



HAL
open science

Contribution au développement d'un prototype de superviseur de performance optique

Mervin Obeegadoo

► **To cite this version:**

Mervin Obeegadoo. Contribution au développement d'un prototype de superviseur de performance optique. Optique / photonique. Télécom Bretagne, Université de Bretagne-Sud, 2012. Français. NNT: . tel-00719666

HAL Id: tel-00719666

<https://theses.hal.science/tel-00719666v1>

Submitted on 20 Jul 2012

HAL is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.

Sous le sceau de l'Université européenne de Bretagne

Télécom Bretagne

En habilitation conjointe avec l'Université de Bretagne-Sud

Ecole Doctorale – sicma

Contribution au développement d'un prototype de superviseur de performance optique

Thèse de Doctorat

Mention : STIC

Présentée par **Mervin Obeegadoo**

Département : Optique

Directeur de thèse : Ammar Sharaiha

Soutenue le 12 janvier 2012

Jury :

M. Didier Erasme, Enseignant-Chercheur, Télécom Paris Tech, Paris (Rapporteur)
M. Thierry Zami, Ingénieur, Alcatel-Lucent, Nozay (Rapporteur)
M. Ammar Sharaiha, Professeur, Ecole Nationale d'Ingénieurs de Brest, Brest (Directeur de thèse)
M. Emmanuel Boutillon, Professeur, Université de Bretagne Sud, Lorient (Examinateur)
M. Jean-Pierre Vilcot, Directeur de recherche CNRS, Institut d'Electronique, de Microélectronique et de Nanotechnologie, Lille (Examinateur)
Mme Tatiana Loukina, Enseignante-Chercheuse, Perdyn, Brest (Examinatrice)
M. Philippe Gravey, Enseignant-Chercheur, Télécom Bretagne, Brest (Invité)

Remerciements

C'est une habitude dans tout manuscrit de thèse de remercier tous ceux qui, plus ou moins directement, ont contribué à la réalisation d'un tel travail. Sans tomber dans les banalités coutumières, j'aimerai, avec un vif enthousiasme, rendre mérite et hommage à tous ceux qui m'ont apporté leur aide durant ce projet de thèse.

Je tiens tout d'abord à remercier le professeur Jean Louis De Bougrenet de la Tocnaye pour m'avoir accueilli au sein du Département Optique de Telecom Bretagne. J'exprime ma profonde reconnaissance à mes encadrants, M. Philippe Gravey et Dr. Tatiana Loukina. Je ne leur remercierai jamais assez pour leur aide, leur patience et leur disponibilité. Leur clairvoyance sur les différents verrous rencontrés, leurs précieux conseils et leur rigueur ont largement contribué à l'aboutissement de cette thèse. Leur sens relationnel fort apprécié fait que ce fut une expérience très riche non seulement sur le plan académique et professionnel mais également sur le plan humain. J'adresse mes remerciements également à mon directeur de thèse, le professeur Ammar Sharaiha pour sa disponibilité, son encouragement et sa grande qualité humaine.

Je tiens à remercier mes rapporteurs M. Thierry Zami et le professeur Didier Erasmé pour les différents échanges et de l'intérêt qu'ils ont porté à cette thèse. Merci également aux autres membres du jury d'avoir accepté de juger ce travail : le professeur Emmanuel Boutillon en tant que président du jury et M. Jean-Pierre Vilcot.

Durant mes quatre années de thèse, j'ai pu entretenir des rapports vraiment cordiaux et amicaux avec les collègues du Département Optique. En mémoire du mémorable, je tiens à saluer :

Michel Morvan pour sa bonne humeur et la sagacité de ses anecdotes, notamment celle sur "l'emprunt d'état", mon "daron" Bruno Fracasso à qui j'ai promis de tutoyer à la fin de la thèse, Laurent Dupont pour sa disponibilité et les explications sur la polarisation, Nicole Wolffer pour sa gentillesse légendaire, Marie-Laure Moulinard pour son soutien et le prêt de matériel optique, Kevin Heggarty pour les discussions sur le foot anglais et le voyage inoubliable à Cambridge, le flegmatique Bruno Vinouze dont les salutations commençant toujours par "comment ça va jeune homme ?" font toujours plaisir et Olivier Castany pour les échanges intéressants sur la Sphère de Poincaré.

Mon grand ami Bernard Della pour sa joie de vivre et son humilité sans égale, Jean-Pierre Clère pour son aide précieuse pour la fabrication de pièces mécaniques, Frédéric Lucarz pour être toujours disponible pour la résolution de problèmes informatiques et Anne-Catherine Cariou et Jennifer Romer pour toutes les démarches administratives.

Mes colocataires et confrères Kedar et Damien envers lesquels les mots me manquent pour exprimer toute mon estime, Hani et Aurélie pour leur générosité unique, Vinicius et Bogdan pour leur bonne humeur perpétuelle, Charbel pour son énergie débordante, Lida pour son amitié et les discussions intéressantes sur les réseaux de télécommunications optiques sans

oublier mes collègues de bureau, Hou Bo, Nolwenn et Emilie et les baroudeurs Antoine et Nicolas lors de nos virées nocturnes.

Mes remerciements vont également à tous mes amis qui m'ont soutenu durant cette période et dont la question récurrente "quand est-ce que tu soutiens ta thèse ?", bien qu'angoissante à la longue, m'encourageait davantage à ne pas lâcher prise.

"Last but not least", J'exprime toute ma gratitude envers mes parents auxquels je dois TOUT.

Résumé

L'évolution de la nouvelle génération des réseaux optiques vers les réseaux transparents va apporter une flexibilité supplémentaire de la couche physique avec l'adjonction de composants tels que les ROADMs (Reconfigurable Add-Drop Multiplexer) et les brasseurs tout optiques. Toutefois, la transparence implique la suppression de nombreuses conversions optique/électrique lors de la transmission d'un canal. Par conséquent, il devient plus difficile de contrôler directement la qualité des signaux numériques en des points intermédiaires du trajet. Pour pallier à ce problème, une solution consiste à recourir aux techniques de surveillance des performances optiques (OPM : Optical Performance Monitoring) qui permettent d'évaluer les caractéristiques des canaux optiques en mesurant certains de leurs paramètres physiques sans mesurer la qualité des signaux numériques transmis par ces canaux. On se focalisera essentiellement sur la mesure du rapport signal à bruit optique (OSNR : Optical Signal-to-Noise Ratio) qui est un paramètre clé dans l'estimation du taux d'erreur binaire. Ce paramètre est mesuré de manière classique par une méthode hors-bande basée sur la méthode d'interpolation linéaire ou le bruit au sein du canal est estimé à partir du niveau de bruit présent de part et d'autre du canal en question. Cependant, cette méthode présente des limitations dans le cas de réseaux de nouvelle génération à base de ROADMs où les canaux subissent un filtrage étroit. Pour pallier à ce problème, une solution est d'effectuer une mesure intra-bande de l'OSNR consistant à évaluer le bruit au sein même du canal. Pour ce faire, une technique d'annulation de polarisation est appliquée à un prototype OPM qui a été conçu au laboratoire. Les résultats obtenus sont très intéressants : le prototype comporte un seul bras de détection et permet une mesure en parallèle de l'OSNR intra-bande d'un ensemble de canaux avec une précision de l'ordre de 0,5 dB pour un temps de mesure de 34 s. Avec des composants plus performants, il est envisageable de ramener ce temps de mesure de l'ordre de quelques secondes. Une modélisation de la mesure de l'OSNR intra-bande à partir de la technique d'annulation de polarisation permet d'établir une relation entre la précision et le temps de mesure dans l'hypothèse d'un balayage uniforme des états de polarisation d'un signal. Cette modélisation a permis de démontrer que le contrôleur de polarisation utilisé dans les expériences était loin d'être à balayage uniforme mais permet néanmoins d'établir une limite inférieure du temps de mesure pour une précision donnée.

Mots clés : OPM, OSNR, ROADM, méthode d'interpolation linéaire, mesure hors-bande, mesure intra-bande, méthode d'annulation de polarisation, état de polarisation.

Abstract

The trend in the evolution of optical networks is to evolve towards transparent networks. This transparency will bring additional flexibility to the optical layer with the use of components like Reconfigurable Optical Add-Drop Multiplexers (ROADM) and all-optical cross connects. These components will in turn enable the suppression of costly and energy-consuming opto-electrical conversions which are carried out at electrical nodes. On the downside, it becomes more difficult to monitor the quality of digital signals at intermediate points along the transmission links. A potential solution to this problem is to carry out Optical Performance Monitoring (OPM) of the optical channels whereby the optical characteristics are measured in order to estimate indirectly the quality of the digital signals. This thesis is basically devoted to the measurement of the Optical Signal-to-Noise Ratio (OSNR) which is a key parameter in the estimation of the Bit Error Rate (BER). The OSNR is conventionally measured by an out-of-band technique which is based on a linear interpolation method whereby the noise within an optical channel is estimated by the noise levels present in its immediate vicinity. However, this method is flawed in ROADM-based networks where optical channels experience narrow filtering. To overcome this problem, one interesting solution is to use an in-band method to evaluate directly the noise within the channel. A polarization-nulling method is applied to an OPM prototype to carry out in-band measurements of the OSNR. Interesting results were obtained : the OPM prototype uses a single array of photodetectors which enables parallel in-band measurement of the OSNR of WDM channels. A precision of around 0,5 dB with a measurement time of 34 s was attained. It is feasible to reduce the latter to within a few seconds with faster equipment. A simple model based on the polarization-nulling method used for the in-band OSNR measurement is made to establish a relationship between the measurement time and precision in the case of a polarization controller performing a uniform scanning of the States Of Polarization (SOP). This model showed that the polarization controller used in our experiments was far from conducting a uniform scanning of the signals SOP. Nonetheless, a minimum measurement time with respect to a specific precision of the OSNR values can be derived.

Key Words : OPM, OSNR, ROADM, linear interpolation method, out-of-band method, in-band method, polarization-nulling method, state of polarization.

Table des matières

Introduction.....	1
Chapitre 1 : Supervision des performances des réseaux optiques (OPM).....	5
1.1. Historique des télécommunications	5
1.2. Évolution du réseau optique : Du réseau opaque vers un réseau transparent	8
1.3. Évolution du réseau optique : Des systèmes WDM point-à-point vers une couche optique.....	9
1.4. Gestion de réseau	14
1.4.1. Les fonctions de gestion des réseaux	14
1.4.2. Les protocoles de gestion.....	16
1.5. Supervision du réseau optique, gestion des défaillances.....	17
1.5.1. Mesure du BER.....	18
1.5.2. Supervision des performances optiques (OPM).....	19
1.5.3. Les défaillances et les dégradations	21
1.5.3.1. Les défauts de composants	21
1.5.3.2. Les défauts de transmission.....	22
1.5.4. Les paramètres à superviser dans un réseau optique.....	22
1.5.5. Les différents équipements de surveillance optique.....	25
1.6. Conclusion	27
Chapitre 2 : Mesure du paramètre OSNR	29
2.1. Définition	29
2.2. Méthodes de mesure de l'OSNR	30
2.2.1. Méthodes hors-bande	31
2.2.1.1. Méthode de l'interpolation linéaire	31
2.2.1.2. Méthode des "épaules"	32
2.2.1.3. Méthode utilisant les tons pilotes	33
2.2.1.4. Méthode utilisant le multiplexage de sous-porteuses	34
2.2.2. Techniques de mesure intra-bande de l'OSNR.....	35
2.2.2.1. Mesure d'OSNR à partir du bruit de battement	35
2.2.2.2. Mesure d'OSNR à partir des bruits de battement non-corrélés.....	37
2.2.2.3. Mesure d'OSNR basée sur la technique de découpage spectral numérique.....	38
2.2.2.4. Méthode homodyne	40
2.2.2.5. Analyse du spectre RF à la demi-fréquence de l'horloge.....	41
2.2.2.6. Technique hétérodyne utilisant la propriété de l'orthogonalité de polarisation	42
2.2.2.7. Principe de la méthode de diversité de polarisation	44
2.2.2.8. Les méthodes de diversité de polarisation	45
2.2.2.9. Récapitulatif des mesures d'OSNR intra-bande.....	52

