considérés.

II.2.1.2.1. Courbure

Considérons une fibre monomode à guidage faible courbée avec un rayon de courbure moyen R , deux cas existent dans la pratique. Soit la fibre est libre de contraintes axiales et elle n'est pas sous tension (cas d'une boucle) soit elle est soumise à une tension par exemple au cours d'un bobinage sur un cylindre support. Dans les deux cas il existe une

biréfringence induite par effet photo-élastique. La figure I.7 présente les deux situations et fixe les paramètres.

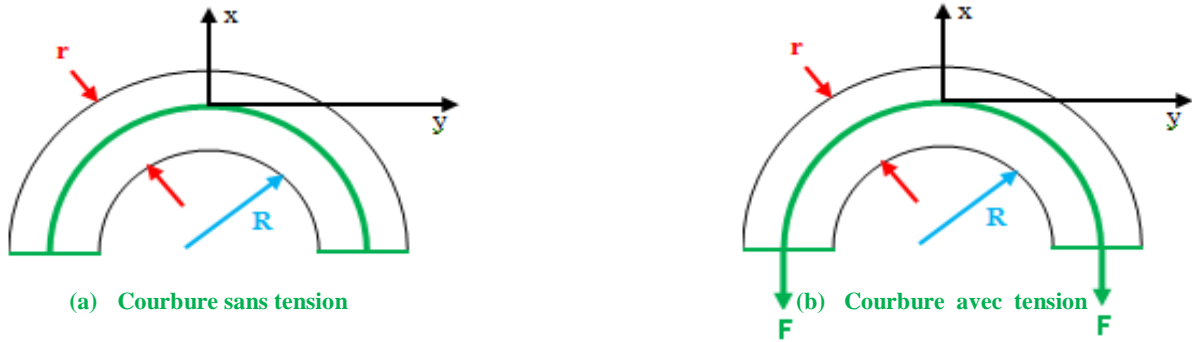


Figure I.7 : Fibre optique monomode courbée avec ou sans tension axiale

En utilisant la même fibre qu’au paragraphe précédent, et donc la même constante C on obtient le résultat suivant :

$$\Delta\vec{n} = C \left[\frac{1}{2} \frac{r^2}{R^2} + 2\varepsilon_z \frac{r}{R} \right] \quad \text{I.35}$$

Le premier terme du crochet dans (I.35) représente la contribution à la biréfringence en l’absence de tension et le second la contribution supplémentaire lorsque la tension axiale existe. Dans cette expression ε_z représente la déformation axiale de la fibre sous l’effet de la tension. Cette biréfringence est due à la compression de la partie interne de la fibre courbée et à la traction de sa partie externe. On peut également remarquer que la biréfringence n’apparaît que si un calcul des contraintes au second ordre est effectué. L’axe rapide se situe dans le plan de courbure et l’axe lent suivant l’axe de la courbure. Pour des grands rayons de courbure, le second terme de (I.35) peut être prépondérant même pour des déformations axiales relativement faibles. A titre exemple avec un rayon de courbure de 1 m, et une déformation axiale de 510^{-3} , les longueurs de battement induites par les deux termes sont respectivement 600 m et 3.5 m avec une fibre dont diamètre $2r$ vaut $100 \mu\text{m}$, et une longueur d’onde de $0.85 \mu\text{m}$. A l’inverse pour les petits rayons de courbure, $R=5 \text{ mm}$, les deux contributions sont du même ordre de grandeur $L_B \simeq 6.2 \text{ cm}$ et $L_B \simeq 3.5 \text{ cm}$, les autres conditions étant identiques. L’application pratique de cette biréfringence par courbure est la réalisation de déphaseurs d’états de polarisation rectiligne, analogues aux lames cristallines.

II.2.1.2.2. Contraintes latérales

Lorsqu'une fibre optique est pressée entre deux plaques ou tenue dans un V (voir figure I.8), des contraintes sont présentes, et, par effet photo-élastique induisent une biréfringence.

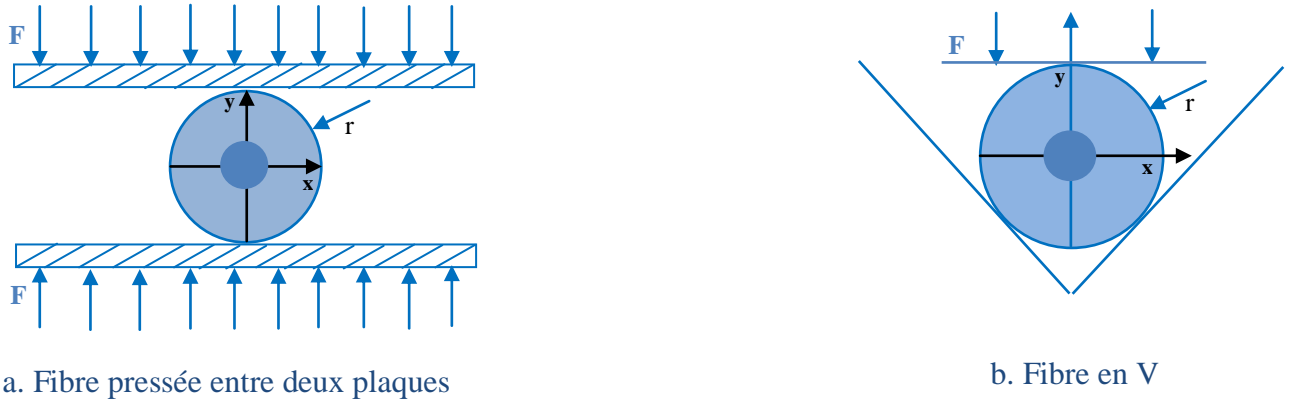


Figure I.8 : Biréfringence due à des contraintes latérales

Le calcul complet de ces contraintes ne sera pas présenté dans ce chapitre, seuls les résultats principaux seront présentés. Dans le cas où il existe une force F par unité de longueur, appliquée suivant un diamètre de la fibre, la biréfringence induite s'exprime par :

$$\Delta \vec{n} = 4C \frac{F}{\pi r E} \quad \text{I.36}$$

Dans l'expression précédente la constante E est le module d'YOUNG du matériau constituant la fibre. En général, la force est répartie sur une surface de fibre ce qui amène un facteur correctif à (I.36) de l'ordre de $1/3$. L'axe rapide est aligné dans ce cas avec la direction d'application de la force. Dans le cas de la fibre dans un V, la biréfringence a pour expression :

$$\Delta \vec{n} = 2(C - \cos 2\alpha \sin \alpha) \frac{F}{\pi r E} \quad \text{I.37}$$

Où α est l'angle du V. Cette biréfringence ne peut jamais s'annuler. Ceci est dû en particulier à la force de frottement qui existe sur les parois du V. L'axe rapide est aligné avec la bissectrice inférieure du V. Cette biréfringence doit être prise en compte aux extrémités de fibres optiques lorsqu'il faut les maintenir dans des montures ou dans des connecteurs.

Signalons enfin qu'une déformation locale sur la fibre courbée sous tension sur un cylindre support de rayon R induit une biréfringence non négligeable. Si h est la hauteur de la déformation on obtient une biréfringence telle que :

$$\Delta \vec{n} = \frac{1}{2} C \frac{r}{R} \sqrt{\frac{h \varepsilon_z}{R}} \quad \text{I.38}$$

La longueur de battement équivalente à cette biréfringence est de l'ordre de 6 cm pour un rayon R de 5 mm et une hauteur $h=2r=100 \mu\text{m}$. Lors de bobinage des fibres sur des supports, le passage d'une couche à la suivante implique nécessairement ce type de biréfringence.

II.2.1.2.3. Torsion

Le dernier cas de contrainte élastique à envisager est celui de la torsion. Considérons une fibre optique monomode isotrope à cœur circulaire soumise à une torsion autour de son axe avec un taux de torsion (angle de torsion par unité de longueur). La figure I.9 présente cette situation. La torsion introduit des contraintes de cisaillement dans le plan de section droite de la fibre. Celles-ci induisent par effet photo-élastique une variation des coefficients de l'ellipsoïde des indices de réfraction. En un point M, de coordonnées x et y, de la section droite, le tenseur perturbateur $[\Delta \varepsilon]$ s'écrit, en posant $g = p_{44} n^4 = (p_{11} - p_{12}) n^4$ sous la forme suivante :

$$[\Delta \varepsilon] = \begin{bmatrix} 0 & -g\tau y & 0 \\ g\tau y & 0 & -g\tau x \\ 0 & g\tau x & 0 \end{bmatrix} \quad \text{I.39}$$

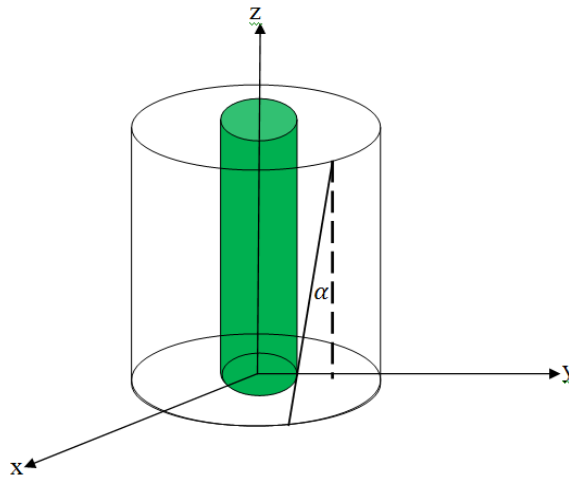


Figure I.9 : Biréfringence induite par une torsion sur une fibre optique monomode

En utilisant les équations des modes couplés, mais en tenant compte de la composante axiale des champs, même si celle-ci est très petite, les coefficients de couplage apparaissent comme des nombres complexes. Comme les coefficients intervenant dans les équations couplées sont intimement liés aux termes de la matrice N , il vient finalement:

$$N = \begin{bmatrix} 0 & -ig\tau \\ -ig\tau & 0 \end{bmatrix} \quad \text{I.40}$$

Cette matrice de *Jones* élémentaire est caractéristique d'un milieu biréfringent circulaire pur. Les états propres de polarisation sont les vecteurs propres de cette matrice. Ces derniers sont respectivement les états circulaires gauches et droits \hat{G} et \hat{D} . La fibre optique tordue uniformément se comporte donc comme un milieu doué de pouvoir rotatoire.

II.2.1.3. Fibres à maintien de polarisation

II.2.1.3.1. Fibre à forte biréfringence

On examinera dans ce paragraphe seulement le transport d'un état de polarisation dans une fibre fortement biréfringente. Comme la biréfringence de fabrication et la biréfringence de courbure sont uniformes on peut utiliser le formalisme des matrices de Jones élémentaire.

Soit une fibre monomode biréfringente linéaire présentant une biréfringence d'indice effectif ce qui correspond à une biréfringence par unité de longueur $\eta_L = k_0 \Delta \vec{n}$. Cette fibre est courbée dans un plan qui fait l'angle avec l'un des axes propres, par exemple l'axe Ox . La biréfringence additionnelle due à la courbure est donnée par l'expression (I.41) soit une biréfringence par unité de longueur. Dans le repère des axes propres de la fibre, les matrices de JONES élémentaires de ces deux types de biréfringence s'expriment par :

$$N_L = iN_L/2 \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & -1 \end{bmatrix} \quad N_C = in_C/2 \begin{bmatrix} \cos 2\alpha & \sin 2\alpha \\ \sin 2\alpha & -\cos 2\alpha \end{bmatrix} \quad \text{I.41}$$

La matrice élémentaire correspondant à la fibre biréfringente courbée s'exprime alors par :

$$N_F = N_L + N_C = \frac{i}{2} \begin{bmatrix} n_L + n_C \cos 2\alpha & n_C \sin 2\alpha \\ n_C \sin 2\alpha & -n_L - n_C \cos 2\alpha \end{bmatrix} \quad \text{I.42}$$

Conformément à la théorie des matrices de Jones élémentaires pour des milieux à biréfringence uniforme on obtient, au moyen des équations I.41 et I.42, la matrice de Jones pour une section de fibre de longueur L soit :

$$M = \begin{bmatrix} \cos \bar{Q} L + \frac{\bar{\eta}}{2} \frac{\sin \bar{Q} L}{\bar{Q}} & i \frac{\bar{\eta}'}{2} \frac{\sin \bar{Q} L}{\bar{Q}} \\ i \frac{\bar{\eta}}{2} \frac{\sin \bar{Q} L}{\bar{Q}} & \cos \bar{Q} L - i \frac{\bar{\eta}}{2} \frac{\sin \bar{Q} L}{\bar{Q}} \end{bmatrix} \quad \text{I.43}$$

Avec :

$$\bar{\eta} = \eta_L + \eta_C \cos 2\alpha \quad \bar{\eta}' = \eta_C \sin 2\alpha \quad \bar{Q} = \frac{1}{2} \sqrt{\bar{\eta}^2 + \bar{\eta}'^2} \quad \text{I.44}$$

Dans les cas particuliers évident qui correspondent à des plans de courbure contenant l'un des axes propres, la fibre se comporte comme une fibre biréfringente de même axe propres que la fibre non courbée et dont la biréfringence par unité de longueur est égale à $\eta_L \pm \eta_C$

II.2.1.3.2. Fibres à comportement globalement isotrope

Considérant une fibre optique fortement biréfringente linéaire qui soit vrillée avec un fort taux de torsion mais sans contraintes de cisaillement qui induiraient. Pour fabriquer de telles fibre, on parle d'une préforme biréfringente qui, si elle était réalisée de manière conventionnelle conduirait à une fibre biréfringente linéaire dont la biréfringence par unité de longueur serait η . afin d'induire la torsion sans induire de cisaillement on fait tourner, en cours de fibrage, la préforme autour de son axe de telle sorte que dans la fibre finale les lignes neutres de biréfringence tourne d'un angle par unité de longueur. On est donc en présence d'un milieu anisotrope uniforme qui peut être caractérisé par sa matrice de Jones élémentaire N_F donnée par :

$$N_F = \begin{bmatrix} i \eta/2 & -\rho \\ \rho & i \eta/2 \end{bmatrix} \quad \text{I.45}$$

Cette matrice élémentaire peut être interprétée comme la matrice d'un milieu uniforme qui possède une biréfringence linéaire par unité de longueur caractérisée par η et un pouvoir rotatoire spécifique ρ . En induisant la constante \bar{Q} définie par :

$$\bar{Q} = \sqrt{(\eta/2)^2 + \rho^2} \quad \text{I.46}$$

La matrice M d'une section de fibre de longueur L s'exprime dans le repère des lignes neutres situés dans le plan d'équation $z=0$ par :

$$M = \begin{bmatrix} \cos \bar{Q}L + i \frac{\eta}{2Q} \sin \bar{Q}L & -\frac{P}{Q} \sin \bar{Q}L \\ \frac{P}{Q} \sin \bar{Q}L & \cos \bar{Q}L - i \frac{\eta}{2Q} \sin \bar{Q}L \end{bmatrix} \quad \text{I.47}$$

La matrice traduit l'ensemble d'un déphaseur et d'un rotateur dont le déphasage $\phi_{\acute{e}q}$, l'angle du rotateur $\alpha_{\acute{e}q}$ et $\theta_{\acute{e}q}$ l'angle de l'axe lent avec l'axe fixe Ox seraient donnés par les relations suivantes :

$$\begin{cases} \sin \phi_{\acute{e}q}/2 = (\eta/2\bar{Q}) \sin \bar{Q}L \\ \tan \alpha_{\acute{e}q} = \rho L \\ \theta_{\acute{e}q} = \alpha_{\acute{e}q}/2 \end{cases} \quad \text{I.48}$$

Si l'on suppose que le taux de torsion de la fibre est très grand devant la biréfringence par unité de longueur soit $\rho \gg \eta$, les expressions précédentes se simplifient et il vient :

$$\begin{cases} \phi_{\acute{e}q} = (\eta/\rho) \sin \bar{Q}L \\ \alpha_{\acute{e}q} = \rho L \\ \theta_{\acute{e}q} = \rho L/2 \end{cases} \quad \text{I.49}$$

La section de longueur L de fibre est équivalente à un déphaseur dont le déphasage très faible oscille en $-\eta/\rho$ et η/ρ et un rotateur d'angle ρL . Un état de polarisation quelconque V dans le plan de section droite d'entrée de la fibre est transformé en un état dans le plan de $z =L$ tel que :

$$V' = \begin{bmatrix} \cos \rho L & -\sin \rho L \\ \sin \rho L & \cos \rho L \end{bmatrix} V + \begin{bmatrix} i(\eta/2\rho) \sin \rho L & 0 \\ 0 & -i(\eta/2\rho) \sin \rho L \end{bmatrix} V \quad \text{I.50}$$

à l'ordre le plus bas en η/ρ

Le premier terme (I.50) traduit une rotation de l'état de polarisation sans changement de nature, autour de l'axe Oz de l'angle ρL du rotateur alors que le second traduit un faible déphasage introduit entre les composantes. On peut donc dire qu'à l'ordre le plus bas en ρ/η la fibre apparait comme globalement isotrope puisqu'un état quelconque est transformé en un

état identique mais dont les axes ont tourné d'un angle égal à la rotation subie par la longueur L de fibre.

Ce résultat peut s'interpréter sur la sphère de Poincaré. Une section élémentaire de fibre est caractérisée par un vecteur instantané de rotation Ω . Pour le milieu uniformément torsadé que représente la fibre précédente, le vecteur de rotation dû à la biréfringence linéaire se trouve dans le plan équatorial de la sphère de Poincaré.

II.2.1.4. Mesure de biréfringence

On distingue deux types de mesure de la biréfringence en fonction de la résolution spatiale et de la longueur de mesure : les mesures par réflectométrie et les mesures par applications de perturbations locales [21].

Les méthodes réflectométriques tirent profit du phénomène suivant : la lumière se propageant dans une fibre optique est constamment diffusée par des inhomogénéités d'indice. Une partie de la lumière diffusée se propage dans le sens de propagation inverse de la lumière incidente et parvient jusqu'à l'entrée de la fibre. A partir de la mesure des caractéristiques de la lumière rétrodiffusée on peut obtenir des informations sur les caractéristiques de la lumière au point de rétrodiffusion. En mesurant ainsi la polarisation de la lumière rétrodiffusée, on peut déterminer l'évolution de la polarisation dans la fibre.

Actuellement les techniques classiques de mesure par réflectométrie [39,40] permettent d'obtenir facilement des résolutions de l'ordre du 1 cm, au deçà, des techniques basées sur le comptage de photon doivent être utilisées et permettent d'obtenir des résolutions de l'ordre de 10 cm. Les longueurs de mesure envisageables pouvant atteindre plusieurs kilomètres, les techniques de mesure par réflectométrie sont bien adaptées pour des mesures de terrains sur des fibres câblées. Les résolutions atteintes, en revanche, ne sont pas suffisantes pour permettre une mesure locale de la biréfringence sur les fibres récentes qui, la plupart du temps, présentent des rotations importantes de leurs axes propres, ou sur les fibres à très fortes biréfringences telles que les fibres à cristaux photoniques.

Les méthodes de mesure par applications d'une perturbation locale permettent d'atteindre des résolutions de l'ordre du millimètre [41]. En revanche, les longueurs des fibres en mesures ne dépassent pas quelques mètres. Elles sont particulièrement bien adaptées pour la mesure locale du vecteur biréfringence, et en particulier, pour la caractérisation du

processus de vrillage. Dans ces techniques, on modifie le vecteur biréfringence local en imposant une biréfringence parasite. Cette modification locale de la biréfringence modifie la propagation du champ électrique après le point de perturbation, ce qui entraîne une modification de la polarisation en sortie de la fibre en mesure.

L'amplitude et la nature de la modification de l'état de polarisation de sortie sont fonction à la fois des caractéristiques de biréfringence au point de perturbation et des caractéristiques de la perturbation (position, direction, intensité). En faisant varier le point d'application de la perturbation et en enregistrant simultanément les modifications engendrées sur l'état de polarisation de sortie, on peut en théorie remonter à l'évolution du vecteur biréfringence tout au long de la fibre. Les modifications locales de biréfringence sont généralement engendrées par une action mécanique (pression) [Chinone] ou électromagnétique (champ électrique ou magnétique) [41, 42]. Les études effectuées ont concerné la mesure de forte biréfringence sur fibre à maintien de polarisation [41], sur fibre à cristaux photonique [44] et sur fibre avec vrillage uniforme des axes [43].

II.2.2. Couplage des modes [20]

L'évolution d'une grandeur physique dans le temps et dans l'espace est régie par des lois qui se traduisent très souvent par des opérateurs linéaires. Par exemple la propagation des ondes monochromatiques de fréquence angulaire ω dans un milieu matériel est soumise à l'équation de HELMOLTZ :

$$\Delta E = [\varepsilon] + k_0^2 E = 0 \quad \text{I.51}$$

Examinons tout d'abord le cas où la permittivité ne dépend pas d'une variable d'espace par exemple la variable z .

II.2.2.1. Permittivité indépendante de la direction de propagation

Si l'on considère les solutions de cette équation sous forme d'ondes planes se propageant dans la direction Oz.

$$E(x, y) e^{-i(\omega t - kz)} \quad \text{I.52}$$

Dans le cas où la permittivité relative $[\varepsilon]$ ne dépend pas de la variable z , l'équation précédente s'écrit :

$$\left[\frac{\partial^2}{\partial x^2} + \frac{\partial^2}{\partial^2} - k^2 + \varepsilon(x, y)k_0^2 \right] E(x, y) = 0 \quad \text{I.53}$$

Plusieurs solutions formant un spectre discret ou continu peuvent exister. Dans le cas de l'optique guidé les solutions sont des modes de propagation. Dans le cas de l'optique anisotrope (cas de PMD), ce sont les deux modes propres. Ces modes sont caractérisés par une constante de propagation k . Ainsi dans le cas général d'un milieu dont les propriétés optiques ne dépendent pas de direction de propagation, la solution de I.51 se met sous la forme d'une combinaison linéaire d'ondes planes monochromatique d'amplitude respective E_{0n} soit :

$$\begin{aligned} E(x, y, z, t) &= \sum_n E_n(x, y) e^{-i(\omega t - k_n z)} \\ &= \sum_n E_{0n} e_n(x, y) e^{-i(\omega t - k_n z)} \end{aligned} \quad \text{I.54}$$

Si l'on normalise les fonctions vectorielles $E_n(x, y)$ de telle sorte que la puissance transportée par le mode numéro n soit unitaire, il vient la relation d'orthogonalité des modes :

$$\frac{1}{4} \iint_{xy} (E_n^* H_m^* + E_n^* x H_m) \cdot \hat{z} dx dy = \delta_{nm} \quad \text{I.55}$$

Où en utilisant les relations entre \mathbf{E} et \mathbf{H} :

$$\frac{1}{2} \iint_{xy} (E_n^* x E_m) \hat{z} dx dy = \frac{2\omega\mu_0}{k_m} \delta_{nm} \quad \text{I.56}$$

On peut remarquer ici que la sommation discrète dans I.54, peut être remplacée par une intégration sur la variation de la constante de propagation k si les modes appartiennent au spectre continu.

II.2.2.2. Permittivité dépendant de la direction de propagation

Dans ces conditions on peut écrire la permittivité comme la somme d'une contribution indépendante de z $\varepsilon(x, y)$, et d'une contribution qui en dépend $\Delta\varepsilon(x, y, z)$. Le terme $\Delta\varepsilon(x, y, z)$ dans l'équation (I.53) va introduire une perturbation dans l'opérateur et le terme perturbateur s'écrit :

$$\frac{\omega^2}{c^2} \Delta \varepsilon (x, y, z) \quad \text{I.57}$$

Les solutions propres ne peuvent plus se propager sans déformation et leur amplitude dépend de la direction de propagation Oz . En d'autres termes il y a échange de puissance entre les différentes composantes du champ, d'où le nom de couplage de modes. Le champ électromagnétique s'exprime alors sous la forme :

$$E(x, y, z, t) = \sum_n A_n(z) E_n(x, y) e^{-i(\omega t - k_n z)} \quad \text{I.58}$$

Si l'on injecte cette solution dans l'équation de propagation et si l'on tient compte du fait que $E_n(x, y)$ satisfait l'équation non perturbée, il vient :

$$\sum_n \left[\frac{d^2 A_n}{dz^2} + 2ik_n \frac{dA_n}{dz} \right] E_n(x, y) e^{ik_n z} = - \frac{\omega^2}{c^2} \sum_m \Delta \varepsilon(x, y, z) A_m(z) E_m(x, y) e^{ik_m z} \quad \text{I.59}$$

En général la perturbation est faible et le premier terme dans le crochet est négligeable devant le second. Cette approximation appelée celle de l'enveloppe lentement variable se traduit par :

$$\left| \frac{d^2 A_n(z)}{dz^2} \right| \ll \left| k_n \frac{dA_n(z)}{dz} \right| \quad \text{I.60}$$

En d'autres termes, la variation d'amplitude est négligeable sur une distance de propagation égale à une longueur d'onde.

En multipliant les deux membres de l'équation (I.59) par $E_n^*(x, y) e^{-ik_n z}$ et en intégrant sur le plan Oxy, il vient :

$$\frac{dA_n}{dz} = \frac{i}{4\mu} \frac{\omega}{c^2} \sum_m \kappa_{nm}(z) A_m(z) e^{i(k_m - k_n)z} \quad \text{I.61}$$

Expression dans laquelle κ_{nm} est le coefficient de couplage du mode n au mode m et dont l'expression est donnée par :

$$\kappa_{nm}(z) = \iint_{xy} E_n^*(x, y) \Delta \varepsilon(x, y, z) E_m(x, y) \hat{z} dx dy \quad \text{I.62}$$

Finalement on est en présence d'un système d'ondes couplées de N équations différentielles du premier ordre. Dans le cas où seuls deux modes doivent être pris en

considération, et en appelant Δk , l'écart entre constantes de propagation, le système se réduit à :

$$\begin{cases} \frac{dA_1(z)}{dz} = i\kappa_{12} A_2(z)e^{i\Delta kz} \\ \frac{dA_2(z)}{dz} = i\kappa_{12} A_1(z)e^{-i\Delta kz} \end{cases} \quad \text{I.63}$$

II.2.2.3. Solution des équations couplées [20]

Considérons le cas où le coefficient de couplage ne dépend pas de z , direction de propagation de l'onde. Les coefficients de couplage sont reliés par la relation suivante :

$$\kappa_{21} = \kappa_{12}^* \quad \text{I.64}$$

Le système (I.63) conduit immédiatement à la loi de conservation de l'énergie qui impose que :

$$\frac{d}{dz} (|A_1(z)|^2 + |A_2(z)|^2) = 0 \quad \text{I.65}$$

La solution générale du système (I.63) dépend évidemment des conditions initiales sur le plan $z = 0$, soit $A_1(0)$ et $A_2(0)$. En posant :

$$\sigma = \sqrt{|\kappa|^2 + (\Delta k/2)^2} \quad \text{I.66}$$

Le résultat suivant est obtenu :

$$\begin{cases} A_1(z) = e^{-(\Delta k/2)z} \left[\left(\cos \sigma z + i \frac{\Delta k}{2\sigma} \sin \sigma z \right) A_1(0) + i \frac{\kappa}{\sigma} \sin \sigma z A_2(0) \right] \\ A_2(z) = e^{-(\Delta k/2)z} \left[i \frac{\kappa^*}{\sigma} \sin \sigma z A_1(0) + \left(\cos \sigma z - i \frac{\Delta k}{2\sigma} \sin \sigma z \right) A_2(0) \right] \end{cases} \quad \text{I.67}$$

Dans le cas où seul le premier mode existe sur le plan $z = 0$, la constante $A_2(0) = 0$ et l'on obtient :

$$\begin{cases} |A_2(z)| = e^{-i(\Delta k/2)z} \left(\cos \sigma z + i \frac{\Delta k}{2\sigma} \sin \sigma z \right) A_1(0) \\ |A_2(z)| = e^{i(\Delta k/2)z} \left(i \frac{\kappa^*}{\sigma} \sin \sigma z \right) A_1(0) \end{cases} \quad \text{I.68}$$

La puissance couplée dans le deuxième mode varie sinusoidalement avec la distance z parcourue. Si l'on définit un rendement de couplage par le rapport :

$$\rho = \frac{|A_2(z)|^2}{|A_1(0)|^2} \quad \text{I.69}$$

Ce dernier s'exprime sous la forme :

$$\rho = \frac{|\kappa|^2}{\kappa^2 + (\Delta k/2)^2} \sin^2 \sqrt{|\kappa|^2 + (\Delta k/2)^2} z \quad \text{I.70}$$

Le transfert de puissance n'est possible que si le désaccord entre les constantes de propagation est nul, c'est à dire que l'accord de phase est réalisé. En d'autres termes, il est impossible de transférer de la puissance d'un mode à l'autre sauf si l'accord de phase existe. Ce cas est très rare dans la pratique sauf dans le cas où la perturbation ne dépend pas de la coordonnée de propagation.

REMARQUE: Considérons l'évolution de la polarisation en fonction de la distance dans un ensemble de fibres soumises à des perturbations statistiquement équivalentes. A polarisation d'entrée fixée, les probabilités d'observer une polarisation quelconque pour de grandes distances sont égales. Cette évolution peut se caractériser par la différence de puissance sur les axes x et y : $\langle P_x \rangle - \langle P_y \rangle$ (moyenne d'ensemble). Si à l'origine $\langle P_x \rangle = P_{total}$ et $\langle P_y \rangle = 0$ pour de grandes distances cette différence tend vers 0. La longueur de corrélation est définie comme la longueur telle que $(\langle P_x \rangle - \langle P_y \rangle)/P_{total} = 1/e^2$. 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 [20]. Les fibres télécoms possèdent une valeur typique de 100 m [4]. La longueur de corrélation ou de couplage « L_c » nous permet de classer les fibres régime courte distance ou régime longue distance. Ce paramètre montre le degré de couplage dans une fibre optique. C'est l'objectif des sections II.3 et II.4.

II.3. La PMD dans le régime courte distance ($L \ll L_c$)

Lorsque la longueur de la fibre optique (L) est inférieure à la longueur de couplage (L_c), la fibre est dans le régime courte distance. Dans ce régime, la biréfringence est uniforme (constante), et le couplage de modes n'existe pas. Elle peut être exprimée par la différence entre les constantes de propagation des deux modes de polarisation. La biréfringence est donnée par l'équation suivante [19] :

$$\Delta\beta = \beta_s - \beta_f = \frac{\omega * n_s}{c} - \frac{\omega * n_f}{c} = \frac{\omega * \Delta n}{c} \quad \text{I.71}$$

Où β_s et β_f sont les constantes de propagation respectivement pour l'axe lent et l'axe rapide, ω la fréquence optique angulaire, c la vitesse de la lumière, et $\Delta n = n_s - n_f$ représente la différence entre les indices effectifs des deux modes de polarisation.

Dû à l'absence de couplage de modes dans les fibres courtes, 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 comme suit [21]:

$$\frac{\Delta\tau}{L} = \frac{d}{d\omega}(\Delta\beta) = \frac{d}{d\omega} \left(\frac{\Delta n * \omega}{c} \right) = \left(\frac{\Delta n}{c} \right) - \left(\frac{\omega}{c} \right) * \frac{d}{d\omega} (\Delta n) \quad \text{I.72}$$

Où L est la longueur de la fibre.

Le retard de groupe par unité de longueur ($\Delta\tau/L$) s'appelle le coefficient de PMD ou la biréfringence linéique (biréfringence déterministe). Il est exprimé en ps/km . Lorsque la lumière se propage dans la fibre et pour un état de polarisation donné à l'entrée, l'état de polarisation change d'une façon périodique c'est à dire, de linéaire à elliptique à circulaire et inversement (voir par exemple la Figure I.10).

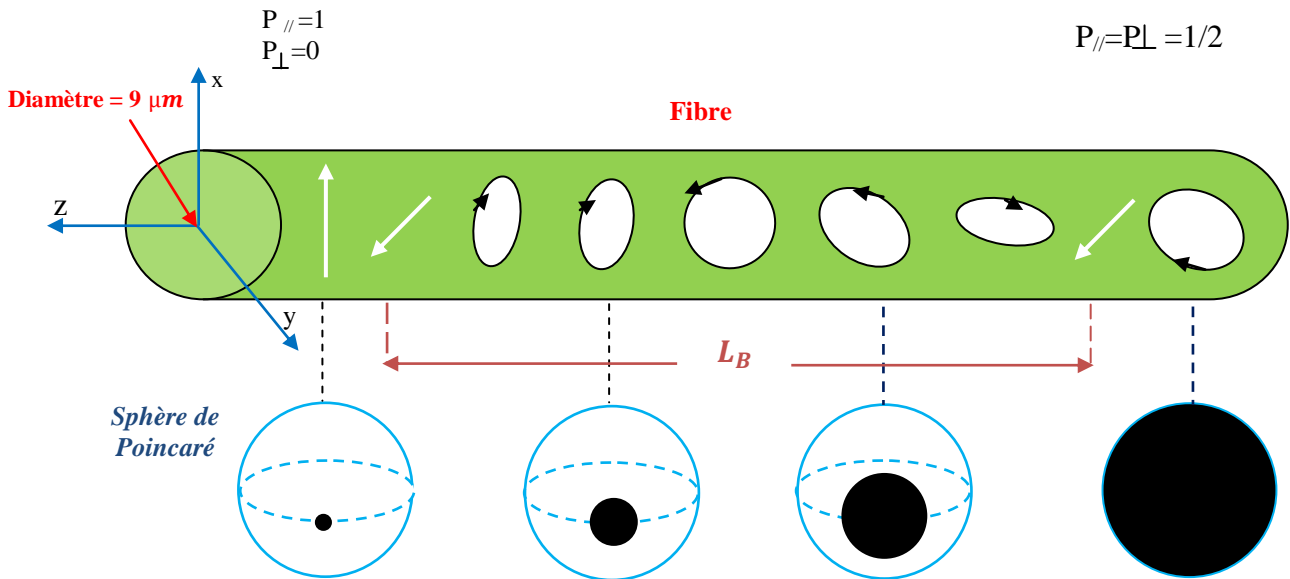


Figure I.10 : L'évolution de la polarisation dans le régime courte distance [19]

La polarisation évolue périodiquement dans la fibre avec une période L_B inversement proportionnelle à la biréfringence. La valeur typique de L_B est d'environ 10 m pour les fibres standards de télécommunication [20].

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 (voir figure I.11).

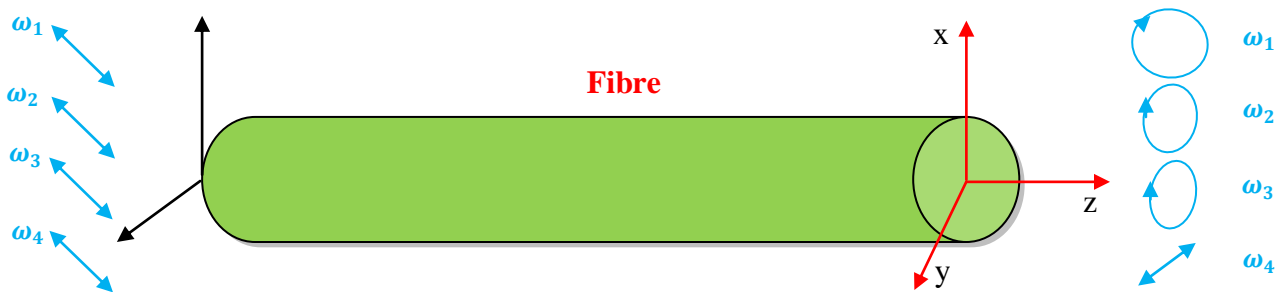


Figure I.11: *Interprétation fréquentielle de la PMD dans le régime courte distance* : lorsque la fréquence du signal d'entrée, polarisé ici à $+45^\circ$ des axes propres, varie, la polarisation de sortie évolue de façon périodique avec la fréquence

Dans le domaine temporel, l'effet de PMD est illustré dans la figure I.12, l'impulsion optique de polarisation aléatoire injectée dans la fibre peut être décomposée suivant les deux PSP (Principal State Polarization) de la fibre. Ensuite chaque composante va se propager dans la fibre avec une vitesse différente et un décalage temporel égal à la valeur de DGD va apparaître.

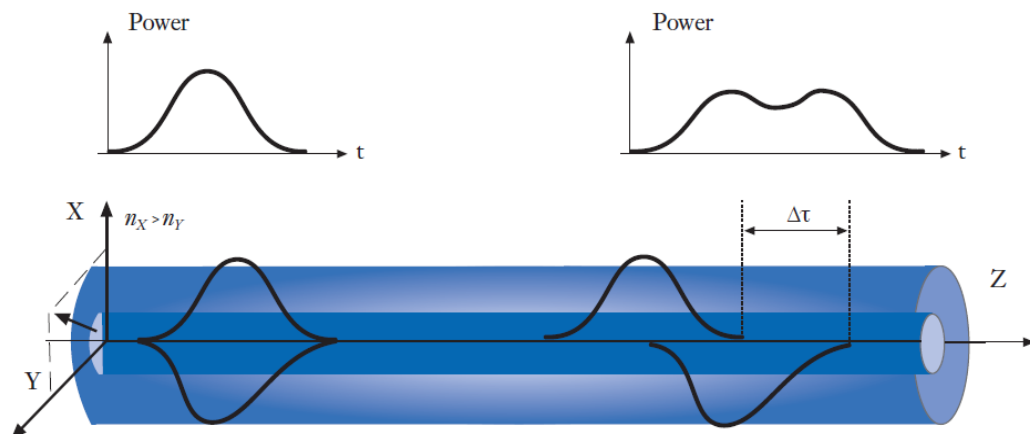


Figure I.12 : *Démonstration du Retard Différentiel de Groupe (DGD) entre deux états de polarisation pendant la propagation de la lumière dans une fibre optique* [23].

II.4. La PMD dans le régime longue distance ($L \gg L_c$)

Lorsque la longueur de fibre (L) est supérieure à la longueur de corrélation L_c la fibre est considérée dans le régime longue distance, la fibre présente des variations aléatoires des axes de biréfringence avec la distance et on parle de couplage des modes de polarisation. Ce couplage est dû à des contraintes localisées apparues à un instant quelconque entre la fabrication de la fibre et le déploiement du câble ou aux points de connexion avec des fibres ou autre équipement de ligne et les conditions environnementales telles que le changement de la température, les vibrations et les mouvements le long de la fibre.

Les fibres dans le régime longues distance peuvent être modélisées par une concaténation de petites sections biréfringentes, dans lesquelles les orientations et les modules de biréfringence changent aléatoirement comme le montre la figure I.13.