2.3. Conclusion	54
Chapitre 3 : Description du prototype OPM	57
3.1. Présentation du prototype OPM	57
3.1.1. Spécifications du prototype OPM	58
3.1.2. Structure du prototype OPM	59
3.1.3. Optimisation du design de l'OPM	60
Pour la configuration décrite ci-dessus, la résolution spatiale du démonstrateur est de l'ordre de 0,2nm (25 GHz).	64
3.1.4. Principe de fonctionnement de la caméra linéaire.....	64
3.1.5. Environnement logiciel LabVIEW™	65
3.1.6. Reconstruction du profil.....	67
3.1.7. Résultats obtenus avant début des travaux de thèse	67
3.2. Application de la méthode de diversité de polarisation au prototype OPM	68
3.3. Conclusion	70
Chapitre 4 : Modélisation de la méthode de diversité de polarisation.....	71
4.1. Impact du SOP sur la précision de mesure de l'OSNR.....	71
4.2. Borne inférieure du temps de mesure de l'OSNR	76
4.3. Étude de structures simples de Contrôleurs de polarisation.....	77
4.3.1. Contrôleur de polarisation constitué de quatre lames quart d'onde	79
4.3.1.1. Expressions analytiques.....	79
4.3.1.2. Simulations numériques avec un temps d'acquisition négligeable	80
4.3.1.3. Influence du temps d'acquisition	85
4.3.2. Contrôleur de polarisation constitué d'une lame quart d'onde et d'une lame demi-onde.....	88
4.3.2.1. Expressions analytiques.....	89
4.3.2.2. Simulations numériques	91
4.4. Conclusion	98
Chapitre 5 : Mesure de l'OSNR intra-bande – Etude expérimentale.....	101
5.1. Contexte	101
5.2. Relation entre $OSNR_{OPM}$ et $OSNR_{0,1\text{ nm}}$	102
5.2.1. Spectres des canaux centrés par rapport aux pixels	103
5.2.2. Spectres des canaux décentrés par rapport aux pixels.....	106
5.3. Validation de la méthode en mode manuel	108
5.3.1. Mesure mono-canal.....	108
5.3.2. Cas d'un multiplex WDM avec différents niveaux de bruit	109
5.4. Acquisition automatique de l'OSNR intra-bande	111
5.4.1. Précision de mesure en fonction de la vitesse de balayage du contrôleur de polarisation	111
5.4.2. Précision de mesure en fonction du nombre d'acquisitions.....	114
5.4.3. Validation avec un multiplex WDM.....	114

5.5. Reconstruction du profil.....	115
5.6. Discussion.....	118
5.7. Perspectives.....	120
Chapitre 6 : Prise en compte des évolutions des formats de modulation	121
6.1. Impact du format de modulation sur le fonctionnement du prototype OPM.....	121
6.2. Adaptation de la résolution du prototype OPM au format de modulation	123
6.2.1 Comportement de l'OPM en fonction de canaux à spectre large.....	123
6.2.2. Dégradation physique de la résolution du prototype OPM par insertion d'un diaphragme	127
6.3. Perspectives.....	129
Chapitre 7. Conclusion et perspectives	131
7.1. Conclusion	131
7.2. Perspectives.....	133
Annexe 1 : Reconstruction de canaux	135
A1.1. Implémentation d'un algorithme de reconstruction individuelle	135
A1.2. Implémentation d'un algorithme de reconstruction collective	137
Annexe 2 : Relation entre position sur la sphère de Poincaré et contraste d'un contrôleur de polarisation.....	141
Annexe 3 : Formats de modulation	145
Annexe 4 : Mesures d'OSNR intra-bande - codes Matlab et LabVIEW™	149
A4.1. Codes Matlab pour ensemble d'un contrôleur de polarisation à base de quatre lames quart d'onde et d'un polariseur linéaire.....	149
A4.2. Codes Matlab pour ensemble d'un contrôleur de polarisation à base d'une lame quart d'onde et d'une lame demi-onde et d'un polariseur linéaire.....	151
A4.3 Codes LabVIEW™ pour la mesure de l'OSNR intra-bande	153
Bibliographie	157

Liste de figures et tableaux

Figure 1 : Interconnexion des liaisons WDM point à point par des brasseurs électroniques dans les réseaux de transport classiques.	10
Figure 2 : Réseaux WDM reconfigurables et dynamiques s'appuyant sur la notion de couche optique.	10
Figure 3 : Positionnement de la couche optique par rapport à la couche physique.	11
Figure 4 : Standardisation de la couche optique sur trois couches et subdivision de la couche Och en trois sous-couches.	12
Figure 5 : Représentation des différentes sous-couches de la couche optique.	12
Figure 6 : Évolution de l'encapsulation des données des réseaux IP jusqu'à la couche optique D(WDM).	13
Figure 7 : Vue d'ensemble de la gestion de réseau d'un réseau optique.	16
Figure 8 : Hiérarchisation de la supervision du réseau optique.	18
Figure 9 : Mesure de BER dans les réseaux optiques opaques.	18
Figure 10 : Position des dispositifs d'OPM dans le réseau optique.	20
Figure 11 : Utilisation d'un canal optique de supervision pour faire remonter les données recueillies par les moniteurs d'OPM vers le gestionnaire de réseau.	20
Figure 12 : Localisation d'une défaillance avec suppression des alarmes résiduelles dans le réseau.	21
Figure 13 : Différents paramètres mesurés par les moniteurs d'OPM que ce soit dans le commerce ou dans le domaine expérimental.	26
Figure 14 : Description de la méthode d'interpolation linéaire.	31
Figure 15 : Sous-estimation du niveau d'OSNR avec la méthode d'interpolation linéaire.	31
Figure 16 : Surestimation de l'OSNR par la méthode d'interpolation linéaire.	32
Figure 17 : Description de la méthode des "épaules" pour la mesure de l'OSNR.	32
Figure 18 : Spectres des signaux NRZ modulés à 10 Gbit/s (a) et à 40 Gbit/s (b) dans un réseau ROADM [83].	33
Figure 19 : Utilisation de ton pilote pour la mesure d'OSNR [84].	33
Figure 20 : Montage expérimental pour la mesure de l'OSNR avec la technique de multiplexage de sous-porteuses [88] avec un filtre accordable (FA) et un photodétecteur (PhD).	35
Figure 21 : Principe de mesure d'OSNR à partir du bruit de battement 36	36
Figure 22 : Schéma du montage pour la mesure d'OSNR à partir du bruit de battement non-corrélé.	37
Figure 23 : Principe de la technique du découpage spectral numérique. (TFD – Transformée de Fourier Discrète, CAN – Convertisseur Analogique Numérique,	38
Figure 24 : TFD du signal électrique numérisé et découpage de tranches égales du spectre.	39
Figure 25 : Diagramme de dispersion de l'amplitude des composantes spectrales pour un OSNR donné 39	39
Figure 26 : Distribution des valeurs du centre de masse (CoM) des diagrammes de dispersion pour différentes valeurs d'OSNR comprises entre 9 et 30 dB/0,1 nm [93].	40
Figure 27 : Principe de la méthode homodyne pour la mesure intra-bande de l'OSNR.	40
Figure 28 : Principe de la mesure intra-bande de l'OSNR à partir de l'analyse du spectre RF à la demi-fréquence de l'horloge.	41
Figure 29 : Diagrammes de constellation pour des fréquences d'oscillateur local de 3,74 GHz (a) et de 5 GHz équivalant à la demi-fréquence de l'horloge (b) [95].	42
Figure 30 : Principe de la mesure intra-bande de l'OSNR par le mélange hétérodyne de composantes spectrales du signal polarisées orthogonalement.	43
Figure 31 : Principe de la méthode de diversité de polarisation.	44
Figure 32 : Méthode de diversité de polarisation avec rotation d'un couple de lame quart d'onde et d'un polariseur linéaire.	45
Figure 33 : Association de la technique de diversité de polarisation à la mesure des bruits de battement pour l'évaluation intra-bande de l'OSNR.	46
Figure 34 : Méthode de diversité de polarisation modifiée avec cube séparateur de polarisation et trois photodétecteurs.	47

Figure 35 : Association d'un filtre passe-bande étroit et décentré par rapport au signal utile à la méthode de diversité de polarisation.	48
Figure 36 : Association de l'algorithme du simplexe à la méthode de diversité de polarisation pour la mesure intra-bande de l'OSNR.	50
Figure 37 : Utilisation d'un OSA double port pour la mesure intra-bande de l'OSNR par la méthode de diversité de polarisation.	51
Figure 38 : Éléments principaux constitutifs des moniteurs d'OPM.	57
Figure 39 : Schéma descriptif du prototype OPM.	59
Figure 40 : Évolution de la taille du faisceau lors de sa propagation.	61
Figure 41 : Variation de la taille du faisceau diffracté ($2\omega_{f1,x}$) dans le plan de la lentille L_2 selon le rapport des angles α et β	62
Figure 42 : Espace total occupé sur la barrette de photodiodes par les longueurs d'onde couvrant la bande C. ..	63
Figure 43 : Entrelacement des deux voies pour la reconstitution du signal.	64
Figure 44 : Diagramme des différentes transitions possibles entre les modes de fonctionnement du logiciel.	66
Figure 45 : Modification du prototype d'OPM pour la mesure d'OSNR intra-bande par la méthode de diversité de polarisation.	69
Figure 46 : Sphère de Poincaré représentant les calottes sphériques dans lesquelles doivent se trouver les SOP du signal pour avoir une précision donnée sur la mesure de l'OSNR.	72
Figure 47 : Relation entre Δ_{OSNR} et C pour $\eta = 10^4$	74
Figure 48 : Variations de Δ_{OSNR} en fonction de C_{max} et de C_{min}	76
Figure 49 : Surfaces des calottes sphériques définissant ζ_{min} et ζ_{max}	77
Figure 50 : Association de quatre lames quart d'onde et un polariseur linéaire.	79
Figure 51 : Variation de l'intensité du signal en sortie du PL pour une polarisation en entrée du CP : $E = [0, 1]$	80
Figure 52 : Variation du SOP du signal selon différents états de polarisation en entrée du CP.	81
Figure 53 : Evolution du contraste minimum en fonction de l'angle du PL avec l'axe y pour $\omega_1 = 2\pi$, $\omega_2 = 0,56\omega_1$, $\omega_3 = 0,36\omega_1$ et $\omega_4 = 0,30\omega_1$, les quatre lames étant initialement alignées avec l'axe y.	84
Figure 54 : Valeurs de C_{min} et de C_{max} pour la mesure de l'OSNR intra-bande pour les mêmes vitesses angulaires des lames suivant différents SOP initiaux : $\psi = \pi/8$ (a) et $\psi = \pi/4$ (b).	85
Figure 55 : Valeurs de C_{min} atteintes avec une détection toutes les 1 ms (a) et 17 ms (b).	86
Figure 56 : Rallongement du temps de mesure pour l'obtention de meilleurs contrastes avec une détection toutes les 17 ms.	87
Figure 57 : Association d'une lame quart d'onde et d'une lame demi-onde à un polariseur linéaire.	89
Figure 58 : Pires valeurs de C_{min} en fonction du rapport des vitesses ω_2/ω_1 sur un ensemble de 81 SOP et avec un pas de discrétisation de $10 \mu s$	92
Figure 59 : Pires valeurs de C_{min} sur un ensemble de 81 SOP en fonction de ω_2/ω_1 pour différents pas de discrétisation.	92
Figure 60 : Influence d'une petite variation du rapport ω_2/ω_1 sur la pire valeur du contraste C_{min} ($\omega_2/\omega_1 = 4,7 + \epsilon$). Les étoiles bleues représentent la valeur de C_{min} obtenue pour le même SOP qui donne la pire valeur de C_{min} pour $\epsilon = 0$; les disques rouges représentent la pire valeur de C_{min} , prise.	93
Figure 61 : Exemple d'évolution du contraste, sur une durée de 5s, pour un SOP initial donné, lorsque $\omega_2/\omega_1 = 4,7$ (gauche) et $\omega_2/\omega_1 = 4,71$ (droite).	94
Figure 62 : Exemple d'évolution du contraste, sur une durée de 5s, pour un SOP initial donné, lorsque $\omega_2/\omega_1 = 4,7$ et $\omega_2/\omega_1 = 4,701$	94
Figure 63 : Pires valeurs de C_{min} en fonction du rapport des vitesses ω_1/ω_2 sur un ensemble de 81 SOP et avec un pas de discrétisation de 10^{-5} s.	95
Figure 64 : Pires valeurs de C_{min} sur un ensemble de 81 SOP en fonction de ω_1/ω_2 pour différents pas de discrétisation.	95
Figure 65 : Influence d'une petite variation du rapport ω_1/ω_2 sur la pire valeur du contraste C_{min} ($\omega_1/\omega_2 = 4,7 + \epsilon$). Les étoiles bleues représentent la valeur de C_{min} obtenue pour le même SOP qui donne la pire valeur de C_{min} pour $\epsilon = 0$; les disques rouges représentent la pire valeur de C_{min} , prise.	96

Figure 66 : Evolution du contraste, sur une durée de 5s, pour le un SOP initial donné, lorsque $\omega_2/\omega_1 = 4,7$ pour un CP à rotation infinie (gauche) et pour CP à rotation alternée (droite).....	97
Figure 67 : Evolution du contraste minimum en fonction de l'angle du PL avec l'axe y pour $\omega_2/\omega_1 = 4,7$, les deux lames étant initialement alignées avec l'axe y, pour une rotation indéfinie (gauche) et alternée (droite) des lames.	98
Figure 68 : Montage expérimental pour l'évaluation de la correspondance entre $OSNR_{OPM}$ et $OSNR_{0,1\text{ nm}}$	105
Figure 69 : Valeurs d'OSNR mesurées avec l'OPM et leur équivalence sur la bande spectrale de 0,1 nm.	105
Figure 70 : Spot du signal centré sur un pixel (a), sur deux pixels (b) et entre deux pixels (c) et tension mesurée sur les pixels pour ces trois cas de figure.	106
Figure 71 : Mesures de l'OSNR intra-bande avec l'application de la méthode d'annulation de polarisation.	109
Figure 72 : Montage pour émuler les mesures de l'OSNR intra-bande dans les réseaux à base de ROADM.	109
Figure 73 : Histogramme des valeurs mesurées de l'OSNR intra-bande et hors-bande pour une résolution de 0,1 nm en comparaison aux valeurs d'OSNR de référence.	110
Figure 74 : Procédure d'automatisation de la mesure intra-bande de l'OSNR avec l'OPM.	111
Figure 75 : Position des lames en fonction du temps pour la vitesse de balayage SR_1 du CP.	112
Figure 76 : Vitesses des lames normalisées par rapport à la lame 1 pour les différentes SR du CP.	112
Figure 77 : $\Delta OSNR$ en fonction des différentes SR du CP.	113
Figure 78 : $\Delta OSNR$ en fonction du nombre d'acquisitions N pendant une séquence de balayage des SOP de la tension du pixel sur lequel le spot est centré (pour chaque valeur de N, la mesure est répétée 10 fois).	114
Figure 79 : $\Delta OSNR$ pour un peigne de 8 canaux pour trois valeurs d'OSNR.	115
Figure 80 : Profil des tensions mesurées pour un canal centré respectivement sur un pixel,	116
Figure 81: Approche trigonométrique pour déterminer V_{max}	116
Figure 82 : Réévaluation de l'amplitude d'un signal décentré à partir de l'approximation aux moindres carrés.	118
Figure 83 : Réponses du prototype OPM à un signal à 10 Gbit/s modulé en NRZ (trait plein) et à une raie monochromatique (pointillés).	122
Figure 84 : Réponses du prototype OPM à un signal à 40 Gbit/s modulé en NRZ (trait plein) et à une raie monochromatique (pointillés) (gauche) et ajustement du signal à 40 Gbit/s modulé en NRZ.....	122
Figure 85 : Représentations sur une bande de 200 GHz des densités spectrales de puissance du signal à 40 Gbit/S modulé au format NRZ, CSRZ, DQPSK et PSBT (mesurée avec un OSA dont la résolution est négligeable devant la largeur du spectre modulé).	124
Figure 86 : Représentations sur une bande de 200 GHz des réponses du prototype OPM aux signaux modulés à 40 Gbit/s en NRZ, en CSRZ, en DQPSK et en PSBT (unités arbitraires).	124
Figure 87 : Spectres bruts de canaux modulés à 40 Gbit/s au format NRZ affichés par l'OPM.	125
Figure 88 : Spectres reconstruits de canaux modulés à 40 Gbit/s au format NRZ affichés par l'OPM.	125
Figure 89 : Spectres bruts de canaux modulés à 40 Gbit/s au format CSRZ affichés par l'OPM.	125
Figure 90 : Spectres reconstruits de canaux modulés à 40 Gbit/s au format CSRZ affichés par l'OPM.	126
Figure 91 : Spectres reconstruits de canaux modulés à 40 Gbit/s au format RZ-33 affichés par l'OPM.	126
Figure 92 : Zoom sur une partie des spectres reconstruits de canaux modulés à 40 Gbit/s au format RZ-33 affichés par l'OPM.	126
Figure 93 : Insertion du diaphragme dans la région du faisceau collimaté du prototype d'OPM.	127
Figure 94 : Spectre brut de deux canaux RZ-33 simulés avant insertion du diaphragme.	128
Figure 95 : Spectre brut des deux canaux RZ-33 simulés après insertion du diaphragme.	128
Figure 96 : Spectre brut de quatre canaux CSRZ simulés avant insertion du diaphragme.....	128
Figure 97 : Spectre brut des quatre canaux CSRZ simulés après insertion du diaphragme.	129

Tableau 1 : Comparaison entre les différentes méthodes de mesure d'OSNR intra-bande.	53
Tableau 2 : Comparaison avec les différentes méthodes de mesure d'OSNR intra-bande utilisant la technique de diversité de polarisation.	54
Tableau 3 : Taille de spot sur la barrette de photodiodes.	64
Tableau 4 : Valeurs extrêmes des puissances minimales et maximales obtenues en sortie du PL pour différents SOP en entrée du CP pour un temps de mesure de 50 s.	82
Tableau 5 : Nombre de SOP détectés dans les calottes sphériques de la sphère de Poincaré définies par $C_{\min} = C_{\max} = 29,28$ dB lors du balayage de la polarisation du signal par le CP sur une durée de 50 s.	83
Tableau 6 : Valeurs de N_{\min} et de N_{\max} pour $C_{\min} = 29,28$ dB et $C_{\max} = 16,65$ dB.	84
Tableau 7 : Valeurs de C_{\min} obtenues selon la relation (72) pour un pas de discrétisation donné sur un temps de mesure de 50 s et les pires valeurs de C_{\min} correspondantes obtenues par simulation sur un ensemble de 81 SOP.	87
Tableau 8 : Expressions liant $OSNR_{OPM}$ à $OSNR_{0,1\text{ nm}}$ selon différentes longueurs d'onde du signal sur la barrette.	105
Tableau 9 : Évaluation de la précision sur la mesure intra-bande de l'OSNR.	109
Tableau 10 : Erreur sur les mesures intra-bande et hors-bande de l'OSNR.	110
Tableau 11 : Vitesse angulaire de la lame 1 suivant la vitesse de balayage du CP.	113

Glossaire

ASE	<i>Amplified Spontaneous Emission</i> ou émission spontanée amplifiée
ATM	<i>Asynchronous Transfer Mode</i> ou mode de transfert asynchrone
AWG	<i>Arrayed Waveguide Grating</i> ou réseau de guide d'onde
BBS	<i>BroadBand Source</i> ou source large bande
BDI	Backward Defect Indicator
BER	<i>Bit Error Rate</i> ou taux d'erreur binaire
BERT	<i>Bit Error Rate Tester</i> ou mesurer de BER
CAN	Convertisseur Analogique Numérique
CMIP	<i>Common Management Information Protocol</i> ou protocole de l'information de gestion commune
CP	Contrôleur de Polarisation
CSRZ	Carrier-Suppressed Return-to-Zero
DAQ	<i>Data Acquisition</i> ou Acquisition de données
DCF	<i>Dispersion Compensation Fibre</i> ou fibre à compensation de dispersion chromatique
DFB	Distributed FeedBack laser
DGD	<i>Differential Group Delay</i> ou retard différentiel de groupe
DOP	<i>Degree Of Polarization</i> ou degré de polarisation
DPSK	<i>Differential Phase-Shift Keying</i> ou modulation par déplacement de phase différentiel
DQPSK	<i>Differential Quadrature Phase-Shift Keying</i> ou modulation par déplacement de phase en quadrature (différentielle)
DSP	<i>Digital Signal Processing</i> ou processeur de signal numérique
DWDM	<i>Dense Wavelength Division Multiplexing</i> ou multiplexage en longueurs d'onde dense.
EDFA	<i>Erbium-Doped Fiber Amplifier</i> ou amplificateur de fibre dopée à l'erbium
EMS	<i>Element Management System</i> ou système de gestion des éléments
FA	Filtre Accordable
FEC	<i>Forward Error Correction</i> ou code correcteur d'erreurs
FDI	Forward Defect Indicator
FFT	<i>Fast Fourier Transform</i> ou transformée de Fourier rapide
FPBE	Filtre Passe-Bande Electrique
FPBO	Filtre Passe-Bande Optique
FWM	<i>Four Wave Mixing</i> ou mélange à quatre ondes
GFP	<i>Generic Framing Protocol</i> ou protocole d'ajustement du trafic
(G)MPLS	(Generalized) Multi-Protocol Label Switching
IETF	Internet Engineering Task Force
IP	<i>Internet Protocol</i> ou protocole Internet
ITU	International Telecommunication Union

ITU-T	ITU Telecommunication Standardization Sector
MIB	<i>Management Information Base</i> ou base d'information pour la gestion du réseau
MPI	<i>Multiple Path Interference</i> ou interférence sur trajets multiples
NMS	<i>Network Management System</i> ou système de gestion de réseau
NRZ	<i>Non-Return-to-Zero</i> ou non retour à zéro
OCh	<i>Optical Channel</i> ou canal optique
OCS	<i>Optical Supervisory Channel</i> ou canal de supervision optique
ODU	<i>Optical channel Data Unit</i> ou unité de charge utile de canal optique
OEO	Opto-électro-optique
OFDM	Orthogonal Frequency-Division Multiplexing
OLT	<i>Optical Line Terminal</i> ou terminaison de ligne optique
OMS	<i>Optical Multiplex Section</i> ou section multiplex optique
ONA	<i>Optical Network Analyzer</i> ou analyseur de réseaux optiques
OPM	<i>Optical Performance Monitoring</i> ou surveillance de performances optiques
OPS	<i>Optical packet Switching</i> ou commutation par paquets
OPU	<i>Optical channel Payload Unit</i> ou unité de données de canal optique
OSA	<i>Optical Spectrum Analyzer</i> ou analyseur de spectre optique
OSI	<i>Open System Interconnection</i> ou interconnexion de systèmes ouverts
(O/E)SNR	<i>(Optical/Electrical) Signal-to-Noise Ratio</i> ou rapport signal-à-bruit (optique/électrique).
OTDR	<i>Optical Time-Domain Reflectometer</i> ou réflectomètres optiques temporels
OTN	<i>Optical Transport Network</i> ou réseau de transport optique
OTS	<i>Optical Transmission Section</i> ou section de transmission optique
OTU	<i>Optical channel Transport Unit</i> ou unité de transport de canal optique
PBS	<i>Polarization Beam Splitter</i> ou cube séparateur de polarisation
PDL	<i>Polarization Dependent Loss</i> ou pertes dépendentes de la polarisation
PhD	<i>Photodetector</i> ou photodétecteur
PL	Polariseur Linéaire
PLL	<i>Phase-Locked Loop</i> ou boucle à verrouillage de phase
PMD	<i>Polarization Mode Dispersion</i> ou dispersion modale de polarisation
POLMUX	POLarization-division-MULTipleXed
PRBS	<i>Pseudo-Random Binary Sequence</i> ou séquence binaire pseudo-aléatoire
PSBT	Phase-Shaped Binary Transmission
QAM	<i>Quadrature Amplitude Modulation</i> ou modulation de deux porteuses en quadrature
QoS	<i>Quality of service</i> ou qualité de service
QPSK	<i>Quadrature Phase-Shift Keying</i> ou modulation par déplacement de phase en quadrature
RF	Radio Fréquence
(R)OADM	<i>(Reconfigurable) Add-Drop Multiplexer</i> ou multiplexeur à insertion ou extraction optique (reconfigurable)
RZ	<i>Return-to-Zero</i> ou retour à zero
SBS	<i>Stimulated Brillouin Scattering</i> ou diffusion Brillouin (stimulée)
SCM	<i>SubCarrier Multiplexing</i> ou multiplexage de sous-porteuses

SDH	<i>Synchronous Digital Hierarchy</i> ou hiérarchie numérique synchrone
SLA	<i>Service Level Agreement</i> ou contrat de niveau de service
SMF	<i>Single Mode Fiber</i> ou fibre monomode
SNMP	<i>Simple Network Management Protocol</i> ou protocole simple de gestion de réseau
SONET	<i>Synchronous Optical Network</i> ou réseau optique synchrone
SOP	<i>State of Polarization</i> ou état de polarisation
SPM	<i>Self-Phase Modulation</i> ou automodulation de phase
SR	<i>Scan Rate</i> ou vitesse de balayage des lames du contrôleur de polarisation
SRS	<i>Stimulated Raman Scattering</i> ou diffusion Raman (stimulée)
TCP	<i>Transmission Control Protocol</i> ou protocole de contrôle de transmission
TFD	Transformée de Fourier Discrète
TMN	<i>Telecommunications Management Network</i> ou réseau de gestion des télécommunications
XPM	<i>Cross-Phase Modulation</i> ou modulation de phase croisée
VOA	<i>Variable Optical Attenuator</i> ou atténuateur variable optique.
WDM	<i>Wavelength Division Multiplexing</i> ou multiplexage en longueurs d'onde

Introduction

L'Internet a connu une croissance exceptionnelle durant la dernière décennie. L'augmentation continue du nombre d'utilisateurs, passant de 250 millions (soit 4 % de la population mondiale) à la fin du siècle dernier à 2 milliards (30 %) en 2011 a entraîné une hausse importante du trafic mondial dans les réseaux de télécommunications [1]. De plus, la nécessité de fournir des services intégrés de qualité mais gourmands en bande passante tels que la télévision haute définition, la vidéo à la demande, les jeux multimédia en ligne, la téléconférence et la téléphonie IP renforcent les besoins en capacité de transmission. La fibre optique, de par sa grande bande passante, et les techniques de multiplexage en longueurs d'onde ont permis de répondre à cette hausse du volume de données dans les réseaux dorsaux. La fibre optique est devenue incontestablement le support de transmission de choix dans les réseaux de télécommunications filaires, investissant progressivement les réseaux métropolitains et les réseaux cœurs des opérateurs.