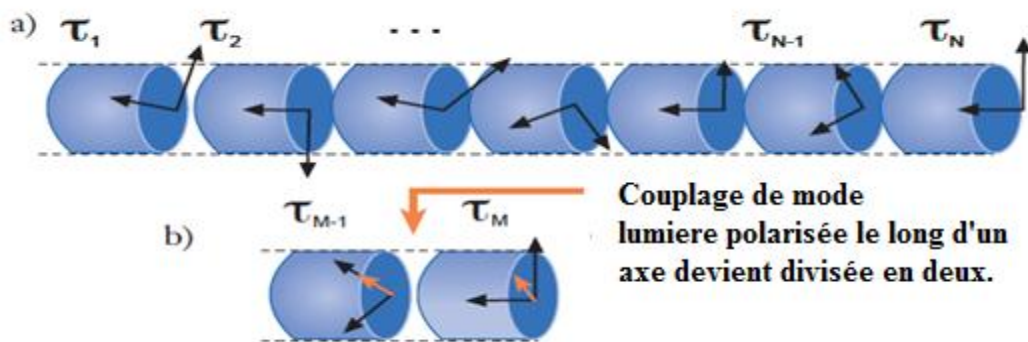


Figure I.13 : Orientations, et variation des modules et axes biréfringences [22].

Dans ce cas la biréfringence de chaque section peut s'ajouter ou se soustraire de la biréfringence totale et donc le DGD ne s'accumule pas linéairement avec la longueur de la fibre, contrairement au cas de la fibre courte. Le DGD devient une variable aléatoire à trois dimensions. Il a été démontré que la valeur moyenne du DGD augmente avec la racine carré de la distance [21]. Cette valeur moyenne est appelée la PMD de la ligne, elle s'exprime en picosecondes par racine de kilomètres (biréfringence stochastique). En général, dans les systèmes de transmission, les fibres sont dans les régimes longue distance. Grâce à l'amélioration des processus de fabrication, les fibres fabriquées actuellement possèdent un coefficient de PMD inférieur à $0.1 \text{ ps}/\sqrt{\text{km}}$. Alors que " les fibres de l'héritage " installés dans les années 80 peuvent avoir un coefficient de PMD supérieur à $0.8 \text{ ps}/(\text{km})^{1/2}$ [24].

La problématique de la PMD dans de fibres longue distance est un cas particulier de la dispersion modale dans un guide d'onde multi-mode sujet à des perturbations aléatoires. Deux approches sont possibles : le modèle cohérent dit des états principaux, et le modèle incohérent dit des chemins multiples [25].

L'intérêt de ce dernier reste limité car les sources laser employées sont fortement cohérentes. Il faut donc utiliser le modèle des états principaux qui permet de répondre à la question : peut-on encore définir des polarisations qui se propagent sans déformation ?

II.5. Les caractéristiques de la PMD

II.5.1. Le modèle des états principaux de polarisation

Le modèle des états principaux de polarisation a été développé par Poole et Wagner [26]. Le modèle fournit une caractérisation de PMD à la fois dans le domaine 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.

Dans le domaine fréquentiel, ce modèle indique que, pour une certaine longueur de fibre, il existe pour chaque fréquence une paire particulière d'états de polarisation, appelé États principaux de polarisation (PSP ; Principal State of Polarization).

Un PSP est défini comme la polarisation d'entrée pour lequel l'état de polarisation de sortie est indépendant de la fréquence de premier ordre [22], c'est à dire, sur une petite plage de fréquences. Cela veut dire aussi qu'une impulsion optique alignée avec un PSP à l'entrée d'une fibre apparaîtra à la sortie avec toutes ses composantes spectrales ayant le même état de polarisation. En l'absence de pertes dépendant de la polarisation (PDL), les PSP sont orthogonaux [27].

Dans le régime courte distance, les états principaux de polarisation correspond simplement aux modes de polarisation, pour chaque paire de PSP d'entrée, il y a une paire de PSP orthogonaux correspondant à la sortie de la fibre. Les PSP d'entrée et de sortie, désignés respectivement par les vecteurs de Stokes unité \hat{p}_s et \hat{p} , sont liées par la matrice de transmission R de la fibre, par la formule $\hat{p} = R\hat{p}_s$, tout comme n'importe quelle polarisation d'entrée est liée à une polarisation à la sortie de la fibre.

Dans le régime longue distance, où le couplage de modes existe, les PSPs 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'onde étroits. Dans le cas des composants optiques où le couplage de mode est absent, les PSPs sont fixes et sont déterminés par les effets cumulés de la biréfringence sur le span entier.

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 [28]. 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 PSPs possèdent des temps de groupe le plus grand et le plus petit et leurs différence est le DGD [28]. 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 PSPs en fonction de la longueur d'onde.

II.5.2. Vecteur de PMD

En utilisant le modèle des états principaux, la PMD peut être caractérisée par un vecteur PMD à trois dimensions donné par [29]

$$\tau = \Delta\tau\hat{p} \quad \text{I.73}$$

Où $\Delta\tau$, est le DGD et \hat{p} est le vecteur des PSPs.

Le vecteur de PMD à l'entrée de la fibre τ_s , est lié au vecteur de PMD à la sortie selon l'axe lent de la fibre par la relation suivante :

$$\tau = R\tau_s. \quad \text{I.74}$$

Où R est la matrice de Mueller 3*3 réelle reliant le vecteur de Stokes d'entrée \vec{s} au vecteur de Stokes de sortie \vec{t} .

$$\vec{t} = R(\omega, z)\vec{s}. \quad \text{I.75}$$

Dans l'espace de Stokes chaque point sur la sphère de Poincaré représente un état de polarisation spécifique.

On peut alors montrer l'influence de la fréquence optique angulaire sur l'état de polarisation à la sortie c'est tout simplement on calcul la dérivée de l'équation par rapport à la fréquence optique angulaire on obtient :

$$\hat{t}_\omega = \frac{d\hat{t}}{d\omega} = \vec{\tau}x\hat{t} \quad \text{I.76}$$

Où $\tau x = R_\omega \cdot R^T$ et R^T est la matrice transposée de R,

Cette rotation de l'état de polarisation à la sortie, engendrée par la variation de la fréquence du signal dépend de la valeur du DGD et de l'état de polarisation à la sortie \hat{t} . La direction de \hat{t} par rapport à τ détermine l'angle de précession, tandis que la grandeur, $\Delta\tau$, détermine la vitesse. Pour un signal incident dont l'état de polarisation est suivant l'un des axes principaux, le signal ne subit aucune variation du fait que le vecteur PMD $\vec{\tau}$ et le vecteur état de polarisation à la sortie \vec{t} sont alignés et alors le produit vectoriel est égal à zéro. De même, un signal incident dont l'état de polarisation est à 45° des axes propres va subir le maximum de rotation pour une variation donnée de la pulsation du signal.

Le vecteur PMD est de direction fixe et de module constant. L'équation obtenue (I.75) 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 $\Delta\theta = \Delta\tau \delta\omega$ (angle de rotation sur la sphère de Poincaré) comme indiqué sur la figure I.14 ci-dessous.

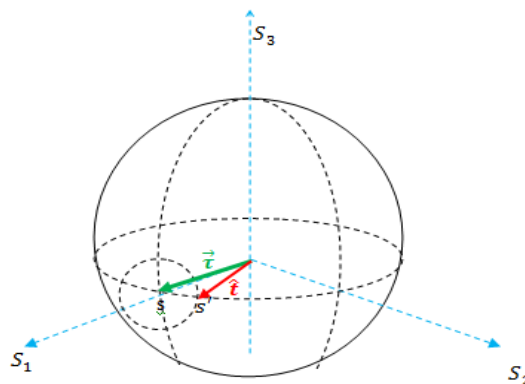


Figure I.14 Représentation du mouvement de l'état de polarisation de sortie sur la sphère de Poincaré selon l'équation I.75 (s et s' sont les états de polarisation à l'entrée et à la sortie respectivement).

Second ordre de PMD

Le vecteur de PMD dans une fibre varie avec la fréquence optique angulaire. un développement de série de Taylor de $\tau(\omega)$ autour de $\Delta\omega$ sur la fréquence porteuse ω_0 , généralement peut être utilisé pour un signal de large bande spectrale nous donne [30, 31,32].

$$\tau(\omega_0 + \Delta\omega) = \tau(\omega_0) + \tau_\omega(\omega_0)\Delta\omega + \dots \quad \text{I.77}$$

On peut définir le vecteur de PMD de second ordre par la dérivée de l'équation I.77.

$$\tau_\omega = \frac{d\tau}{d\omega} = \Delta\tau_\omega \hat{p} + \Delta\tau \hat{p}_\omega \quad \text{I.78}$$

L'indice ω indique la différenciation et $\Delta\tau_\omega$ correspond à la variation du DGD avec la longueur d'onde. Le premier terme de l'équation I.78 ($\Delta\tau_\omega \hat{p}$) est parallèle à τ_ω tandis que le deuxième terme $\Delta\tau \hat{p}_\omega$ est orthogonale à τ_ω puisque $\hat{p} \cdot \hat{p}_\omega = 0$.

Le premier terme de l'équation I.78 désigne la dispersion chromatique dépendant de la polarisation (PCD : Polarization Chromatic Dispersion). Cette dernière 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 [33,34] :

$$(DL)_{eff} = DL \pm \tau_\lambda \quad \text{I.79}$$

$$\text{Avec } \tau_\lambda = -(\pi c / \lambda^2) \Delta\tau_\omega$$

Où c est la vitesse de la lumière, λ est la longueur d'onde, et τ_λ est habituellement exprimée en ps / nm. Le PCD est proportionnelle à la dérivée de la longueur d'onde du spectre DGD.

Les signes positif et négatif dans l'équation désignent que la PCD va s'ajouter de façon constructive ou bien destructive à la dispersion chromatique de la fibre.

Le deuxième terme de l'équation (I.78), $\Delta\tau \hat{p}_\omega$ décrit la dépolarisation des PSP, c'est-à-dire la rotation des PSP avec la pulsation du signal. Le fait que le vecteur soit orthogonal au vecteur montre la variation de la direction du vecteur PMD avec la pulsation.

La figure ci-dessous (I.15) montre le Vecteur PMD du premier, et du second ordre.

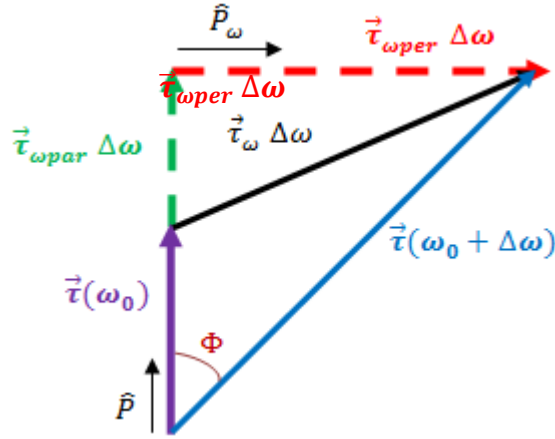


Figure I.15 : Diagramme du vecteur PMD du premier et du second ordre. Montrant la variation de $\tau(\omega)$ avec la fréquence. noter que \hat{p}_ω est perpendiculaire à \hat{p} . Le taux de rotation angulaire $d\phi/d\omega$ de vecteur PMD $\tau(\omega)$ avec ω est décrit par \hat{p}_ω .

II.6. Nature statistique de la PMD

La PMD dans une fibre varie aléatoirement non seulement avec la longueur d'onde, mais aussi avec 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 [38].

Le vecteur de PMD peut être décomposé en trois vecteurs orthogonaux selon les axes de la sphère de Poincaré. Chaque vecteur représente une variable aléatoire indépendante possédant une valeur moyenne nulle et peut être décrit statistiquement par une distribution Gaussienne [35]. Le module du vecteur PMD est le DGD donné par la racine carrée de la somme des carrés des composantes orthogonales [36].

L'impact de la PMD dans les systèmes de la télécommunication peut être obtenu à partir de la distribution du DGD ($\Delta\tau$). Dans le régime long distance (couplage de modes aléatoire), il a été montré que $\Delta\tau$ suit une distribution Maxwellienne, donné par l'équation 1.80.

$$p(\Delta\tau) = \sqrt{\frac{2}{\pi}} \frac{\Delta\tau^2}{\sigma^3} e^{-\left(\frac{\Delta\tau^2}{2\sigma^2}\right)} \quad 1.80$$

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

La figure. I.16 représente la distribution Maxwellienne.

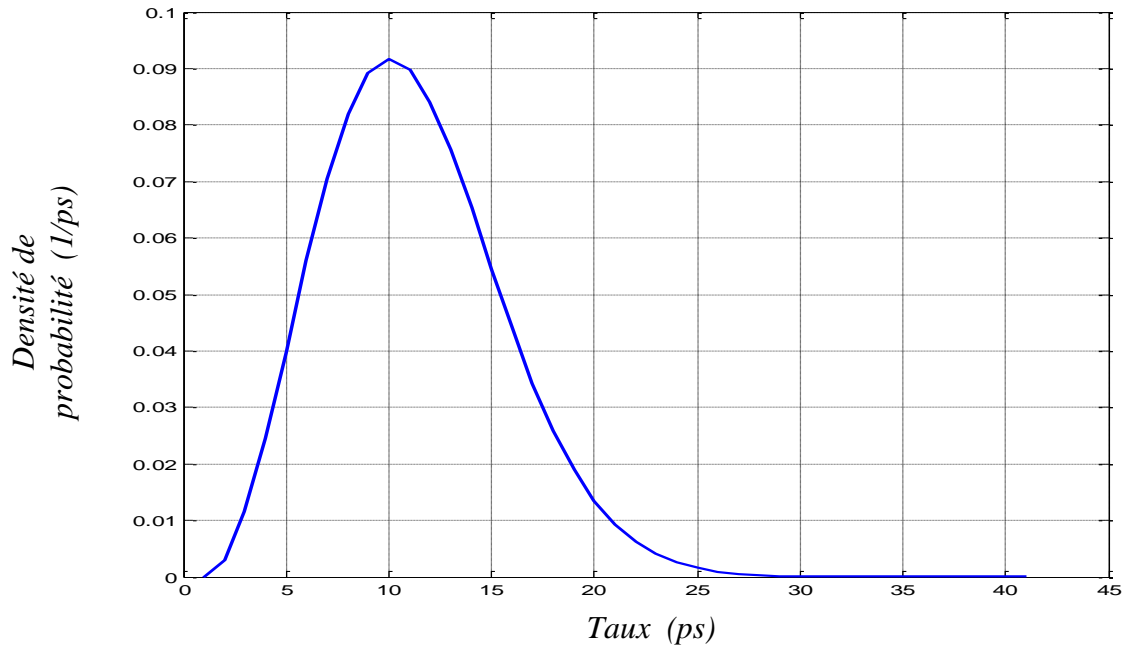


Figure I.16: Distribution Maxwellienne normalisée du DGD.

Cela veut dire que si un changement d'environnement intervient le long de la fibre, la distribution de valeurs de $\Delta\tau$ mesuré sur une large gamme de longueur d'onde, ou avec le temps à une longueur d'onde fixe, si un acte de changement environnementale sur la trajectoire, sera Maxwellienne [34,35]. Par suite de cette variabilité, la PMD d'une trajectoire est exprimée statistiquement comme le moyen de DGD.

$$\langle \Delta\tau \rangle = \sigma \sqrt{\frac{8}{\pi}} \quad \text{I.81}$$

Ou par la racine carrée de la moyenne (*RMS : Root Mean Square*) du DGD :

$$\langle \Delta\tau^2 \rangle^{1/2} = \sigma\sqrt{3} \quad \text{I.82}$$

La probabilité d'avoir une valeur de DGD supérieure à un certain seuil est calculable à partir de la nature statistique de PMD comme le montre la figure I.17. Par exemple la probabilité d'avoir une valeur de DGD supérieure à 3.18 fois la valeur de PMD de la fibre est de 10^{-5} et elle correspond à une indisponibilité de 5 minutes par an.

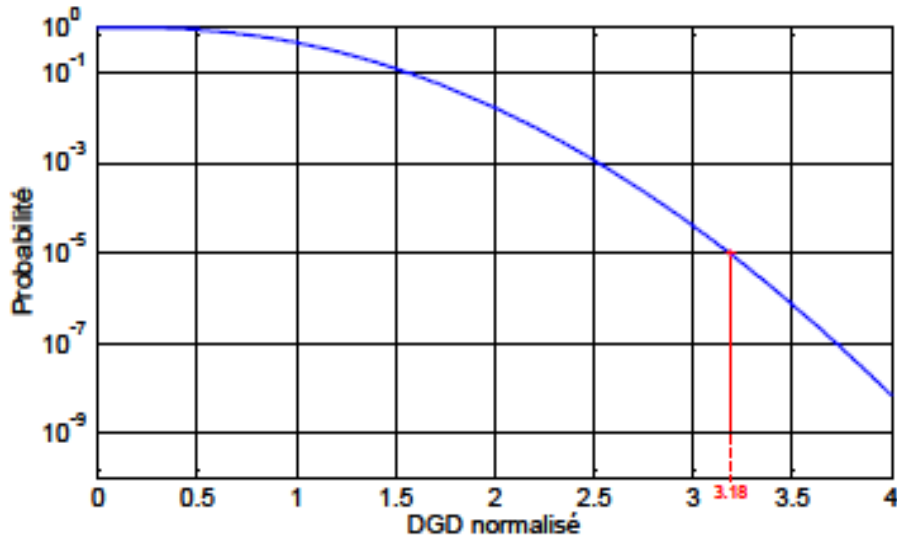


Figure I.17 : Probabilité cumulée normalisée. [45].

III. Effet de PMD sur les systèmes de télécommunications optiques

Dans les systèmes numériques optiques, l'effet de la PMD peut être estimé par : la relation suivante [37] :

$$\varepsilon(\text{dB}) = \frac{A}{T^2} \Delta\tau^2 \gamma (1 - \gamma) \quad \text{I.83}$$

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.

En calculant les limitations induites par la PMD sur le débit, et la distance de transmission à partir de la relation suivante [16] :

$$D^2 L = \frac{0.02}{(\text{PMD})^2} \quad \text{I.84}$$

D est le débit binaire en Gb/s, L est la longueur en km, et la PMD comme on a déjà vu est en $\sqrt{\text{km}}$. 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 [37].

Conclusion

La PMD résulte de deux effets : la biréfringence, qui provoque localement un élargissement des signaux se propageant dans la fibre, et le couplage de modes, qui provoque cet élargissement. Les modes propres de polarisation, et les états principaux de polarisation permettent de définir la PMD respectivement dans les régimes courte et longue distance. Enfin, la représentation géométrique sur la sphère de Poincaré permet d'appréhender de façon plus aisée les effets de polarisation dans le régime longue distance. Nous avons abordé la PMD dans le régime courte distance, et dans le régime longue distance. Nous avons aussi expliqué le premier et le second ordre ainsi que le vecteur PMD et ses statistiques. Nous avons montré aussi que la PMD dans la fibre est un paramètre lié au DGD qui est introduit en raison de biréfringence dans la fibre optique.

Le chapitre suivant porte sur l'étude de l'effet de PMD dans les régimes longue distance et haut débit.

Références bibliographiques

- [1] Clarke D and Grainger J.F “*Polarized Light and Optical Measurements*”, Pergamon Press , (1971).
- [2] Collet. E “ *Polarized Light : Fundamentals and applications* ”, Marcel Dekker, Inc , (1993).
- [3] Jones R.C “A New calculus for the Treatment of Optic Systems part I ”, in J Opt .Soc .Am. 31, 488-493 (1941).
- [4] Jones R.C “ A New calculus for the treatment of optic systems part I ” , in J Opt .Soc .Am. 32 486-493 (1942).
- [5] Jones R.C “A New calculus for the treatment of optic systems part III ”, in J. Opt .Soc .Am. 31 500-503 (1941).
- [6] Hurwitz H and Jones RC “A New calculus for the treatment of optical systems Part II”, in J Opt. Soc .Am .31, 493-499 (1941).
- [7] Rashleigh S. C. “*Origins and control of polarization effect in single modes fibers*”, in J. Lightwave Technol.1,312-331 (1983).
- [8] Richartz. M and Hso .H-Y ”*Analysis of elliptical polarization*” , in J. Opt. SOC. Am. 39,136-157 (1949).
- [9] Poincaré .H. “ *Théorie Mathématique de la lumière* ”,Vol II. Gauthier –Villars (1892).
- [10] Azzam .B “ *Ellipsometry and polarized light*”. North Holland (1977).
- [11] Bennet J. M and Bennet H.E “*Polarization in Handbook of optics*”, ch. 10. McGraw-Hill (1978).
- [12] Billings B.H “*Selected Paper on Polarization*”, SPIE Optical Engineering Press, (1990).
- [13] Broussaud G “ *Optoelectronique* ”, Masson (1974).
- [14] Kaliteevski N “ *optique ondulatoire*” Editions Mir (1980).
- [15] Kliger D.S , Lewis J.W and RANDAL C.E. “ *Polarized light in optics and spectroscopy*”, Academic Press Inc. (1990).
- [16] Chardon D “ *Contribution à l’étude des capteurs planimétriques et interférométrique à fibre optique monomode* ”. Thèse de doctorat .Orsay . (1987).
- [17] M. Françon “ *Interferences, diffraction et polarisation*”, in Handbûch der Physik Springer Verlag, vol XXII p 380 (1956).
- [18] M. Born and E. Wolf “*Principles of optics*” ,5th ed” , Pergammon Press (1970).
- [19] A. P. Chimata and C. Allen, “*Development of an adaptive polarization mode dispersion Compensation system*”, technical report, university of Kansas, January (2003).
- [20] Serge Huard, “ *Polarisation de la lumière : biréfringence induite dans les fibres* ”, pp 278-289. (1994).

- [21] 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).
- [22] Mehmetcan 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).
- [23] Benoît Clouet, ” *Etude de la dispersion modale de polarisation dans les systèmes régénérés optiquement* ”, thèse en sciences physique de l’Université de Rennes I (2007).
- [24] M. Karlsson, J. Brentel, and P.A. Andrekson, “*Long-term measurement of PMD and polarization drift in installed fibers*”. Journal of Lightwave Technology, 18 (7), pp. 941-951, (2000).
- [25] N. Gisin, J. P. Von Der Weid, J. P. Pellaux, “ *Polarization Mode Dispersion of short and long single-mode fibers* ” IEEE Journal of Lightwave Technology, Vol. 9, No. 7, Jul. (1991), pp. 821-827.
- [26] C. D. Poole, and R. E. Wagner, “*Phenomena logical approach to polarization dispersion in long single-mode fibres*”, Elect. Lett., **22**, 1029–1030 (1986).
- [27] 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.
- [28] L. E. Nelson Leong, “*Introduction to polarization mode dispersion in optical systems*”, *J. Opt. Fiber. Commun.* 1(2004) 312-344.
- [29] I. Kaminov and T. Li, “*Optical Fiber Telecommunications IVB, Systems and impairments*”, Academic press, Chapter 15.
- [30] Bulow, H., “*System outage probability due to first- and second-order PMD*”, IEEE Photon. Technol. Lett., **10**, 696–698 (1998).
- [31] Foschini, G. J. and C. D. Poole, “*Statistical theory of polarization dispersion in single mode fibers*,” IEEE J. Lightwave Technol., LT-9, 1439–1456 (1991).
- [32] Gleeson, L., E. Sikora, and M. J. O’Mahoney, “*Experimental and numerical investigation into the penalties induced by second order polarization mode dispersion at 10 Gb/s*,” Proc. European Conference on Optical Communication, ECOC’97. 15–18, (1997).
- [33] C.D. Poole and C.R. Giles, “*Polarization-dependent pulse compression and broadening due to polarization dispersion in dispersion-shifted fiber*”, Optics Letters, Vol. 13, No. 2, pp. 155-157, (1988).
- [34] “*Principal state variation using Jones matrix eigenanalysis*”, Photonics Technology Letters, Vol. 5, pp. 814-817, (1993).

- [35] M. Shtaif and A Mecozzi, “*Modeling of polarization mode dispersion in optical communications systems*”, *J. Opt. Fiber. Commun.* 1(2004) 248-265.
- [36] M. Zafrullah, “*Polarization mode dispersion: its measurement and impact on soliton transmission characteristics*”, *thesis*, university of engineering and technology, Taxila, Pakistan, January (2006).
- [37] 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.
- [38] N. Boudrioua, “*Etude et optimisation d’une chaîne de transmission numérique sur fibre optique : vers une compensation électronique de la PMD*”, thèse de doctorat de l’Université Paul Verlaine – Metz (2007).
- [39] A. Galtarossa, L. Palmieri , M. Schiano, T. Tambosso, ”*Statistical characterization of fiber random birefringence*”, *Optics Letters*, Vol. 25, N°18, September (2000).
- [40] M. Wuilpart, P. Mégret, M. Blondel, A. J. Rogers, Y. Defosse, ” *Measurement of the spatial distribution of birefringence in optical fibers* ”, *IEEE Photonics Technology Letters*, Vol. 13, N°8, (2001).
- [41] D.Irvine-Halliday, M.R.Khan,P.-G.Zhang, “*Beat-length measurement of high-birefringence polarization-maintaining optical fiber using the dc Faraday magneto-optic effect*”, *Optical Engineering*. Vol.39, pp 1310-1315, (2000).
- [42] T. Chartier, A. Hideur, C. zkul, O. Sanchez, G. M Pham, ”*Measurement of the elliptical birefringence of single mode optical fibers*”, *Applied Optics*, Vol. 40, N°30, pp. 5343-5353, (2001).
- [43] T. Chartier, C. Greverie, L. Selle, L. Carlus, G. Bouquet, L-A. de Montmorillon, ”*Measurement of the stress optic coefficient of single mode fibers using a magneto-optic method* ”, *Optic Express*, Vol.11, N°20, pp. 2561-2566, (2003).
- [44] A. Peyrilloux, T. Chartier, ”*Theoretical and experimental study of the birefringence of a photonic crystal fiber* ”, *Lightwave Technology, Journal of*, Vol:21, N°2, pp. 536-539, (2003).
- [45] Abdul Rahman El Falou, ” *Etude et analyse des dispositifs de compensations des distorsions dans les systèmes de transmission WDM longue portée à 10 et / ou 40 Gbit/s*”, thèse de Doctorat en optique ,Université de Bretagne-Sud (2011).

CHAPITRE II

Etude de la Dispersion Modale de Polarisation dans les liaisons optiques

Chapitre II : Etude de la Dispersion Modale de Polarisation (PMD) dans les liaisons optiques

Introduction

Les réseaux optiques de télécommunications sont le siège de nombreux phénomènes pénalisants liés au phénomène de la polarisation de la lumière. On peut citer principalement les pertes dépendantes de la polarisation (PDL), le gain dépendant de la polarisation (PGD), et enfin la dispersion modale de polarisation. La PMD est un phénomène qui résulte de la propagation anisotrope du signal dans les fibres optiques. La (PDL) et la (PGD) dépendent des composants optiques utilisés.

La PMD a un impact direct sur la qualité du signal, et c'est pour cette raison que tous les paramètres relatifs aux performances d'une liaison de communication optique sont utilisées pour estimer la PMD : le facteur de qualité Q, le diagramme de l'œil, le taux d'erreur binaire, ainsi que la pénalité du rapport signal sur bruit (OSNR). Malheureusement ces paramètres ne peuvent pas être mesurés instantanément ; mais sur un temps assez long.

Le facteur de qualité Q et selon les normes fixées dans le domaine de télécommunications doit être supérieur à 6 ce qui correspond à un taux d'erreur binaire BER (*Bit Error Rate*) = 10^{-9} [1,2].

Les travaux présentés dans ce chapitre concernent l'étude de la PMD en utilisant principalement le logiciel Optisystem qui est doté de l'émulateur PMD.

Un analyseur de spectre est utilisé pour mesurer le DGD en mesurant certaines caractéristiques relatives aux distorsions du signal induites par la PMD.

La mesure du DOP comme le signal de contre réaction est basée sur l'observation de la PMD du premier ordre qui produit une dépolarisation du signal optique. L'efficacité de cette technique va dépendre du rapport entre le DGD et le temps bit : si le DGD est supérieur au temps bit, on peut obtenir un maximum secondaire par le DOP.

I. Simulations et interprétations des résultats

Les résultats qu'on va présenter ont pour objectif principal d'étudier l'impact de la polarisation, et aussi la PMD sur la qualité de signal de réception.

I.1. Présentation de la liaison optique

Le schéma synoptique de la liaison est représenté dans la figure II.1 ci-dessous.

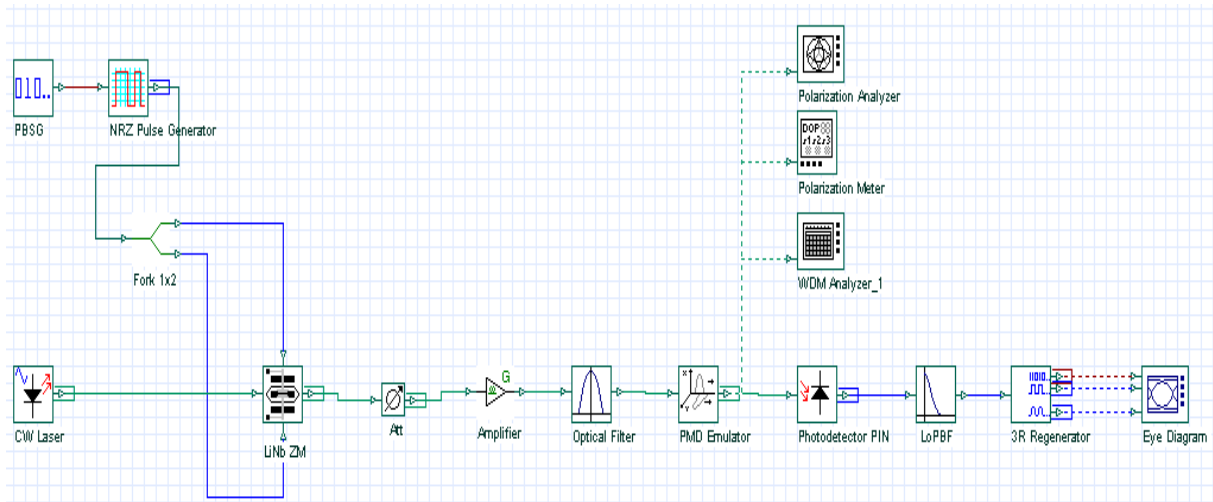


Figure II.1 : Schéma synoptique de la chaîne de transmission

Un émetteur de modulation externe a été choisi dans le but d'une compatibilité avec le débit choisi. IL se compose d'un générateur de séquence binaire aléatoire dont le débit est de 10 Gbit/s, d'un générateur de code NRZ, et enfin d'une source laser continu (CW) qui émet à la longueur d'onde de 1550 nm avec une puissance de 1mW. Le Modulateur (Shapper) permet de moduler le signal avec un taux d'extinction =17 dB. L'émulateur de PMD introduit les effets de la polarisation, et aussi les effets du premier, et second ordre de la PMD [3], [4], [5].

Une fibre à dispersion linéaire peut être représentée par une matrice de transfert de dimension 2x2 ayant la forme suivante [6]:

$$T(\omega) = \exp(\alpha - j \cdot \bar{\beta}(\omega)) \cdot z \cdot M(\omega) \quad \text{II.1}$$

Où α est l'atténuation de la fibre, β est la constante de propagation, et M est la matrice unitaire qui peut être représentée comme suit :

$$M(\omega) = R^{-1}(\omega) \cdot D(\omega) \cdot R(\omega) \quad \text{II.2}$$

Lorsqu'on prend en compte la rotation des états principaux de polarisation (PSP), la matrice R prend la forme suivante :

$$R(\omega) = \begin{bmatrix} \cos(k. \omega) & \sin(k. \omega) \\ -\sin(k. \omega) & \cos(k. \omega) \end{bmatrix} \quad \text{II.3}$$

$$\text{Avec : } 2k = \frac{\partial s}{\partial \omega}$$

Où k est le coefficient du taux de dépolarisation, et s le paramètre caractérise la direction de l'un des deux vecteurs orthogonaux.

D prend en compte les différentes vitesses de propagation sur les deux PSP, avec les expressions suivantes:

$$D(\omega) = \begin{bmatrix} \exp(j. \Delta\tau. \omega/2) & 0 \\ 0 & \exp(-j. \Delta\tau. \omega/2) \end{bmatrix} \quad \text{II.4}$$

L'approximation de second ordre de la différence du temps entre les deux polarisations est donnée par:

$$\Delta\tau = \Delta\tau_0 + \Delta\tau'_\omega \quad \text{II.5}$$

Où $\Delta\tau_0$ est le retard différentiel de groupe indépendant de la fréquence, et le retard différentiel de groupe dépendant de la fréquence est représentée par le taux de dépolarisation $\Delta\tau'_\omega$

Les caractéristiques de l'émulateur de la PMD sont représentées dans le tableau II.1 ci-dessous.

<i>Paramètres</i>	<i>Valeurs</i>
<i>Longueur de fibre</i>	<i>100 km</i>
<i>Atténuation</i>	<i>0 dB</i>
<i>Dispersion chromatique</i>	<i>0 ps/km/nm</i>
<i>Taux de dépolarisation</i>	<i>10.8 °/GHz</i>
<i>Retard différentiel de groupe</i>	<i>10 ps</i>
<i>Dispersion chromatique de polarisation</i>	<i>1.3 ps/GHz</i>

Tableau II.1 : Caractéristiques de l'émulateur de PMD

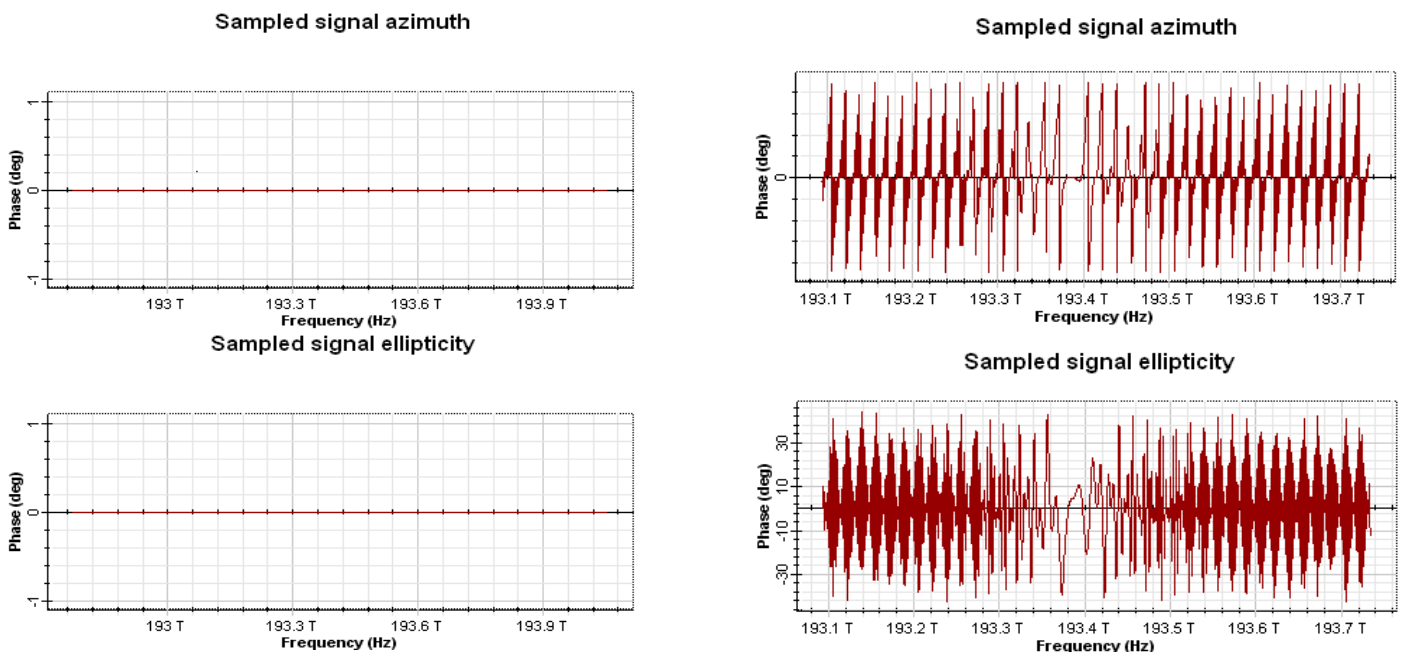
Un analyseur de polarisation permet de calculer et d'afficher les différentes propriétés de la polarisation du signal .L'analyseur optique de puissance permet de calculer l'état de polarisation moyen du signal optique, le degré de polarisation (DOP), ainsi que le retard entre les états principaux de polarisation. Un analyseur WDM calcule, et affiche le rapport signal sur bruit optique (OSNR).

Le signal à la sortie de l'émulateur de PMD est converti en signal électrique à l'aide d'une photodiode PIN, puis le signal est filtré à l'aide d'un filtre de Bessel d'ordre 5, et de fréquence de coupure égale à 0,75 fois le débit. Un analyseur de taux d'erreur binaire est utilisé pour visualiser les signaux de sortie.

I.2. Résultats et discussion

I.2.1. Phénomène de polarisation dans une fibre optique

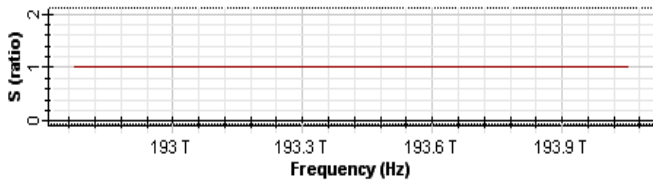
Les différentes propriétés d'un état de polarisation en entrée, et en sortie de la liaison simulée sont reportées dans la figure II.2.