L'évolution de la nouvelle génération des réseaux optiques vers les réseaux transparents va apporter une flexibilité supplémentaire de la couche physique avec l'adjonction de composants tels que les ROADM (Reconfigurable Add-Drop Multiplexer) et les brasseurs tout optiques. Le développement d'une couche optique plus transparente et plus flexible, combiné avec l'accroissement, au fur et à mesure de la montée en débit, des effets de la dispersion chromatique et de la dispersion modale de polarisation sur la qualité des canaux transmis, requièrent une supervision accrue du réseau. Toutefois, la transparence implique la suppression de nombreuses conversions optique/électrique lors de la transmission d'un canal. Par conséquent, il devient plus difficile de contrôler directement la qualité des signaux numériques en des points intermédiaires du trajet. Pour pallier à ce problème, une solution consiste à recourir aux techniques de surveillance des performances optiques (OPM : Optical Performance Monitoring) qui permettent d'évaluer les caractéristiques des canaux optiques en mesurant certains de leurs paramètres physiques sans mesurer la qualité des signaux numériques transmis par ces canaux.

L'OPM est à la base de ces travaux de thèse qui ont été effectués au sein du Département Optique de Telecom Bretagne dans le cadre d'un partenariat avec l'association PERDYN (Plate-forme d'Evaluation et de Recherche des fonctions DYNamiques et optoélectroniques) et l'ENIB (Ecole Nationale d'Ingénieurs de Brest). A la suite d'un projet d'élèves réunissant Telecom Bretagne et l'ENIB, un prototype a été réalisé pour mesurer des paramètres classiques tels que la puissance des canaux, leur longueur d'onde, leur dérive par rapport à une grille normalisée et le rapport signal à bruit optique (OSNR : Optical Signal-to-Noise Ratio) hors-bande.

Mes travaux de thèse se sont principalement articulés autour du paramètre OSNR, qui est un paramètre clé dans la supervision des réseaux optiques, à partir d'une mesure intra-

bande de ce dernier. Une technique exploitant la différence de degré de polarisation entre le signal et le bruit a été utilisée et le prototype a été modifié à cet effet.

Ce document est constitué de six chapitres.

Dans le premier chapitre, nous présentons tout d'abord un bref rappel de l'histoire des télécommunications et de l'évolution des réseaux optiques à partir des réseaux opaques vers des réseaux transparents. Nous décrivons succinctement la gestion du réseau avant de présenter la surveillance des performances optiques et de détailler les paramètres à superviser dans les réseaux optiques.

Le chapitre 2 est consacré au paramètre OSNR. Nous définissons d'abord ce dernier avant de décrire la méthode de mesure hors-bande utilisée habituellement pour le mesurer. Toutefois, cette méthode présente des limites et ne peut être appliquée dans les nouvelles générations du réseau optique à base de ROADM. La solution revient à mesurer l'OSNR intra-bande. Nous décrivons plusieurs techniques de mesure de l'OSNR intra-bande tout en nous focalisant en particulier sur plusieurs variantes de la technique basée sur la polarisation. Finalement, ces différentes techniques sont comparées.

Une description du prototype OPM utilisé lors de nos expériences est donnée dans le chapitre 3 selon les spécifications, les contraintes et sa constitution. Nous présentons également le principe de fonctionnement de la barrette de photodiodes pour l'acquisition du spectre des canaux à superviser et expliquons comment les données acquises sont traitées par le logiciel LabVIEWTM. Nous détaillons en dernier lieu la modification du prototype avec l'ajout d'un polariseur linéaire et l'utilisation d'un contrôleur de polarisation pour appliquer une technique de mesure de l'OSNR intra-bande basée sur la polarisation.

Le quatrième chapitre est consacré à la modélisation de la mesure de l'OSNR intra-bande à partir de la technique d'annulation de polarisation. La précision de mesure de l'OSNR est évaluée à partir des valeurs du contraste entre les puissances maximale et minimale transmises à travers un ensemble constitué d'un contrôleur de polarisation et d'un polariseur linéaire. Une relation entre la précision et le temps de mesure est également estimée dans l'hypothèse d'un balayage uniforme des états de polarisation d'un signal. Deux structures simples de contrôleurs de polarisation sont ensuite étudiées afin de savoir dans quelle mesure elles peuvent réaliser ce balayage uniforme.

Le chapitre 5 présente l'ensemble des mesures expérimentales d'OSNR intra-bande. La relation entre les valeurs d'OSNR intra-bande mesurées avec le prototype OPM et celles mesurées sur une bande spectrale de 0,1 nm est établie. La validité de la méthode d'annulation de polarisation est tout d'abord vérifiée pour la mesure de l'OSNR intra-bande d'un canal unique, puis sur un ensemble de canaux multiplexés. La chaîne d'acquisition est ensuite automatisée, en premier lieu, pour la mesure de l'OSNR intra-bande d'un canal unique. Nous en profitons pour trouver le meilleur compromis précision-temps selon la vitesse de balayage du contrôleur de polarisation et le nombre d'acquisitions des valeurs sur la barrette de photodiodes avant de lancer automatiquement les mesures indépendamment du nombre de canaux. Un traitement est également effectué pour corriger l'erreur sur la précision

de mesure de l'OSNR lorsque le spot des canaux mesurés est décentré par rapport au pixel principal sur lequel il est incident. Nous terminons ce chapitre par une comparaison des valeurs obtenues expérimentalement avec celles établies théoriquement dans le chapitre 4.

Le chapitre 6 aborde la problématique de la détection et de la mesure, avec le prototype OPM, des canaux modulés à des différents formats de modulation. En effet, la méthode de reconstruction utilisée par la version d'origine du prototype pour reconstruire les canaux à partir des spectres détectés sur la barrette de photodiodes ne peut pas être utilisée lorsque la largeur spectrale du canal atteint ou dépasse la résolution spectrale de l'OPM. Les pics secondaires caractéristiques des formats de modulation utilisés sont alors interprétés comme étant représentatifs de canaux distincts. Afin de corriger ce problème, une solution consistant à dégrader physiquement la résolution de l'OPM par l'insertion d'un diaphragme est choisie. Cette méthode est appliquée à la reconnaissance de canaux à 40 GBit/s, aux formats RZ-33% et CSRZ. Les limites de cette méthode ainsi que l'impact des formats de modulation mis en œuvre dans les nouvelles générations de système de transmission sont discutés.

Finalement, le dernier chapitre récapitule les principaux résultats et les place dans la perspective des évolutions escomptées des réseaux optiques.

Chapitre 1 : Supervision des performances des réseaux optiques (OPM)

Ce chapitre a pour but de présenter les réseaux optiques, leur évolution et d'introduire la problématique de la supervision de leurs performances. Après une brève description de l'historique des télécommunications, on décrira l'évolution des réseaux optiques depuis les réseaux opaques vers les réseaux transparents ou, dans la mesure des contraintes technologiques, vers les réseaux translucides. On rappellera l'importance de la gestion du réseau avant de définir la surveillance de performances optiques (OPM) et les différents paramètres à surveiller. Ces techniques d'OPM seront particulièrement nécessaires dans les prochaines générations de réseaux optiques.

1.1. Historique des télécommunications

L'origine des systèmes de communications remontent probablement aux temps de la Grèce ancienne (8^{ième} siècle avant JC) où des torches étaient utilisées comme signaux d'alarme ou pour annoncer des événements spécifiques [2]. Les amérindiens avaient, quant à eux, recours aux signaux de fumée. En passant par les premiers services postaux organisés et, vers la fin du 18^{ème} siècle, le système de télégraphie optique de Chappe, les réseaux de télécommunications ont commencé à vraiment évoluer avec l'avènement du télégraphe électrique de Samuel Morse en 1838. Le dépôt de brevet en 1876 par Graham Bell concernant un certain instrument dénommé le téléphone va révolutionner l'univers des télécommunications. On pouvait déjà entrevoir la notion de diversification de services : le télégraphe transmettait des signaux écrits, le téléphone permettait désormais la transmission de la voix. L'aiguillage des communications téléphoniques étaient dans un premier temps effectué manuellement dans les centraux de commutation par le biais d'opératrices fameusement surnommées les "demoiselles du téléphone". Cependant, c'est la commutation automatique introduite par Albert Strowger [3] en 1889 qui va favoriser l'extension rapide du réseau téléphonique. Durant le 20^{ème} siècle, l'amplification des signaux électriques et l'utilisation de câbles coaxiaux vont permettre d'allonger la distance de transmission et d'établir des liaisons transcontinentales. D'autres systèmes de communications verront le jour : utilisation des ondes radio pour la retransmission des émissions radio et de télévision, les micro-ondes ou les ondes hyperfréquences pour les transmissions sans fil.

L'invention du transistor en 1947 va ouvrir une nouvelle ère technologique, celle de la microélectronique avec l'apparition des circuits intégrés. La miniaturisation ininterrompue de ces derniers a non seulement entraîné une réduction des coûts et une baisse de la consommation énergétique mais également un accroissement des performances et de la fiabilité. En effet, l'utilisation de puces électroniques dans les dispositifs de transmission va ouvrir la voie aux liaisons satellitaires et au monde de la numérisation. La commutation et la transmission sous forme numérique vont apporter une mutualisation entre les réseaux de

télécommunications et les réseaux informatiques qui va permettre, en se basant davantage sur le logiciel que sur le matériel, de conférer une plus grande souplesse au fonctionnement des réseaux. S'appuyant sur l'informatique, c'est la révolution Internet qui va modeler de façon spectaculaire l'architecture du monde des télécommunications.

L'histoire de l'Internet a débuté en 1969 avec le projet militaire américain ARPA (Advanced Research Program Agency) dans le but de relier entre eux des ordinateurs situés à des endroits différents. Les réseaux de télécommunications classiques étaient basés sur la commutation de circuits. Lors d'un appel téléphonique, une connexion était physiquement réservée pour la transmission de la voix pendant toute la durée de la session. Il en résultait un gaspillage non négligeable de ressources en cas d'absence de paroles pendant la communication. L'intelligence se trouvait au sein du réseau tandis que les extrémités étaient constituées de terminaux extrêmement simples (téléphones). A contrario, le réseau Internet utilise la commutation de paquets pour le transport de données sous diverses formes : voix, textes, images, vidéos, etc. L'intelligence du réseau se situe essentiellement aux extrémités pour la partition des données sous forme de paquets et leur adressage au niveau émission et leur reconstitution dans le bon ordre au niveau réception. Le rôle du cœur de réseau est simplement de router les paquets vers leur destination, sans qu'ils suivent nécessairement le même trajet (mode datagramme ou sans connexion).

La création du World Wide Web en 1991 par le CERN va permettre d'ouvrir le réseau Internet au grand public. De ce nouveau visage du monde des télécommunications va foisonner tout un éventail de services allant de la téléphonie au courrier électronique en passant par le transfert de fichiers, la messagerie instantanée, l'envoi de SMS et la consultation de pages Web. Les améliorations régulières des techniques de transmission, de compression des données et l'accroissement de la capacité des ordinateurs vont permettre de lever des verrous technologiques et de fournir de nouveaux services tels que les jeux vidéo en ligne, la vidéo à la demande, la visioconférence, le "streaming" de flux audio et vidéo et les bouquets de télévision. Avec l'apparition de nouveaux services naissent de nouvelles possibilités et de nouvelles demandes, d'où le besoin d'augmenter régulièrement les débits offerts aux clients.

Le remplacement du support cuivre (paire torsadée ou câble coaxial) par la fibre optique peut répondre à ce besoin. Peu après l'apparition du 1^{er} laser créé par Théodore Maiman en 1960, certains envisagèrent d'appliquer cette technologie à la transmission d'informations. Il fut très vite établi que l'optique en espace libre n'était pas adaptée à la transmission sur de longues distances de par les pertes par diffusion importantes causées par les agents météorologiques (pluie, nuages, neige, etc.). Cependant, les travaux de Charles Kao et de George Hockham en 1966 vont démontrer qu'il est possible d'utiliser la fibre de verre comme guide d'onde pour transmettre la lumière avec une atténuation pouvant théoriquement descendre sous les 20 dB/km [4]. L'invention du laser à semi-conducteur par les Bell Telephone Laboratories et la fabrication de fibres optiques à faibles pertes par l'entreprise Corning au début des années 70 permettront d'envisager l'emploi de ces dernières comme supports de transmission. Les améliorations techniques ultérieures en matière de qualité des fibres et de performances des sources lasers vont conférer un avantage

déterminant aux transmissions optiques. La fibre optique dispose d'une bande passante largement supérieure à celles des autres supports de transmission. Avec une atténuation désormais inférieure à 0,2 dB/km autour de 1550 nm, les données sont transmises sur des portées plus grandes permettant ainsi d'accroître l'espacement entre les répéteurs par rapport aux systèmes sur câbles coaxiaux. D'où une réduction en équipements et, par conséquent, une baisse significative du coût.