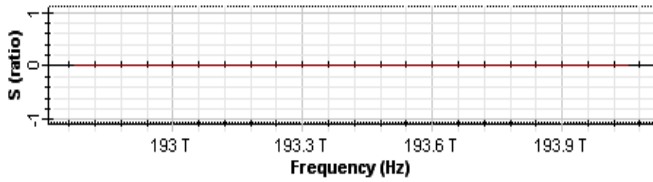
(a) Etat de polarisation à l'entrée de la fibre

(e) Etat de polarisation à la sortie de la fibre

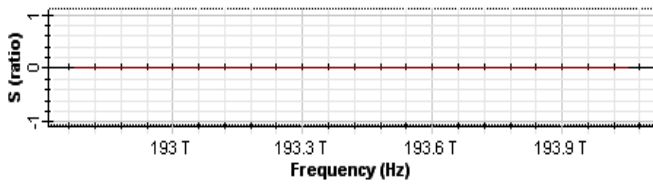
Sampled signal s1



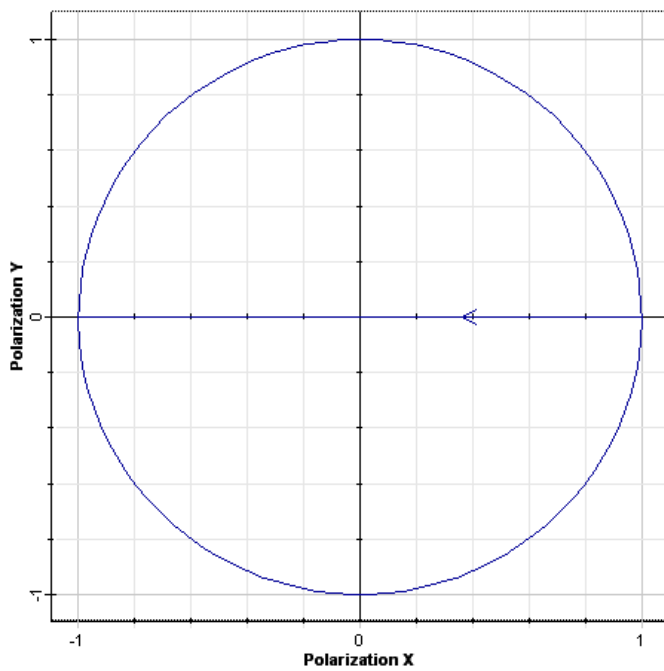
Sampled signal s2



Sampled signal s3

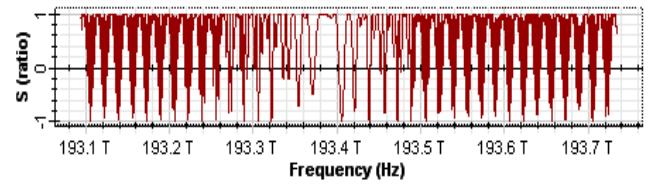


(b) Les vecteurs de Stokes à l'entrée de la fibre

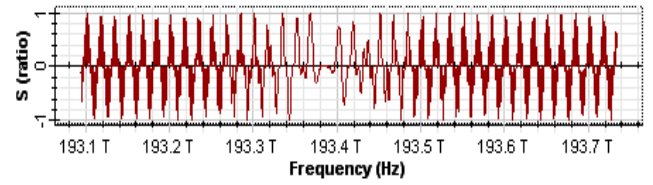


(c) Ellipticité à la fréquence de référence à l'entrée de la fibre

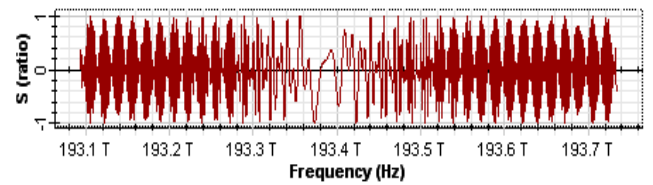
Sampled signal s1



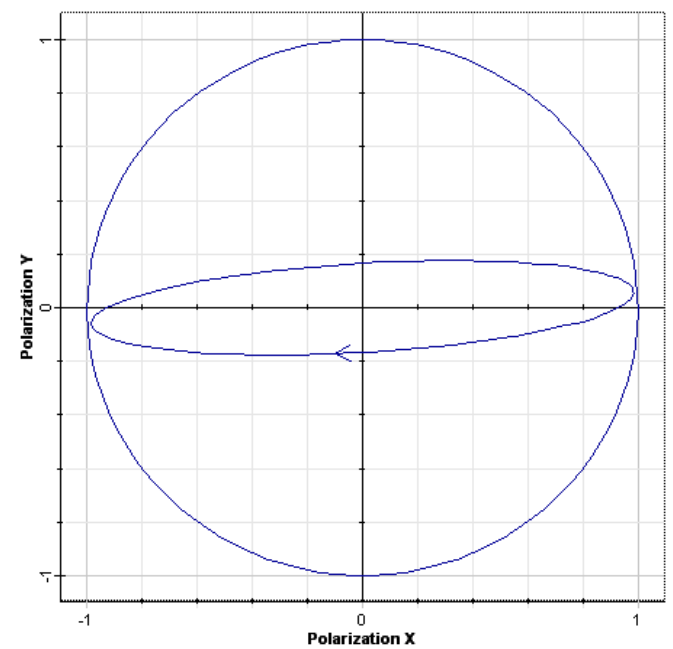
Sampled signal s2



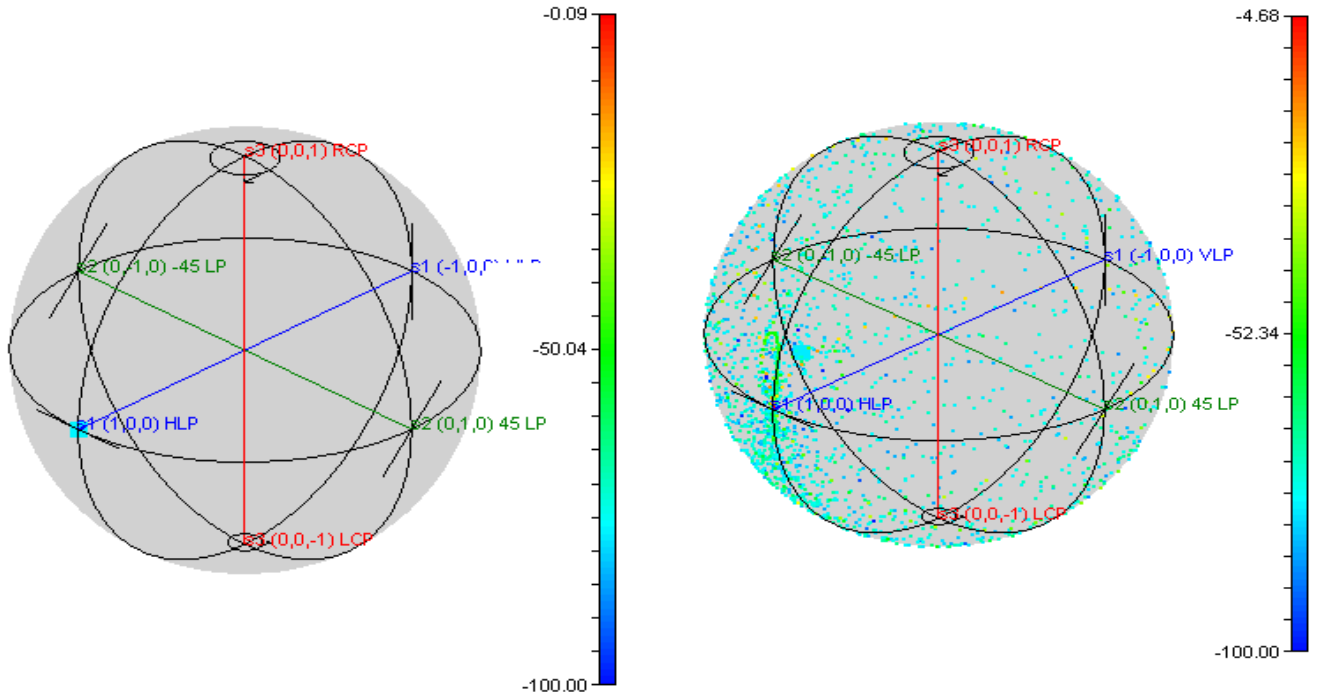
Sampled signal s3



(f) Les vecteurs de Stokes à la sortie de la fibre



(g) Ellipticité à la fréquence de référence à la sortie de la fibre



(d) Sphère de Poincaré à l'entrée de la fibre

(h) Sphère de Poincaré à la sortie de la fibre

Figure II.2 : Les caractéristiques de polarisation du SOP en entrée et en sortie.

La figure II.2.a représente la variation de l'état de polarisation en fonction de la fréquence, qui est tout simplement le signal émis par la diode laser (CW) polarisée linéairement avec un azimut $\alpha = 0^\circ$, et une ellipticité $\varepsilon = 0^\circ$. Cet état de polarisation (SOP) est aligné selon l'axe rapide de la fibre, cela signifie que le champ électrique E a une polarisation rectiligne.

La figure II.2.b représente la variation du vecteur de Stokes de ce SOP en fonction de la fréquence. Il est défini comme suit:

$$\vec{S} = \begin{pmatrix} S_0 \\ S_1 \\ S_2 \\ S_3 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -75.8134 \text{ dBm} \\ 1 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix}$$

On remarque bien que la puissance totale de la lumière à l'entrée S_0 est de l'ordre de -75.8134 dBm, cette puissance est variable selon la fréquence utilisée.

Cet état de polarisation (SOP, State Of Polarization) décrit une droite dans le plan d'onde à la fréquence de référence $f=193.414$ THz qui correspond à la longueur d'onde $\lambda=1552.52$ nm (voir figure II.2.c).

Il est situé sur l'équateur de la sphère de Poincaré, et son degré de polarisation (DOP) est de 100 %, cela signifie que la source laser est totalement polarisée.

Son état de polarisation est représenté par un seul point sur la sphère de Poincaré (Point bleu clair). Ceci apparait clairement dans la figure II.2.d.

Les figures II.2.e et II.2.f représentent respectivement la variation de l'état de polarisation, ainsi que le vecteur de Stokes en fonction de la fréquence à la sortie de l'émulateur de PMD. Le signal reçu a un état de polarisation elliptique droit (azimut $\alpha = 3.43414^\circ$ avec une ellipticité $\varepsilon = 9.57413^\circ$) (voir figure II.2.e).

Les paramètres de Stokes sont représentés sur la figure II.2.f avec les caractéristiques suivantes :

$$\vec{S} = \begin{pmatrix} S_0 \\ s_1 \\ s_2 \\ s_3 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -77.8637 \text{ dBm} \\ 0.93789 \\ 0.11297 \\ 0.32801 \end{pmatrix}$$

On remarque bien que la puissance totale de la lumière à la sortie S_0 est de l'ordre de -77.8637 dBm. Elle est inférieure par rapport à la puissance d'entrée de la diode laser car une partie de l'énergie va se transformer sur l'axe lent de polarisation, qui va échanger de l'énergie avec l'état de polarisation d'origine (état de polarisation d'entrée).

Le déphasage entre les composantes x et y ou (l'axe rapide et l'axe lent) du champ électrique varie lors de la propagation à cause de la différence de vitesses entre les deux modes propres. Ces modes propres varient aléatoirement le long de la fibre de longueur L à fort couplage de modes qui va provoquer l'élargissement des impulsions.

La variation aléatoire des états de polarisation engendre une variation aléatoire des caractéristiques de polarisation, et par conséquent un changement aléatoire au niveau des paramètres de Stokes, (l'azimut et l'ellipticité). Ceci apparait clairement sur les figures II.2.e et II.2.f. Cette variation est très sensible avec la fréquence utilisée.

On constate sur la figure II.2.g que le champ électrique décrit une polarisation elliptique gauche dans le plan d'onde. Il est bien situé sur l'hémisphère nord de la sphère de Poincaré, et son degré de polarisation (DOP) est d'environ de 46.64 % c'est-à-dire (DOP=0.4664).

On peut affirmer dans ce cas que la lumière est partiellement polarisée, ceci est représenté sur la figure II.2.h, c'est le cas le plus fréquent dans le pratique.

Le degré de polarisation est un indicateur très important de polarisation de la lumière, il est très sensible à plusieurs paramètres qu'on va étudier maintenant en détail.

I.2.2. Les différents Paramètres ayant une influence sur le degré de polarisation

La liaison étudiée est toujours celle représentée sur la Figure II.1. Le degré de polarisation dépend des paramètres suivants :

- *Le taux de dépolarisation (τ) ;*
- *La dispersion chromatique de polarisation (PCD) ;*
- *Retard entre les états principaux de polarisation (DGD) ;*
- *Formats de modulation NRZ et RZ ;*
- *Etat de polarisation d'entrée (SOP).*

I.2.2.1. Taux de dépolarisation (τ)

Dans une première étape on va faire varier le taux de dépolarisation (τ).

Les résultats sont reportés sur le tableau II.2, et les figures II.3-II.5.

<i>Taux de dépolarisation (deg/GHz)</i>		<i>Degré de la polarisation (%)</i>	
0	10.8	76.64	49.34
1	12	33.40	51.00
2	15	74.82	48.47
3	20	47.84	53.86
4	25	55.57	55.72
5	30	43.85	51.50
6	35	57.46	50.91
7	40	53.25	50.14
8	45	54.98	54.93
9	50	43.94	51.72
10		60.02	

Tableau II.2: Variations du degré de dépolarisation en fonction du taux de dépolarisation.

La figure II.3 représente la variation du degré de polarisation en fonction du taux de dépolarisation.

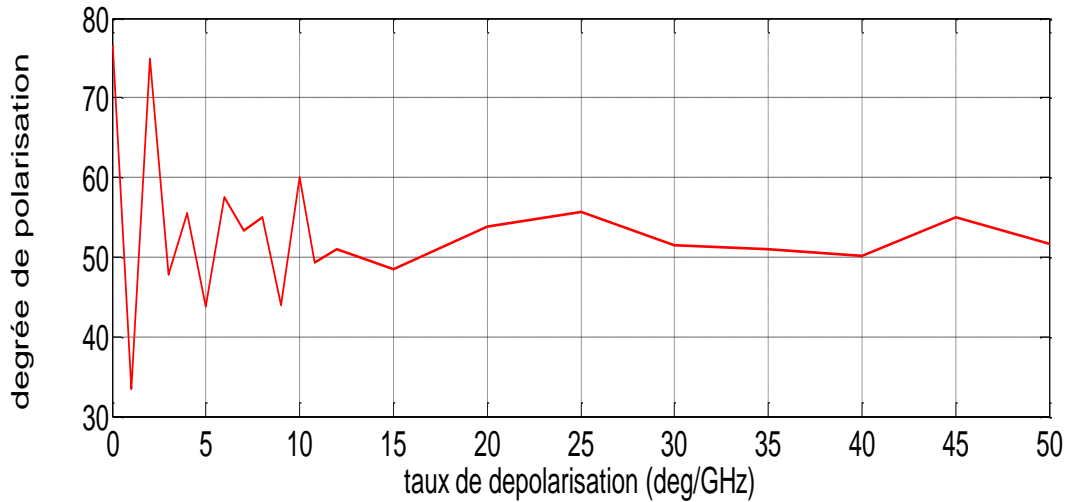


Figure II.3 : Variations du degré de polarisation en fonction du taux de dépolarisation $\langle \tau \rangle$.

D'après le tableau II.2, et la figure II.3, on remarque bien que le degré de polarisation est très sensible au taux de dépolarisation. On peut observer également que pour un taux de dépolarisation égal à $0^\circ/\text{GHz}$, on obtient un degré de polarisation maximum autour de 76.72 %.

La variation du taux de dépolarisation engendre un changement de puissance des paramètres de Stokes, et par conséquent du degré de polarisation.

Pour des valeurs faibles du taux de dépolarisation on obtient à la sortie de l'émulateur de PMD une sphère de Poincaré représentée sur la figure II.4.

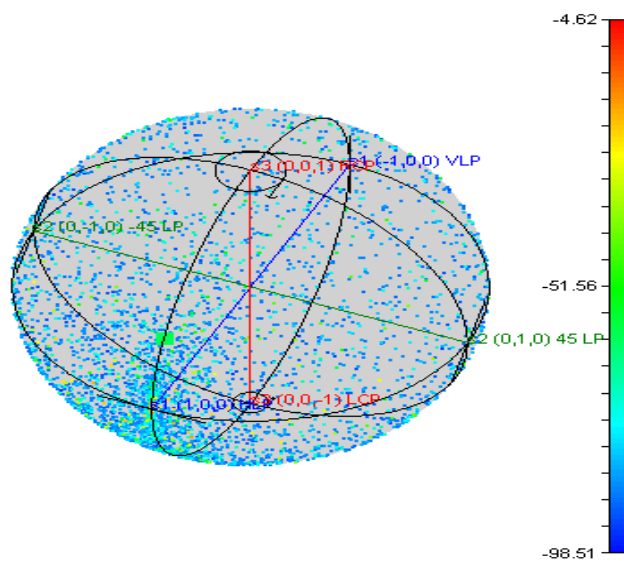


Figure II.4 : Sphère de Poincaré pour un taux de dépolarisation faible ($0.3 \text{ deg}/\text{GHz}$).

Le degré de polarisation (DOP) est d'environ 0.2 %, (c'est-à-dire un $DOP=0.0020$). Dans ce cas la lumière est presque non polarisée. Le DOP est nul pour une lumière totalement dépolarisée. Dans ce cas on peut considérer que la lumière contient tous les états de polarisation, et par conséquent tous les points de la sphère de Poincaré sont équiprobables.

Dans cette simulation le DOP ne doit être jamais égal à zéro, il est au minimum égal à 0.002.

Le taux de dépolarisation influe aussi sur le retard entre les états principaux de polarisation, cette variation est représentée dans la figure II.5.

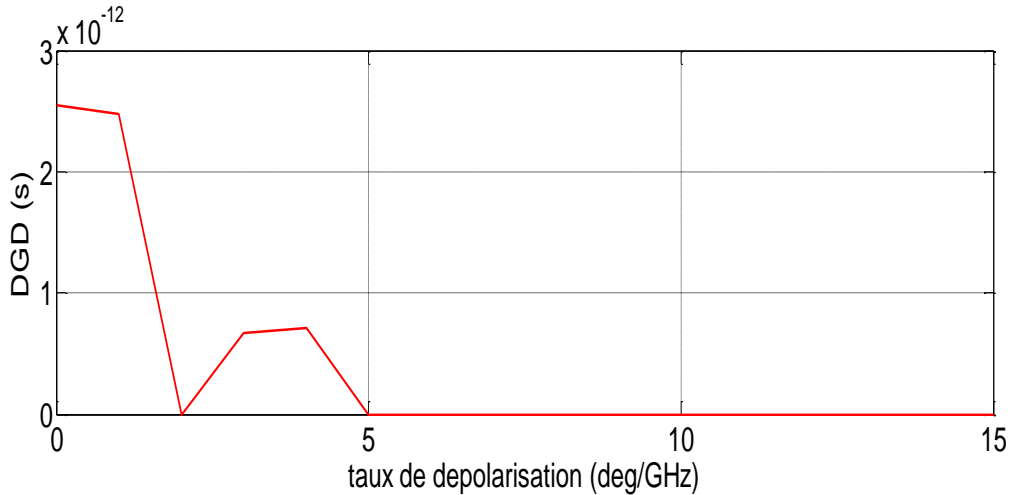


Figure II.5 : Variations du DGD en fonction du taux de dépolarisation.

On remarque que le retard entre les états principaux de polarisation ou bien le DGD est sensible aussi au taux de dépolarisation.

On peut observer également que le DGD est maximum pour un taux de dépolarisation égal à 0 deg/GHz, on obtient un DGD égal à 2.57ps calculé par Optisystem tandis que pour un taux de dépolarisation ≥ 5 deg/GHz on trouve un DGD égal 0 ps.

1.2.2.2. Dispersion chromatique de polarisation (PCD)

Le degré de polarisation est sensible à la dispersion chromatique de polarisation. Ce dernier influe aussi sur la qualité de transmission. Les résultats sont reportés dans le tableau II.3 et la figure II.6.

<i>Dispersion chromatique de polarisation (ps/GHz)</i>		<i>Facteur de qualité (Q)</i>	
0.0	3	17.08	12.04
0.5	4	15.81	11.84
1.0	6	15.43	10.88
1.3	8	15.01	09.67
1.5	10	14.87	07.22
2.0	15	14.21	02.27
2.5	20	13.87	02.12

Tableau II.3 : Variation du facteur de qualité en fonction de la dispersion chromatique de polarisation.

La figure II.6 ci-dessous montre la variation du facteur de qualité en fonction de la dispersion chromatique dépendant de polarisation.

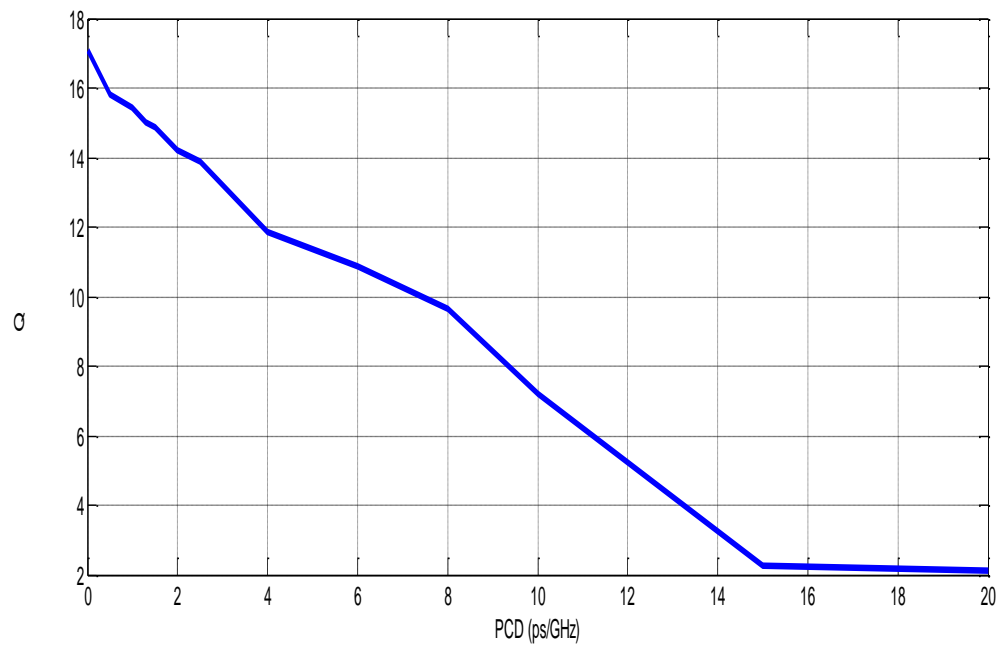


Figure II.6 : Variations du facteur de qualité en fonction de la dispersion chromatique de polarisation.

On remarque bien que lorsque la dispersion chromatique de polarisation augmente la qualité du signal diminue. Il est préférable de choisir de faibles valeurs de dispersion chromatique de polarisation, car celles-ci peuvent déformer les impulsions des signaux de sortie.

1.2.2.3. Formats de modulation

Dans une troisième étape on va étudier l'impact de deux formats de modulation, et qui sont le format NRZ (Non Return to Zero), et le format RZ (Return to Zero).

Les deux formats de modulation sont illustrés sur la figure II.7 ci-dessous.

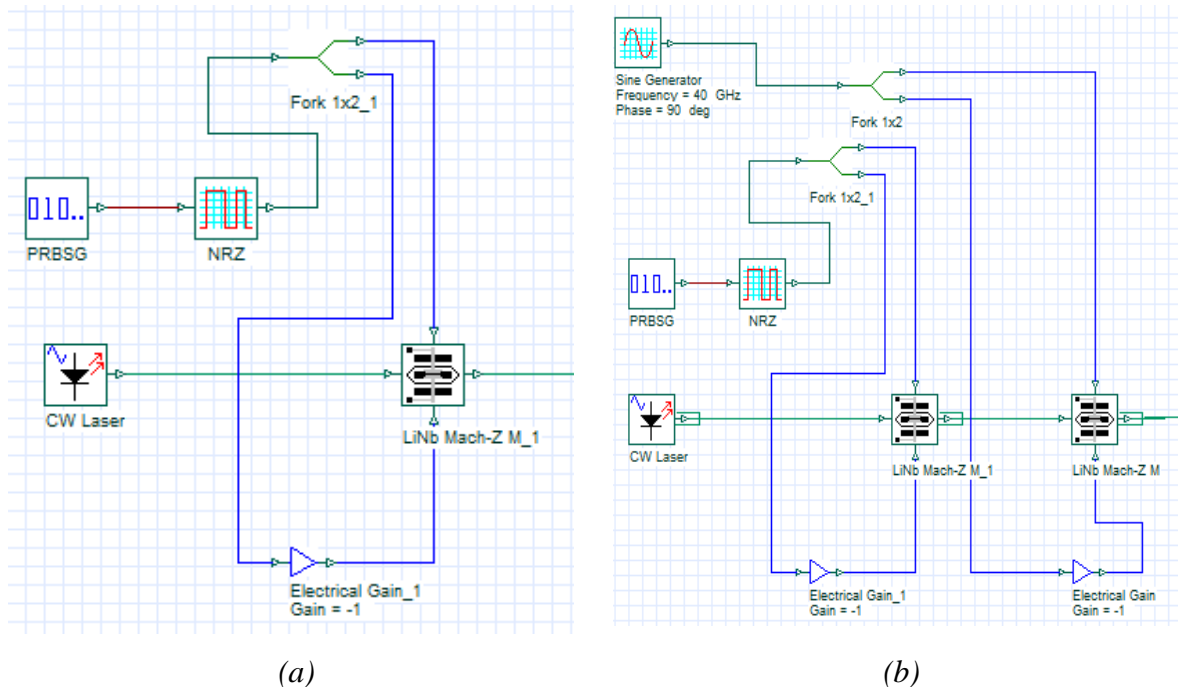


Figure II.7 : Formats de modulation (a) NRZ, (b) RZ

Le format de modulation NRZ est représenté par la figure II.7.a, le signal NRZ électrique code le signal optique grâce à un modulateur d'intensité de type interféromètre de Mach-Zehnder (MZI). Le signal à la sortie de celui-ci un signal NRZ optique modulé en intensité au débit des données.

Le format de modulation RZ est représenté par la figure II.7.b. On transforme le signal NRZ optique (format NRZ) en signal RZ optique grâce à un second modulateur (MZI ($2V\pi$)) commandé par un signal sinusoïdal dont la fréquence est la moitié de celle du débit de modulation des données. Ce modulateur est dit de mise en forme des impulsions (Shaper) puisqu'il permet de former les impulsions du format RZ.

Les résultats obtenus sont visualisés sur la sphère de Poincaré (voir figure II.8).

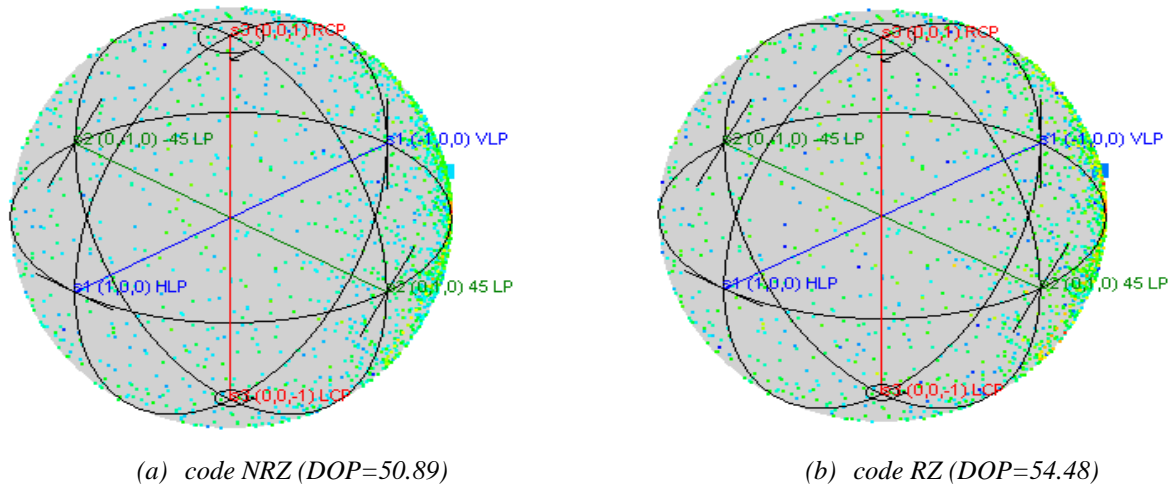


Figure II.8 : Impact du format de modulation sur le degré de polarisation.

D'après la figure II.8 on remarque bien que le degré de polarisation est sensible au format de modulation utilisé. Les résultats de simulation nous ont donné un DOP=50.89 % pour le format NRZ, tandis que un DOP = 54.48% pour le format RZ.

Dans le cas de format de modulation RZ, l'énergie du signal est plus confinée au centre de chaque durée de bit. Lorsque le DGD augmente, la puissance dans les zéros isolés ne s'élève que lentement. Cependant dans le cas de format de modulation NRZ, cette puissance s'élève rapidement et se combine avec les uns ce qui induit plus de dégradation. 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.

1.2.2.4. Etat de polarisation d'entrée

Dans la quatrième étape, on fait varier l'état de polarisation d'entrée autrement dit l'ellipticité ε de -45° à $+45^\circ$. Cette variation influe sur le degré de polarisation, et sur la qualité de signal.

Les résultats obtenus sont reportés dans les tableaux II.4- II.5, et sur les figures II.9- II.10.

<i>Ellipticité (°)</i>	<i>Degré de polarisation (%)</i>
45	38.138
40	41.120
30	46.011
20	55.196
10	62.288
0	65.014
-10	62.651
-20	55.822
-30	46.670
-40	40.980
-45	38.138

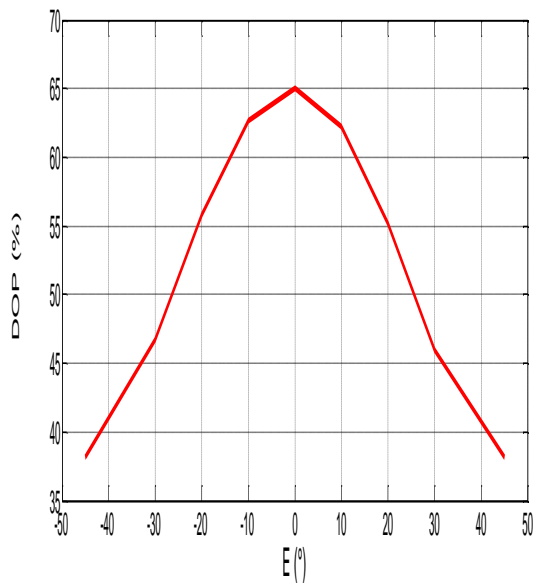
(a)

<i>Ellipticité (°)</i>	<i>Facteur de qualité</i>
45	03.57
40	04.00
30	05.00
20	08.01
10	10.57
0	11.31
-10	10.25
-20	07.12
-30	05.50
-40	04.00
-45	3.51

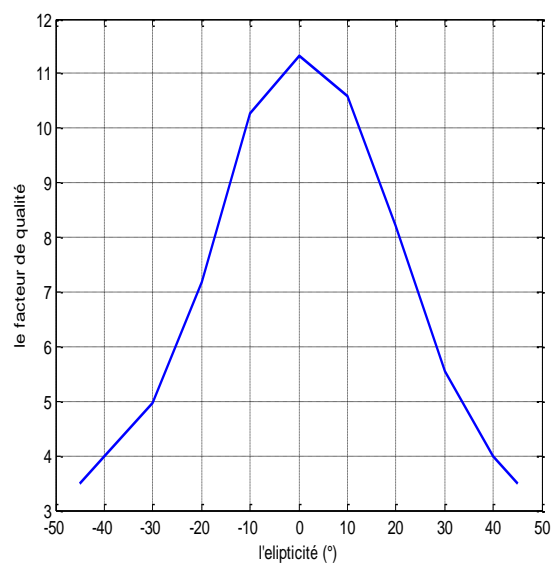
(b)

Tableau II.4 : Variations du (a) degré de polarisation et (b) facteur de qualité en fonction de l'état de polarisation d'entrée (ellipticité).

La figure II.9 représente l'impact de l'état de polarisation d'entrée respectivement sur le degré de polarisation, ainsi que sur la qualité de transmission.



(a)



(b)

Figure II.9 : (a) Variations de degré de polarisation, (b) facteur de qualité en fonction de l'état de polarisation (ellipticité).

D'après la figure II.9.a on remarque bien que le degré de polarisation est sensible à l'état de polarisation d'entrée. Lorsqu'on fait varier l'ellipticité (ϵ), le degré de polarisation est maximum pour une ellipticité égale à 0° (Polarisation parallèle à l'axe des X), et minimale pour une ellipticité égale à $\pm 45^\circ$ (Polarisation circulaire). Alors les états de polarisation rectilignes sont les seuls états qui peuvent se propager sans déformation dans les milieux diélectriques présentant une anisotropie linéaire.

Pour maintenir une bonne qualité de transmission, il faut que l'ellipticité ϵ appartienne à l'intervalle $[-25^\circ, +25^\circ]$. Les autres valeurs de l'ellipticité donnent un mauvais facteur de qualité ($Q < 6$) (voir figure II.9.b).

L'état de polarisation d'entrée (SOP) influe aussi sur le retard entre les états principaux de polarisation, ou bien sur le retard différentiel de groupe (voir tableau II.5 et figure II.10).

<i>Ellipticité (°)</i>	<i>Retard entre les états principaux (s)</i>
-45	$7.8125 \cdot 10^{-13}$
-25	$9.375 \cdot 10^{-13}$
-20	$1.5625 \cdot 10^{-12}$
-10	$02.5 \cdot 10^{-12}$
0	$08.75 \cdot 10^{-13}$
10	$3.1937 \cdot 10^{-13}$
20	$06.25 \cdot 10^{-13}$
25	$7.8125 \cdot 10^{-13}$
30	$7.8125 \cdot 10^{-13}$
45	$09.375 \cdot 10^{-13}$

Tableau II.5 : Variations du retard entre les états principaux de polarisation en fonction de l'ellipticité.

La figure II.10 représente la variation de retard entre les états principaux de polarisation en fonction de l'ellipticité.

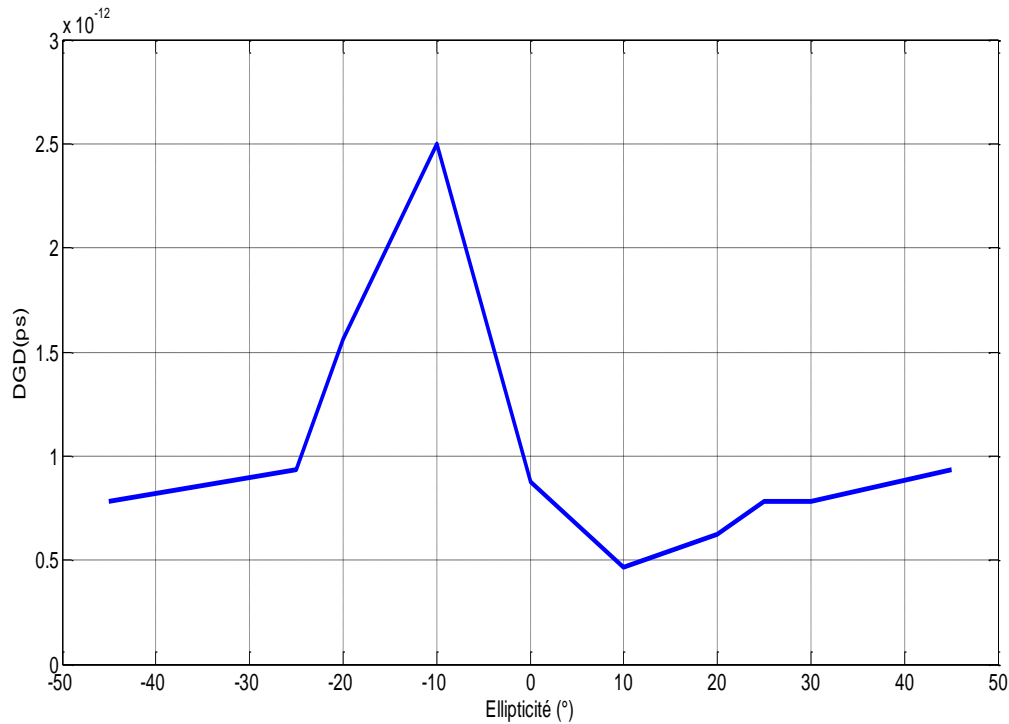


Figure II.10 : *Variation de retard entre les états principaux de polarisation en fonction de l'ellipticité.*

D'après la figure II.10, on remarque bien que l'ellipticité, et par conséquent l'état de polarisation influe sur le retard entre les états principaux de polarisation. Ce dernier est maximum pour une ellipticité de -10° , et minimum pour une ellipticité de 10° c'est-à-dire une polarisation elliptique.

1.2.2.5. Retard entre les états principaux de polarisation (DGD)

Dans la cinquième étape on fait varier le retard entre les états principaux de polarisation ou bien le DGD. La simulation a été réalisée pour les deux formats de modulation NRZ et RZ.

Les résultats de cette simulation sont reportés dans le tableau II.6 et la figure II.11.

<i>DGD (ps)</i>	<i>Degré de polarisation (%)</i>	
	<i>Format NRZ</i>	<i>Format RZ</i>
<i>0</i>	50.89	52.70
<i>3</i>	50.19	52.06
<i>4</i>	49.82	51.81
<i>6</i>	48.17	51.49
<i>8</i>	47.09	50.89
<i>9</i>	45.59	50.10
<i>10</i>	45.20	49.81
<i>12</i>	45.18	49.12

Tableau II.6 : Variations du degré de polarisation en fonction de retard entre les états principaux de polarisation pour les formats de modulation NRZ et RZ.

La figure II.11 représente la variation du degré de polarisation (DOP) en fonction de DGD.

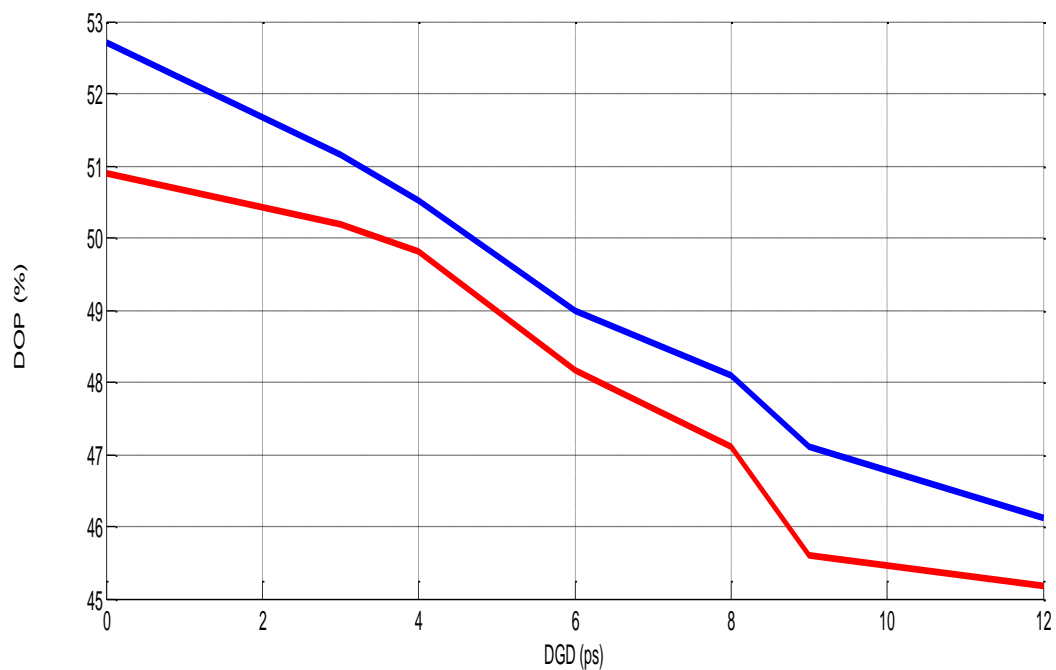


Figure II.11 : Variations du degré de polarisation(DOP) en fonction du DGD Pour les formats RZ et NRZ.

D'après la figure II.11 et le tableau II.6, on remarque bien que plus le retard entre les états principaux de polarisation augmente le degré de polarisation diminue. Cela signifie que ce dernier limite le degré de polarisation. En effet la dispersion modale de polarisation distribue l'énergie du signal en deux polarisations orthogonales entre deux impulsions séparées dans le temps ou le DGD est grand.

On remarque aussi que le format de modulation RZ est avantageux par rapport au format de modulation NRZ.

I.2.3. Simulation d'une chaîne de transmission en tenant compte la PMD

La liaison étudiée est celle qui est représentée dans la figure II.12.

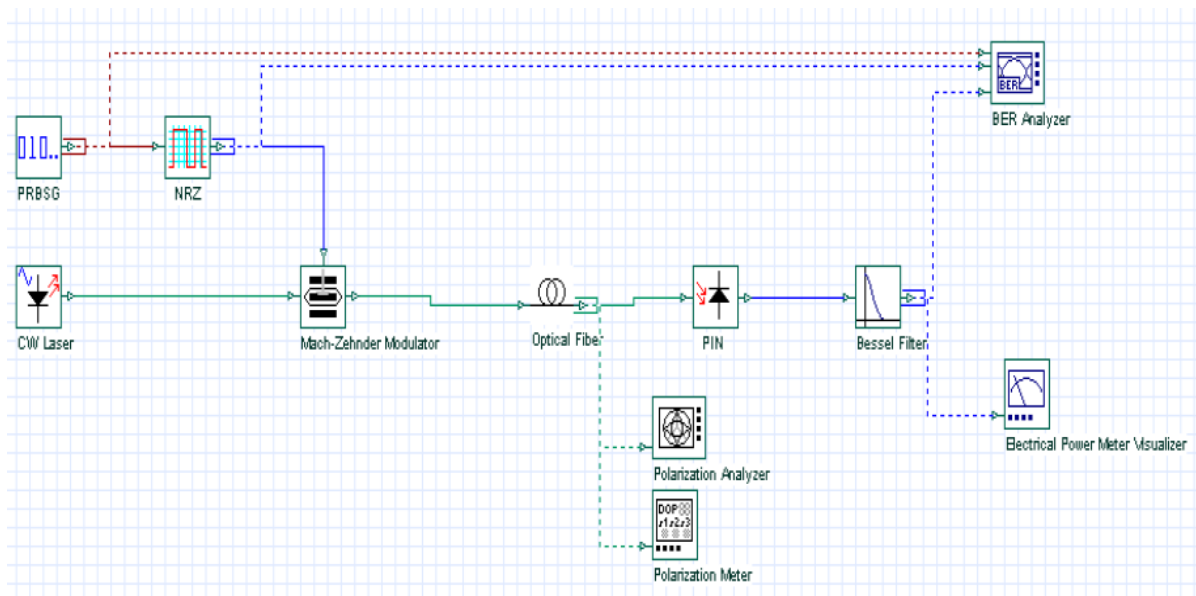


Figure II.12 : Synoptique d'une chaîne de transmission avec la prise en compte de la polarisation d'un signal optique.

I.2.3.1. Simulation de la dispersion modale de polarisation dans une liaison optique dans une liaison non compensée

I.2.3.1.1. Effet de la PMD sur les impulsions

La simulation est effectuée pour les paramètres suivants :

- Débit = 40 Gbit/s
- Longueur de fibre = 100 km
- Coefficient de PMD = $0.5 \text{ ps}/\sqrt{\text{ps}}$

- Type de biréfringence : Stochastique

La figure II.13 montre la représentation temporelle de l'effet de PMD sur les impulsions.

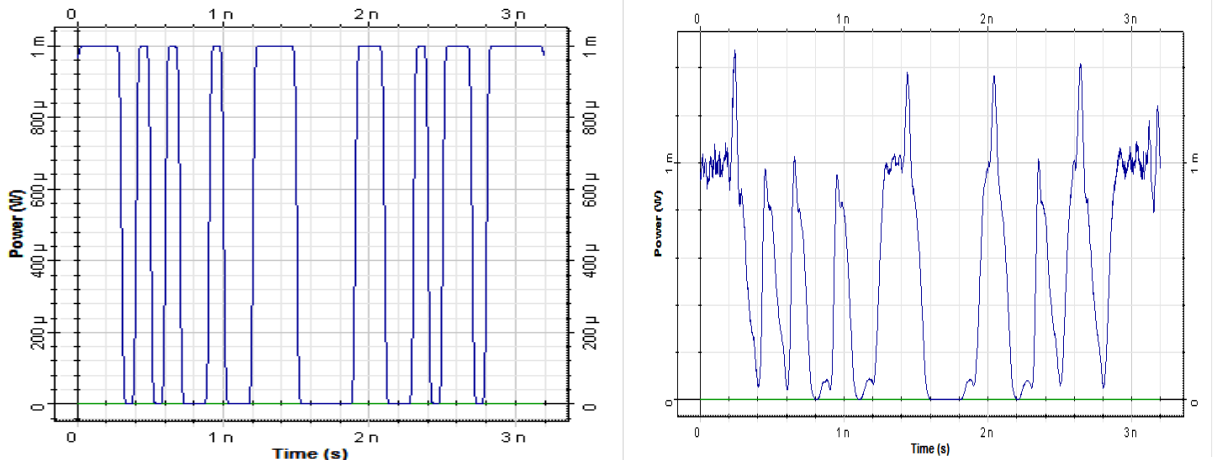


Figure II.13 : Effet de la PMD sur les impulsions optiques (a) : Signal d'émission, (b) : Signal à la sortie de la fibre

Les signaux visualisés sur la figure II.13 nous montrent non seulement une déformation des impulsions, mais aussi un élargissement temporel entre les impulsions d'entrée et de sortie. La valeur de DGD (retard différentiel de groupe) obtenu est d'environ de 1.8357 ps.

1.2.3.1.2. Evolution de la PMD sur la sphère de Poincaré

L'évolution d'un point représentatif sur la sphère de Poincaré est la composition de deux déplacements. Le premier est dû au déphasage qui se traduit par une rotation autour d'un axe contenu dans le plan équatorial, et le second une rotation autour de l'axe polaire dû à la torsion de la fibre.

La simulation est réalisée pour les mêmes paramètres que précédemment. La figure ci dessous (figure II.14) nous montre l'évolution de la PMD sur la sphère de Poincaré.

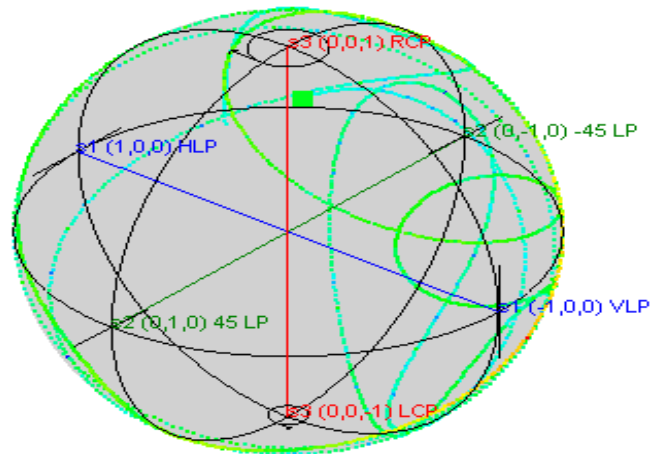


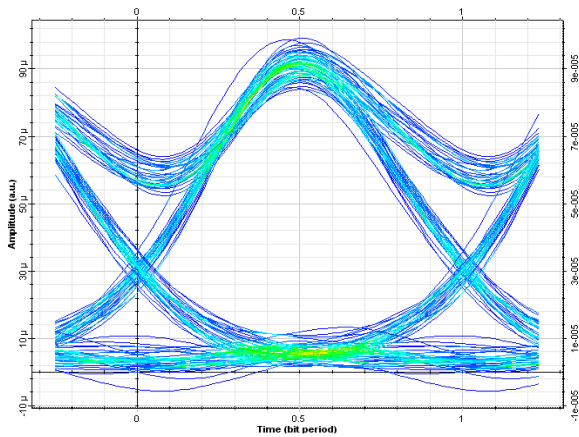
Figure II.14 : Évolution de la PMD sur la sphère de Poincaré

L'observation de la sphère de Poincaré représenté par la figure II.14, nous montre que les états principaux de polarisation suivent une série de rotation, et dépendent de la fréquence utilisée.

Pour une certaine longueur de propagation, l'état de polarisation subit une faible rotation. On remarque que le point représentatif (point vert) s'éloigne de l'équateur. Au cours de la propagation l'évolution de l'état de polarisation décrit une courbe oscillante sur la sphère de Poincaré. Ce phénomène est la PMD d'ordre 2 qui est le plus fréquent dans le régime longue distance.

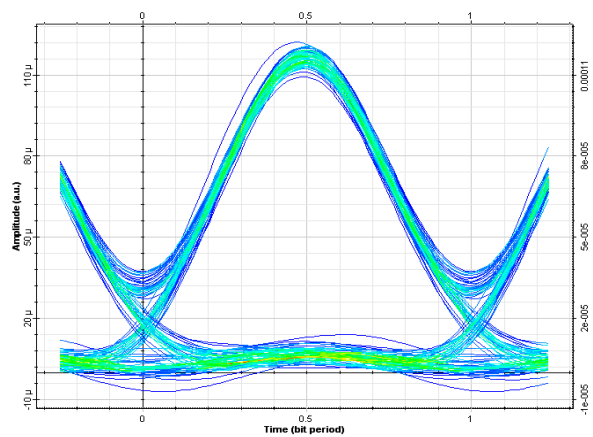
I.2.3.1.3. Effet de la PMD sur la qualité de signal

L'évaluation des performances d'une liaison optique peut également se faire au travers de l'observation du diagramme de l'œil. La figure II.15 représente les diagrammes de l'œil obtenus en sortie du filtre de réception, selon que la PMD soit prise en compte ou pas pour les deux formats de modulation RZ et NRZ. Ce résultat est issue d'un SPANS= 2 pour une modulation RZ, et une liaison de 100 km pour le format NRZ.



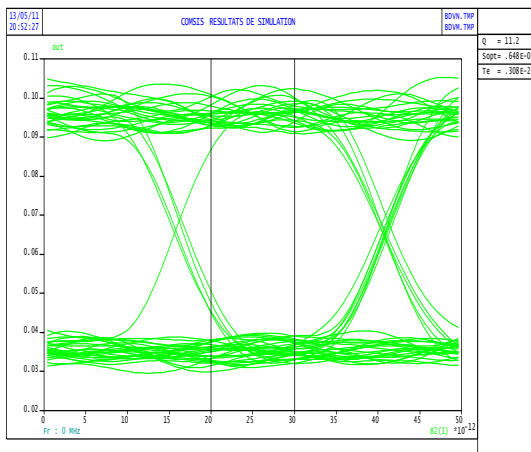
(a) Format RZ avec PMD

$$Q=15.49$$



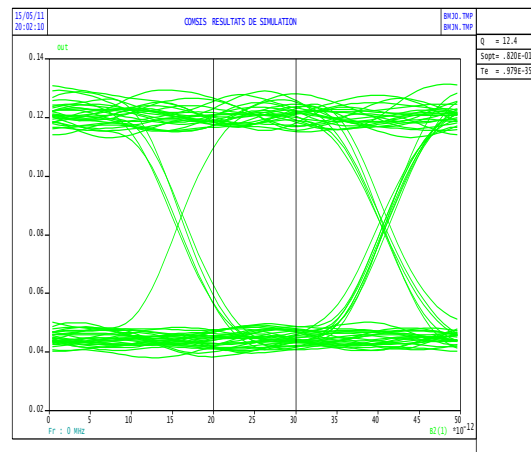
(b) Format RZ sans PMD

$$Q=17.042$$



(c) Format NRZ avec PMD

$$Q=12.4$$



(d) Format NRZ sans PMD

$$Q=11.2,$$

Figure II.15 : Diagrammes de l'œil (a, c) sans prise en compte de la PMD, (b, d) avec prise en compte de la PMD en utilisant le logiciel Optisystem et Comsis.

La Figure II.15, nous montre un diagramme de l'œil qui est plus ouvert lorsque la PMD n'est pas prise en compte par rapport au diagramme de l'œil plus fermé en présence de la PMD.

En analysant les facteurs de qualité, on a pu relever que la PMD diminue de 15% sur une distance de 200 km de transmission pour le format RZ avec l'utilisation de SPANs. Par contre la PMD baisse 10% pour le format NRZ sur une distance de 100 km.

Dans ce cas l'influence de la PMD n'est donc pas extrêmement importante car le TEB reste toujours supérieur à sa valeur critique [$10^{-10} - 10^{-9}$].

Pour des longueurs de fibre plus importantes par conséquent des valeurs de retard différentiel de groupe plus importants, voire plus proches du temps bit des données la PMD est un paramètre non négligeable dans les transmissions par fibre optique à haut débit, qui va engendrer une dégradation de la qualité de transmission.

I.2.3. 2. Influence de la longueur de la fibre, et du débit sur la PMD

La liaison simulée est toujours celle représentée sur la figure II.12. Dans cette section on va étudier l'impact de la longueur de fibre et du débit binaire sur la PMD.

La partie ci-dessous montre la variation du facteur de qualité en fonction de ces paramètres en utilisant la modulation externe (format RZ et NRZ).

I.2.3.2.1. Effet de la longueur sur la PMD

La simulation est effectuée pour les paramètres suivants :

- Longueur de fibre=variable
- Débit = 40 Gbit/s
- Coefficient de PMD = $0.5 \text{ ps}/\sqrt{\text{km}}$
- Type de biréfringence : Stochastique

Les résultats sont reportés dans le tableau II.7 et sur la figure II.16.

<i>Longueur de fibre (km)</i>	<i>Facteur de qualité</i>	
	Format NRZ	Format RZ
100	11.20	11.75
105	10.10	11.43
110	09.10	10.45
115	08.20	09.73
120	07.37	08.91
125	06.61	08.00
130	06.04	07.76
150	05.57	07.00
200	05.01	06.21
300	03.75	04.90
400	02.16	03.12

Tableau II.7: Variations du facteur de qualité en fonction de la longueur de fibre pour les formats de modulation NRZ et RZ.

La figure II.16 montre la variation de la longueur de fibre pour les deux formats de modulation pour un débit de 40 Gbit/s.

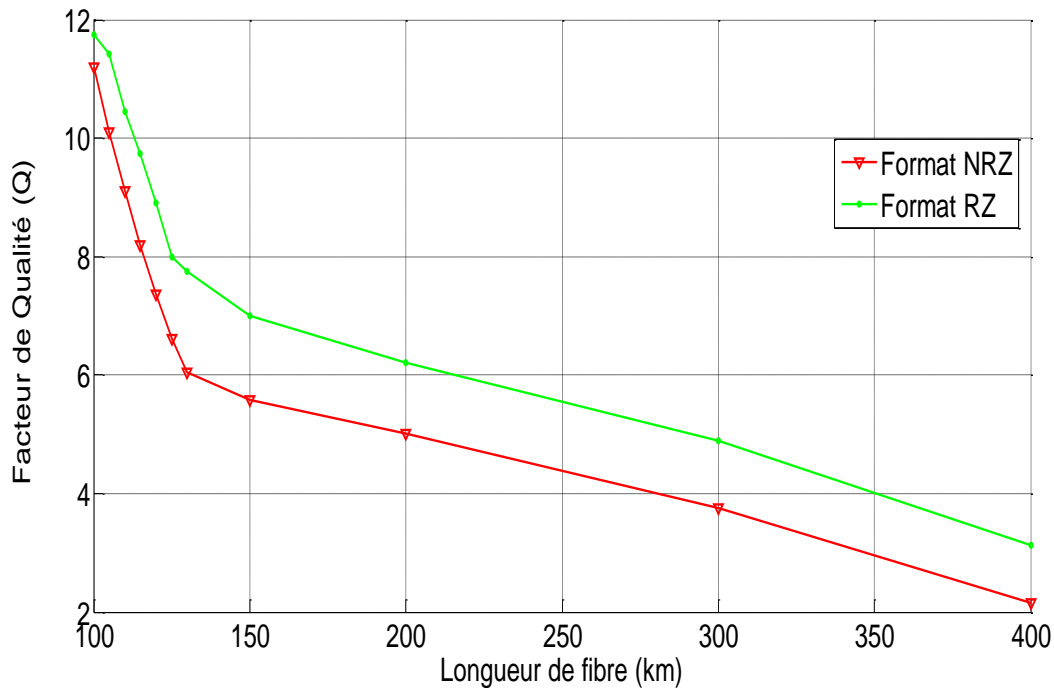


Figure II.16 : Effet de la PMD sur le facteur de qualité en fonction de la longueur

On remarque bien sur la figure II.16 que plus la longueur de la liaison augmente, et plus le facteur de qualité diminue par conséquent le taux d'erreur binaire augmente.

Pour un débit binaire de 40 Gbit/s, les longueurs des liaisons ne peuvent dépasser 129 km, et 200 km respectivement pour le format de modulation NRZ et RZ de sorte que le système présente une bonne qualité ($Q \geq 6$).

I.2.3.2.2. Effet du débit sur la dispersion modale de polarisation

La simulation est effectuée pour les paramètres suivants :

- Débit = variable
- Longueur de fibre = 100 km
- Coefficient de PMD = $0.5 \text{ ps}/\sqrt{\text{km}}$
- Type de biréfringence : Stochastique

Les résultats sont reportés dans le tableau II.8 et sur la figure II.17.

Débit binaire (Gbit/s)	Facteur de qualité	
	Format NRZ	Format RZ
10	43.00	43.50
15	20.50	20.95
20	10.60	11.22
25	09.35	10.25
30	08.54	09.64
40	06.04	08.10
45	05.65	07.85
50	05.21	07.01
60	04.29	06.29
80	03.76	06.00
90	03.00	05.22
100	02.81	03.75

Tableau II.8: Variations de facteur de qualité en fonction du débit pour les formats de modulation NRZ et RZ pour une liaison de 129 km.

La figure II.17 montre la variation du facteur de qualité en fonction du débit binaire pour les deux formats de modulation pour une longueur de fibre =129 km.

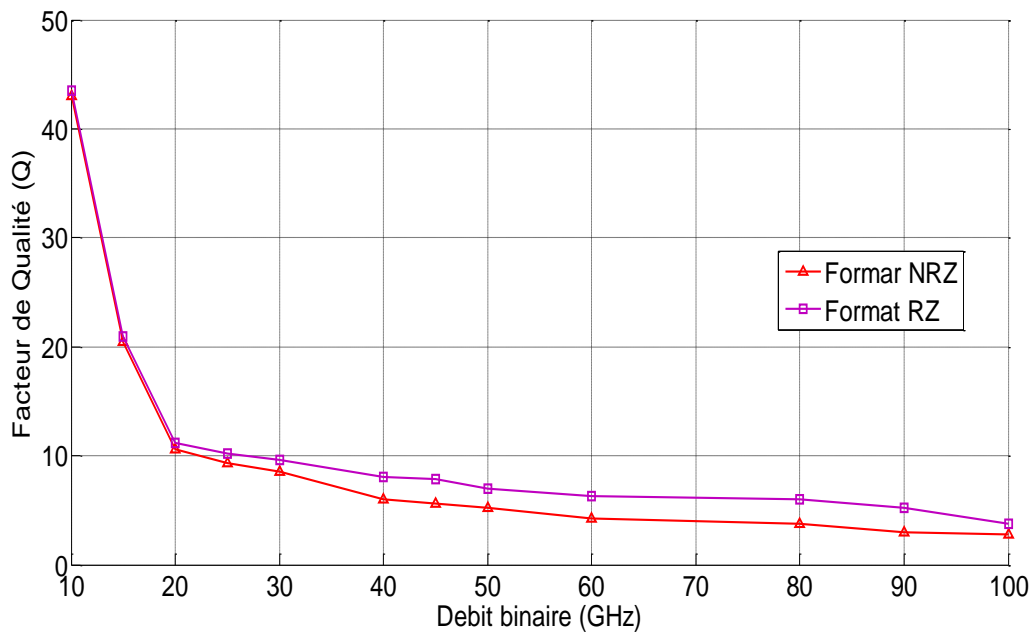


Figure II.17 : Effet de la PMD sur le facteur de qualité en fonction du débit binaire

Le tableau II.8 et la figure II.17 nous montrent que la qualité du signal diminue très rapidement lorsque le débit augmente.

Pour maintenir une bonne qualité de transmission le débit ne doit pas dépasser les 40 Gbit/s pour le format de modulation NRZ, et les 60 Gbit/s pour le format de modulation RZ. Au-delà de ces valeurs du débit binaire le facteur de qualité est dégradé.

Le débit binaire reste l'effet limitatif de la dispersion modale de polarisation dans la fibre monomode à longue distance.

I.2.3.2.3. Effet de coefficient de PMD sur la qualité du signal

La simulation est effectuée pour les paramètres suivants :

- Débit = 40 Gbit/s
- Longueur de fibre = 129 km
- Coefficient de PMD = variable
- Format de modulation : NRZ
- Type de biréfringence : Stochastique

Les résultats obtenus sont regroupés dans le tableau II.9, et représentés par la figure II.17.

Coefficient de PMD (ps/$\sqrt{\text{km}}$)	Facteur de qualité
0.0	12.15
0.1	11.87
0.2	10.62
0.3	09.33
0.4	07.82
0.5	06.02
0.6	05.12
0.7	04.00
0.8	03.50
0.9	02.78

Tableau II.9. Variations du facteur de qualité en fonction du coefficient de PMD

Pour maintenir une bonne qualité du signal de transmission, le coefficient de PMD doit être inférieur ou égal à $0.5 \text{ ps/km}^{1/2}$, au delà de cette valeur la qualité du signal est dégradée et le signal de sortie est déformé.

La figure II.18 montre la variation du facteur de qualité en fonction de coefficient de PMD pour le format de modulation NRZ.

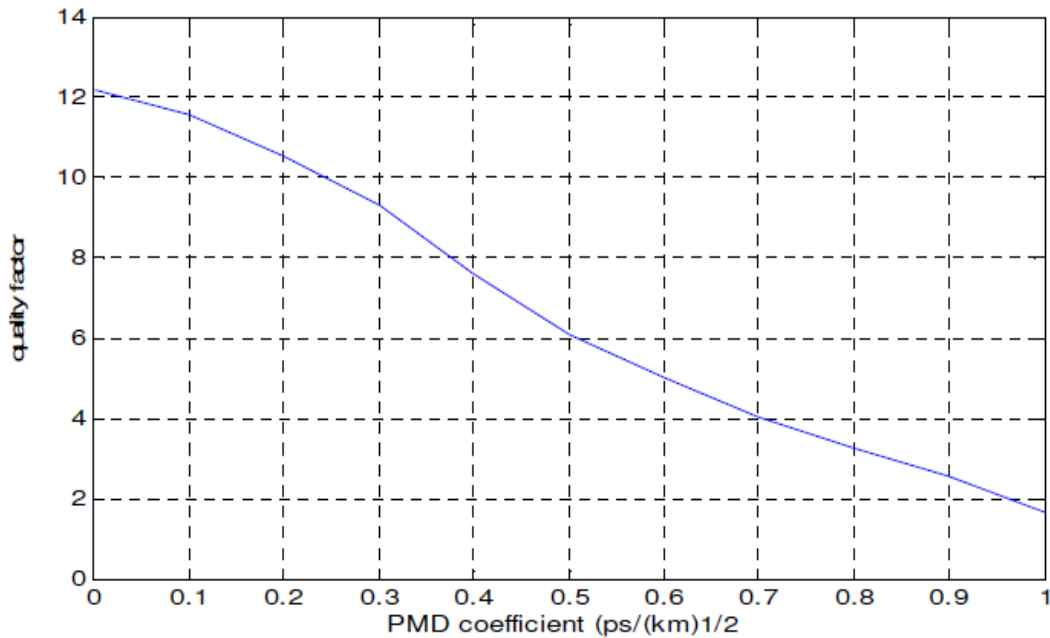


Figure II.18 : Effet du coefficient de PMD sur le facteur de qualité

La puissance électrique à la sortie du filtre est sensible aussi au coefficient de PMD. La figure II.19 montre la variation de la puissance électrique en fonction du coefficient de PMD.

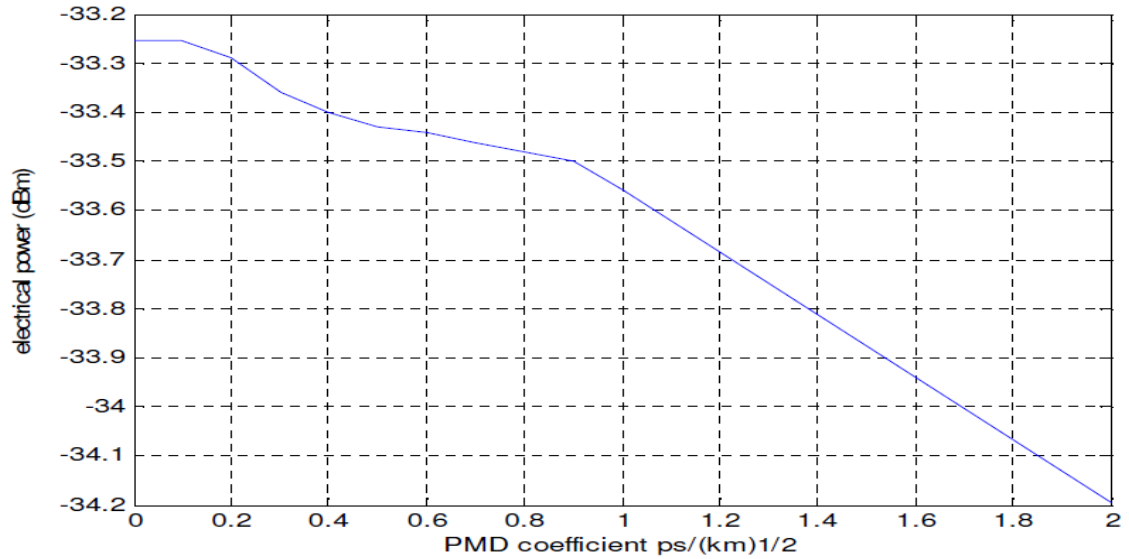


Figure II.19 : Variations de la puissance électrique en fonction de coefficient de PMD.

Une bonne qualité de transmission exige une puissance inférieure à -33.42 dBm. Le DGD dépend aussi de la longueur de couplage, et aussi de la biréfringence linéique de la fibre. Les figures II.20 et II.21 montrent respectivement l'influence de la PMD en fonction de la longueur de couplage, et de la biréfringence linéique pour une longueur d'environ de 129 km

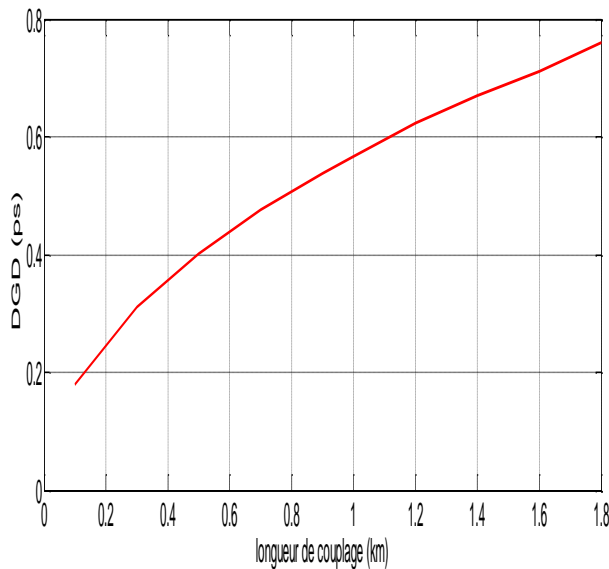


Figure II.20 : Influence de la PMD sur le $DGD_{calculé}$ en fonction de la longueur de couplage

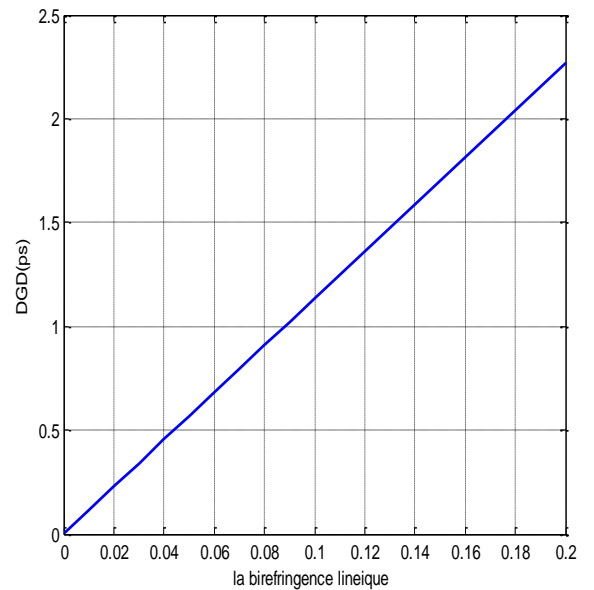


Figure II.21 : Influence de la PMD sur le $DGD_{calculé}$ en fonction de la biréfringence linéique

Le tableau II.10 regroupe les résultats obtenus.

<i>Paramètres</i>	<i>Liaison simulée</i>	
<i>Longueur de la fibre maximale (km)</i>	129 pour format NRZ et 200 pour format RZ	L augmente \Rightarrow DGD(PSP) augmente
<i>Débit maximal (Gbit/s)</i>	40	DGD (PSP) est variable aléatoire
<i>Dispersion chromatique (ps/nm/km)</i>	Négligeable DC=0	DGD est une variable aléatoire
<i>Longueur de couplage (km)</i>	-	L_c augmente \Rightarrow DGD augmente
<i>Coefficient de PMD (ps/\sqrt{km})</i>	≤ 0.5	PMD augmente \Rightarrow DGD augmente

Tableau II.10 : Paramètres ayant un impact sur la PMD

On peut conclure à travers les résultats du tableau II.10 que pour maintenir une bonne qualité de transmission d'une liaison optique dont le débit maximal est de 40 Gbit/s, la distance de la fibre ne doit pas dépasser les 129 km pour le format NRZ, et 200 km pour le format RZ avec une dispersion chromatique négligeable, une longueur de couplage en général égal à 1 km, et avec des valeurs du coefficient de PMD inférieures ou égales à $0.5 \text{ ps}/\sqrt{\text{km}}$.

I.2.4. Simulation d'une chaîne de transmission en tenant compte de la dispersion modale de polarisation et de la dispersion chromatique compensée

Dans cette partie on va tenir compte à la fois la dispersion chromatique et de la dispersion modale de polarisation. Pour cela, on va introduire une fibre DCF après la fibre SMF afin de compenser la dispersion chromatique.

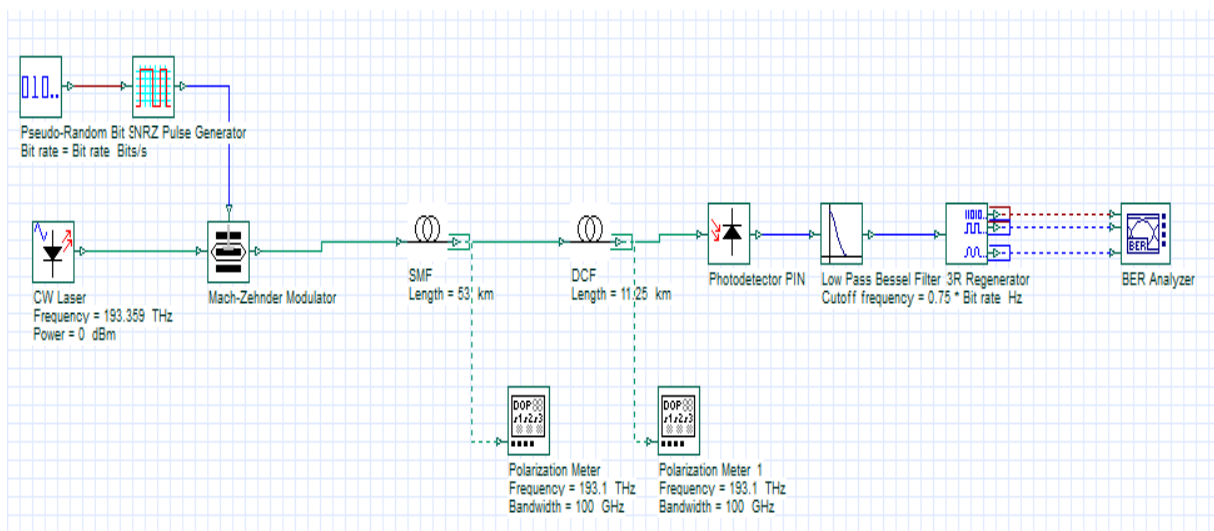


Figure II.22 : Synoptique d'une chaîne de transmission compensée.

Les paramètres de la fibre SMF et la fibre DCF sont représentés dans le tableau II.11 ci-dessous :

Paramètres système de la fibre ...	De transmission (SMF)	De compensation (DCF)
Longueur (km)	53	11,25
Atténuation (dB/km)	0,25	0,6
Dispersion chromatique (ps/nm/km)	17	-80
Effet Kerr	Oui	Oui
Effet Raman	Non	Non
Coefficient de non linéarité (m^2/W)	$2,7 \cdot 10^{-20}$	$7 \cdot 10^{-20}$
Aire effective de la section (μm^2)	80	30
Biréfringence linéique (ps/km)	0.05	0.35
$DGD_{cumulé}$	1.229 ps	

Tableau II.11: Paramètres caractéristiques du couple de fibres simulées

Les décalages entre les composantes du champ peuvent être représentés par une fonction quadratique de la longueur de transmission. Cela signifie que les retards accumulés dans toutes les fibres s'écrivent selon la relation II.6 [5] :

$$DDG_{cumulé}^2 = DGD_{SMF}^2 + DGD_{DCF}^2 \Rightarrow DGD_{cumulé} = \sqrt{DGD_{SMF}^2 + DGD_{DCF}^2} \quad \text{II.6}$$

Avec

$$DGD_{SMF} = Bi * \sqrt{L_{SMF}} * \sqrt{L_{CSMF}} \text{ et } DGD_{DCF} = Bc * \sqrt{L_{DCF}} * \sqrt{L_{CDCF}} \quad \text{II.7}$$

Dans cette simulation on' a :

$$DGD_{SMF} = 0.05 * \sqrt{53} * \sqrt{1} \Rightarrow DGD_{SMF} = 0.336 \text{ ps}$$

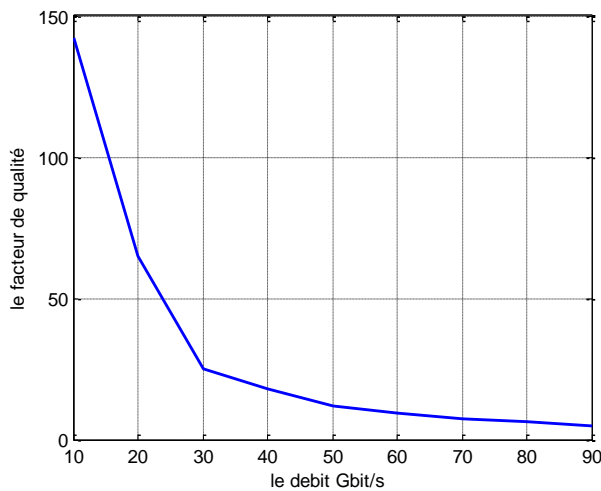
$$DGD_{DCF} = 0.35 * \sqrt{11.25} * \sqrt{1} \Rightarrow DGD_{DCF} = 1.174 \text{ ps}$$

$$DGD_{cumulé} = 1.229 \text{ ps} .$$

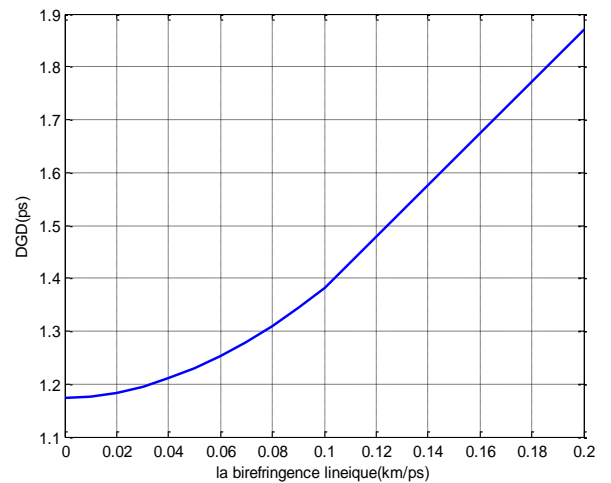
Dans cette partie, on va étudier l'impact des paramètres suivants sur la PMD :

- Le débit (D)
- La biréfringence linéique de la fibre SMF (B_i)
- La biréfringence linéique de la fibre DCF (B_c)
- La longueur de couplage de la fibre SMF (L_{cSMF})
- La longueur de couplage de la fibre DCF (L_{cDCF})
- Dans ce cas on prend le type de biréfringence déterministe.

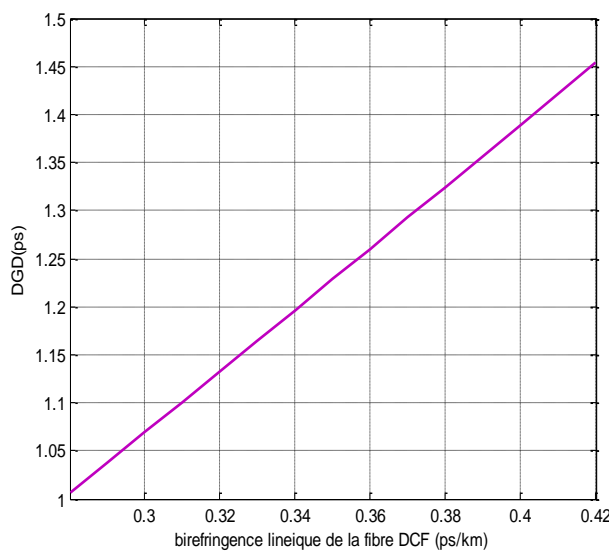
La figure II.23 ci-dessous présente l'influence de la PMD en fonction de ces paramètres.