De plus, de par son caractère diélectrique, la fibre optique est très peu sensible aux interférences électromagnétiques. En outre, sa taille et son poids permettent un déploiement plus facile. La fibre optique commença, à la fin des années 70, à remplacer les câbles coaxiaux dans les réseaux dorsaux et interurbains. La mise en service en 1988 du premier système transatlantique en fibre optique, TAT8, entre l'Europe et les États-Unis va effectivement entamer la constitution du réseau optique mondial. L'insertion au début des années 90 des amplificateurs optiques, particulièrement les amplificateurs à fibre dopée, dans les liaisons sous-marines va permettre d'exploiter au mieux les potentialités de la fibre optique. En offrant un gain sur une bande spectrale de quelques dizaines de nanomètre, ils ont permis de recourir au multiplexage en longueur d'onde (WDM). Les liaisons transcontinentales représentent aujourd'hui les principales artères du réseau de télécommunications véhiculant sur une seule fibre des débits atteignant actuellement l'ordre du Tbit/s. Le record actuel en laboratoire, datant de 2010, est détenu par la société japonaise NTT avec une capacité de 69,1 Tbit/s obtenue en multiplexant 432 canaux à 171 Gbit/s [5].

Les réseaux optiques longue distance sont basés sur la hiérarchie numérique synchrone (SDH : Synchronous Digital), qui est un ensemble de protocoles déployé dans les années 90 dans le but d'apporter une interopérabilité entre les différents opérateurs et entre les équipements issus de constructeurs variés. Le réseau de transport optique (OTN) défini dans la recommandation ITU (International Telecommunication Union) G.709 [6] facilite le transport des protocoles ATM (Asynchronous Transfer Mode), IP (Internet Protocol) ou encore Ethernet sur les liaisons optiques. La fibre optique a ainsi progressivement pénétré les réseaux métropolitains à partir de la fin des années 90. Cette période coïncide avec le développement du trafic lié à Internet et la montée en puissance du protocole IP dans les réseaux d'opérateurs. Dans une volonté de rendre le réseau optique transparent vis-à-vis du débit et du format de modulation, davantage de composants optiques tels que les multiplexeurs à insertion et extraction optique (OADM) commencent à intégrer ces réseaux métropolitains. D'autres, tels que les commutateurs et les brasseurs optiques, sont en passe de ou remplaceront leur équivalent en électronique. L'objectif est d'établir dans un temps restreint le routage des canaux en les conservant dans le domaine optique. Cette démarche représente un gain en coûts puisqu'elle permet de s'affranchir des conversions opto-électro-optiques.

Cependant au début du 21^{ème} siècle, le réseau d'accès était encore entièrement en cuivre. Afin de pouvoir fournir davantage de débits et de nouveaux services, tels que la télévision HD en 3D et le "cloud computing", l'objectif est maintenant de ramener la fibre optique au plus près de l'abonné. La résolution du "problème du dernier kilomètre" s'effectue actuellement grâce aux technologies FTTx (Fibre à la ___) où x désigne le point de

terminaison de la liaison optique : H pour Home (maison), B pour Building (immeuble), C pour Curb (trottoir), et O pour Office (bureau).

Malgré la révolution spectaculaire apportée par l'optique dans les réseaux de télécommunications, il ne faut toutefois pas en conclure que les autres formes de transmission auront tendance à disparaître. Éliminées du réseau longue distance, les transmissions sans fil demeurent toujours intéressantes dans les réseaux de moyenne capacité, lorsque les contraintes du terrain ne permettent pas le déploiement de fibres optiques. Les communications mobiles occupent une part importante du secteur de télécommunications. Les liaisons satellitaires continueront à être employées dans les zones ne disposant pas d'infrastructures terrestres. Néanmoins, l'extension de l'optique dans les réseaux filaires va entraîner un bouleversement des architectures des réseaux de télécommunications.

1.2. Évolution du réseau optique : Du réseau opaque vers un réseau transparent

Le terme transparence optique est souvent utilisé pour caractériser un réseau où le signal ne subit pas de conversion optique-électrique le long de son trajet à travers le réseau. Une autre définition de la transparence fait référence à la possibilité d'utiliser les mêmes éléments de réseau à des débits différents (transparence au débit). Cette définition s'appuie sur la distinction entre trois types de régénération d'un signal optique : 1R (réamplification), 2R (réamplification et remise en forme) et 3R (réamplification, remise en forme et resynchronisation). Dans les réseaux actuels, la régénération 1R est toujours réalisée sous forme optique tandis que la régénération 3R est effectuée par un régénérateur opto-électronique même si, des régénérateurs 3R tout-optique ont été démontrés en laboratoire des années 90. La régénération 2R est, quant à elle, peu utilisée. En pratique, ces deux définitions de la transparence optique ont tendance à se rejoindre. Un réseau non transparent sera appelé opaque ou translucide.

Les réseaux optiques de première génération étaient opaques : le signal subissait une conversion optique-électrique dans tous les nœuds du réseau. La tendance actuelle est de minimiser ces conversions et de s'orienter vers des réseaux plus transparents [7]. Les interfaces optoélectroniques d'extrémité représentent une proportion importante du coût des systèmes de transmission optiques. Il est estimé que des économies à hauteur de 50% peuvent être faites en réduisant le nombre grâce à l'introduction d'équipements tout-optiques [8, 9]. Il est tout de même bon de souligner que, contrairement aux prédictions réalisées précédemment sur le fait que les réseaux optiques opaques auraient une empreinte plus importante en termes de consommations d'énergie que ceux des réseaux transparents [10], les nouvelles études tendent à démontrer que ce ne soit pas tout à fait le cas [11]. La première étape d'évolution d'une migration vers un réseau transparent a eu lieu au milieu des années 90 avec l'introduction du multiplexage en longueurs d'onde et de l'amplification optique. Dans un système WDM longue distance à N longueurs d'onde, un seul amplificateur optique pouvait remplacer N régénérateurs optoélectroniques. L'amplification optique, aussi connue

sous le terme régénération 1R, a permis également d'allonger la portée des transmissions entre amplificateurs qui peut désormais d'atteindre la centaine de kilomètre. L'objectif est ensuite de garder le trafic dans les nœuds sous forme optique en introduisant une couche optique flexible qui sera décrite plus en détails dans la section suivante. Les nœuds électriques sont complétés par des nœuds optiques qui traitent le trafic en transit de façon plus efficace tandis que les nœuds électriques ne voient que le trafic à insérer dans le réseau ou à extraire du réseau. Ainsi ces derniers nœuds sont de plus petite taille, coûtent moins cher et consomment moins d'énergie.

L'avantage majeur d'un réseau optique transparent est justement sa transparence par rapport au débit binaire, les formats de modulation et les protocoles utilisés pour la transmission de données. Dans les réseaux optiques opaques, les composants électroniques ne sont pas transparents au débit. Ils doivent être remplacés afin de répondre à toute augmentation de ces derniers. Cependant, un réseau tout-optique comporte également des inconvénients. L'absence de la régénération 2R ou 3R fait que les signaux optiques se dégradent davantage au fil de la transmission à cause des phénomènes physiques tels que la dispersion chromatique, la dispersion modale de polarisation (PMD : Polarization Mode Dispersion), la diaphotie et les effets non linéaires dont les effets croissent avec le débit. Pour conserver la qualité du signal optique, il devient nécessaire de recourir de manière plus importante à des techniques de compensation de PMD ou de dispersion chromatique, ce qui conduit à une complexification du réseau et de son ingénierie et introduit des postes de coût supplémentaires, sans toutefois remettre l'intérêt économique de l'augmentation du débit par canal.

Contrairement aux réseaux opaques, du fait que les signaux restent sous forme optique, il est impossible d'avoir accès aux trames et aux entêtes des données numériques au niveau des nœuds. Il devient donc difficile d'effectuer des fonctions classiques de supervision et de gestion des canaux en transmission dans les réseaux transparents, ce qui pose un problème pour la détection et la localisation de défaillances.

Le déploiement d'un réseau tout-optique n'est pas réalisable dans un futur proche. Une solution potentielle est d'avoir recours aux réseaux translucides [12, 13]. Ce type de réseau représente un compromis entre les réseaux opaque et transparent. Les signaux restent sous forme optique le plus longtemps possible avant que leur qualité ne se dégrade en deçà d'un certain seuil où ils sont régénérés après une conversion opto-électro-optique (OEO). Cela permet tout de même de limiter le nombre de transpondeurs dans le réseau.

1.3. Évolution du réseau optique : Des systèmes WDM point-à-point vers une couche optique

Dans les réseaux de transport point à point classiques, les liaisons WDM permettaient de relier les brasseurs électroniques (figure 1). Toutes les longueurs d'onde étaient converties électriquement au niveau de chaque nœud même lorsque que la majorité du trafic ne faisait qu'y transiter.

Avec l'allongement de la portée des transmissions optiques où les signaux pouvaient parcourir des distances plus longues sans être régénérés, il devenait de moins en moins nécessaire de les convertir électriquement à chaque nœud. Il était désormais possible de garder dans le domaine optique les longueurs d'onde qui ne faisait que transiter par ce nœud. Les réseaux WDM ont ainsi progressivement évolué vers des réseaux WDM reconfigurables et dynamiques par le biais d'une couche tout optique (figure 2). Dans cette dernière, le trafic peut être rajouté ou extrait au niveau d'un nœud ou il peut rester sous forme optique en le traversant. Les routeurs IP sont soit directement liés à la couche optique par les brasseurs optiques, soit peuvent être connectés, mais dans une moindre mesure, à des brasseurs électroniques.

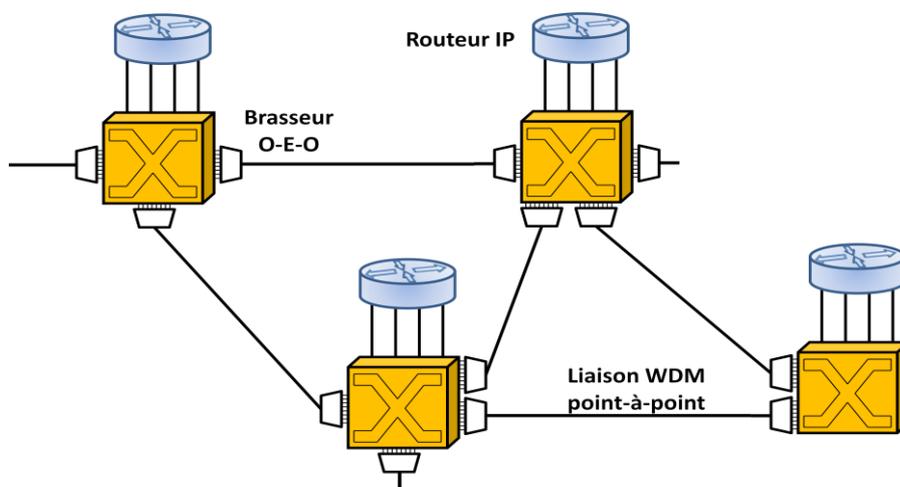


Figure 1 : Interconnexion des liaisons WDM point à point par des brasseurs électroniques dans les réseaux de transport classiques.

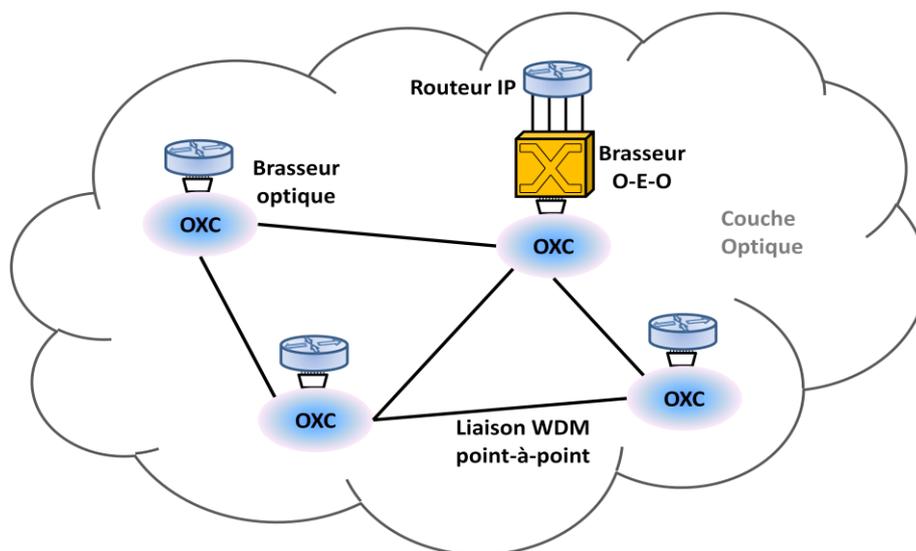


Figure 2 : Réseaux WDM reconfigurables et dynamiques s'appuyant sur la notion de couche optique.

La nature dynamique du trafic nécessite de pouvoir reconfigurer la couche optique. Cette reconfiguration est réalisée par des éléments de réseaux tels que les brasseurs tout optiques et les ROADM (Reconfigurable-OADM). Dans les réseaux de nouvelle génération,

cette possibilité de reconfiguration va permettre de déployer des services dans un temps relativement restreint. Dans ce contexte, la commutation optique des données se fait essentiellement par circuits où un trajet optique est établi pendant une certaine durée. Une étape ultérieure permettant une meilleure utilisation de la bande passante serait d'utiliser de la commutation optique par paquets (OPS : Optical Packet Switching), pour le moment encore en phase d'expérimentation [14, 15].