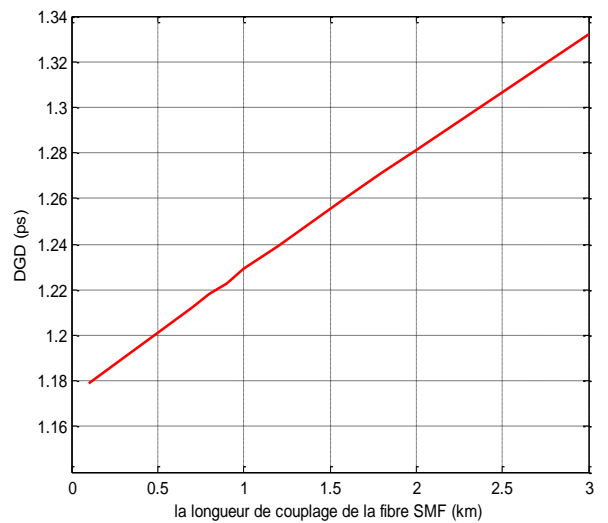
(a) Influence de la PMD sur le facteur Q en fonction de débit



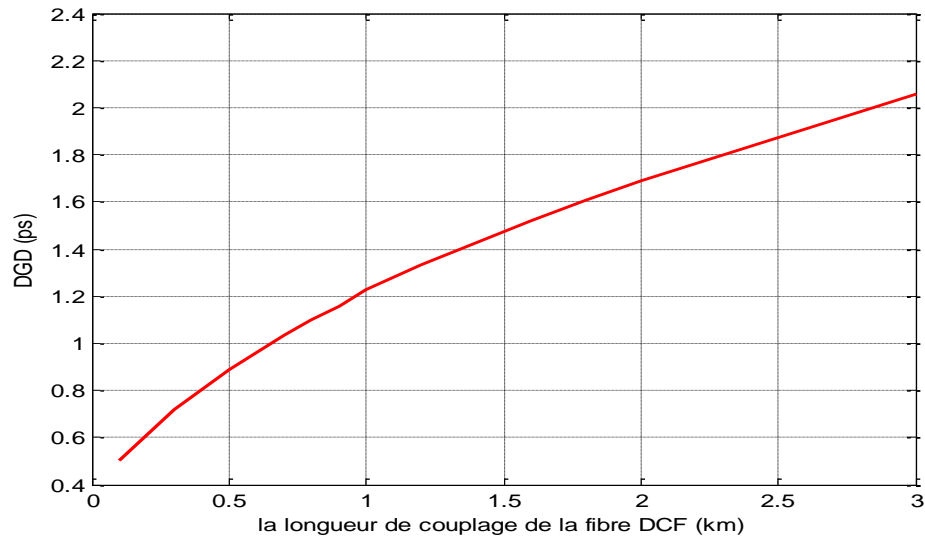
(b) Influence de la PMD sur le $DGD_{cumulé}$ calculé en fonction de la biréfringence linéique de la fibre SMF



(c) Influence de la PMD sur le $DGD_{cumulé}$ calculé en fonction de la biréfringence linéique de la fibre DCF.



(d) Influence de la PMD sur le $DGD_{cumulé}$ calculé en fonction de la longueur de couplage de la fibre SMF.



(e) Influence de la PMD sur le $DGD_{\text{cumulé calculé}}$ en fonction de la biréfringence linéique de la fibre DCF

Figure II.23: Simulation d'une liaison compensée

La figure II.23-a montre une diminution du facteur de qualité Q lorsque le débit augmente. Le débit maximal pour une fibre standard G.652 (SMF) de 53 km suivi d'une fibre de compensation de dispersion (DCF) de 11,25 km est de 80 Gbit/s. Au-delà de cette valeur, le facteur de qualité sera dégradé.

Le DGD est influencé également par la longueur de couplage soit avec la fibre SMF ou bien avec la fibre DCF. Cette variation est représentée dans les figures II.23-d et II.23-e. Les figures II.23.b et II.23.c représentent l'influence de la PMD sur le $DGD_{\text{cumulé}}$ en fonction de la biréfringence linéique de la fibre SMF et DCF.

Pour comparer le DGD de la fibre SMF et de DGD de la fibre DCF, nous allons tracer en même temps la courbe de $DGD_{\text{cumulé SMF}} = f(L_{C_{SMF}})$ et $DGD_{\text{cumulé DCF}} = f(L_{C_{DCF}})$.

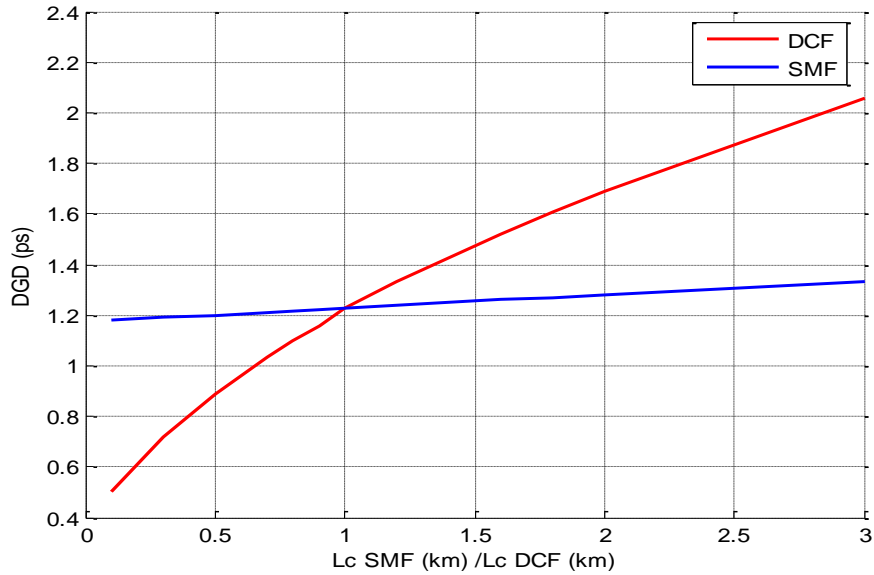


Figure II.24: Comparaison entre le $DGD_{cumulé}$ pour la fibre SMF et le $DGD_{cumulé}$ pour la fibre DCF.

D'après la figure II.24 on remarque que la variation du $DGD_{cumulé}$ pour la fibre DCF est plus importante que le $DGD_{cumulé}$ pour la fibre SMF à cause de la biréfringence linéique de la fibre DCF qui est 7 fois plus importante que la biréfringence linéique de la fibre SMF.

I.2.5. Simulation d'une liaison optique en tenant compte la PMD avec L'utilisation des SPANs

Les résultats présentés sont issus d'une liaison constituée d'une fibre standard G.652 (SMF) de 100 km suivi d'une fibre de compensation de dispersion (DCF) de 4 km. Le module d'émission est de format RZ.

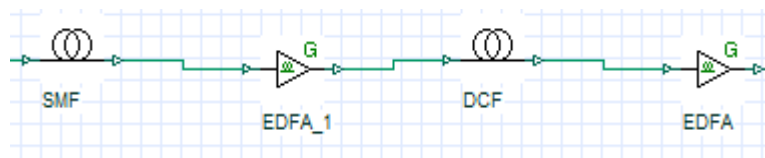


Figure II.25 : Utilisation de SPANs (fibre SMF, amplificateur, fibre DCF, amplificateur)

Les paramètres de simulation du SPAN sont résumés dans le tableau II.12.

<i>Paramètres</i>	<i>Valeurs</i>
<i>Longueur de la fibre SMF</i>	<i>100 km</i>
<i>Dispersion chromatique de la fibre SMF</i>	<i>4 ps/nm/km</i>
<i>Atténuation de la fibre SMF</i>	<i>0.2 dB/km</i>
<i>Gain de l'EDFA 01</i>	<i>10 dB</i>
<i>Facteur de bruit de l'EDFA 01</i>	<i>5 dB</i>
<i>Longueur de la fibre DCF</i>	<i>4 km</i>
<i>Dispersion chromatique de la fibre DCF</i>	<i>-100 ps/nm/km</i>
<i>Atténuation de la fibre DCF</i>	<i>0.5dB/km</i>
<i>Gain de l'EDFA 02</i>	<i>6 dB</i>
<i>Facteur de bruit de l'EDFA 02</i>	<i>4 dB</i>

Tableau II.12: *Les paramètres caractéristiques du SPANs*

Cette étude est consacrée à l'étude des paramètres suivants sur la dispersion modale de polarisation (PMD) :

- *Le nombre de SPANs*
- *Le débit (D)*
- *La biréfringence linéique de la fibre SMF*
- *La biréfringence linéique de la fibre DCF*
- *La longueur de couplage de la fibre SMF (L_{CSMF})*
- *La longueur de couplage de la fibre DCF (L_{CDF})*

Le module d'émission utilisé est le format de modulation RZ

1.2.5.1. Influence du nombre de SPANs

La simulation est effectuée pour un débit de 40 Gbit/s avec un coefficient de $PMD_T=3.53ps/\sqrt{km}$. On fait varier le nombre de SPANs pour montrer leur influence sur la PMD en présence de la fibre compensatrice DCF.

Les résultats sont regroupés dans le tableau II.13, et sur la figure II.26.

<i>Nombre de SPANs (x100 km)</i>	<i>Facteur de qualité (Q)</i>	<i>DGD (ps)</i>	<i>Taux de réduction sur le facteur de qualité</i>
1	41.78	1.837109375	12%
2	23.042	02.440625	30%
3	12.36	02.44140625	35%
4	06.56	2.441796875	38%
5	03.48	02.4421875	40%
6	02.56	2.442578125	42%
7	02.01	2.4447089125	42%
8	01.42	2.4465751102	45%
9	00.56	2.450031471	47%
10	00.00	02.46000139	50%

Tableau II.13 : Influence de la PMD sur le facteur Q en fonction du nombre de SPANs

Pour un débit de 40Gbit/s, les longueurs de liaisons ne peuvent pas dépasser les 400 km pour avoir une bonne qualité de transmission.

La figure II.26 représente l'influence de la PMD sur le facteur de qualité (Q) en fonction du nombre de SPANs.

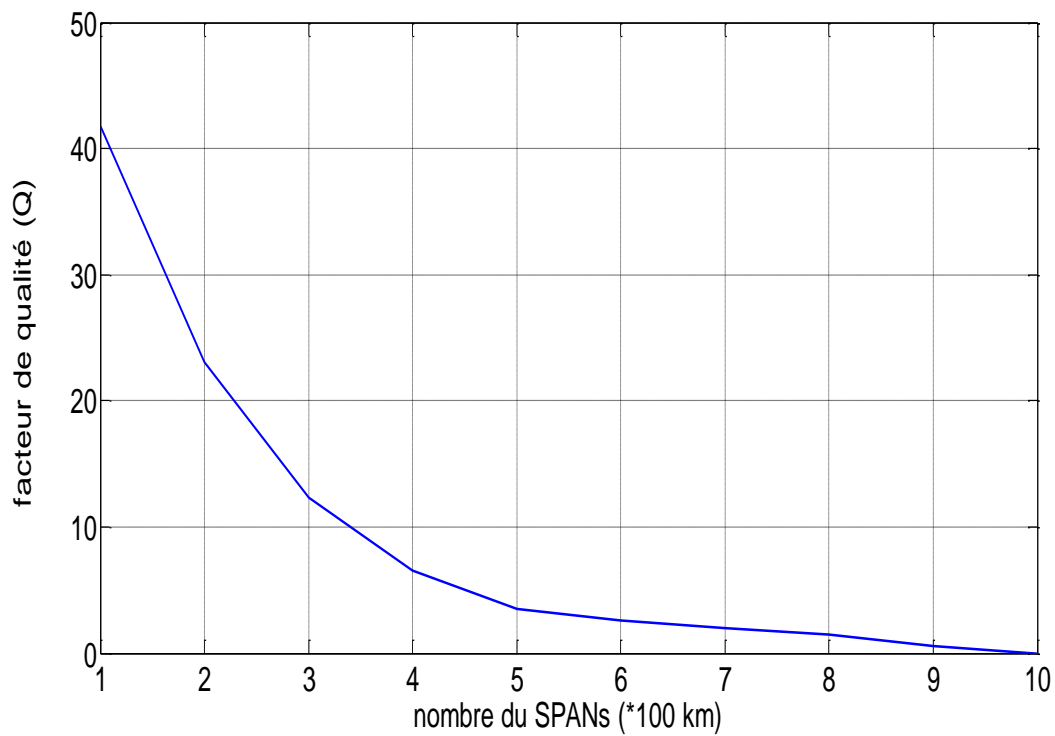


Figure II.26: Variation du facteur de qualité en fonction de nombre de SPANs

D après la figure II.26, on remarque bien au delà de 400 km (SPAN=4) la qualité de signal de sortie est dégradée.

I.2.5.2. Influence du débit (D) sur la dispersion modale de polarisation

La simulation est effectuée pour un nombre de SPANs=4 avec un coefficient de $PMD_T=3.53ps/\sqrt{km}$. Les résultats sont reportés dans le tableau II.14, et sur la figure II.27.

Débit : D (Gbit/s)	Facteur de qualité (Q)	DGD (ps)
10	13.04	Variable Aléatoire
20	09.24	
30	07.56	
40	06.56	
50	05.88	
60	05.21	
70	04.29	
80	03.76	
90	02.13	
100	01.00	

Tableau II.14 : Influence de la PMD sur le facteur de qualité (Q) en fonction du débit

Pour maintenir la qualité de transmission d'une longueur de 400 km, le débit ne doit pas dépasser les 40 Gbit/s, ou pour des débits supérieurs à ce dernier le facteur de qualité se dégrade. Donc l'effet de la PMD limite le débit. Le DGD dans ce cas est une variable aléatoire quel que soit la valeur de débit, cela signifie que le débit n'influe pas sur le DGD. La figure II.27 représente l'influence de la PMD sur le facteur de qualité Q en fonction du débit.

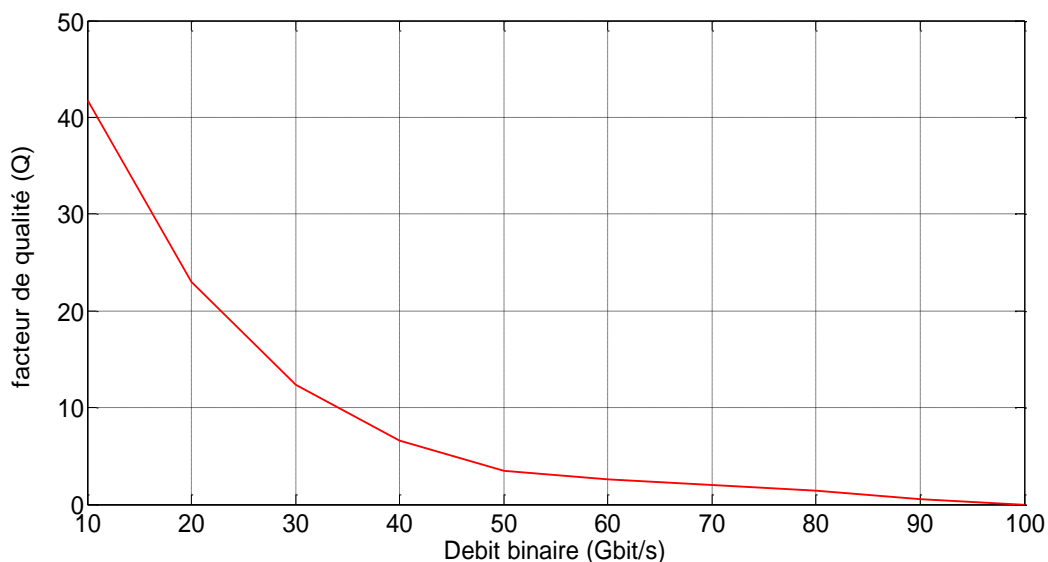
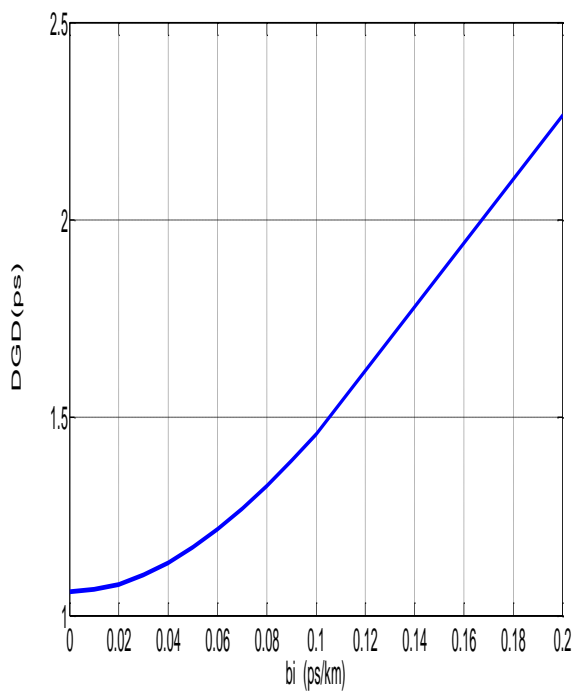


Figure II.27 : Influence de la PMD sur le facteur Q en fonction de débit.

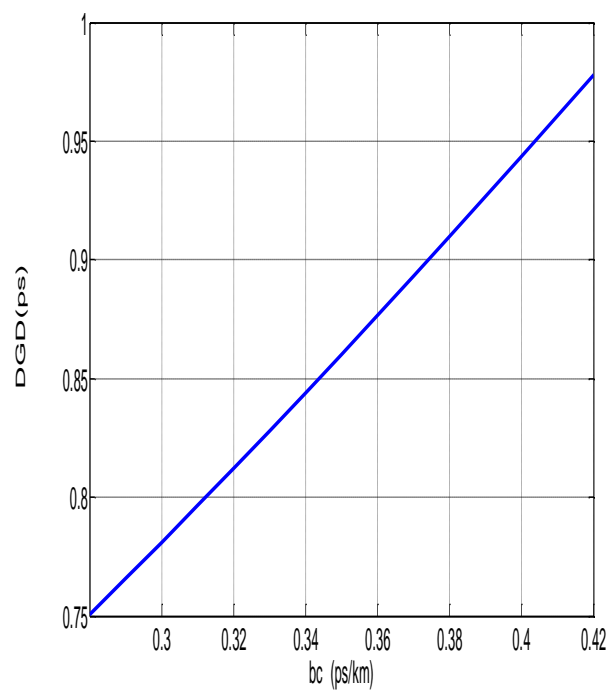
D'après la figure II.27, on remarque que pour un débit de 10 Gbit/s on obtient un facteur de qualité (Q) égal à 13.01. Pour un débit de 100 Gbit/s on obtient un facteur de qualité (Q) égale à 1.00.

1.2.5.3. Influence de la biréfringence linéique et de la longueur de couplage de la fibre SMF et DCF sur la dispersion modale de polarisation

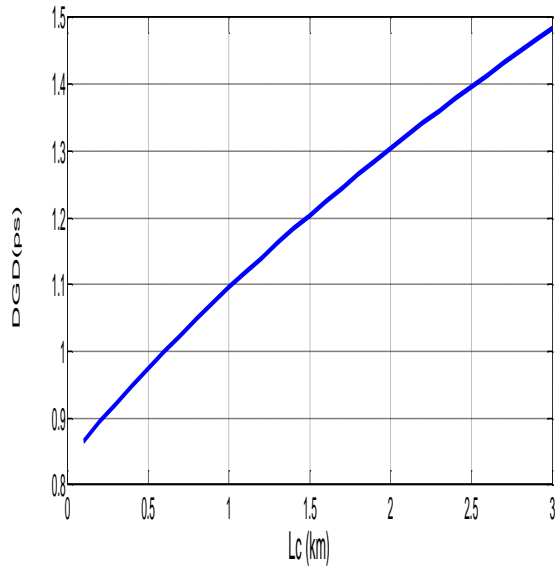
La figure II.28 représente l'influence de DGD en fonction de biréfringence linéique et le couplage de mode pour les fibres SMF et DCF.



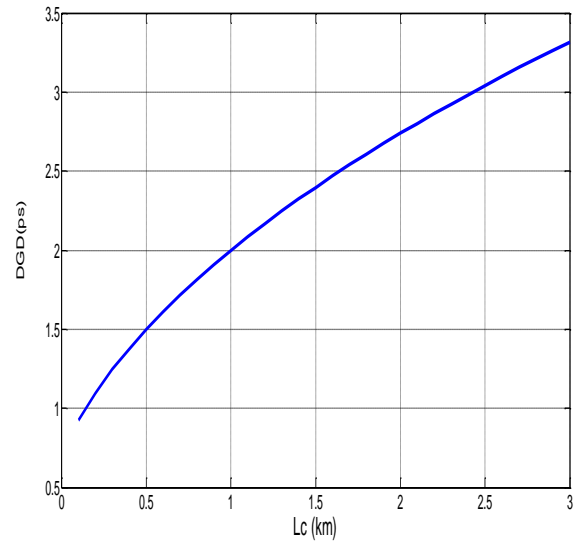
(a) Variations de DGD en fonction de biréfringence linéique de la fibre SMF



(b) Variations de DGD en fonction de biréfringence linéique de la fibre DCF



(c) Variations de DGD en fonction de la longueur de couplage de la fibre SMF



(d) Variations de DGD en fonction de la longueur de couplage de la fibre DCF

Figure II.28 : Simulation d'une liaison compensée avec l'utilisation de SPANs

D'après la figure II.28.a on remarque que la biréfringence linéique de la fibre SMF augmente avec le DGD. Pour une biréfringence linéique comprise entre (0.01 et 0.2) ps/km, on obtient un DGD compris entre (0.5 et 2.14) ps. La figure II.28.b montre la variation de DGD la biréfringence linéique de la fibre DCF. Cette variation se situe entre 0.89 et 1.09 ps pour une biréfringence linéique comprise entre 0.28 et 0.42 ps/km^{1/2}.

Le retard entre les états principaux de polarisation (DGD) augmente avec la racine carrée de la distance et de la longueur de couplage. Ceci est appaît clairement dans les figures II.28.c et II.28.d.

Conclusion

L'objectif de ce chapitre était d'étudier l'influence de la dispersion modale de polarisation dans les liaisons optiques moyenne et longues distances grâce aux outils de simulation Optisystem et Comsis. On a mis en évidence un nombre de paramètres qui ont un impact sur les performances d'une liaison optique. Ces outils de simulation sont une aide à la conception non négligeable des systèmes haut débits.

Les résultats obtenus ont permis de valider le choix des composants, ainsi que des formats de modulation.

Le degré de polarisation est le phénomène de la dispersion modale de polarisation.

La PMD est l'un des facteurs les plus pénalisants dans les réseaux de télécommunications optiques. Les résultats de simulation montrent que la PMD est un paramètre non négligeable pour des débits de 40 Gbits/s, et des longueurs dépassant les 400 km.

Le chapitre suivant porte sur les différentes techniques de compensation de dispersion modale de polarisation l'une électronique, et l'autre optique.

Références bibliographiques

- [1] E. Cassan, "Une introduction aux télécommunications optiques pour la simulation de systèmes simple", *J3eA-BibSciences.org*, 2(2003) 1-29.
- [2] Prerequisite training, tutorial November 15, (2002).
- [3] Cristian Francia, Frank Bruyere, Denis Penninckx, and Michel Chbat" *PMD Second-Order Effects on Pulse Propagation in Single-Model Optical Fibers*". IEEE Photonics Technology Letters, December (1998).
- [4] L. E. Nelson, R. M. Jopson, H. Kogelnik, and G. J. Foschini. "Measurement of Depolarization and Scaling Associated with Second Order Polarization Mode Dispersion in Optical Fibers". IEEE Photonics Technology Letters, December (1999).
- [5] Foschini G.F. and Poole C.D., "Statistical Theory of Polarization Dispersion in Single Mode Fibers", IEEE Journal of Lightwave Technology, November (1991), Vol. 9, n°11, pp. 1439-1456.
- [6] Help Optisystem.

CHAPITRE III

Technique de Compensation de la PMD et Régénération Optique

Chapitre III : Techniques de Compensation de PMD et Régénération Optique

Introduction

Un système de compensation de la PMD au premier ordre et au second ordre a pour fonction principale de récupérer les signaux optiques. Parmi les méthodes de compensation de la PMD, la solution la plus simple est d'utiliser un système composé de contrôleurs de polarisation, et d'éléments biréfringents. La complexité du système de compensation va dépendre de l'ordre de la PMD qui doit être compensé. Dans la plus part des cas, pour optimiser le fonctionnement des différents systèmes, il est nécessaire de contrôler l'état de polarisation (SOP), et donc de disposer d'un contrôleur de polarisation.

Les différentes méthodes de compensation sont divisées en différentes catégories, selon que la compensation est effectuée électriquement, optoélectronique ou optique, ou bien si la compensation est effectuée avant ou après la transmission (pré- ou post-compensation). Une méthode dite forward permet de réduire les effets de la PMD optiquement. Elle est définie comme étant le premier ordre de compensation, car il permet de compenser seulement la PMD du premier ordre. La méthode optique post-compensation est actuellement utilisée où les deux ordres de compensateurs sont utilisés. Deux problèmes majeurs concernent particulièrement l'extraction du signal d'erreur, et la compensation de la distorsion PMD induite [1-16].

I. Techniques de compensation de la PMD

I. 1. Compensation de PMD Feed-forward

Récemment, une technique de compensation de la PMD feed-forward a été mise en œuvre afin de compenser la PMD du premier, et du second ordre [17]. Les adaptations du dispositif du contrôleur de polarisation sont réalisées sur la base des caractéristiques de PSP en utilisant des mesures à partir d'un Polarimètre. La figure III.1 représente le schéma de principe de cette technique [10].

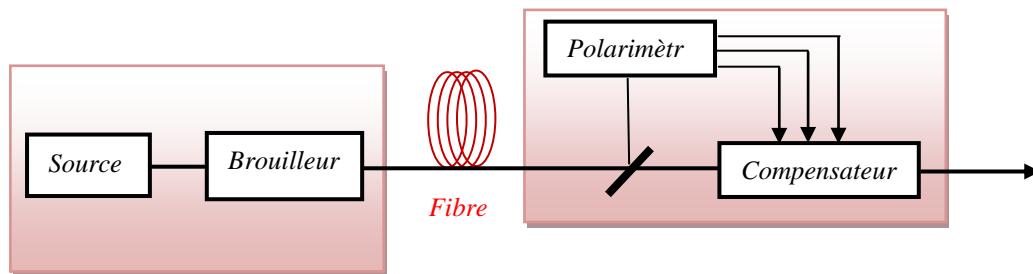


Figure III.1 : Schéma de principe du compensateur de la PMD feed-forward.

Les trois principales caractéristiques du compensateur PMD feed-forward sont données ci-dessous:

1. Les perturbations dans les segments de retards DGD fixes
2. Les erreurs dans les segments de retards DGD variables
3. Les erreurs dans les angles de rotation de contrôleur de polarisation (PC),

1.2. Compensation de PMD feed-back

Pour faire face au caractère aléatoire de la PMD, toutes les techniques de compensation de la PMD doivent être employées. Pour la mise en œuvre de ce type de compensateur de PMD (PMDC), différentes approches ont été proposées. Elles utilisent non seulement les systèmes de feed-back ou feed-forward, mais également, la technique de surveillance de PMD, et les moyens de génération de temporisation [18,11].

Les dispositifs mécaniques qui compriment en fait une partie de la fibre pour réaligner les impulsions de polarisation du bit optique. En d'autres termes, un mécanisme PMDC «contre-contraintes » de fibre. Le principal inconvénient de cette méthode est que les dispositifs mécaniques sont perturbés avec le temps.

Les dispositifs électroniques fonctionnent après le décodeur de réception. Le principal inconvénient se situe dans la difficulté de corriger un problème optique dans la partie électronique. Le placement optimal du PMDC dans un réseau est avant le récepteur.

1.3. Stratégies de compensation de PMD

La PMD peut être compensée par deux méthodes : l'une électronique et l'autre optique [19,20 ,39].

La compensation électronique de la PMD est basée essentiellement sur le traitement de signal par des égaliseurs adaptatifs du signal après le convertisseur optique/électrique (la photodiode), des filtres linéaires, et non linéaires dans le but de minimiser l'interférence entre symboles ISI (Inter Symbol Interférence) dans le signal reçu.

Cette compensation présente différents avantages qui sont :

- ✓ Un prix réduit
- ✓ Un faible coût du système global
- ✓ Des composants fiables et rapides

Les compensateurs optiques de PMD comprennent un dispositif de contrôle de polarisation, un élément de retard optique (fixe ou variable), et les alliés électronique qui fournissent des signaux de commande aux composants optiques en fonction des informations en feedback à propos la liaison de PMD.

Un compensateur optique de PMD se compose d'un égaliseur de PMD, un contrôleur de polarisation et une boucle de rétroaction, en utilisant un signal du moniteur approprié. L'égaliseur de PMD est un élément biréfringent. Le contrôleur de polarisation est utilisé pour faire correspondre les axes de l'égaliseur avec les axes principaux de la fibre. Le rapport de puissance de la lumière polarisée à la lumière incidente totale diminue avec l'augmentation de DGD de la fibre.

1.4. Classification basée sur les ordres de compensation

Selon la polyvalence et la capacité de compensation, les compensateurs de PMD peuvent être classés comme compensateurs du demi-ordre, de premier ordre et de second ordre. Un compensateur de demi-ordre comprend un contrôleur de polarisation et un élément optique de retard fixe. Il existe en outre, un mécanisme de contrôleur feedback pour fournir des signaux de contrôle appropriés au contrôleur de polarisation. Le principe de fonctionnement repose sur le fait que le contrôleur de polarisation est ajusté de façon à minimiser le DGD.

L'élément de retard est fixe. Puisque ce compensateur ne peut compenser une quantité fixe de DGD, plutôt que des retards variables, il est parfois appelé un compensateur demi-ordre. Un compensateur de demi-ordre est constitué d'un contrôleur de polarisation et un segment de fibre à biréfringence élevée (élément de retard fixe). Le réglage du contrôleur de

polarisation est réalisé sur la base d'un signal de Feedback qui est le niveau du signal de puissance correspondant à la moitié du débit de données reçus dans le spectre en bande de base. La figure III.2 est une reproduction du compensateur de PMD.

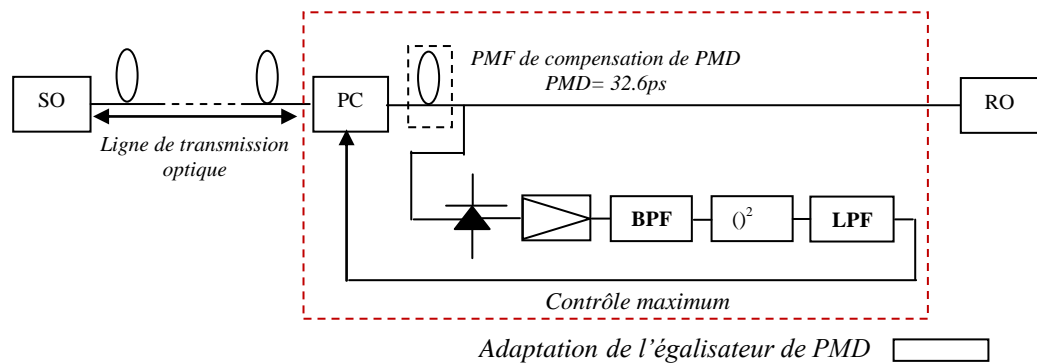


Figure III.2 : Compensateur PMD demi-ordre (SO : Source Optique, PC- contrôleur de polarisation, LPF : filtre passe-bas et BPF filtre passe-bande $()^2$ détecteur de loi quadratique, RO : Récepteur Optique).

Un Compensateur de PMD premier ordre est légèrement plus complexe que pour un compensateur de demi-ordre étant donné qu'il présente un élément de retard variable à la place d'un élément de retard fixe. Un mécanisme de feedback fournit des signaux de contrôle pour régler à la fois le contrôleur de polarisation et l'élément de retard. Le compensateur du premier ordre peut être utilisé pour contrer les différentes quantités des valeurs de DGD. La configuration du premier ordre [7] utilise un contrôleur de polarisation, et un élément de retard variable. Sur la base du signal de feedback, des ajustements de polarisation, et de retard sont exécutée de manière à minimiser les effets de la PMD.

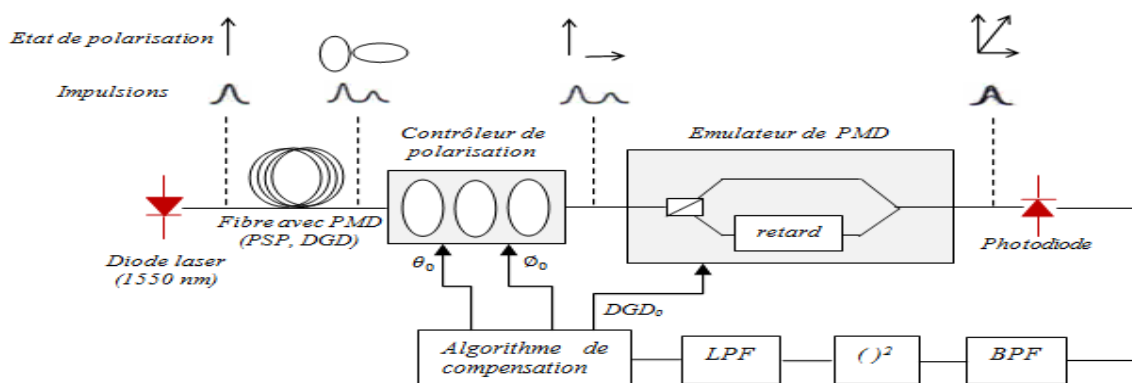


Figure III.3 : Schéma fonctionnel adaptatif du compensateur PMD premier ordre. (LPF : filtre passe-bas et BPF : filtre passe-bande, $()^2$ - Détecteur quadratique) [8].

Afin d'augmenter la précision de la compensation de PMD, le SOP du signal optique pourra être codé avant que le signal soit injecté dans la fibre. La Figure III.3 montre le principe de fonctionnement du système de compensation PMD. Le contrôleur de polarisation est un dispositif à base de Niobate de Lithium.

Un compensateur de premier ordre, utilisant le DOP du signal reçu en tant que paramètre de feedback, a été mis au point pour compenser la PMD à des débits de données de 40 Gbps et 80 Gbps [6]. L'avantage d'utiliser le DOP comme paramètre de feedback est que la compensation peut être effectuée à débit binaire indépendant. La figure III.4-b représente un schéma synoptique d'un DOP feed-back sur la base du compensateur de PMD premier ordre [21] (également appelé une méthode post-compensation en raison de l'emplacement du compensateur sur le côté du récepteur). Une autre approche pour la compensation de PMD premier ordre est appelée la méthode de transmission de PSP. La méthode de transmission de PSP est une méthode de pré-compensation dans lequel un contrôleur de polarisation est utilisé pour aligner le SOP du signal optique avec la PSP de la fibre. La figure III-4-a représente le schéma synoptique d'un compensateur de PMD du premier ordre basée sur la méthode de transmission de PSP [12].

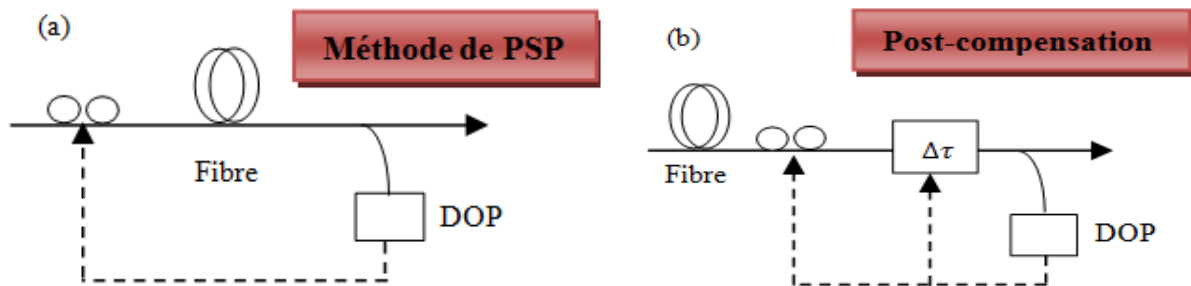


Figure III.4 : Compensation de PMD Premier ordre: (a) méthode de PSP (b) méthode de post-compensation (PC contrôleur de polarisation, Δt : un élément de retard variable) [22].

Compte tenu des taux de transmission élevés, et de l'augmentation de la bande passante, l'importance a été attachée aussi à la compensation de PMD de second d'ordre. Une configuration utilise deux contrôleurs de polarisation, ainsi que deux parties de fibre à biréfringence élevée. Les PSP du compensateur vont varier linéairement avec la fréquence de manière à compenser la PMD sur une large bande passante. La configuration inclut trois contrôleurs de polarisation, et deux lignes à retard variables (ou une ligne à retard variable et

un Rotateur de Faraday). La figure III.5 représente le schéma synoptique du compensateur [8,9].

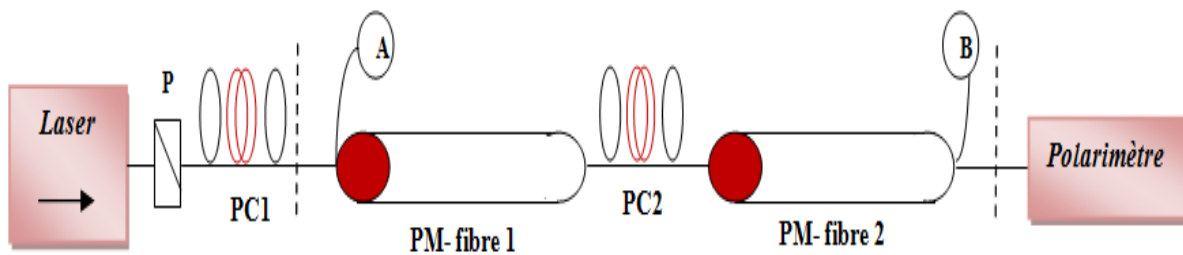


Figure III.5 : Schéma de principe de compensation de PMD de second ordre. (PC1 et PC2 Contrôleurs de polarisation).

La nouvelle technique de compensation de PMD est la régénération optique qui est le but de la deuxième partie du chapitre.

Pour assurer une bonne transmission sur de longues et très longues distances, il est nécessaire de régénérer le signal [23], c'est-à-dire, l'amplifier (régénération 1R), le remettre en forme (régénération 2R) et parfois le resynchroniser pour pallier au phénomène de gigue temporelle (régénération 3R). A très haut débit (40 Gbit/s et plus), la régénération tout-optique pourrait permettre de s'affranchir d'une régénération optoélectronique donnant ainsi plus de transparence et de flexibilité aux réseaux. De nombreuses fonctions optiques ont été développées, pour des solutions toujours plus performantes et à des débits toujours plus élevés [24]. Les solutions les plus réalistes sont celles qui sont compatibles avec les réseaux multiplexés en longueur d'onde. Nous entendons par là les fonctions qui régénèrent simultanément toutes les longueurs d'onde dans le même dispositif, comme le fait l'EDFA pour l'amplification ; ou bien des dispositifs intégrables sur une même puce, pour que chaque longueur d'onde soit traitée séparément avec un encombrement et un coût faibles. Des publications ont montré la possibilité d'intégrer de tels dispositifs [25]. Les techniques de régénération 2R et 3R sont utilisés pour combattre la dispersion modale de polarisation [26].

II. Principe de régénération optique 1R, 2R et 3R

II.1. Régénération 1R

Dans la littérature, l'amplification du signal est présentée comme la première étape de la régénération optique. De ce point de vue, les seuls « régénérateurs » massivement déployés

à l'heure actuelle sont les EDFA qui permettent une amplification simultanée d'un grand nombre de canaux WDM. Mais ces systèmes ajoutent du bruit d'émission spontanée amplifiée au signal, qui constitue la limitation fondamentale des systèmes de télécommunications par fibre optique, qui subsiste en l'absence de tout défaut de propagation.

II.2. Régénération 2R

Si la gigue temporelle est négligeable, l'amplification est simple et le processus de remise en forme est généralement suffisant pour maintenir la qualité du signal sur de longues distances en empêchant l'accumulation du bruit et de distorsion. Un régénérateur 2R se compose essentiellement d'un amplificateur optique linéaire suivie d'une porte optique non linéaire (NLOG) guidé par les données. Si les caractéristiques de la porte de transmission en fonction de l'intensité du signal donnent un seuil et un comportement limite, alors le taux d'extinction du signal peut être amélioré, et le bruit d'amplitude ASE partiellement réduit.

On distingue trois types de régénération 2R : la régénération en auto-modulation de phase (SPM), la régénération en modulation croisée (XPM), et la régénération en mélange à quatre ondes (FWM) [23-24]. On s'intéresse uniquement aux deux premiers types de régénération (voir figure III.6 et III.7).

II.2.1. Régénération 2R en auto-modulation de phase

Le principe de la régénération 2R en auto-modulation de phase est représenté sur la figure III.6 [29-32].

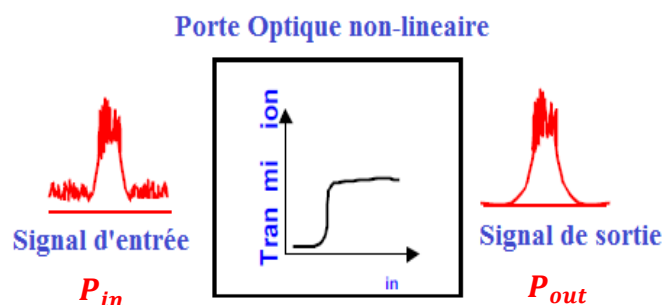


Figure III.6: Principe de régénération optique 2R à base de portes non-linéaires en auto-modulation de phase.

Dans ce cas le signal incident se propage sur le même support optique tout au long de la porte de remise en forme. Le signal incident est généralement transféré avec une

amélioration du taux d'extinction, mais avec seulement une réduction partielle du bruit, en fonction de la forme de la transmission de la lumière par rapport à la pente de la puissance. Par exemple, si la porte est un absorbeur saturable, le bruit sur le symbole "0" est réduit tandis que le bruit sur le symbole "1" a augmenté ou, au mieux, ne change pas. Dans le cas d'un amplificateur saturable, la situation opposée se produit. Ce système de régénération est le plus simple. Le rapport de contraste de la porte (rapport du facteur de transmission de "1" et "0") en général ne doit pas être très élevé dans la plupart des applications, typiquement de 5 dB.

Soit T est la fonction de transfert de la porte optique non linéaire :

$$T = P_{out}/P_{in} \quad \text{III.1}$$

Où P_{in} et P_{out} sont les puissances d'entrées et sortie du signal régénéré. Dans ce cas le régime de fonctionnement est caractérisé par l'équation suivante :

$$P_{out} = P_{in}T(P_{in}) \quad \text{III.2}$$

Le tableau III.1 donne quelques avantages, et inconvénients de la porte optique à base de SPM :

Avantages	Inconvénients
<ul style="list-style-type: none"> • Très rapide • Sans bruit • Insensible à la polarisation 	<ul style="list-style-type: none"> • Faible efficacité (0.5 Wkm), 90 mW / canal • Décalage du spectre • Faible tolérance de filtre

Tableau III.1 : Les inconvénients et les avantages de la porte optique en auto-modulation de phase.

II.2.2. Régénération 2R en modulation croisée

Le principe de la régénération optique 2R en modulation croisée est représenté dans la figure III.7.

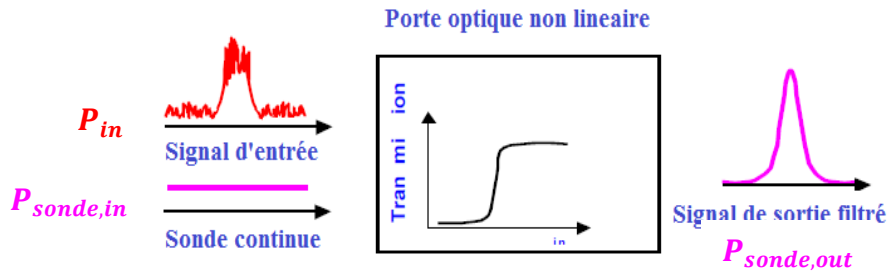


Figure III.7 : Principe de régénération optique 2R à base de portes non-linéaire en modulation croisée.

Dans ce cas, le signal dégradé (la pompe) module toujours la transmission de la porte, mais un autre signal est injecté dans la porte (la sonde), et voit la modulation de la transmission créée par le signal dégradé. Le signal en sortie de la porte est ainsi modulé au rythme des données. Le plus souvent, il y a conversion de longueur d'onde du signal dégradé vers le deuxième signal. Toutefois, ce système nécessite généralement un filtre optique qui permet de rejeter l'onde incidente, et aussi un bon taux de contraste généralement 10 dB.

Soit $P_{sonde,out}$ la puissance de la sonde en sortie de la porte. Dans ce cas le régime de fonctionnement est caractérisé par l'équation suivante :

$$P_{sonde,out} = P_{sonde,in} \cdot T(P_{pompe,in}) \quad \text{III.3}$$

La transmission de la porte doit être "adiabatique" et suivre la puissance du signal instantané, ce qui nécessite un temps de récupération de porte généralement beaucoup plus court que la durée du temps de bit.

En général, la cascade des régénérateurs 2R crée une gigue temporelle supplémentaire qui au final constitue la limite de ce type de fonction optique. Provost et al. [33] ont élaboré des règles générales de conception permettant d'optimiser les nombreux paramètres d'un tel régénérateur (non-linéarité, dispersion et longueur de la fibre, largeur et décalage du filtre), afin d'obtenir la meilleure amélioration du taux d'extinction du signal.

II.3. Régénération 3R

Lorsque l'accumulation de la gigue est également un problème, en raison de la modulation de phase croisée (XPM) dans des systèmes WDM ou des distorsions dues aux temps de réponse fini des dispositifs de traitement de signal des impulsions non linéaires (par

exemple, les convertisseurs de longueur d'onde) , ou une dispersion de mode de polarisation non compensée, alors la régénération 3R peut être nécessaire. Là encore, on peut considérer deux types de régénérateurs de resynchronisation différents.

II.3.1. Régénération tout-optique: 3R

Le principe de la régénération tout optique 3R est illustré dans la figure III.8.

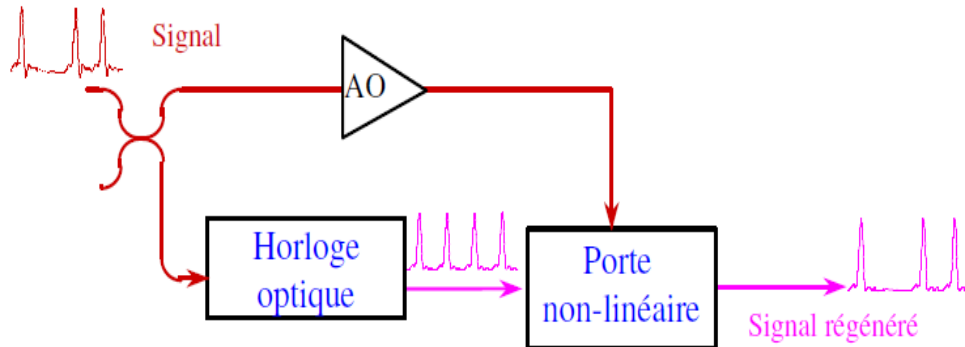


Figure III.8 : Principe de régénération 3R à commande par le signal d'informations.

Ce dispositif se compose principalement d'un amplificateur optique, un bloc de récupération d'horloge fournissant un flux d'impulsions d'horloge, qui est ensuite modulé par des données de la porte optique non-linéaire [34].

II.3.2. Régénération 3R pour Solitons

Cette technique est particulièrement efficace avec des impulsions solitons [35,36]. Récemment il a été adapté pour des systèmes de transmission de solitons à dispersion (DM, Dispersion Managed) [37,38.].

Elle consiste à combiner les effets localisés d'une "horloge entraînée" synchrone des données de modulation, le filtrage et la ligne de fibre non-linéaire, ce qui résulte à la fois de la réduction de la gigue de synchronisation, et de la stabilisation d'amplitude. La figure III.9 représente le principe de l'un des régimes de SM3R possibles pour les solitons DM.

La fibre à dispersion convertit la première impulsion amplifiée en un soliton "pure". Le filtre bloque l'ASE indésirable, mais il a également un rôle important dans la stabilisation de l'amplitude de la durée de la régénération. Les données sont ensuite modulées sinusoïdalement à travers un modulateur d'intensité ou de phase, et récupérées par l'horloge.

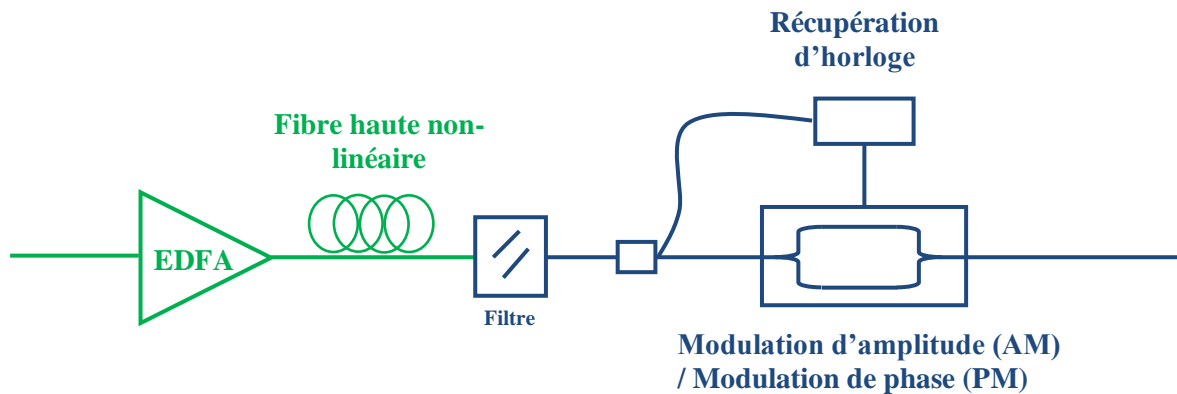


Figure III.9: Principe de la régénération 3R par modulation synchrone.

La modulation de phase est également un moyen de corriger le rythme de la gigue avec l'interaction entre la modulation de fréquence induit déplacer un des effets de dispersion chromatique [38].

III. Résultats et discussion

III.1. Compensation de PMD premier ordre

Dans la première partie de simulation nous représentons un compensateur électrique de PMD au premier ordre pour deux formats de modulation NRZ et RZ. Nous utilisons le logiciel Simulink de Matlab 8 pour simuler, et évaluer les performances d'une chaîne de transmission à travers un canal de bruit à bande limitée et prise en compte d'un émulateur de PMD. Avant de passer à la simulation nous allons rappeler brièvement Qu'est-ce qu'est Simulink ?

III.1.1. Présentation du Simulink

Simulink est un logiciel de simulation et de modélisation de systèmes dynamiques commercialisé 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 de l'automobile, l'aéronautique, et les communications numériques.

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.

III.1.2. Modèle de simulation

Dans cette partie on représente un compensateur de PMD du premier ordre avec le simulink Blockset du logiciel Matlab 8. Les bibliothèques simulink utilisées sont les suivants : Simulink Blockset, DSP Blockset et Communication BLockest

Cette compensation électrique présente différents avantages dont :

- ✓ Un prix réduit
- ✓ Un faible cout
- ✓ Des composants fiables et rapides

Le schéma synoptique de la liaison est représenté dans la figure III.10 ci-dessous:

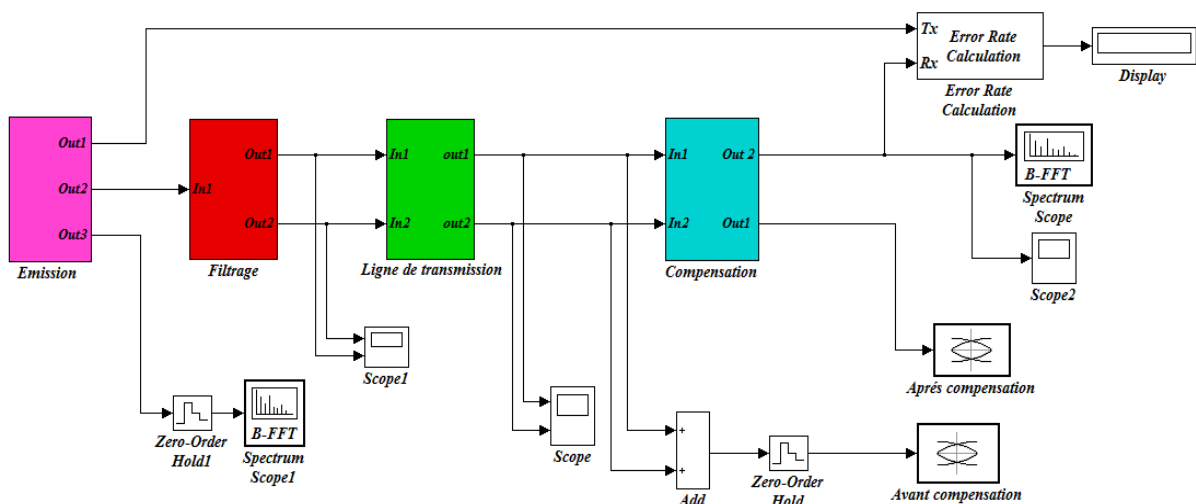


Figure III.10 : Modèle de simulation de compensateur de la PMD premier ordre.

Le modèle de simulation de compensateur de la PMD du premier ordre 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.

Nous allons maintenant nous intéresser aux sous- systèmes de compensation électrique de la PMD au premier ordre.

III.1.2.1. Sous-système d'émission

La figure III.11 représente le sous-système d'émission qui est tout simplement un signal de type RZ (Retour to Zero), et NRZ (Non Return Zero) utilisé dans le modèle de compensation.

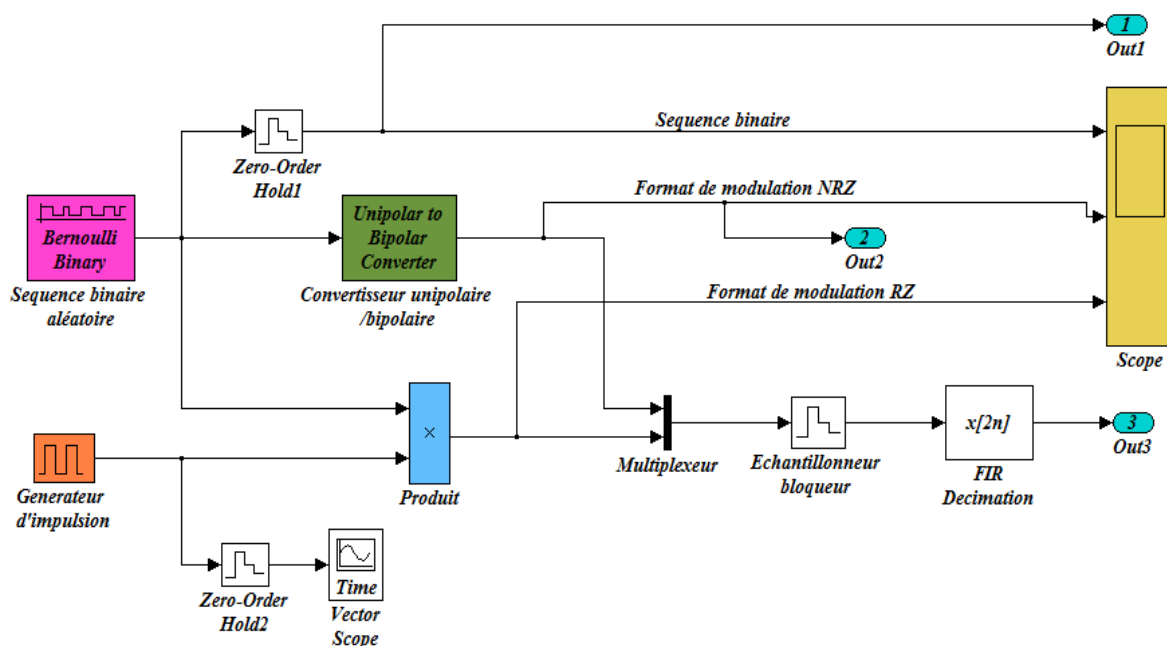


Figure III.11. Sous système d'émission (modulation NRZ et RZ).

Ce sous-système est constitué par les éléments suivants :

a) Pour la modulation NRZ

- *Une séquence binaire aléatoire* : elle est représentée par un générateur binaire de Bernoulli. Ce bloc permet de générer 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

En ajoutant à la séquence binaire les éléments suivants :

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

c) Visualisation des signaux

- Le signal NRZ, et le signal RZ seront visualisés en **fonction du temps** avec un scope (figure III.12).
- Le spectre des signaux NRZ et RZ sera observé en **fonction de la fréquence** (figure III.13), pour cela en utilisant :
- Un multiplexeur (*Mux*) permet de comparer les signaux sur le scope FFT.
- un échantillonneur bloqueur (*Zero-Order Hold*), qui conserve son entrée pour la période d'échantillonnage spécifiée.
- Un analyseur de spectre *Scope FFT* (Spectrum) calcul et visualise la valeur moyenne ou bien la densité spectrale de chaque signal injecté à l'entrée.

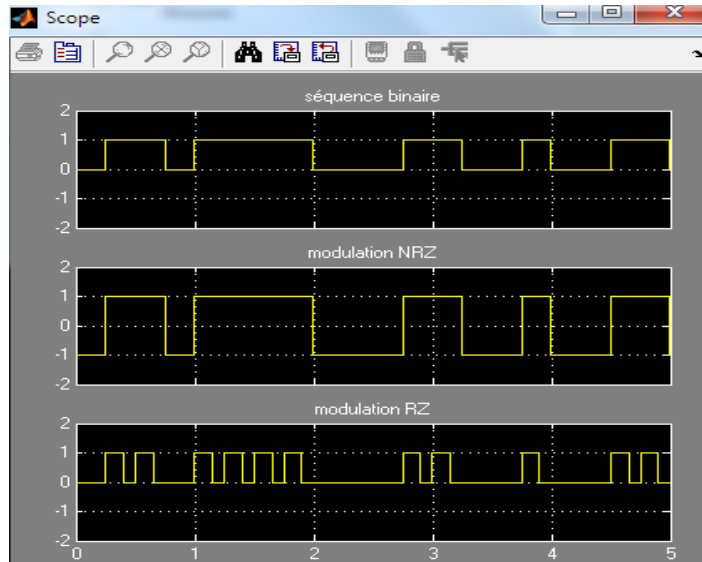


Figure III.12 : Séquence binaire aléatoire et formats de modulations NRZ et RZ

On peut observer sur la figure III.12 que le format NRZ transforme bien 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 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 $T_s / 2$: il vaut +1V pendant $T_s / 2$ puis 0V pendant $T_s/2$.

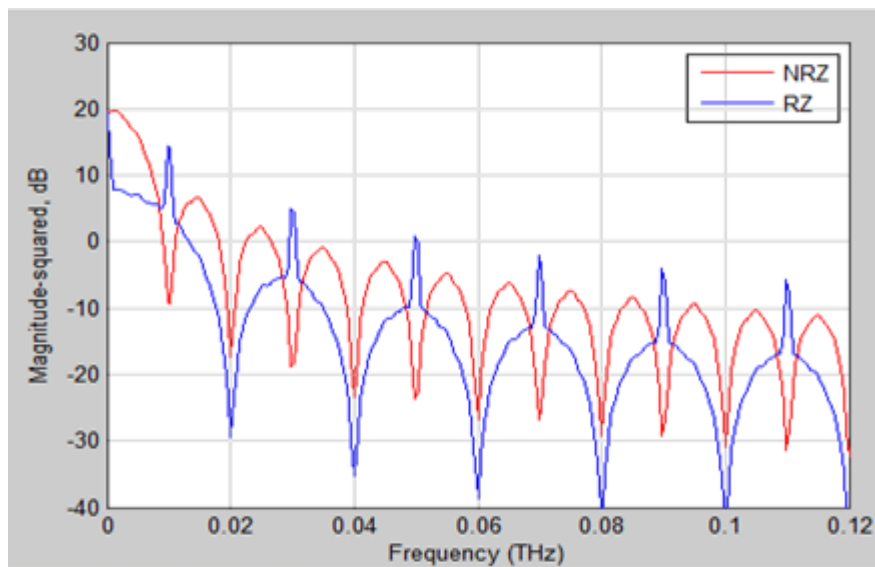


Figure III.13 : Spectres des signaux NRZ et RZ.

D'après la figure III.13, 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 en présence de raies de synchronisation.

III.1.2.2. Sous système filtrage

Le but du 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 III.14).

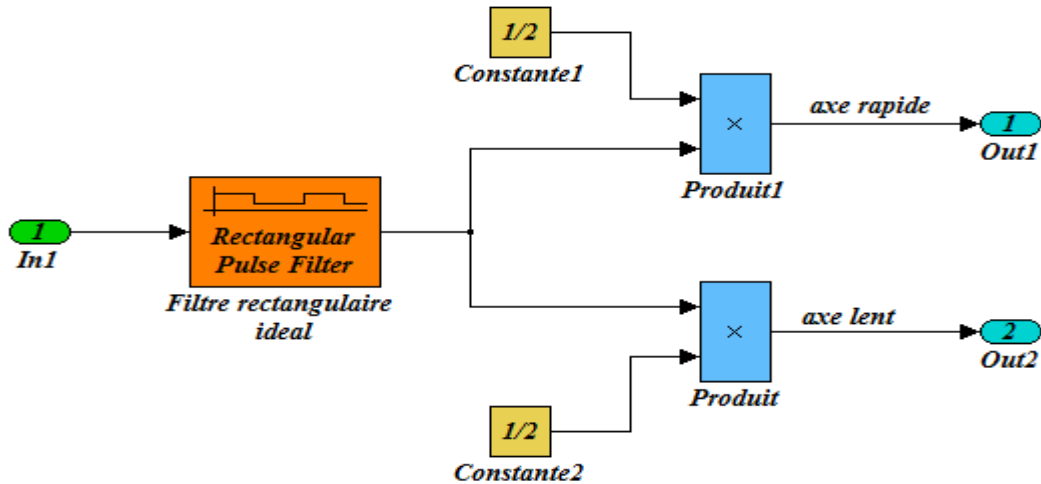


Figure III.14 : Modèle Simulink pour un filtre rectangulaire idéal d'impulsion.

Ce filtre permet de bloquer des échantillons, et de créer le signal d'entrée en utilisant des impulsions rectangulaires. Le bloc reproduit chaque échantillon d'entrée N fois, où N est le nombre d'échantillons.

III.1.2.3. Sous-système ligne de transmission

Ce sous système est représenté sur la figure III.15 ci-dessous.

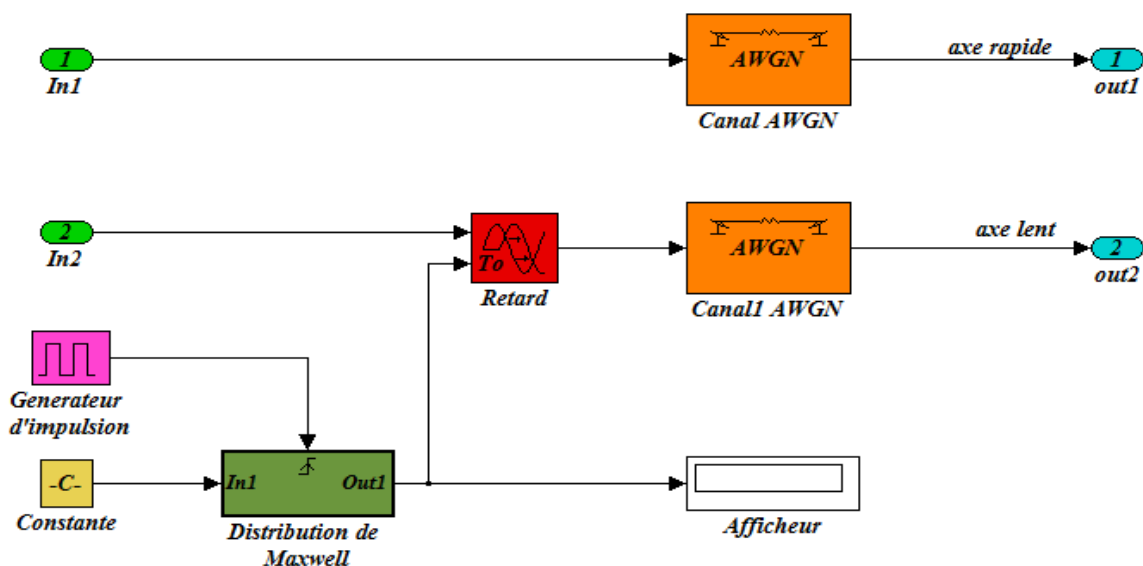


Figure III.15 : Ligne de transmission.

Ce sous-système est constitué principalement par les éléments suivants :

- AWGN : (Additive White Gaussian Noise Chanell) canal de transmission sur lequel on a ajouté un bruit blanc Gaussien. Ces principes caractéristiques son le rapport signal sur bruit et la puissance du signal d'entrée.
- Retard : pour créer le retard différentiel de groupe « DGD » entre l'axe rapide et l'axe lent. Il suit une loi de distribution de Maxwell, et qui est illustré par la figure III.16.

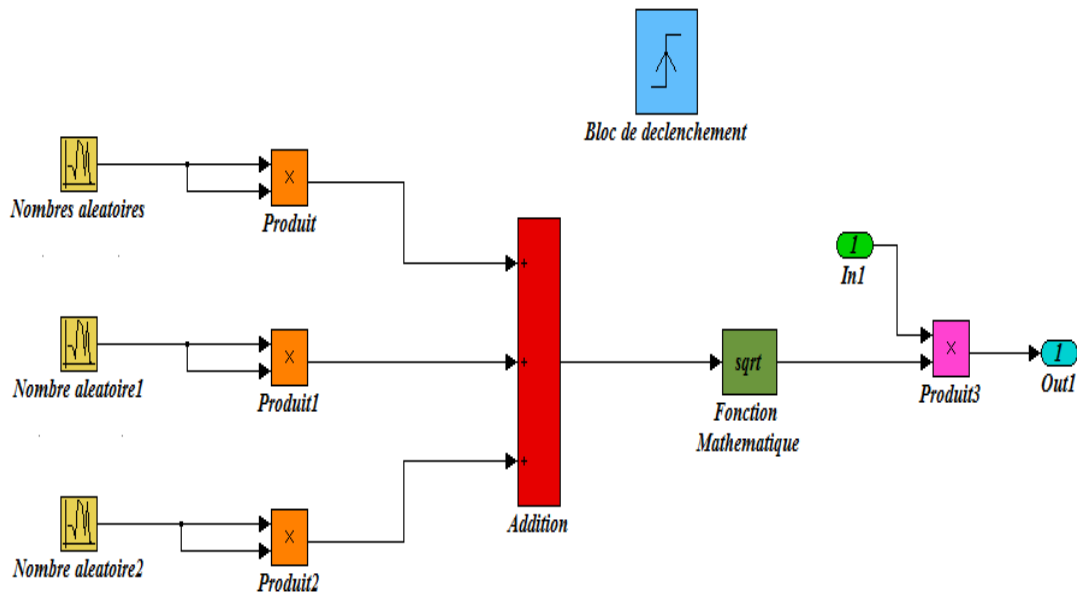


Figure III.16 : Distribution de Maxwell.

La distribution de Maxwell a été utilisée pour produire un ensemble aléatoire de vecteurs de PMD. Elle est constituée de :

- *Bloc de nombres aléatoires* : Il génère des nombres aléatoires.
- *Générateur d'impulsions* : Il est contrôlé par une horloge.
- *Afficheur*: Permet d'afficher la distribution de Maxwell.
- *Bloc de déclenchement* : Pour l'exécution de ce modèle il faut configurer le bloc de déclenchement à chaque étape d'intégration, soit plusieurs fois au cours du temps.

III.1.2.4. Sous-système de compensation

Le but de sous système est d'améliorer le diagramme de l'œil. Il est représenté sur la figure III.17.

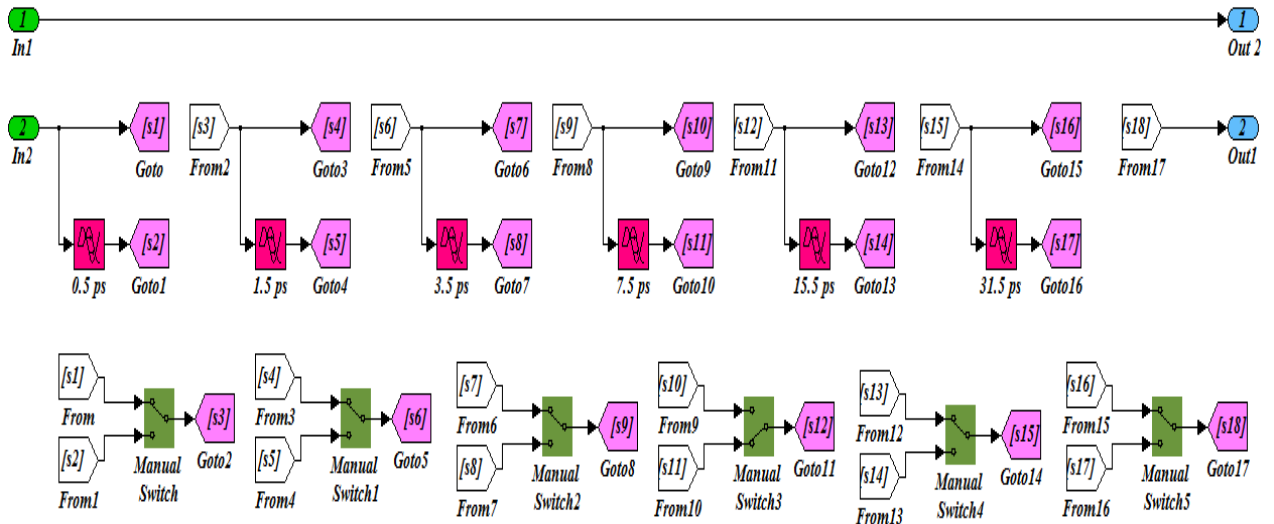


Figure III.17 : *Sous-système de compensation*

La figure III.17 représente la structure pour la compensation du PMD du premier ordre. Ce simulateur est composé par des modules à retard différents montés ensemble. On utilise pour cela des interrupteurs à bascule qui ont pour but de sélectionner l'une de ces deux entrées pour que le signal passe à travers à la sortie.

La relation entre les différents retards est donnée comme suit:

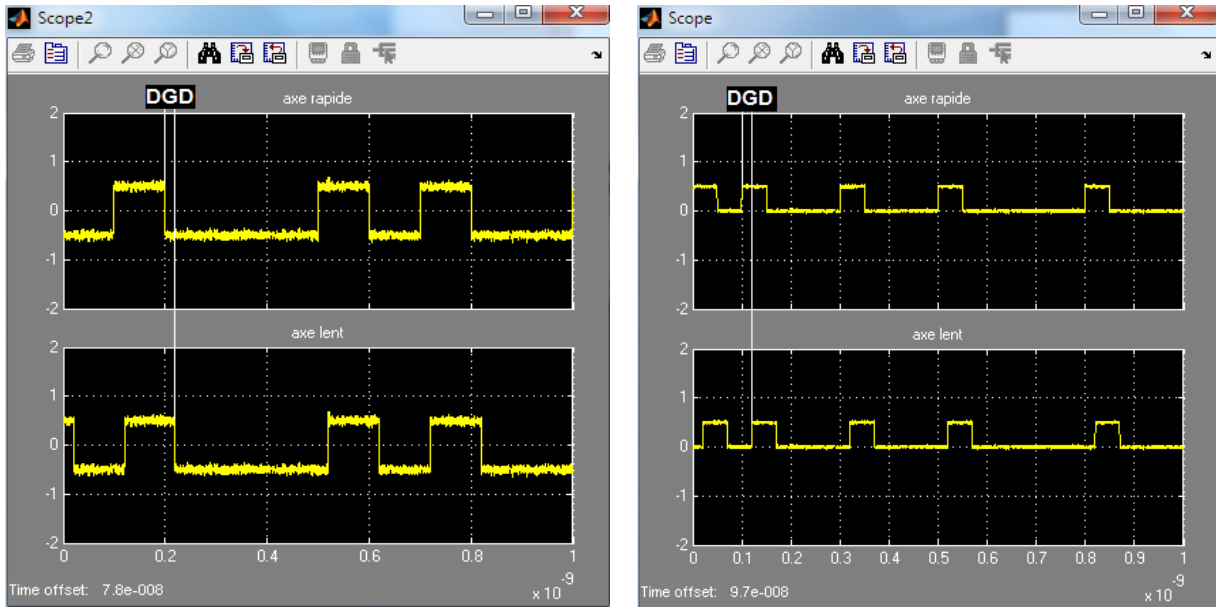
$$\tau_n = (2^i - 1)\tau_1 \quad \text{III.4}$$

Où τ_n représente le retard de la nième composant.

Si 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.

III.1.3. Effet de la PMD

La caractéristique la plus importante de la PMD c'est le DGD (Differential Groupe Delay) qui est représenté sur la figure III.18 ci-dessous.



(a)

(b)

Figure III.18 : DGD de 10 ps avec bruit blanc Gaussien de 20 dB sur un signal NRZ (a), et RZ (b)

D'après la figure III.18, on remarque bien qu'il y a un retard entre l'axe rapide et l'axe lent (dans notre cas on a un DGD = 10ps). Ce DGD ne doit pas dépasser 1/10 du temps bit c'est-à-dire 10 ps et 2.5 ps respectivement pour un débit de 10 Gbit/s et 40 Gbit/s.

Les conséquences du bruit et du filtrage peuvent être mises en évidence en observant le signal de sortie avec la représentation dite du 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 d de largeur égale à 20 T. Dans la partie qui suit nous allons présenter les diagrammes de l'œil pour un canal bruité

Dans cette section nous allons introduire dans le compensateur un bruit blanc Gaussien (AWGN) de puissance de 1Watt, et de SNR (Rapport signal sur bruit) de 20 dB.

III.1.4. Diagramme de l'œil avant et après compensation

La simulation est effectuée pour un débit de 10 Gbit/s, une puissance par canal de transmission de 1 watt, et un SNR (Signal sur bruit) de 20 dB.

Les figures ci-dessus (III.19 et III.20) montrent l'effet de compensation sur les diagrammes de l'œil respectivement pour les deux formats de modulation NRZ et RZ pour un DGD égal à 1.5ps.

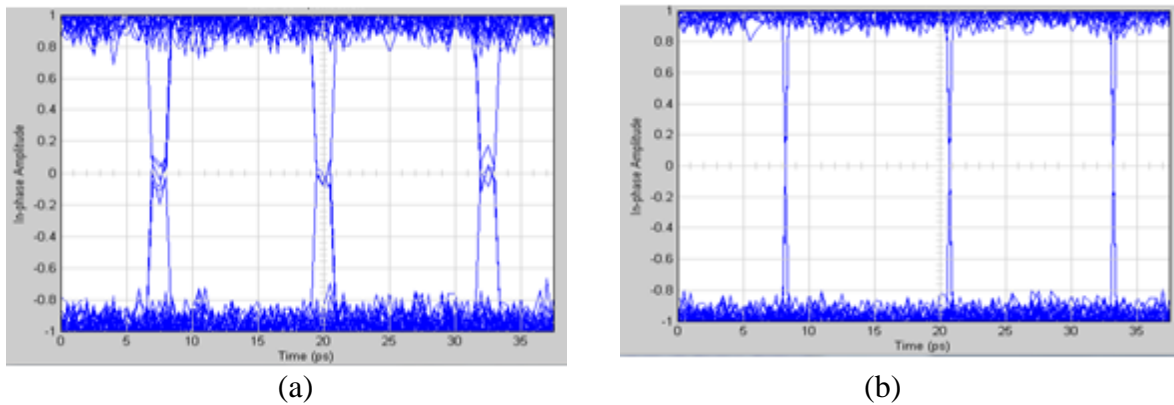


Figure III.19 : Diagrammes de l'œil pour le format de modulation NRZ (a) avant compensation, (b) après compensation

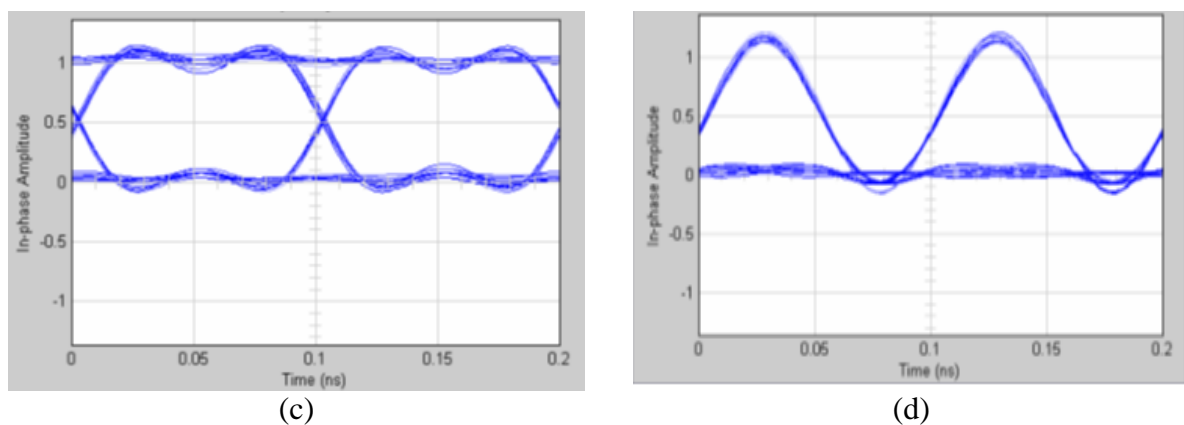


Figure III.20 : Diagrammes de l'œil pour le format de modulation RZ (c) avant compensation, (d) après compensation

D'après les figures III.19 et III.20, on voit clairement l'amélioration de la compensation sur les diagrammes de l'œil pour les deux formats de modulation (NRZ et RZ).

Les diagrammes de l'œil après compensation sont très ouverts puisque les valeurs du taux d'erreur sur les bits sont très petites et les facteurs de qualités sont grands.

III.1.5. Première étape : Influence de DGD sur la PMD

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

Les différents résultats concernant le taux d'erreur binaire (BER), ainsi que le facteur de qualité (Q) sont regroupés dans le tableau III.2.

DGD (ps)	BER				Q			
	NRZ		RZ		NRZ		RZ	
	Avant	Après	Avant	Après	Avant	Après	Avant	Après
1.5	1.6e-15	3.09e-20	7.89e-17	2.59e-46	10.85	12.78	11.02	13.98
2.5	1.12e-11	2.57e-12	9.01e-12	2.56e-14	07.19	07.87	07.26	08.01
10	0.62e-8	1.72e-9	0.12e-8	5.29e-10	04.94	05.96	04.96	06.85
15	0.15e-6	08.9 e-8	0.78e-7	08.1e-9	04.03	05.17	04.10	05.82
20	0.000325	0.0000488	0.000125	1.6e-5	02.30	03.96	02.64	04.64
42	0.012	0.000025	0.000925	0.00058	01.57	02.72	02.00	03.02

Tableau III.2 : Variations du facteur de qualité et du taux d'erreur binaire pour la modulation NRZ et RZ avant et après compensation en fonction de DGD pour 10 Gbit/s.