La couche optique décrit, en ce qui concerne les concepts des réseaux optiques, divers fonctions et services dans le réseau. Elle se situe juste au dessus de la couche physique (figure 3). La couche physique fournit des liens physiques (par ex. la fibre optique) entre 2 nœuds. La couche optique fournit des services relatifs aux chemins optiques présents sur ces liens physiques. Un chemin optique est une connexion optique de bout en bout pouvant contenir plusieurs nœuds intermédiaires. Ces services incluent des fonctions telles que le multiplexage en longueur d'onde, l'insertion ou l'extraction des longueurs d'onde, la commutation optique, la conversion de longueur d'onde, la gestion du réseau etc.

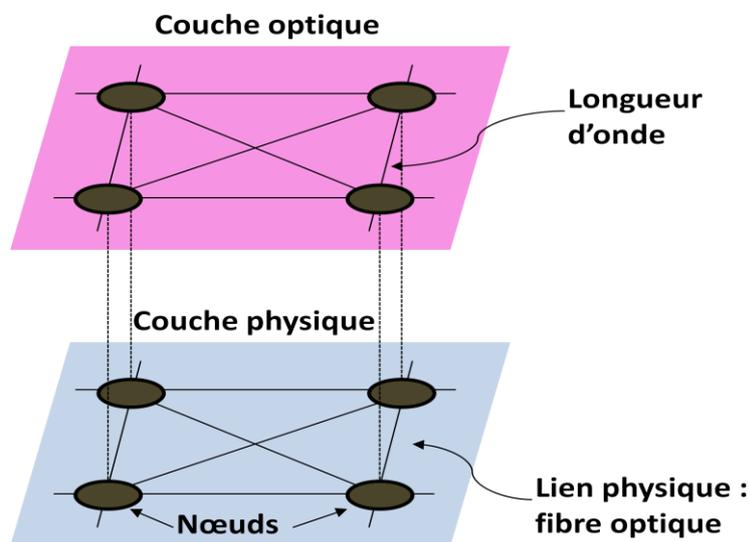


Figure 3 : Positionnement de la couche optique par rapport à la couche physique.

La recommandation ITU-T (ITU Telecommunication Standardization Sector) G. 709 [6] a été établie dans le but de définir la couche optique dans les réseaux à base de longueurs d'onde multiples. Ce modèle est basé sur le concept de client/serveur. Les couches clientes envoient des requêtes ou reçoivent des informations de la couche serveur. La couche optique est, selon la recommandation ITU, constituée de couches (figure 4).

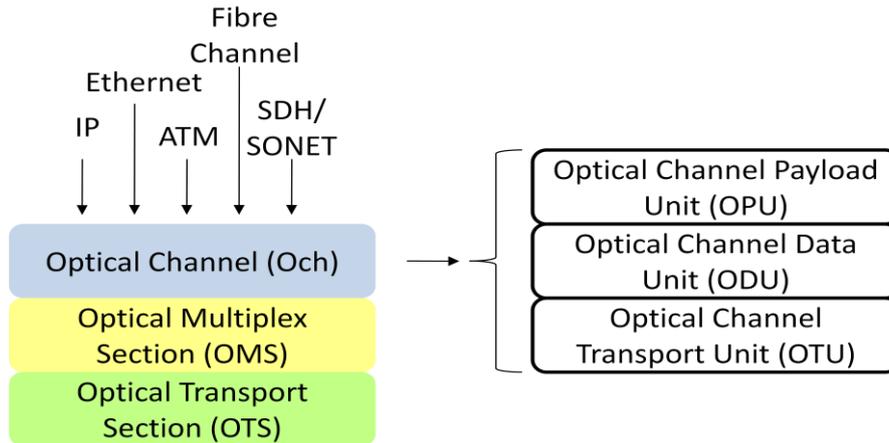


Figure 4 : Standardisation de la couche optique sur trois couches et subdivision de la couche Och en trois sous-couches.

Au sommet se trouve la couche OCh (Optical Channel), chargée de transporter les données numériques IP, Ethernet, SDH/SONET (Synchronous Optical NETWORK), ATM etc. La couche OCh se charge du routage de bout en bout de chaque chemin optique. La couche OMS (Optical Multiplex Section) représente le lien transportant les groupes de longueurs d'onde entre les multiplexeurs et les démultiplexeurs ou les (R)OADM (figure 5). La couche OTS (Optical Transmission Section) comprend les liaisons entre les amplificateurs optiques.

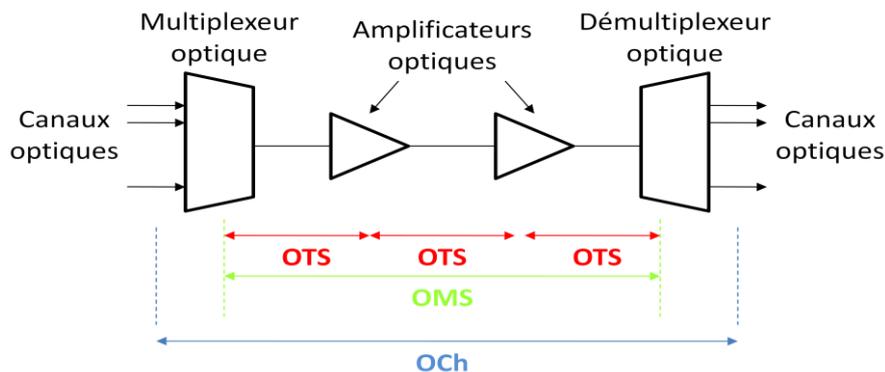


Figure 5 : Représentation des différentes sous-couches de la couche optique.

La couche OCh est subdivisée en trois sous-couches : l'OPU (Optical channel Payload Unit), l'ODU (Optical channel Data Unit) et l'OTU (Optical channel Transport Unit). Chaque sous-couche possède ses propres fonctionnalités et son propre en-tête. La trame OPU contient la charge utile du signal à transmettre aux clients et un en-tête permettant de regrouper tout type de signal (IP, Ethernet, ATM, SDH/SONET etc.) dans l'OPU. Cet en-tête possède les informations nécessaires pour adapter les différents débits des différents signaux en des débits constants. La trame ODU est utilisée pour transporter l'OPU. Elle contient donc l'OPU et un en-tête pour l'établissement des chemins optiques et pour les fonctions de supervision telles que la localisation et la désignation du type de défaillances ou de dégradation, le déclenchement de mécanismes de protection par commutation automatique etc. L'OTU contient la trame ODU et un en-tête qui effectue des fonctions de supervision et qui convertit optiquement le signal issu de l'ODU de façon à ce qu'il puisse être transporté sur un canal

optique. Des fonctions de détection et de correction d'erreurs (FEC) sont également présentes dans la trame OTU.

La SDH et son équivalent, le réseau optique synchrone (SONET : Synchronous Optical Network), ont beaucoup contribué à l'évolution du réseau optique dans son ensemble. La richesse au niveau des fonctions de gestion, de surveillance, de génération d'alarmes et d'auto-cicatrisation représente l'un des atouts majeurs de ces protocoles. Leur grande flexibilité permet de supporter divers protocoles issus de différentes couches tels que l'IP, l'ATM, l'Ethernet, le GFP (Generic Framing Protocol) et le Fibre Channel. Grâce à l'essor de l'Internet et de sa forte pénétration au niveau mondial, de plus en plus de services ont été amenés à utiliser le protocole IP. La tendance a été tout d'abord de formater voix, images, vidéos et données sous forme de paquets IP et de les transporter directement sur de la SDH/SONET sans avoir recours à leur encapsulation dans des cellules ATM (figure 6). L'évolution suivante est de s'affranchir de la couche SDH (SONET) en associant l'IP au protocoles MPLS (Multi-Protocol Label Switching) [16] et, par extension, le GMPLS (Generalized MPLS) [17]. Grâce à ces derniers, les paquets IP sont directement véhiculés sur la couche optique (D)WDM offrant ainsi la possibilité d'un approvisionnement rapide des services et apportant une réduction de couches réseau, d'où une gestion plus simplifiée. Dans les réseaux IP classiques, les paquets étaient routés selon l'information contenue dans leur entête. Lors de leur transit par les routeurs/commutateurs ils sont examinés par ces derniers afin de déterminer leur routage et la façon dont ils doivent être acheminés selon une qualité de service (QoS, Quality of Service) prédéfinie. Toutes les fonctions réalisées telles que les vérifications d'erreurs et d'adresse, l'empaquetage et la retransmission introduisent des latences qui peuvent être inacceptables pour des applications telles que les transmissions de la voix et de la vidéo. Par contre, le protocole MPLS affecte un label aux paquets qui permet d'identifier la priorité de la charge utile qu'ils contiennent et de garantir l'acheminement des paquets selon une QoS donnée.

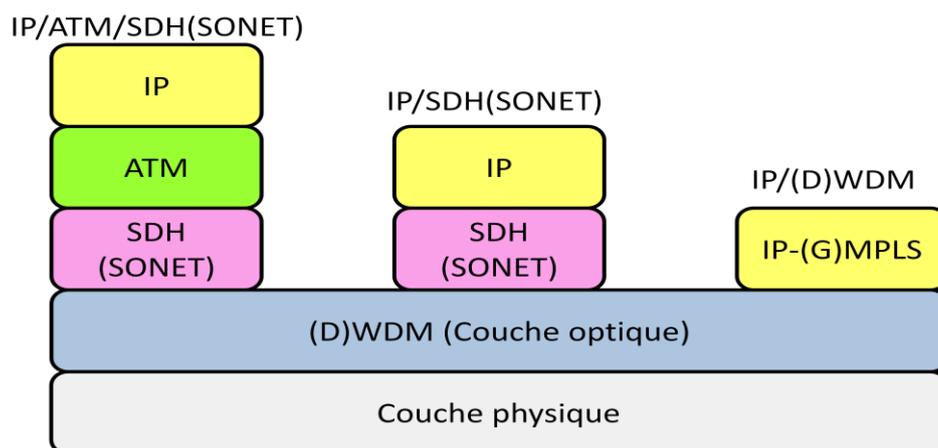


Figure 6 : Évolution de l'encapsulation des données des réseaux IP jusqu'à la couche optique D(WDM).

1.4. Gestion de réseau

Les fournisseurs de services de télécommunications proposent un contrat légal appelé contrat de niveau de service (SLA : Service Level Agreement) à leurs clients. Les termes de ce contrat stipulent la garantie d'un certain niveau de qualité de service. Par exemple, un SLA peut certifier une disponibilité du service à hauteur de x% pour un taux d'erreur binaire (BER, Bit Error Rate) donné pendant une durée quelconque. En cas de manquement au SLA, les fournisseurs encourent des pénalités financières. Il convient donc aux opérateurs de gérer de près les performances de leurs réseaux. Une fois que les équipements sont bien installés dans le réseau, ils doivent être gérés en permanence de sorte à garantir le niveau de performance requis. Un suivi efficace du réseau doit également comprendre la possibilité de réagir rapidement aux dysfonctionnements des composants et d'apporter les réparations nécessaires dans les plus brefs délais. Il est indispensable aussi de détecter prématurément les changements de l'état des réseaux afin d'anticiper et de prévenir les éventuels dérangements. Toutes ces actions constituent un ensemble appelé gestion de réseau (Network Management). Cette gestion fait appel à toute une variété d'équipements et d'applications dont le coût peut même excéder ceux des équipements pour le transport des données [18].

1.4.1. Les fonctions de gestion des réseaux

Les fonctions de gestion des réseaux sont regroupées en quatre catégories.

1. Gestion de configuration

Elle s'occupe essentiellement de la gestion des équipements et rassemble les informations concernant l'installation et la configuration des différents éléments du réseau. Elle réalise une sauvegarde et un suivi de toutes les opérations effectuées sur les éléments logiciels ou matériels lors de leur mise en place dans le réseau ou de leur retrait de celui-ci. Cette fonction permet également le reroutage du trafic, l'établissement, la suppression et le suivi des connexions dans le réseau. Elle peut aussi allouer des ressources tout en effectuant un contrôle de ces dernières. Par exemple, certaines longueurs d'onde spécifiques peuvent être réservées à un client et il est possible de réguler automatiquement leur puissance optique respective selon l'ajout ou la suppression de canaux dans le réseau. Les informations sont stockées dans une base de données et sont directement accessibles et peuvent être utilisées pour la résolution de problèmes.

2. Gestion de sécurité

L'objectif principal est d'établir des contrôles d'accès aux différentes ressources du réseau. Du point de vue de la sécurité, le réseau est normalement partitionné en domaines verticaux et horizontaux. Dans le cas de domaines verticaux, les utilisateurs sont autorisés à accéder à certains des éléments du réseau. La partition horizontale implique que les clients peuvent avoir accès à certains paramètres associés à tous les éléments du réseau. Par exemple, un client qui sous-loue un chemin optique a la permission d'accéder à tous les paramètres relatifs à ce chemin, et ce dans tous les nœuds traversés. La sécurisation comprend la protection des données des utilisateurs en évitant qu'elles soient récupérées ou

corrompues par des entités non autorisées. Elle est effectuée en amont en cryptant les données avant transmission et en fournissant aux utilisateurs autorisés les moyens de les décrypter.