D'après le tableau III.2, on constate une amélioration de la compensation sur le diagramme de l'œil pour les deux types de formats 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 très grands.

La figure III.21 représente la courbe $Q = f(\text{DGD})$ c'est-à-dire la variation du facteur de qualité en fonction de DGD pour les deux formats de modulation.

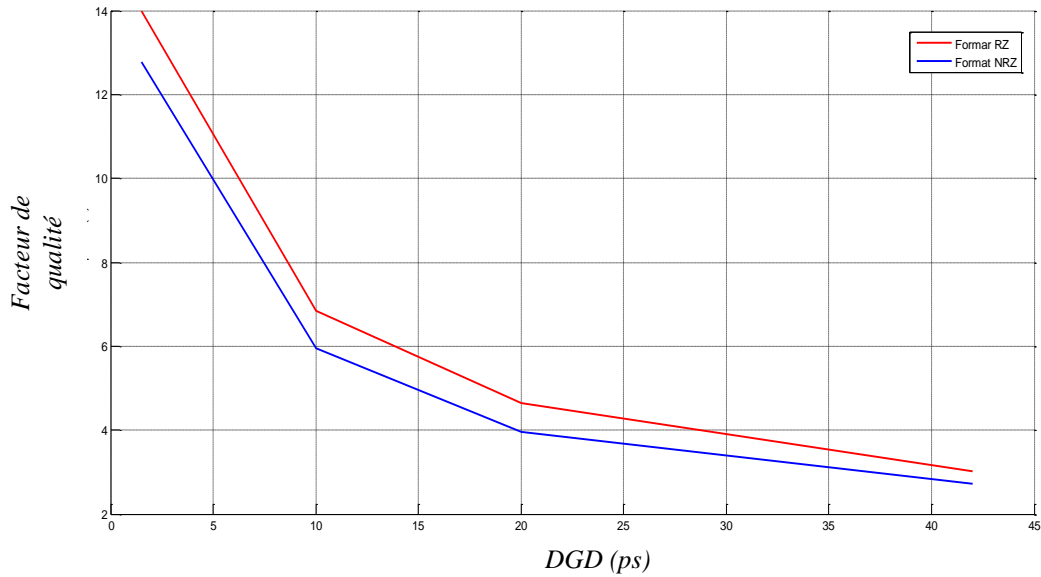


Figure III.21: Variations du facteur de qualité en fonction de DGD pour les formats RZ et NRZ

La variation de DGD nécessite aussi une variation de la longueur de la fibre monomode. Cette variation est représentée dans la figure III.22.

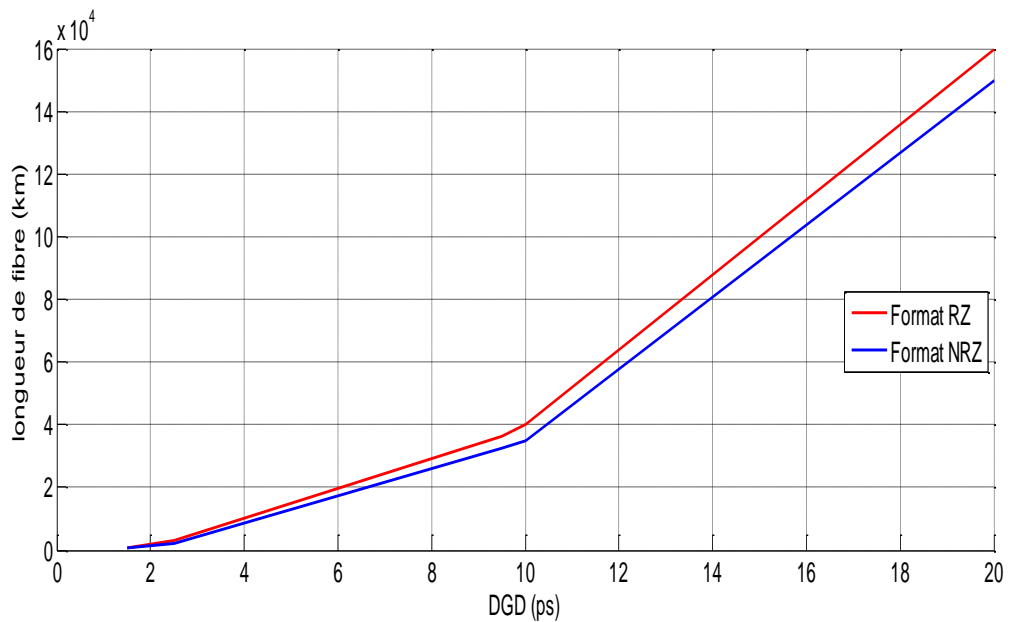


Figure III.22 : Variations de la longueur en fonction de DGD pour un débit de 10 Gbit/s

On peut noter sur cette figure, que pour maintenir une bonne qualité de transmission, la distance ne doit pas dépasser 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 du Taux

d'Erreur Binaire, du facteur de qualité, et la longueur de fibre on remarque bien que le format de modulation RZ est meilleur et tolérable par rapport au format NRZ.

III.1.6. Deuxième étape : influence du débit sur la PMD

Dans une deuxième étape, on fait varier le débit binaire de la liaison.

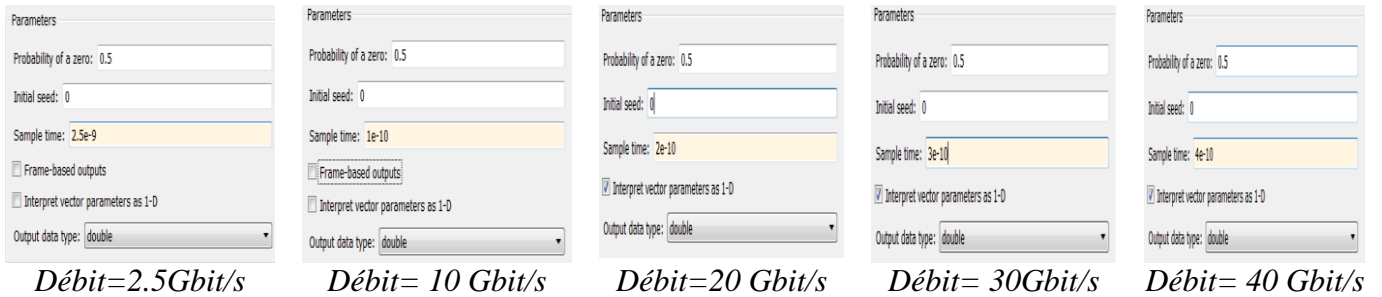


Figure III.23 : Paramètres utilisés pour les différents débits

Les résultats de cette simulation sont illustrés dans les tableaux III.3- III.4.

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	05.16	06.85
20	03.9 e-8	09.97e-8	04.98	05.76
30	0.000725	01.00e-8	03.86	05.01
40	1.83e- 3	0.0000348843	02.56	04.12

Tableau III.3 : Variations du taux d'erreur binaire, et du facteur de qualité pour la modulation NRZ et RZ après compensation en fonction du débit pour un DGD=10 ps

Pour un DGD = 2.5 ps, on obtient les résultats représentés dans le tableau III.4 ci-dessous :

Débit (Gbit/s)	BER		Q	
	NRZ	RZ	NRZ	RZ
2.5	2.21e-102	2.19e-133	20.56	24.08
10	1.57e-11	03.39e-14	10.17	10.92
20	7.76e-11	3.16e-15	06.42	08.91
30	8.98e-10	7.52e-13	06.01	07.12
40	4.66e- 9	5.94e-10	05.88	06.04

Tableau III.4 : Variations du taux d'erreur binaire et du facteur de qualités en fonction du débit pour la modulation NRZ et RZ après compensation pour un DGD= 2.5ps

D'après le tableau III.3 et III.4, nous voyons qu'il y a une augmentation du taux d'erreur binaire, et par conséquent une diminution du facteur de qualité lors de l'augmentation du débit. Donc l'effet de la PMD, limite le débit, et diminue le facteur Q dans une liaison de transmission par fibre optique.

Pour un débit de 40Gbit/s, le DGD ne dépasse pas 2.5 ps pour le format RZ tandis que 1.94 ps pour le format NRZ qui correspond respectivement à des longueurs de liaisons 2500 km et 1500 km afin que le système présente une bonne qualité (Q supérieur ou égal à 6). Au-delà de cette valeur du débit, le facteur Q se dégrade.

III.2. Contribution à l'étude des régénérateurs 2R dans une liaison de transmission optique en tenant compte de la PMD

Dans la deuxième partie de notre simulation, on va étudier la contribution d'un régénérateur optique 2R en auto-modulation pour combattre le phénomène de la PMD. On propose deux tests de simulation qui sont mentionnés dans la figure "III.24 et III.25".

- ✓ Le premier test : Le régénérateur 2R est placé directement devant le récepteur avec une ligne de transmission prise en compte de PMD.
- ✓ Le second test : Le régénérateur 2R est placé entre deux lignes de transmission prise en compte de la PMD.

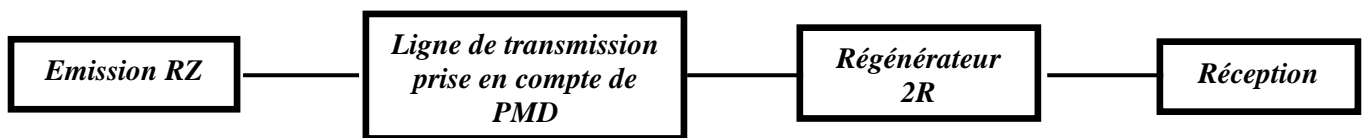
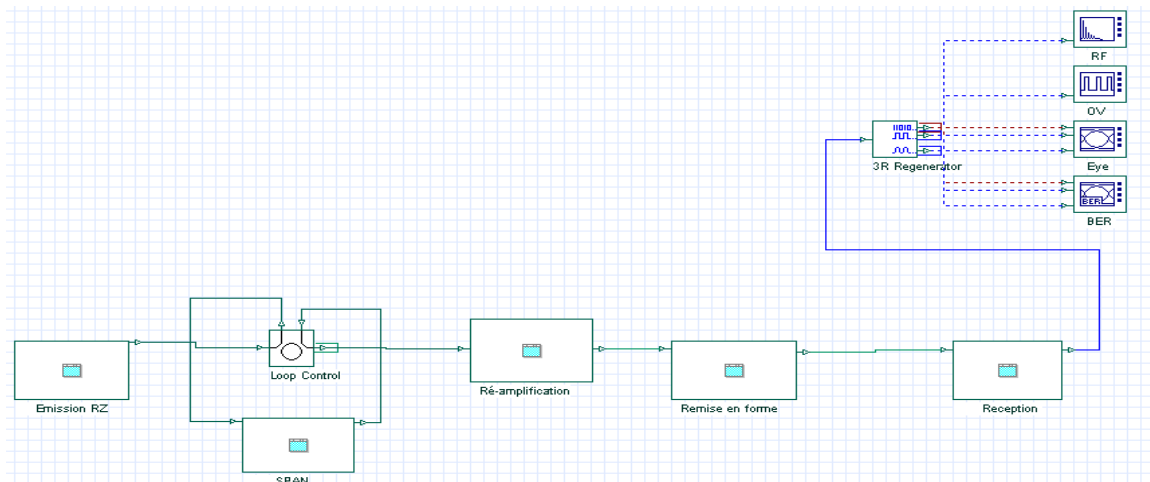


Figure III.24 : Configuration du 1^{er} test « le régénérateur placé directement devant le récepteur » (La ligne de transmission contient un régénérateur 2R au milieu).

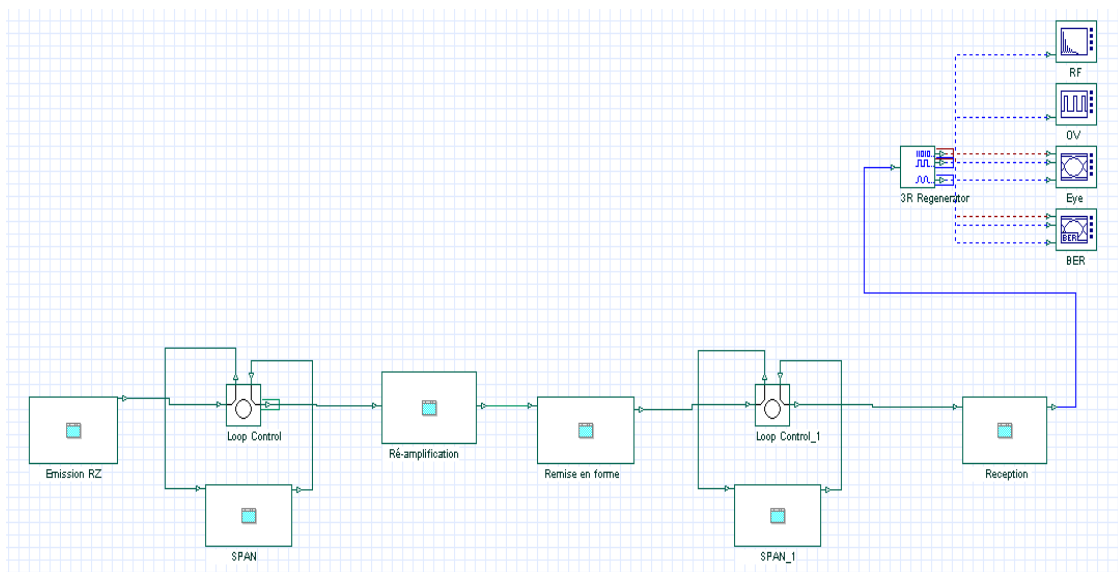


Figure III.25 : Configuration du 2^{ème} test «le régénérateur placé entre deux lignes de transmission » (Chaque ligne de transmission contient un régénérateur 2R au milieu).

La liaison simulée est représentée dans la figure III.26.



(a) régénérateur 2R placé directement devant le récepteur.



(b) régénérateur 2R placé entre deux lignes de transmissions.

Figure III.26: Système proposé de Simulation.

Sous système d'émission

Le sous système d'émission cité précédemment dans le chapitre II, (figure II.7).

Sous système ligne de transmission (SPANs)

La chaîne de transmission proposée est illustrée sur la figure III.27.

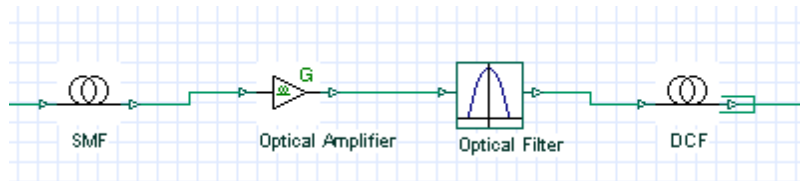


Figure III.27 : Ligne de transmission

Une boucle à recirculation permet de faire boucler le signal. Ce dernier est un nouvel outil pour évaluer une ligne de transmission régénérée optiquement 2R.

Avant de placer le régénérateur 2R, il faut un atténuateur optique qui permet de maintenir la puissance à l'entrée de la fibre de transmission constante après chaque tour.

Sous système de régénération

La figure III. 28 représente le sous système de régénération tel que, la ré-amplification se fait grâce à un amplificateur de type EDFA, tandis que la remise en forme se fait grâce à un filtre optique de type gaussien d'ordre 1.

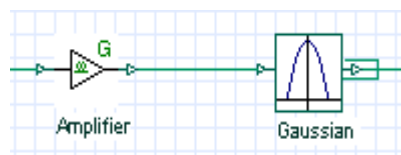


Figure III.28 : Sous-système Régénération 2R (Ré-amplification + Remise en forme)

On remarque bien que le régénérateur est inséré au milieu de la ligne de transmission (voir figure III.27).

Sous système de réception

Le sous système récepteur est constitué d'une photodiode PIN, et d'un filtre électrique passe-bas (Bessel d'ordre 5) qui permet de prendre en compte la bande passante du récepteur.

Le signal à la sortie du filtre électrique est finalement caractérisé par l'analyse du taux d'erreur binaire, du diagramme de l'œil, d'un oscilloscope, et analyseur de puissance électrique.

Nous récapitulons dans le Tableau III.5 les paramètres de simulation.

Sous système	Paramètres	Valeur
<i>Sous Système Emission</i>	Taux d'extinction du modulateur (dB)	12
	Bande spectrale à 3 dB du filtre (nm)	3
	Facteur de bruit de l'EDFA (dB)	5
<i>Sous système ligne de transmission</i>	Puissance en entrée de ligne (dBm)	2
	Longueur de la fibre de transmission (km)	100
	Atténuation de la fibre de transmission (dB/km)	0,2
	Dispersion chromatique de la fibre de transmission (ps/nm/km)	4
	Coefficient de PMD de la fibre SMF ($\text{ps}/\text{km}^{1/2}$)	0.5
	Facteur de bruit de l'EDFA (dB)	10.5
	Bande spectrale à 3 dB du filtre (nm)	5
	Longueur de la fibre de compensation (km)	4
	Atténuation de la fibre de compensation (dB/km)	1.7
	Dispersion chromatique de la fibre de compensation (ps/nm/km)	-100
	Coefficient de PMD de la fibre DCF ($\text{ps}/\text{km}^{1/2}$)	3.5
<i>Sous système Réception</i>	Facteur de bruit de l'EDFA de réception (dB)	6
	Bande spectrale à 3 dB du filtre (nm)	2
	Puissance incidente sur la photodiode (dBm)	6
	Bande passante du récepteur (GHz)	50
	Réponse de la photodiode (A/W)	0,9
	Courant d'obscurité (nA)	5

Tableau III.5: Paramètres de simulation

III.2.1. Contraste

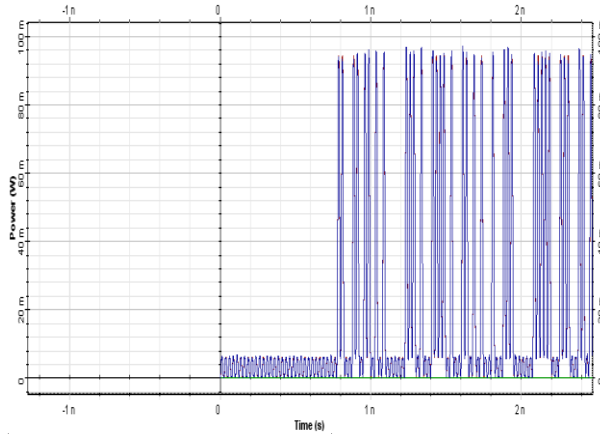


Figure III.29. Signal d'entrée RZ

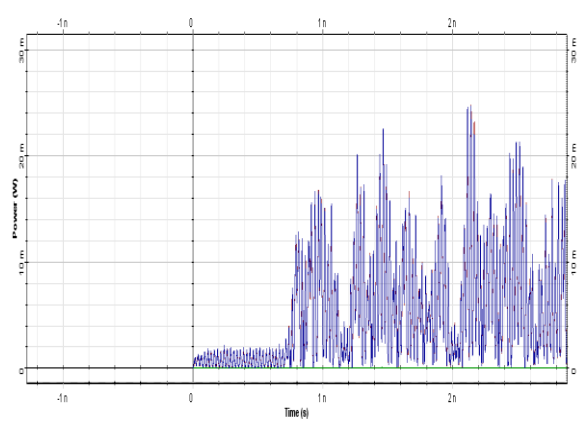


Figure III.30. Signal de données dégradé

Les Figures III.29 et III.30 montrent que les pertes dans la fibre optique, et les autres dispositifs optiques peuvent causer l'atténuation du signal. La dispersion modale de polarisation (PMD) va élargir, et déformer le signal optique car la dispersion chromatique dans la liaison est compensée, et les effets non linéaires ne sont pas pris en considération. On remarque bien que le bruit est extrêmement faible (la courbe verte).

III.2.2. Fonction du transfert

La Figure III.31 montre la fonction de transfert de puissance idéale. La région supérieure de la courbe de fonction de transfert de puissance peut déterminer la performance du régénérateur [41].

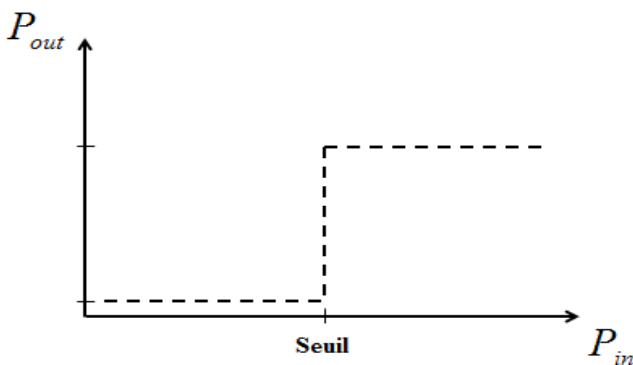


Figure III.31 : Illustration de la fonction de transfert idéale.

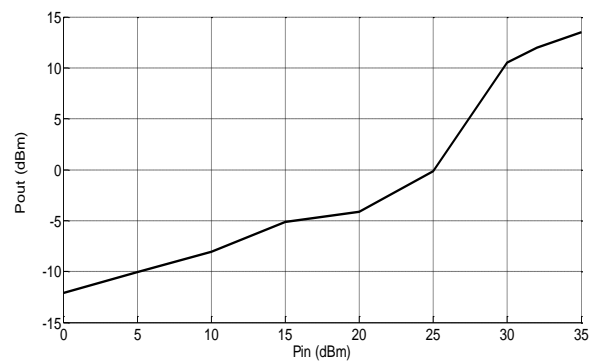


Figure III.32 : Fonction du transfert du régénérateur.

La figure III.32 montre et décrit la fonction de transfert de puissance du régénérateur 2R déjà étudié.

Le niveau 1 de bruit peut être supprimé dans la région qui est autour de la puissance moyenne d'entrée de 32dBm.

La puissance crête des impulsions détermine le niveau de puissance optique sur le régénérateur. La puissance de seuil de ce dernier étant fixée à 0.5 W, les puissances crêtes considérées seront comprises entre 27 et 33 dBm.

Dans la partie qui suit de simulation, nous étudions les critères de performance pour mesurer la qualité d'une liaison de transmission optique, en tenant compte de la dispersion de mode de polarisation. Ces critères sont: diagramme de l'œil, facteur de qualité (Q), taux d'erreur binaire (TEB), Rapport Signal sur Bruit Optique (OSNR) et la pénalité.

III.2.3. Diagramme de l'œil

Dans la première étape on s'intéresse au diagramme de l'œil qui est une représentation temporelle de la séquence d'un signal : il s'agit de superposer temporellement les différences traces du signal accumulées sur un grand nombre de temps bit.

Les résultats de cette simulation sont mentionnés dans les figures III.33-35.

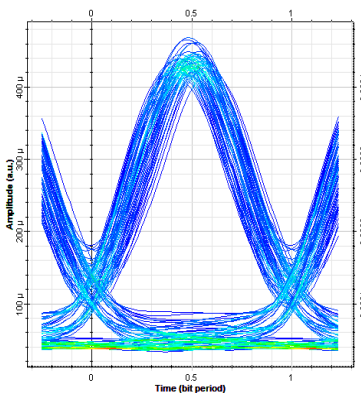


Figure III. 33: Diagramme de l'œil sans régénération

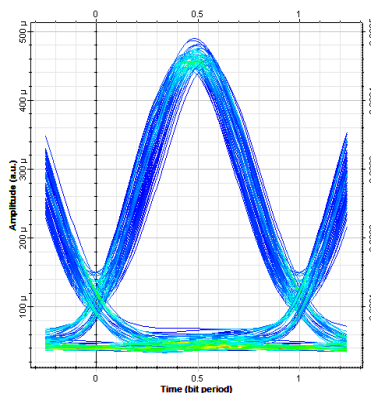


Figure III. 34 : Diagrammes de l'œil pour un régénérateur placé directement devant le récepteur

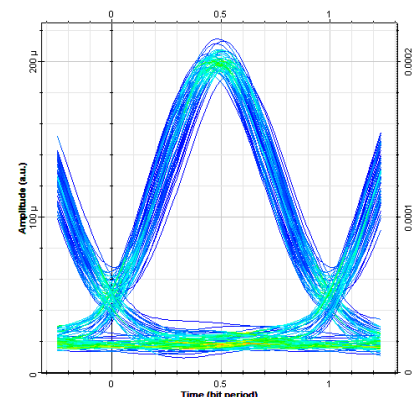


Figure III. 35 : Diagramme de l'œil pour un régénérateur 2R placé entre deux lignes de transmission

La figure III.33 représente le diagramme de l'œil sans régénération. On remarque que pour une distance de 100 km, on obtient un facteur de qualité de 15.67, correspond à un taux d'erreur binaire inférieur à 10^{-12} .

Les figures III.34 et III.35 représentent les diagrammes de l'œil récupérés avec régénération 2R respectivement pour un régénérateur placé directement devant le récepteur avec une prise en compte de la PMD, et pour un autre placé entre deux lignes de transmission. Nous pouvons voir clairement l'amélioration de la régénération 2R sur le diagramme de l'œil. Le diagramme de l'œil après régénération 2R est très ouvert puisque le facteur de qualité en amplitude est de 22,46 et 19.35 respectivement pour les deux tests. Le régénérateur 2R a permis de réduire la variance de la puissance du signal de densité de probabilité des symboles transmis dans la seconde partie de fibre de transmission, et qui a amélioré la qualité de la transmission.

Ces facteurs de qualité pourraient laisser à penser que la transmission est de très bonne qualité. On remarque que les résultats du premier test (figure III.34) est bonne si on la compare avec le 2^{ème} test (figure III.35). Une augmentation de distance de 200 km au lieu de 100 km qui correspond respectivement un DGD égal à 3.80 ps et 3.53 ps.

Si un seul dispositif est inséré, il ne doit pas se situer juste devant le récepteur c'est – à- dire : *émetteur – régénérateur –récepteur* ou *émetteur – ligne de transmission simple (figure II.25 du chapitre II) régénérateur –récepteur* puisque' un régénérateur, dont la fonction de transmission est la même pour le signal et le bruit, n'améliore pas le facteur de qualité.

III.2.4. Evolution du Taux d'Erreur Binaire (TEB), et du rapport signal sur bruit en fonction du nombre de boucle de recirculation

La boucle à recirculation est l'outil utilisé pour réaliser des transmissions longue distance (typiquement plusieurs milliers de kilomètres) à partir de lignes plus courtes (typiquement de l'ordre de la centaine de kilomètres).

Le principe est de faire circuler une partie du signal, un certain nombre de fois dans la fibre, afin d'atteindre la distance désirée.

Dans la seconde étape, nous avons fait des mesures sur le taux d'erreur binaire (BER, Bit Error Rate), et du rapport signal sur bruit (OSNR, Optical Signal Noise Ratio) pour

différentes longueurs de transmission, c'est-à-dire pour plusieurs tours de boucles de recirculation pour les deux tests. Les résultats de cette simulation sont présentés dans la figure III.36 et la figure III.37.

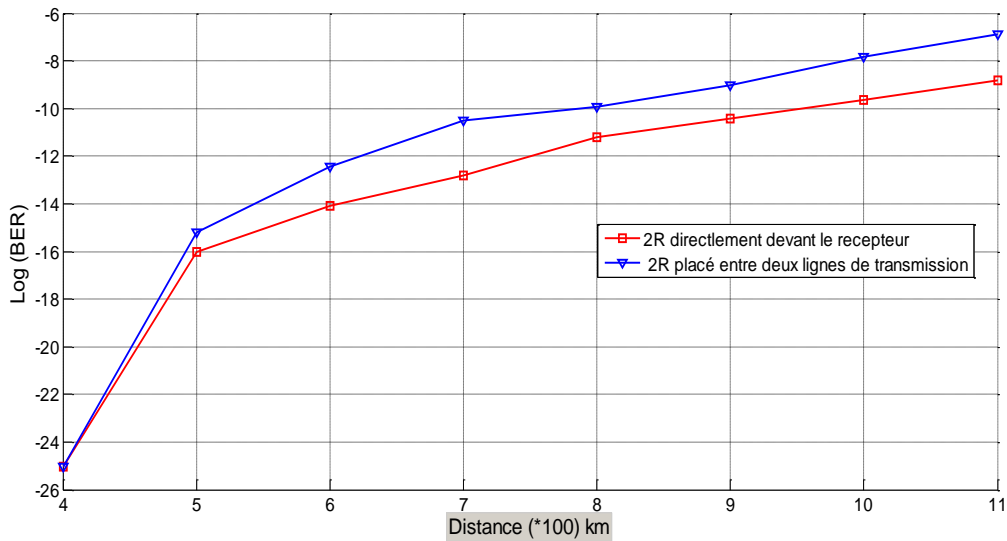


Figure III. 36: Variation du taux d'erreur binaire en fonction de la distance (nombre de boucle recirculation).

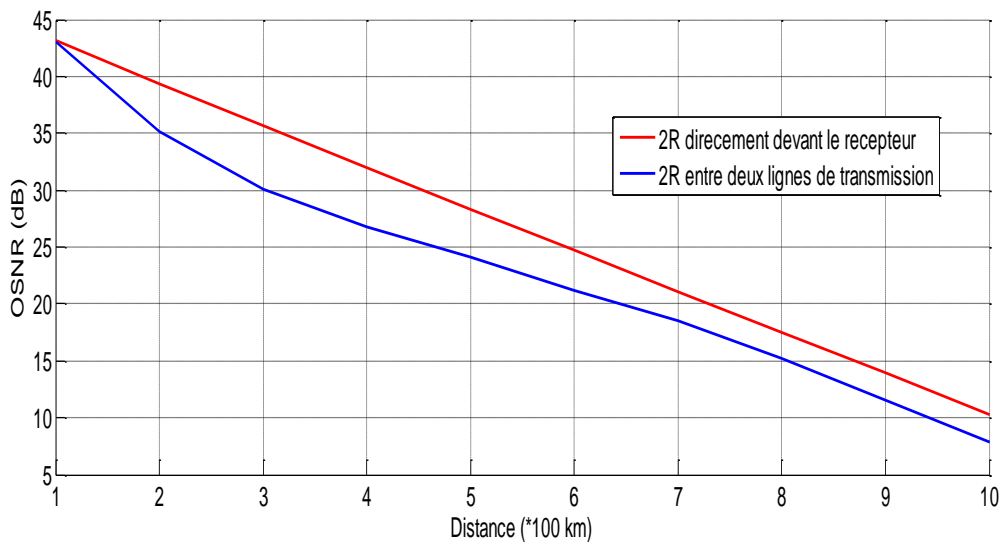


Figure III.37 : Variation du rapport OSNR en fonction de la distance.

D'après la figure III.36, on observe que plus le nombre de tours de la boucle de recirculation (la distance) augmente, plus le taux d'erreur binaire (TEB) augmente aussi. Cela signifie que le facteur de qualité diminue par conséquent la qualité de transmission est dégradée.

Pour un débit de 40 Gbit/s les longueurs de liaisons ne dépassent pas 1000 km pour un régénérateur 2R placé directement devant le récepteur, tandis que pour un régénérateur 2R placé entre deux lignes de transmission la longueur maximale ne dépasse pas 900 km.

D'après la figure III.37, nous voyons que plus la longueur augmente, et plus l'OSNR diminue soit pour un 2R placé entre deux lignes de transmission ou bien directement devant le récepteur.

Pour maintenir la qualité de transmission c'est-à-dire (BER inférieur à 10^{-9}), les rapports signal sur bruit optique sont respectivement égaux à 10,90 et 11,40 dB, ce qui correspond à une longueur de 1000 km, et 900 km.

III.2.5. Pénalité

Pour évaluer l'impact du changement, et en utilisant comme critère la pénalité. Il est défini comme la différence (en dB) entre les puissances reçues sur le récepteur pour un taux d'erreur binaire donné (par exemple 10^{-9}) avant, et après l'insertion de la fonction dans le système (à noter que la puissance reçue au récepteur pour un TEB de 10^{-9} est appelée sensibilité du récepteur).

La figure III.38 représente la variation du taux d'erreur sur les bits (TEB) en fonction de la puissance du récepteur dans une ligne contenant le régénérateur (BTB avec régénérateur). Le coefficient de PMD = $3.53 \text{ ps}/\sqrt{\text{km}}$.

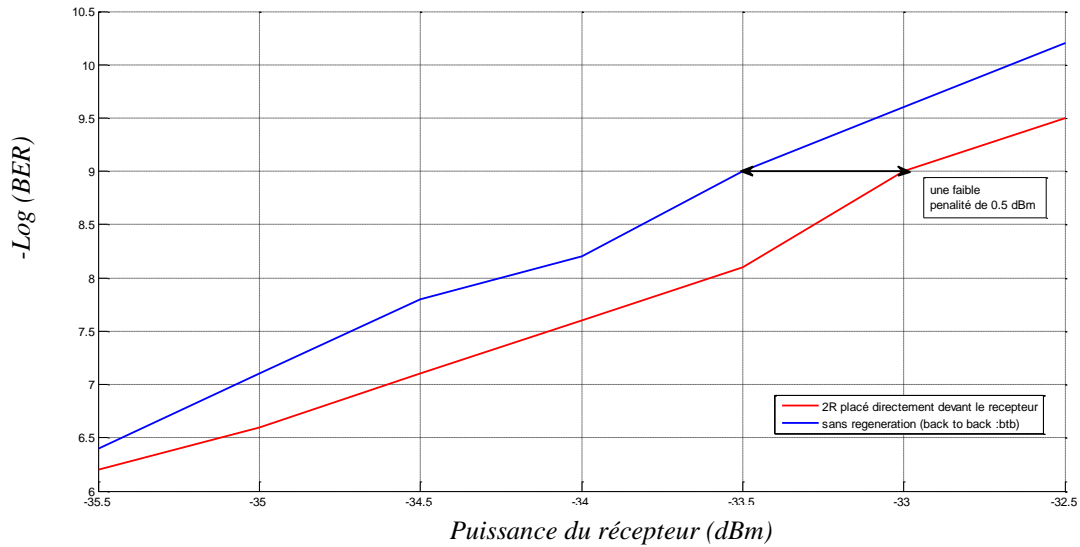


Figure III.38: Evolution du taux d'erreur binaire en fonction de la puissance du récepteur.

D'après la figure III.38, on peut lire une pénalité de 0,5 dBm pour un taux d'erreur binaire égal à 10^{-9} pour un débit de 40 Gbit/s. Une pénalité positive signifie qu'on a une amélioration de l'ouverture du diagramme de l'œil par rapport à l'ouverture de référence lorsque le régénérateur améliore la sensibilité du récepteur.

III.2.6. Influence de débit

Dans la partie qui suit, on étudie l'influence de la longueur sur le taux d'erreur binaire, mais pour différentes valeurs du débit binaire ($D1 = 40$ Gbit / s, $D2 = 100$ Gbit/s et $D3 = 300$ Gbit/s). Les résultats de cette simulation sont présentés dans la figure III.39 pour un régénérateur placé directement devant le récepteur (la ligne de transmission compris un régénérateur au milieu) pour une pénalité de 0,5 dB.

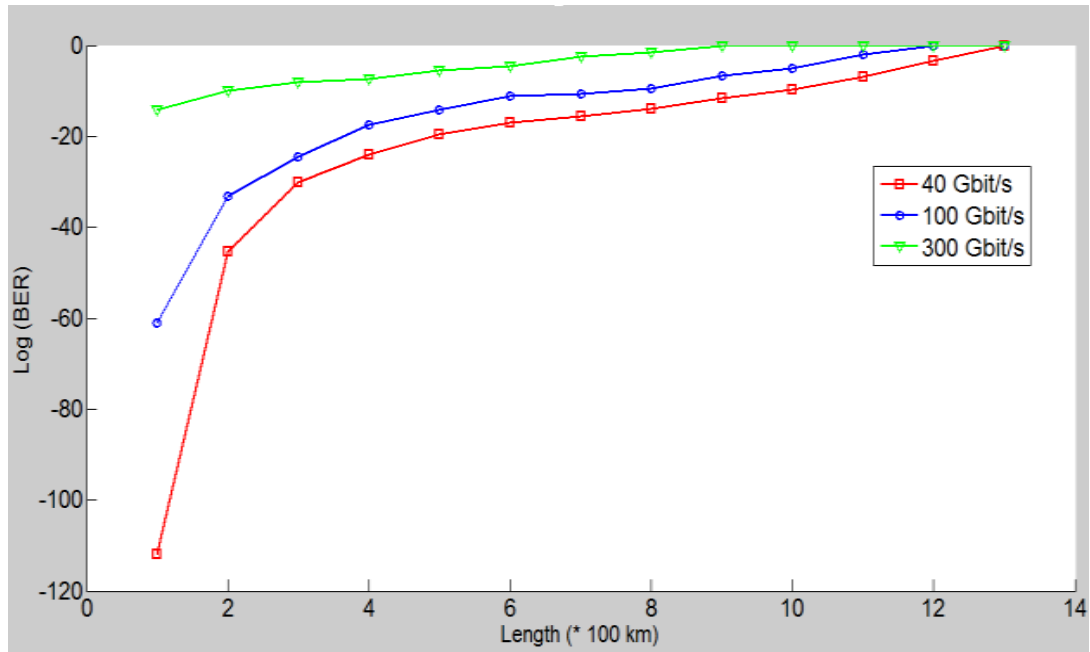


Figure III.39 : Variations du taux d'erreur binaire en fonction de la distance pour différentes valeurs du débit pour un régénérateur placé directement devant le récepteur

D'après la figure III.39 on remarque que le débit binaire augmente avec le taux d'erreur binaire. On voit pour un débit de 40 Gbit/s la distance atteindre 1000 km, tandis que pour un débit de 100 Gbit/s atteindre 800 km et pour 300 Gbit/s atteindre 200 km.

La figure III.40 montre la variation de retard différentiel de groupe DGD pour la fibre de transmission.

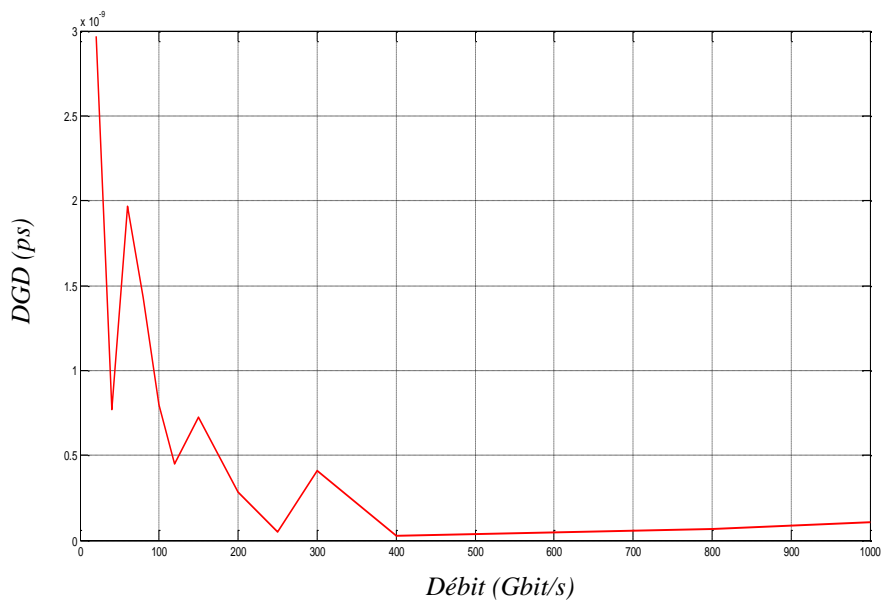


Figure III.40 : Variation de DGD en fonction de débit au niveau de la fibre.

D'après la figure III.40 on remarque bien que le débit n'influe pas sur le DGD, mais il influe sur la qualité de transmission. On voit que le DGD dans une fibre optique (SMF ou bien DCF) 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.

III.2.7. Pénalité, et le DGD

La pénalité de PMD dépend de quelques paramètres. On peut citer par exemple la bande passante du filtre de réception, et le seuil de décision [32]. Dans le cas de la PMD premier ordre, les impulsions ne sont pas déformées, et toute l'énergie est localisée sur un état principal de polarisation.

L'équation III.5 donne l'élargissement quadratique des impulsions :

$$\sigma_{out}^2 - \sigma_{in}^2 = \Delta\tau^2\gamma(1 - \gamma) \quad \text{III.5}$$

La pénalité est donnée par :

$$\varepsilon = A \frac{\sigma_{PMD}^2}{T^2} = A \left(\frac{\Delta\tau}{T}\right)^2 \gamma(1 - \gamma) \quad \text{III.6}$$

Avec A est le facteur de modulation, il est de l'ordre de 30 pour le format RZ et 70 pour le NRZ et T est le temps bit [24].

Concrètement, la PMD déforme, et ferme le diagramme de l'œil : le niveau des 0 remonte et le niveau des 1 diminue. On comprend alors l'importance du seuil, ou de l'instant d'échantillonnage [34]. En effet si nous avons un seuil fixe optimisé en l'absence de PMD, la détection ne sera pas du tout optimisée. Mais aussi pour de nombreux cas intermédiaires dès que le DGD n'est pas nul, comme l'indique la valeur moyenne de l'élargissement.

La dispersion modale de polarisation provoque une limitation de la qualité de transmission en termes du taux d'erreur binaire (pénalité). La figure III.41 montre la variation de pénalité en fonction du retard différentiel de groupe (DGD).

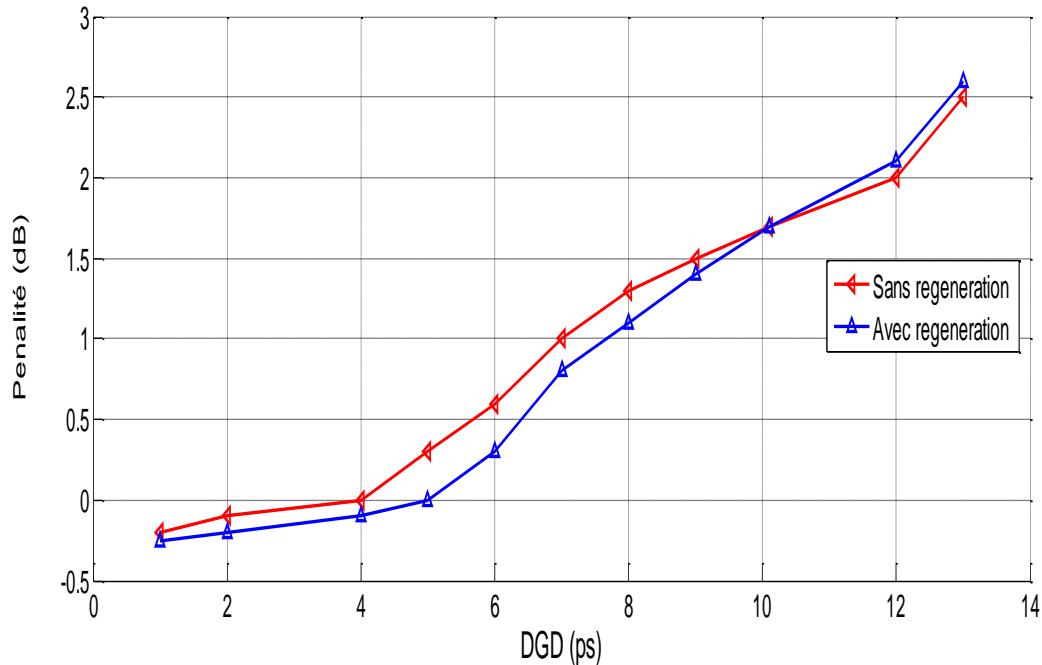


Figure III.41 : Variations de pénalité en fonction du retard différentiel de groupe sans et avec régénération.

D'après la figure III.41, nous constatons que le DGD augmente les pénalités.

Les courbes avec et sans régénération se rencontrent pour un $DGD = 10.12$ ps. Au dessous de cette valeur de DGD, le régénérateur peut réduire de manière significative les sanctions.

Plus le DGD est grand, plus l'élargissement sera grand, et plus la pénalité sera élevée.

Les résultats sont classiques pour un format de type RZ: la PMD tolérée pour 1dB de marge et une probabilité de coupure de 10^{-6} est de 2.6 ps, soit environ 10% du temps bits.

Mais compte-tenu de la faible efficacité du régénérateur pour de fortes valeurs de PMD, son emploi ne peut se justifier : en effet, il suffit de consacrer 2dB de marge à la PMD pour annuler le gain apporté par un régénérateur.

II.2.8. Influence de la puissance incidente sur la PMD

Dans cette étape on fait varier la puissance incidente de l'amplificateur de réception pour illustrer leur influence sur la PMD.

La figure ci-dessous (figure III.42) montre la variation de retard différentiel de groupe en fonction de la puissance incidente de l'amplificateur de réception

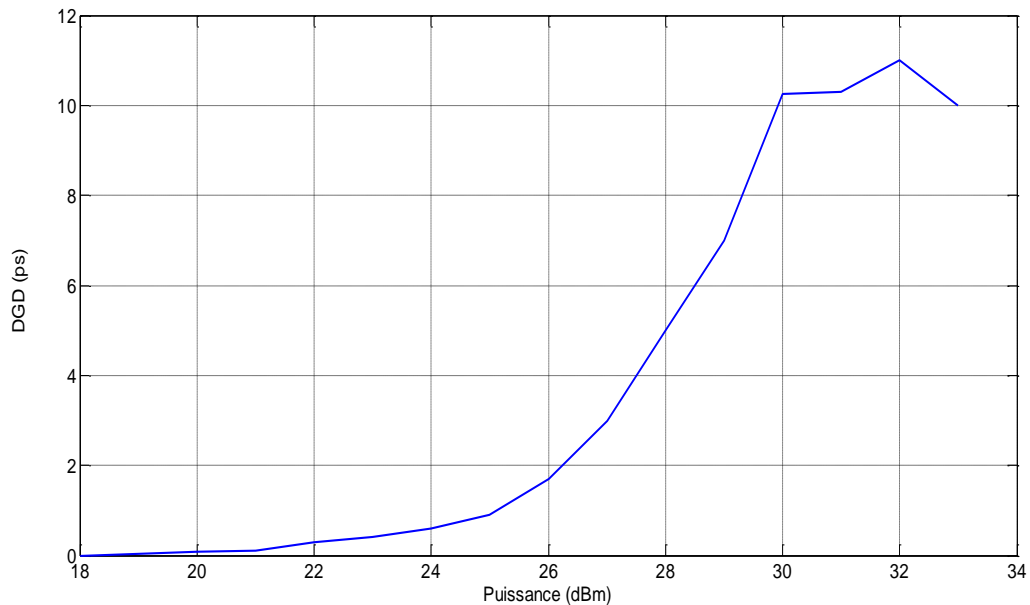


Figure III.42 : Variation du DGD en fonction de puissance incidente de l'amplificateur

D'après la figure III.42, on remarque que le DGD augmente avec la puissance.

Le DGD toléré dépend fortement de puissance crête des impulsions. En effet, un des effets lié à la séparation des impulsions par le temps de groupe différentiel est une diminution de la puissance crête optique. Ainsi pour des puissances crêtes comparables au seuil du régénérateur (0.5V W) un élargissement trop grand va faire passer les impulsions sous le seuil du régénérateur, et aucune puissance ne sera observée à sa sortie.

III.2.9. Influence de la largeur d'impulsion sur la sensibilité du récepteur

Etudions la variation de la largeur de l'impulsion sur la puissance incidente. Dans ce cas l'émetteur est placé directement devant le récepteur. La bande passante du récepteur est de 50 GHz.

La figure III.43 représente l'influence de la largeur d'impulsion sur la sensibilité du récepteur.

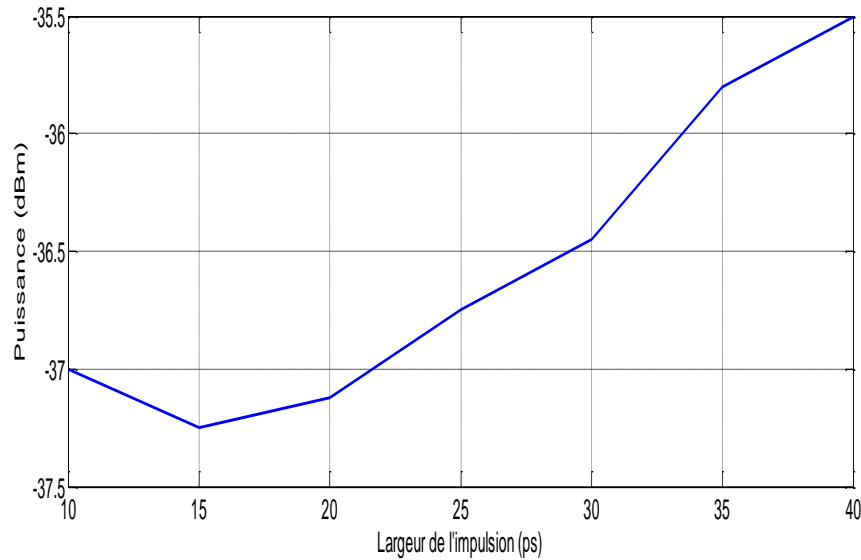


Figure III.43 : Variation de la sensibilité du récepteur en fonction de la largeur d'impulsion.

D'après la figure III.43, on remarque bien que lorsque les impulsions passent de 10 à 40 ps de largeur à mi-hauteur la sensibilité du récepteur varie de 2dBm.

La largeur d'impulsion pour laquelle la sensibilité du récepteur optimale (un taux d'erreur binaire $<10^{-9}$) correspond la largeur optimale. Cette largeur est supérieure à 15% du temps bit pour le format RZ. Cette dernière dépend de la bande passante de réception

L'augmentation de la largeur d'impulsion nécessite une augmentation du taux d'erreur binaire et par conséquent les performances de la liaison simulée sont dégradées.

La largeur de l'impulsion influe aussi sur le retard différentiel de groupe. Cette variation est illustrée dans la figure III.44.

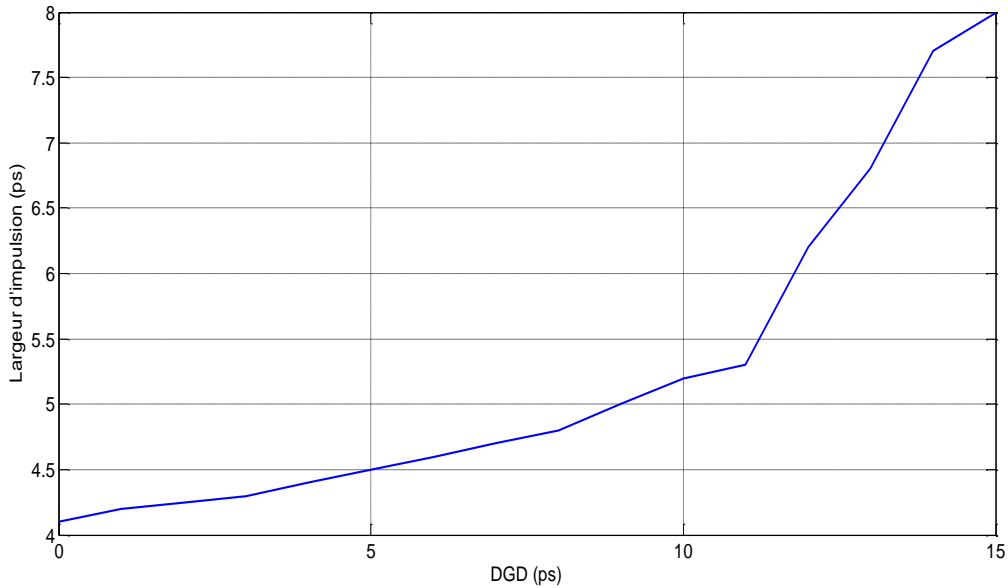


Figure III.44 : Variation de largeur d'impulsion en fonction de DGD après régénération

D'après la figure III.44 on remarque que la largeur d'impulsion augmente avec le retard entre les états principaux de polarisation.

III.2.10. Degré de polarisation (DOP)

En plus du DGD, il existe d'autres paramètres importants tels que le degré de polarisation. Ce paramètre est très important pour la PMD; celle-ci est liée exactement à la puissance.

Le contrôleur de polarisation placé à la sortie de la fibre fixe le signal d'entrée dans un état de polarisation arbitraire. Les paramètres d'azimut et d'ellipticité définissent l'état du signal de sortie de polarisation. Dans ce cas, la polarisation de sortie est indépendante de la polarisation du signal d'entrée.

Sans régénération, le degré de polarisation diminue tant 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. Il n'est pas possible de séparer les deux paramètres. Ce contrôleur de polarisation permet au degré de polarisation de ne pas changer (reste stable) et égale à 100%. Cela signifie que la dispersion modale de polarisation est annulée dans la chaîne de transmission.

Un régénérateur ne compense pas directement la PMD en ajoutant une PMD inverse mais s'efforce plutôt de restaurer la forme des impulsions. Tous les régénérateurs à modulation croisée donnent par définition un signal parfaitement polarisé en sortie : la polarisation du signal régénéré reflète la polarisation de la sonde locale qui est généralement un signal de degré égal à 100%.

III.2.11. Effet de régénérateur en cascade sur la qualité de transmission

Dans cette étape, on augmente le nombre de SPAN dans la chaîne simulée ainsi que le nombre de régénérateurs 2R.

La figure ci-dessous (figure III.45) représente la variation du facteur de qualité en fonction du SPAN.

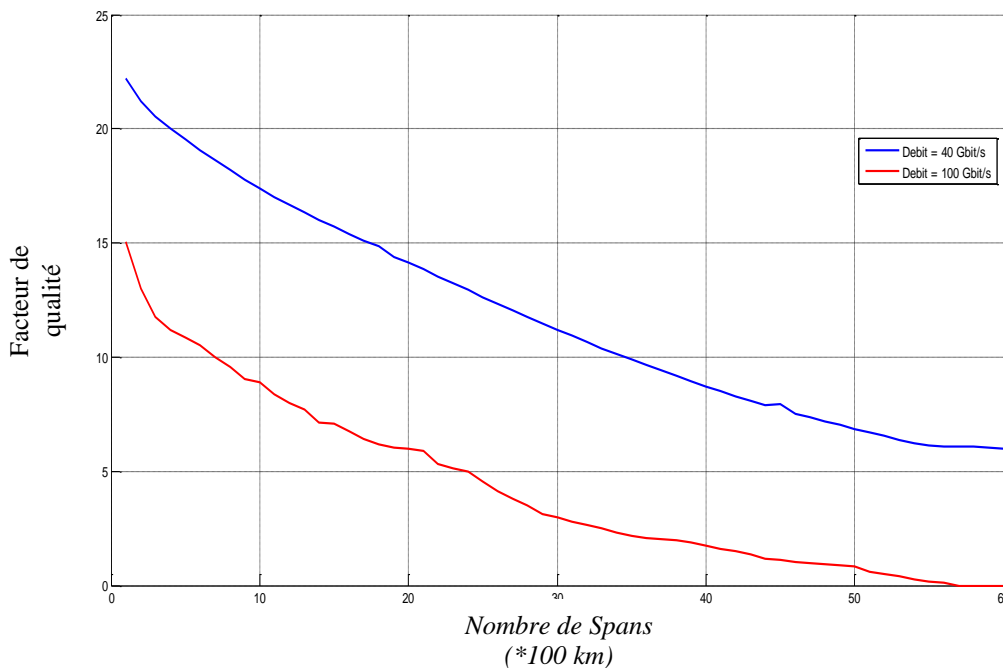


Figure III.45 : Facteur de qualité en fonction du nombre de SPANs

La figure III.45 montre bien que lorsque le nombre de SPANs augmente, le facteur de qualité diminue à cause de l'augmentation de la distance, par conséquent le coefficient de PMD augmente aussi.

Pour maintenir une bonne qualité de transmission, il faut que le coefficient de PMD ne dépasse pas 4ps pour une distance d'environ 60 SPANs, c'est-à-dire 6000 km pour un débit binaire de 40 Gbit/s avec une pénalité de 0.5 dB.

IV. Limites du logiciel

La limite principale du logiciel concerne le taux d'erreur binaire lors de l'insertion de régénérateurs optiques dans une ligne de transmission. En effet, la méthode utilisée par le logiciel pour le calcul du taux d'erreur binaire est de considérer les densités de probabilités de puissance gaussiennes, le taux d'erreur binaire (TEB) peut être représenté par l'équation III.6

$$TEB(V_s) = \frac{1}{2} P(0) \cdot \text{erfc} \left[\frac{V_1 - V_s}{\sigma_1 \sqrt{2}} \right] + P(1) \cdot \text{erfc} \left[\frac{V_s - V_0}{\sigma_0 \sqrt{2}} \right] \quad \text{III.6}$$

Où $P(0)$ et $P(1)$ sont respectivement les probabilités d'émettre un symbole '0' et '1', V_s la tension du seuil de décision du récepteur, V_1 et V_0 sont respectivement les valeurs moyennes des tensions des symboles '1' et '0' sur le récepteur, σ_1 et σ_0 respectivement les variances des densités de probabilité de puissance des symboles '1' et '0'.

L'approximation des densités de probabilités par des gaussiennes apporte une bonne concordance avec le calcul exact des densités de probabilité de symboles dans le cas de transmissions limitées par l'accumulation de bruit d'émission spontanée amplifiée [40]. Cependant, il a été montré que lorsqu'un signal de densité de probabilité gaussienne traverse une porte non linéaire pour la régénération, les densités de probabilité de bruit qui en résultent ne peuvent plus être considérées comme gaussiennes [38].

Le calcul du taux d'erreur binaire effectué par le logiciel apparaît alors inadapté pour l'étude de l'impact de régénérateurs optiques dans une ligne de transmission. Le logiciel reste cependant pertinent pour l'observation de diagrammes de l'œil, de déformations temporelles ou spectrales du signal ou encore pour la définition statistique du facteur de qualité $= \frac{I_1 - I_0}{\sigma_1 + \sigma_0}$, qui, s'il ne permet pas d'estimer la qualité de la transmission en présence de régénérateurs, permet d'estimer la qualité du signal.

Conclusion

Les résultats obtenus nous ont permis de valider les choix des techniques de modulation et des composants utilisés pour développer une liaison à haut débit sur fibre optique à l'aide du logiciel simulink de Matlab. Nous avons présenté un simple compensateur de PMD premier ordre. Nos résultats montrent que le compensateur PMD premier ordre avec le format de modulation RZ peut atteindre le débit 40 Gbit/s avec un DGD qui ne dépasse pas

les 2.5ps correspondant à une distance de 100 km. Pour des distances, et des débits plus élevés (≥ 40 Gbit/s) on utilise un compensateur de PMD du deuxième ordre.

A très haut débit (40 Gbit/s et plus), la régénération tout-optique pourrait permettre de s'affranchir d'une régénération optoélectronique donnant ainsi plus de transparence et de flexibilité aux réseaux. Les techniques de régénération 2R sont utilisées pour combattre la dispersion modale de polarisation.

Les régénérateurs optique 2R peuvent être classés en deux catégories: régénérateur en auto-modulation et régénérateurs en modulation croisées.

Nos résultats montrent que le régénérateur 2R en auto-modulation est une technique utilisée pour lutter contre la PMD dans une liaison de transmission par fibre optique, et c'est ce que l'on observe dans l'amélioration de facteur de qualité.

L'utilisation d'un régénérateur placé directement en face du récepteur (émetteur – régénérateur-récepteur) ne permet pas une amélioration des performances, tandis que le régénérateur placé à l'intérieur de la ligne de transmission permet d'améliorer du taux d'erreur binaire. L'utilisation de cascades régénératrices intérieures à la ligne de transmission permet des distances de 6000 km pour un débit = 40 Gbit/s.

Références bibliographiques

- [1] R. Eckhardt, H. Rosenfeldt and R. Ulrich, “*Broadband Compensation of Polarization-Mode Dispersion*”, Technical University Hamburg-Harburg (TUHH), Hamburg 1997.
- [2] Ding Wang, Michael R. Mathews, and James F. Bernnan, “*PMD measurement of dispersion compensation gratings and its effect on system penalty estimation*”,
- [3] Ivan T. Lima, , OSA, Reza Khosravani, Paniz Ebrahimi, Edem Ibragimov, Curtis R. Menyuk, Fellow and Alan Eli Willner,,” *Comparison of Polarization Mode Dispersion Emulators*”, Journal of Lightwave Technology, vol. 19, pp. 1872-1881, December 2001.
- [4] Kikuchi, N., “*Analysis of signal degree of polarization degradation used as control signal for optical polarization mode dispersion compensation*,” Journal of Lightwave Technology, vol. 19(4), pp. 480-486, 2001.
- [5] Houxen Miao, Changxi Yang, Shiguang Li, Yingbai Yan,,” *Feed-forward polarization mode dispersion compensation*”, Optics Communication, pp.178-189, May 2003.
- [6] H. Rosenfeldt, Ch. Knothe, R. Ulrich, E. Brinkmeyer,,” *Automatic PMD compensation at 40 Gbps and 80 Gbps using 3-dimensional DOP for Feedback*”, Technical university Hamburg-Harburg, Germany, 2001.
- [7] Daniel Mahgerefteh, Curtis R. Menyuk, “*Effect of first order PMD compensation on pulse broadening in a fiber with randomly varying Birefringence*”, IETE Photonics Technology Letters. vol. 11, pp. 340-342, March 1999.
- [8] M. Wegmuller, S. Demma, C. Vinegoni, and N. Gisin, “*Emulator of first and Second- Order polarization mode dispersion*”, IETE Photonics Technology Letters. vol. 14 pp. 630-632, May 2002.
- [9] Jorn Patscher and Ralf Eckhardt,,” *Component for second- order compensation of polarization mode dispersion*”, Technical university Hamburg- Harburg, German, April 1997.
- [10] Houxun Miao, Changxi Yang, Shiguang Li, and Yingbai Yan, “*Feed Forward polarization mode dispersion compensation with a step control algorithm*”, Optics Communication, pp. 179-189, May 2003,
- [11] Laurin publishing, “*System compensate for Polarization Mode Dispersion (PMD)*”, Photonics Technology, pp. 1-3, July 2003.
- [12] XU Wen-Cheng, Chen Wei- Cheng, LUO Ai- Ping and LIU Song- Hao, “*Suppression and compensation of the third order dispersion effect on polarization modes in birefringent fibers*”, Institute of Quantum Electronics, South China Normal University , Guangzhov, vol. 18, pp. 1222-1224, March 2001.
- [13] Ling-Wei Guo, Ying-Wu Zhou, Zu-Jie Fang, “*Pulse broadening in optical fiber with PMD*”, Optics communication, pp. 83-87, 2003.

- [14] G. X. Ning S. Aditya , P Shum, C. Q. Wu, Y. D. Gong and H. Dong, “ *Higher- order polarization mode dispersion: new expressions induced pulse broadening and its compensation*”, Optics Communications, pp. 331-339, October 2003.
- [15] T. Merker, N. Hahnenkamp, P. Meissner, “ *Comparison of PMDCompensation Techniques at 10 Gbit/s Using an Optical First-Order Compensator and Electrical Transversal Filter*”, Institute for Hochfrequenztechnik, pp 105-110.
- [16] L.S. Yan, Q. Yu., A.E. Willner, X. Steve Yao, “ *Compensation of higher order polarization mode dispersion using polarization controller*”, IEEE Photonics Technology Letters, vol. 14, pp. 858-860, 2002.
- [17] J. P. Gordon and H. Kogelnik, “ *PMD fundamentals: Polarization mode dispersion in optical fibers*”, Bell Laboratories, Lucent Technologies, February 2, 2000.
- [18] Web proforum tutorials, “ *International engineering consortium*”
- [19] T. Merker, N. Hahnenkamp et P. Meissner, “ *Comparison of PMD-compensation techniques at 10 Gbit/s using an optical first-order compensator and electrical transversal filter,*” Opt. Commun., vol. 183, pp. 135–141, Août 2000.
- [20] F. Buchali et H. Bulow, “ *Adaptive PMD compensation by electrical and optical techniques,*” J. Lightwave Technol., vol. 22, pp. 1116–1126, Avril 2004.
- [21] Aaron Deragon and Jeff Ferry, “ *Measuring and Compensating for PMD in High-Speed Optical Networks*”.
- [22] Ritu Gupta, “ *Compensation of Polarization Mode Dispersion*”, thesis Submitted towards the partial fulfillment of the requirements for the award of the degree of Master of Engineering in Electronics and Communication JUNE, 2004.
- [23] O. Leclerc, B. Lavigne, E. Balmeffre, P. Brindel, L. Pierre, D. Rouvillain, F. Segueineau, ‘ *All-optical signal regeneration: from first principles to a 40 Gbit/s system demonstration* ’ , CR . Physics 4, 2003, pp.163-173.
- [24] J. Leuthold, L. Möller, J. Jacques, S. Cabot, L. Zhang, P. Bernasconi, M. Capuzzo, L. Gomez, E. Laskowski, E. Chen, A. Wong-Foy, A. Griffin, “ *160 Gbit/s SOA all-optical wavelength converter and assessment of its regenerative properties*” , Electronics Letters, , vol. 40, no. 9, 2004.
- [25] G. Maxwell, R. McDougall, R. Harmon, M. Nield, L. Rivers, A. Poustie, F. Gunning, X. Yang, A.D. Ellis, R. Webb, R. Manning, ‘ *WDM enabled, 40 Gbit/s hybrid integrated all-optical regenerator*’ Communication conference ECOC PD 4.2.2 2005.
- [26] Benoît Clouet “ *Étude de la dispersion modale de polarisation dans les systèmes régénérés optiquement* ”, thèse de doctorat en sciences physiques 17 décembre 2007.
- [27] Fagotto, E. A. M., and Miranda. U. R. C. “ *Design of Four-wave Mixing Frequency-Shift-Free Amplitude Regenerators.*” Journal of Microwaves, Optoelectronics and Electromagnetic Applications., 2013.

- [28] Hnaung, S. S. 2014. “*Design and Implementation of 10 Gbps All Optical 2R Regenerator.*” International Journal of Scientific and Research Publications.
- [29] Gay, M. 2006. “*Theoretical and experimental study of the 2R Regeneration Impact in a Light Optical Transmission System.*” Ph.D. thesis, Rennes I University.
- [30] Simon, J. C., Bramerie, L., Ginovart, F., Roncin, V., Gay, M., Fève, S., Cren, E. L. E, and Charès, M. L. 2003. “*All Optical Regeneration Techniques.*” *Ann. Telecommunication* 58n°11-12 pp: 1859-1875.
- [31] Agrawal, G. P.. *Fiber-Optic Communication Systems*. 4th Edition, New York: John Wiley & Sons. 2010.
- [32] Rochette, M., Fu, L., Taeed, V., Moss, D. J., and Eggleton, B. J. “*2R Optical Regeneration: An All-optical Solution for BER Improvement.*” *IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics* vol 12 n°4; August 2006.
- [33] Provost, L., Finot, C., Petropoulos, P., Mukasa, K., and Richardson, D. 2007. “Design Scaling Rules for 2R-optical Selfphase Modulation-based Rgenerators.” *Optics Express* 15: 5100.
- [34] JINNO (M.), *JOURN. Lightwave Technol.*, 1994, 12, n° 9., pp.1648-1659.
- [35] KUBOTA (H.) *et al.*, *Electron. Lett.*, **29**, n° 20, pp. 1780-1782 (1993).
- [36] AUBIN (G.) *et al.*, *Electron. Lett.*, **32**, n° 24, pp. 188-189, 1996.
- [37] LECLERC (O.), *27th European Conference on Optical Communication (ECOC'01)*, Amsterdam, September 30- October 4, Tutorial TuM.1.1.
- [38] Jean-Claude SIMON, Laurent BRAMERIE, Frédéric GINOVART, Vincent RONCIN, Mathilde GAY, Sylvain FEVE*, Elodie LE CREN*, Marie-Laure CHARES “*All optical regeneration techniques*”, laboratoire d’Optronique, CNRS UMR 6082 ; TÉLÉCOMMUN., 58, n° 11-12, 2, 2003.
- [39] Weifeng Rong , “ Contrôle de polarisation pour la compensation de la dispersion modale de polarisation dans les transmissions optiques , thèse de doctorat 22 May 2006.
- [40] P.Humblet , “ On the bit error rate of lightwave system with optical amplifier ”, *journal of Lightwave Technologies* , vol 9 ,no 11 ,pp.1576-1582,1991.
- [41] L. Provost, C. Finot, K. Mukasa, P. Petropoulos, and D. J. Richardson, “Generalisation and experimental validation of design rules for selfphase modulation-based 2R-regenerators,” in *Proc. OFC*, 2007, PaperOThB6.



Conclusion Générale

Conclusion Générale

Les travaux entrepris au cours de cette thèse concernent la dispersion modale de polarisation dans les réseaux de télécommunications optiques. Ils nous ont permis tout d'abord de mieux comprendre les phénomènes de dispersion modale de polarisation dans le but d'apporter des solutions concrètes à l'aide de contrôleurs de polarisation, de compensateurs de dispersion, et de techniques de régénération toute optique.

En premier lieu nous nous sommes focalisés sur les causes physiques pouvant engendrer la PMD (la biréfringence et le couplage de mode). Ensuite on s'est intéressé aux méthodes de compensation, et les aux techniques de régénération optique.

Les résultats du chapitre II montrent l'influence de la dispersion modale de polarisation dans les liaisons optiques moyennes, et longues distances grâce aux outils de simulation Optisystem et Comsis. On a mis en évidence les paramètres qui influent sur les performances d'une liaison optique. Ces outils de simulation sont une aide à la conception non négligeable des systèmes haut débits. La PMD reste le facteur principal limitant la transmission sur les fibres monomodes. Les résultats de simulation du chapitre II montrent également que la PMD est un paramètre non négligeable dans les transmissions par fibre optique à 40 Gbits/s pour des longueurs supérieures à 400 km, et doit être impérativement intégrée dans les simulations des liaisons.

Un compensateur de PMD au premier ordre a été proposé en utilisant Simulink de Matlab pour les deux formats de modulation respectivement RZ et NRZ. La contribution d'un régénérateur 2R pour combattre le phénomène de la dispersion modale de polarisation a été également étudiée.

Les résultats du chapitre III montrent aussi que le compensateur avec le format RZ est plus tolérable qu'avec le format NRZ pour les grandes valeurs de la PMD autrement dit le DGD. Le format de modulation RZ permet d'atteindre un débit de 40 Gbit/s avec un DGD tolérable de 2.5 ps qui correspond à une distance de 2500km. Un régénérateur placé au milieu de la ligne de transmission permet de compenser la PMD dans les transmissions par fibres optiques.

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).

Les perspectives que nous envisagerons sont :

- ✓ La compensation de la PMD d'ordre supérieur (d'ordre 2 et plus)
- ✓ Effet de la régénération optique 2R en modulation croisée sur la PMD.
- ✓ Effet de la régénération optique 3R sur la PMD.

Liste des publications:

[1] MOKHDAR Amel and CHIKH-BLED Mohamed ,” *Study of Polarization Mode Dispersion in the Optical Digital Connection to High Bit Rate* ” , International journal of Computer Networking and Communication (IJCNC)Vol. 1, No. 1(August 2013) pp 1-11

[2] MOKHDAR Amel and CHIKH-BLED Mohamed ,” *Contribution to the study of 2r regenerators in optical transmission link into account the PMD*”, Journal of control science and engineering 1 (2015) 1-8 doi:10.17265/2328-2231/2015.01.001.

Conférences :

[1] A.MOKHDAR and M.CHIKH-BLED, “ effet de la polarisation de la lumière sur une liaison par fibre optique” International Conférence on Embedded System in Telecommunications and Instrumentation Annaba, Algeria , November ,05-07,2012.

[2] A.MOKHDAR and M.CHIKH-BLED, Effect of the polarization mode dispersion in a transmission link by optical fiber, 1er International Conference on software Engineering and New Technologies (ICSSENT’12).

[3] A.MOKHDAR and M.CHIKH-BLED, “simulation d’une liaison optique en tenant compte de la dispersion modale de polarisation“, Ecole polytechnique : la 8^{eme} conférence sur le Génie Electrique (CGE’08)

[4] A.MOKHDAR and M.CHIKH-BLED, “contribution à l’étude des régénérateur 2R dans une liaison de transmission optique en tenant compte de la PMD” , International Conférence Of Optics ICO 2013 .

[5] A.MOKHDAR and M.CHIKH-BLED, “ la dispersion modale de polarisation et la régénération optique », 1^{ere} JLTT ‘ 2014.

Résumé

La dispersion modale de polarisation (PMD) est un facteur qui limite le débit des transmissions optiques. Les effets des déformations des impulsions deviennent non négligeables à partir de 40 Gbit/s. La fibre présente certains défauts de fabrication (cœur de forme elliptique) ou bien des contraintes résiduelles qui rendent le milieu de propagation anisotrope. La 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 la bande passante.

Dans ce travail, nous nous sommes focalisés plus particulièrement sur l'étude des effets de la PMD dans les liaisons optiques à haut débit. Les résultats présentés sont issus d'une liaison constituée d'une fibre monomodes standard (SMF) correspondant à la spécification ITU-G.652 utilisées dans les réseaux de transmission longue distance. Nous avons mis en œuvre un compensateur de PMD au premier ordre pour les deux formats de modulation NRZ et RZ. Le format RZ est meilleur, et plus tolérable que le format NRZ. Il peut atteindre un DGD de 2.5ps qui correspond à une distance de 2500 km pour un débit de 40 Gbit/s. Un régénérateur placé à l'intérieur de la ligne de transmission permet de compenser la PMD dans les transmissions longue distance par fibres optiques.

Ce travail de thèse ouvre la voie pour développer une architecture permettant de compenser la PMD par traitement numérique du signal, ou bien par la technique de régénération optique. L'idée sous jacente est de remplacer une technologie coûteuse (composants optique) par une architecture numérique à faible coût, et plus universelle. Les travaux en cours sur la compensation de la PMD par voie électronique, et les systèmes régénérés optiquement sont encourageants, et semblent très prometteurs à court terme.

Mots Clés : fibre optique, anisotropie, dispersion modale de polarisation (PMD), compensateur de dispersion modale de polarisation, régénération optique, matrice de Jones, contrôleur de polarisation.

Abstract

The polarization mode dispersion (PMD) is a factor that limits the bit rate of optical transmission. The effects of deformations of pulses become significant from 40 Gbit / s. The fiber has some manufacturing defects (heart elliptical) or residual stresses that make the anisotropic propagation medium. PMD is a phenomenon that is due to the optical anisotropy appears making a fast axis and a slow axis. Unlike other types of dispersion in the fiber, the PMD varies very quickly, and in a dynamic way and results in a limitation of bandwidth.

In this work, we focused specifically on the study of the effects of PMD in high speed optical links. The results presented are from a link consists of a standard single mode fiber (SMF) corresponding to the ITU-G.652 specification used in long distance transmission networks. We have implemented a PMD compensator in the first order for both NRZ and RZ modulation formats. The RZ format is better and more tolerable than the NRZ format. It can reach a DGD of 2.5ps which corresponds to a distance of 2500 km for a bit rate of 40 Gbit / s. A regenerator positioned within the transmission line is used to compensate PMD in long distance optical fiber transmission.

This work opens the way to develop architecture to compensate PMD by digital signal processing, or by the technique of optical regeneration. The underlying idea is to replace expensive technology (optical components) through a digital architecture at low cost, and more universal. Ongoing work on compensation of

PMD electronically and optically regenerated systems are encouraging and seem very promising in the short term.

Keywords: optical fiber, anisotropy, polarization mode dispersion (PMD) compensator Polarization mode dispersion, optical regeneration, Jones matrix, polarization controller.

ملخص

التشتت في شكل الاستقطاب (PMD) هو عامل يحدد سرعة النوافل البصرية. إن تأثيرات تشوه الدبذبات يصبح غير مهملة ابتداء من أربعين جيفا بايت في الثانية. إن بعض العيوب الموجودة في الليف البصري أثناء الصنع (قلب على شكل بيضاوي) أو ضغوط مسبقة ترجع وسط الانتشار متباين الخواص. التشتت في شكل الاستقطاب (PMD) هو مشكلة ناتجة عن التباين في الخواص الضوئية و بالتالي ظهور محور سريع و محور بطيء. على عكس الأنواع الأخرى للتشتت الموجودة في الليف البصري , إن التشتت في شكل الاستقطاب يتغير بسرعة كبيرة و بطريقة ديناميكية و هذا الأخير يترجم بتحديد الشريط المار.

في هذا العمل نركز خصوصا على دراسة تأثير التشتت في شكل الاستقطاب (PMD) المتواجد في النوافل البصرية ذو تدفق معلومات كبير. تبين النتائج المقدمة من خط ناقل مكون من ليف بصري أحادي النمط الذي يوافق الخاصية ITU-G.652 المستعملة في شبكات النقل ذات مسافات طويلة . قمنا بتنفيذ معدل التشتت في شكل الاستقطاب من الدرجة الاولى لكل من حالات التعديل الرجوع و عدم الرجوع الى الصفر . إن شكل الرجوع الى الصفر هو افضل و اكثر قبولا من شكل عدم الرجوع الى الصفر , حيث يمكن أن نصل الى تأخر بين الحالات الأساسية ب 2.5 بيكو ثانية الذي يتطابق مع مسافة 2500 كم بمعدل تدفق 40 جيفابايت على الثانية . ان وضع اعادة مولد داخل ناقل المعلومات يسمح بتعديل التشتت في شكل الاستقطاب المتواجد في الليف البصري لمسافات طويلة .

العمل المقترح في هذه الاطروحة تفتح الباب من اجل تطوير تصميم يسمح بتعديل التشتت في شكل الاستقطاب بمعالجة رقمية للإشارة. ان الفكرة الاساسية تتمركز على تعويض مكونات بصرية بتكنولوجيا مكلفة و باهظة الثمن بتصميمات رقمية منخفضة التكلفة وذات جودة عالمية . ان الاعمال التي هي في طريق الانجاز لتعديل التشتت في شكل الاستقطاب بطريقة إلكترونية او بنظم بصرية مشجعة و واعدة في المدى القصير

كلمات البحث

الألياف البصرية ، تباين ، تشتت في شكل الاستقطاب ، معدل في شكل الاستقطاب ، اعادة مولد بصري، مصفوفة جونز ، تحكم في الاستقطاب