3. Gestion de défaillances

Ce type de gestion se charge de la détection de failles survenant dans le réseau et, dans la mesure du possible, de les isoler. Les défaillances telles que les coupures de fibres optiques ou le dysfonctionnement de composants tels que les amplificateurs optiques peuvent provoquer une paralysie d'une portion du réseau. La gestion de faille doit réagir le plus rapidement possible afin de minimiser le temps d'arrêt du réseau ou l'impact de sa dégradation. Elle s'opère selon les étapes suivantes : les failles ou les dégradations graduelles des performances du réseau sont détectées et notifiées par un système de surveillance générant des alarmes. Ces dernières possèdent différents degrés de sévérité qui pourraient indiquer leur cause probable. Les alarmes non résolues font l'objet d'un récapitulatif. Toutes les informations concernant les alarmes sont répertoriées. L'origine ou la cause probable des dérangements sont déterminées automatiquement ou grâce à l'intervention humaine. Des techniques telles que la corrélation d'alarmes et des tests de diagnostic sont ensuite employées afin de situer les défaillances associées. Une fois localisés, des tickets sont émis donnant des indications sur la nature de la faille et les possibles moyens de sa résolution. Une fois corrigées, toutes les informations utiles sont rajoutées au ticket qui est ensuite stocké dans une base de données. Finalement, les réparations sont testées directement sur le réseau. Des tests opérationnels incluant des tests de performance, leur suivi et leur archivage sont effectués.

4. Gestion de performance

Elle concerne la gestion et le contrôle des paramètres clés qui sont essentiels au bon fonctionnement du réseau dans le but de garantir une certaine QoS aux utilisateurs. Ces paramètres incluent le débit, le temps de réponse pour l'établissement d'une connexion (en mode circuit), etc. Elle permet également de superviser les paramètres caractéristiques de la couche physique des réseaux optiques tels que la longueur d'onde, les niveaux de puissance, etc. La gestion de performance inclut l'affectation de valeurs de seuil à ces paramètres et informe le système de gestion ou génère des alarmes lorsque ces seuils sont atteints.

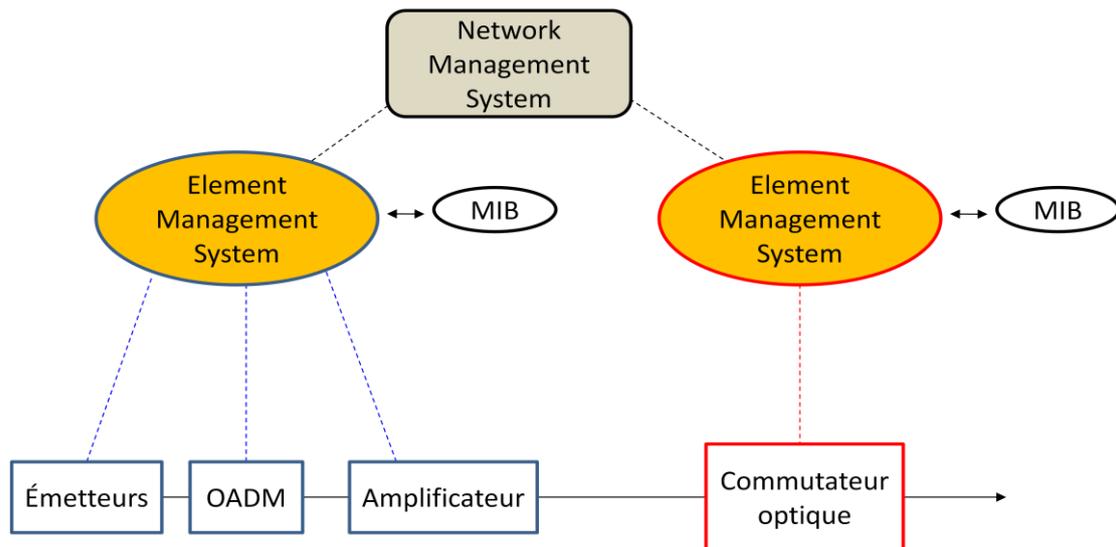


Figure 7 : Vue d'ensemble de la gestion de réseau d'un réseau optique.

La figure 7 donne une vue d'ensemble de la manière dont les différentes fonctions de gestion de réseau sont implantées dans un réseau classique. La gestion se fait de façon hiérarchique. Les composants à gérer sont appelés éléments du réseau (Network Elements). Ces derniers incluent les OADM, les amplificateurs optiques, les commutateurs optiques, les terminaux de ligne optiques (OLT, Optical Line Terminal), etc. Chaque élément est contrôlé par un système de gestion des éléments (EMS, Element Management System). L'EMS est relié à un ou plusieurs éléments de réseau. Plusieurs EMS peuvent être utilisés pour gérer l'ensemble d'un réseau. Typiquement, un EMS est propre à un constructeur. Afin de gérer l'ensemble d'un réseau constitué d'éléments issus de différents fabricants, les différents EMS sont reliés à un système de gestion de réseau (NMS, Network Management System).

Un module spécifique appelé agent est implanté de manière logicielle, généralement dans un microprocesseur, dans chaque élément du réseau. La plupart des systèmes de gestion de réseau utilise une procédure de type maître-esclave entre le gérant/superviseur et l'agent. Le gérant envoie des requêtes à l'agent pour obtenir des informations sur l'élément auquel il est associé. Ces informations peuvent être de natures matérielles, des paramètres de configuration, des statistiques de performance ou celles traduisant le comportement en cours de l'élément en question. Inversement, l'agent doit pouvoir aussi initier l'envoi de messages vers le gérant. S'il détecte des problèmes provenant de l'élément du réseau, il émet des messages sous formes d'alarmes vers le gérant. Les informations sont classées et stockées dans une base de données appelée MIB (Management Information Base) qui peut à tout moment être consulté par le NMS.

1.4.2. Les protocoles de gestion

Plusieurs protocoles de communication ont été établis pour permettre les différents échanges d'informations entre le gérant et leurs agents. SNMP (Simple Network Management Protocol) est un protocole qui a été défini en 1988 par l'IETF (Internet Engineering Task Force) [19]. Il est utilisé pour la gestion de réseaux basés sur le protocole TCP (Transmission Control Protocol)/IP. De par sa simplicité et de son coût abordable, son implantation s'est

faite rapidement pendant que d'autres protocoles plus complexes étaient encore en phase d'étude. Il est très vite devenu le protocole de choix dans la gestion du réseau Internet. Son architecture simple fait qu'il peut s'adapter facilement à n'importe quelle taille du réseau et qu'il n'est pas gourmand en termes d'utilisation de ressources. Cependant cette simplicité amène également son lot d'inconvénients. Des problèmes de sécurité se posent quant aux risques réels d'intrusion dans le système de gestion. Une personne mal intentionnée de type "pirate" pourrait avoir accès aux données transmises, configurer à sa guise les équipements et même provoquer la mise hors service de tout un réseau. Les possibilités limitées du protocole SNMP limitent les types de requêtes et d'informations recueillies. Dans le but d'alléger ces contraintes plusieurs versions de SNMP ont successivement été proposées telles que les SNMPv2 et SNMPv3 [20, 21].

Le modèle TMN (Telecommunications Management Network) a été établi par la recommandation ITU-T M.3000 pour hiérarchiser la gestion des systèmes, gérer les informations sous formes d'objets et spécifier un protocole de communication entre les gérants et leurs agents. Ce protocole, le CMIP (Common Management Information Protocol) a été conçu spécifiquement pour la gestion de réseaux basés sur le modèle OSI (Open System Interconnection). Il devait répondre aux insuffisances du protocole SNMP en offrant davantage de garanties au niveau de la sécurité et des fonctionnalités concernant la gestion du réseau. En résumé, le CMIP offrait une meilleure visibilité au gérant pour la gestion de son réseau. Cependant, vu le succès du SNMP, il ne sera jamais déployé à grande échelle. Nécessitant davantage de ressources pour son implantation, il aurait fallu des modifications drastiques, et par conséquent cela aurait engendré des coûts importants, pour la plupart des équipements déjà en service. De plus, sa complexité rendait plus délicate la gestion du réseau.

Afin d'interconnecter la gestion des réseaux TCP/Internet et OSI, plusieurs modèles vont par la suite être proposés tels que celui utilisant une passerelle applicative [22, 23], celui proposant des stratégies de coexistence entre ces deux réseaux et la transition progressive vers le réseau OSI [24], etc. Grâce à sa simplicité, SNMP a été adopté universellement et reste utilisé par la plupart des fabricants majeurs d'équipements de gestion de réseau. Netercrunch [25], MRGT [26] et Nagios [27] sont quelques exemples de logiciels de gestion utilisant le protocole SNMP.

1.5. Supervision du réseau optique, gestion des défaillances

La supervision des réseaux optiques peut s'effectuer au : i) niveau du protocole ; ii) niveau de la qualité du signal numérique et iii) niveau des canaux optiques. On peut distinguer également trois niveaux des paramètres à mesurer : i) le taux d'erreur binaire ; ii) le facteur Q, le diagramme de l'œil et l'ESNR (rapport signal à bruit électrique) et iii) présence des canaux, mesures spectrales, niveau de puissance et OSNR (Optical Signal-to-Noise

Ratio). En fonction des niveaux et des paramètres à surveiller, différentes techniques sont employées : numérique, électrique et optique (figure 8).

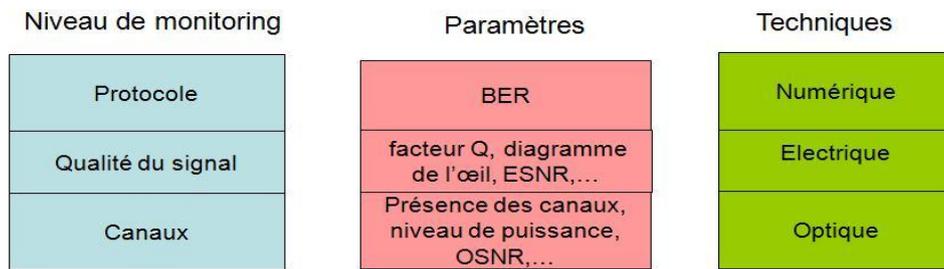


Figure 8 : Hiérarchisation de la supervision du réseau optique.

1.5.1. Mesure du BER

Le taux d'erreur binaire (BER : Bit Error Rate) est le paramètre clé pour la supervision d'un chemin optique. Il est déterminé lorsque le signal optique est converti électriquement au niveau des répéteurs, des commutateurs électroniques ou en réception finale. Cette conversion permet d'accéder directement aux données numériques transmises, en particulier les entêtes des trames dont une partie contient des codes correcteurs d'erreurs de type FEC (Forward Error Correction) permettant d'évaluer le BER. Les architectures optiques opaques se prêtent bien aux mesures de BER de par la bonne répartition de convertisseurs OEO dans le réseau (figure 9). Néanmoins, même si le BER donne une bonne indication de la qualité des signaux numériques, il ne donne aucune information sur les causes probables de dégradation du signal optique.

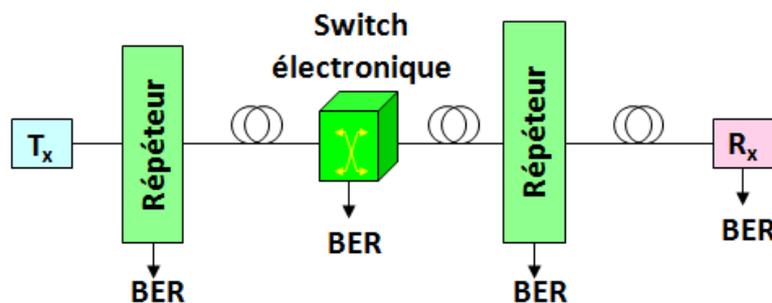


Figure 9 : Mesure de BER dans les réseaux optiques opaques.

Dans le cas des réseaux transparents, l'absence de nœuds électroniques et de répéteurs ne permet plus d'effectuer des mesures de BER en des points intermédiaires du réseau. Même si elles pourront toujours se faire en fin de liaison, elles ne pourront donner aucune indication sur la nature des défaillances survenant sur le réseau et il serait plus difficile, par comparaison aux réseaux opaques, de les localiser. Dans les réseaux translucides, quoique le BER puisse être évalué en quelques points intermédiaires, l'étendue des parties tout-optique risque d'être trop grande pour superviser convenablement l'ensemble du réseau. Pour pallier à ce problème, une solution consiste à effectuer des fonctions de supervision dans le domaine optique.

1.5.2. Supervision des performances optiques (OPM)

De manière générale, la supervision des performances optiques (OPM : Optical Performance Monitoring) consiste à superviser l'état et les caractéristiques des canaux optiques en mesurant certains paramètres physiques sans mesurer directement la qualité des signaux numériques transmis par ces canaux. L'OPM fournit des informations intéressantes sur la gestion des défaillances. Dans les réseaux statiques points-à-points, la gestion des phénomènes physiques affectant la qualité du signal optique se fait de façon relativement simple. Pour compenser les effets de dispersion chromatique par exemple, il suffit de superviser un seul canal d'un système WDM puisque tous les canaux auront parcouru le même chemin optique et auront accumulé la même dispersion résiduelle. Connaissant au préalable l'architecture du réseau, il suffit simplement d'apporter la compensation de dispersion chromatique nécessaire lors de sa conception.

Dans le cas de réseaux dynamiques et reconfigurables, chaque canal aura un trajet optique distinct, parcourant des distances variées et rencontrant différents nombres et différents types d'équipements. Par conséquent, il devient plus compliqué d'apporter par avance les corrections adéquates. L'OPM dans ce cas doit également se faire de façon dynamique : elle doit agir comme un élément d'asservissement et de régulation afin de s'assurer que le réseau fonctionne continuellement dans les conditions nominales. Avec une augmentation du débit et la multitude de services disponibles, la résilience contre les défaillances est amenée à occuper une part de plus en plus primordiale dans les réseaux optiques de demain. Plus le débit est grand, plus marqué sera l'incidence d'une panne dans le réseau. Dans le cas d'une interruption dans le réseau, l'OPM doit permettre d'enclencher les mécanismes de restauration afin de rétablir le trafic impacté dans les plus brefs délais. Elle peut être également employée pour la prédiction de possibles dérangements dans le réseau de façon à ce que le trafic puisse être re-routé avant que les pannes prédites ne surviennent.

Les dispositifs d'OPM sont placés au niveau des éléments du réseau tels que les amplificateurs optiques, les commutateurs optiques et les ROADM entre autres (figure 10). Une faible proportion du signal est prélevée de façon à ce que la supervision se fasse de la manière la moins intrusive qui soit. Il convient de signaler que les mesures de BER peuvent toujours se faire en des points de terminaison dans les réseaux transparents et au niveau des nœuds de régénération électroniques dans les réseaux translucides. Par contre, sur la partie tout-optique, il apparaît peu réaliste économiquement de déployer des transpondeurs additionnels pour effectuer des mesures de BER, et ce d'autant plus que ce type de mesure n'apporte pas en elle-même d'indication sur l'origine d'une éventuelle dégradation du signal. De plus, les signaux prélevés pour les besoins d'OPM peuvent être en certains endroits du réseau trop faibles pour effectuer des évaluations de BER dessus.

Les dispositifs d'OPM peuvent utiliser un canal optique de supervision (OCS : Optical Supervisory Channel) [28] pour faire remonter les informations de contrôle vers le système de gestion de réseau (figure 11). Ce canal se situe en dehors de la grille utilisée pour les transmissions WDM. L'OCS peut être employé pour découvrir la topologie du réseau, déterminer l'état des composants et, en utilisant des paquets IP, effectuer des fonctions de supervision par le biais du protocole SNMP.

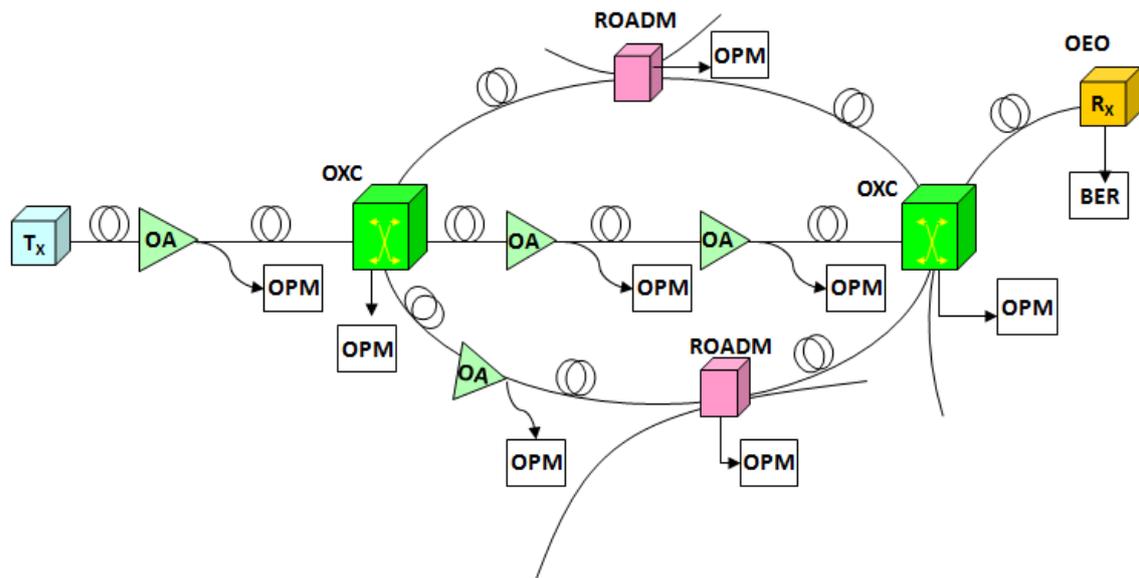


Figure 10 : Position des dispositifs d'OPM dans le réseau optique.

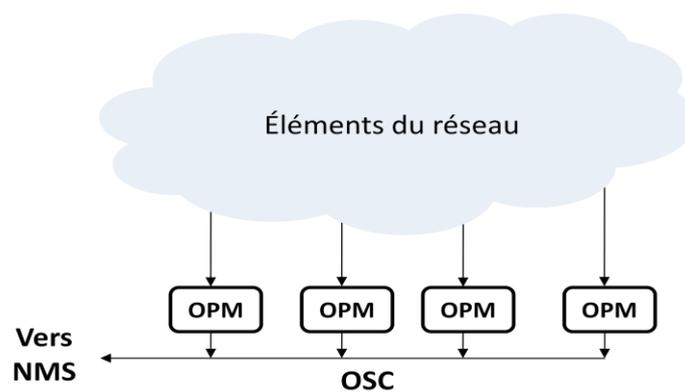


Figure 11 : Utilisation d'un canal optique de supervision pour faire remonter les données recueillies par les moniteurs d'OPM vers le gestionnaire de réseau.

La supervision des performances optiques passe par la génération d'alarmes pour alerter le système de gestion lors de la détection de problèmes dans le réseau. Les alarmes sont déclenchées lors d'une perte du signal, lorsqu'un paramètre à superviser tombe sous ou excède un seuil critique ou lors de dysfonctionnement des équipements. Une seule défaillance peut engendrer toute une série d'alarmes sur tout le réseau et entraîner des actions erronées. Lors d'une défaillance sur un lien physique, une coupure de fibre optique par exemple, tous les chemins optiques s'y propageant vont être perturbés. Cette situation sera détectée par le nœud se situant en bout du lien endommagé. Le nœud en question va émettre des alarmes pour tous les chemins optiques concernés. Par conséquent, tous les nœuds par lesquels traversent ces chemins optiques vont à leur tour générer des alarmes. Afin d'éviter d'affoler le système de gestion de réseau, une technique de suppression d'alarmes permettant de localiser la défaillance est utilisée. Lors d'une panne sur un lien quelconque, le nœud situé en aval le détecte et génère un signal appelé FDI (Forward Defect Indicator) sur le lien descendant vers le prochain nœud [6]. Dès réception du FDI, le nœud reconnaît que la défaillance ne provient pas du lien auquel il est connecté en amont et supprime donc l'alarme

qu'il a déclenché. Le signal FDI est transmis vers les autres nœuds se trouvant sur le lien descendant, qui à leur tour vont supprimer les alarmes qu'ils ont générées (figure 12). Un nœud décelant une défaillance envoie également un signal appelé BDI (Backward Defect Indicator) sur le lien montant vers le nœud suivant afin de lui notifier le problème. Si ce dernier n'a pas émis de FDI, la panne se situe logiquement entre ces deux nœuds. Ce mécanisme permet de détecter une coupure intervenant sur une des deux fibres constituant un lien. Si les deux fibres sont coupées (en cas par exemple d'une rupture de câble), l'analyse des messages FDI émis de chaque côté du lien coupé permet de localiser la coupure.

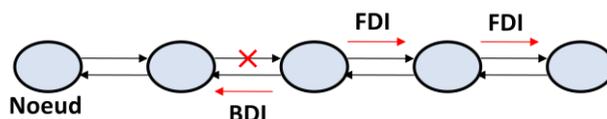


Figure 12 : Localisation d'une défaillance avec suppression des alarmes résiduelles dans le réseau.

La définition des dispositifs d'OPM doivent prendre en compte plusieurs points :

- Paramètres optiques clés à superviser.
- Mesure en temps réel pour l'ensemble d'un multiplex WDM.
- Spécifications complémentaires permettant de déployer ces dispositifs d'OPM dans un réseau opérationnel afin d'activer, si nécessaire, un mécanisme de protection et de restauration.

Plusieurs problèmes se posent pour définir les dispositifs d'OPM [29] :

1. Quels sont les paramètres (optiques) clés à superviser ?
2. Comment mesurer ces paramètres en temps réel pour l'ensemble d'un multiplex WDM ?
3. Quelles sont les autres spécifications permettant de déployer ces dispositifs d'OPM dans un réseau opérationnel afin d'activer, si nécessaire, un mécanisme de restauration?

1.5.3. Les défaillances et les dégradations

Les défaillances et les dégradations dans les réseaux optiques peuvent être classés en deux catégories principales [30].

1.5.3.1. Les défauts de composants.

Cette classe inclut les défaillances causées soit par les dysfonctionnements d'un ou de plusieurs dispositifs, une mauvaise installation ou configuration des équipements, des dégâts matériels (appareils, cassures des fibres optiques, etc.) ou des intrusions dans le réseau. À titre d'exemple, on peut considérer le cas de dysfonctionnements dans les amplificateurs optiques. La présence d'un laser de pompe défectueux aura pour incidence une réduction de la puissance du signal sur la liaison optique. L'amplification successive de ces faibles niveaux de puissance aura pour conséquence une augmentation du bruit en excès qui apparaîtra sur le spectre optique. Par ailleurs, des lasers de pompe instables peuvent conduire

également à un excès de bruit sur le signal optique qui peut ne pas être révélé sur le spectre optique. De plus, si la régulation en puissance du laser est défaillante, de forts niveaux de puissance en sortie peuvent engendrer toute une série d'effets non linéaires tels que la modulation de phase croisée (XPM : Cross-Phase Modulation) et l'automodulation de phase (SPM : Self- Phase Modulation).

1.5.3.2. Les défauts de transmission.

Il existe plusieurs effets nuisibles qui sont plus ou moins omniprésents dans une transmission optique dont certains deviennent plus pernicious avec la montée en débit, et l'accroissement de la distance de transmission. Ces dérangements sont :

- Les bruits d'amplificateurs.
- La dispersion chromatique.
- Les effets de polarisation.
- La dispersion modale de polarisation.
- Les effets non-linéaires dans la fibre (XPM, SPM, Mélange à 4 ondes (FWM : Four Wave Mixing), diffusion Brillouin (SBS : Stimulated Brillouin Scattering), diffusion Raman (SRS : Stimulated Raman Scattering)).
- Les effets d'interférence sur trajets multiples (MPI : Multiple Path Interference).
- Les distorsions dues aux filtres optiques.
- Les diaphoties linéaires (qui induisent également du bruit sous le signal).
- La gigue temporelle, etc.

Certains de ces dérangements peuvent être compensés ou supprimés par les méthodes statiques appropriées. D'autres demandent une surveillance en temps réel pour assurer une compensation dynamique ou du moins pour s'assurer qu'elles restent dans des limites raisonnables.

1.5.4. Les paramètres à superviser dans un réseau optique

On peut dresser une liste des différents paramètres mesurables sur un canal optique ou sur un ensemble de canaux WDM :

- La puissance moyenne (par canal ou agrégée) ou les puissances crêtes.
- Le spectre optique.
- L'état de polarisation.
- La dispersion chromatique.
- La dispersion modale de polarisation (1er ordre (mesures du retard différentiel de groupe (DGD : Differential Group Delay))) et ordres supérieurs.
- Le diagramme de l'œil.
- Le facteur Q/mesures de BER.
- Le spectre RF (Radio Fréquence).
- Les histogrammes d'amplitude (synchrone et asynchrone), etc.

La mesure de certains paramètres comme le BER ou le facteur Q a fait l'objet de plusieurs standards. Plus récemment, des efforts ont été entrepris dans le but de normaliser des méthodes de mesure ou des valeurs de référence pour d'autres paramètres. Chacune des méthodes de mesure des différents paramètres OPM peut être spécifique et requérir un type particulier de moniteur. De plus, certaines techniques ne permettent de surveiller qu'un seul canal. Dans ces conditions, le monitoring optique reste une technologie complexe et onéreuse. Néanmoins, des dispositifs d'OPM commencent à être déployés. La plupart des systèmes disponibles aujourd'hui se limitent à mesurer des paramètres classiques tels que :

- Les puissances (agrégées ou par canal).
- La longueur d'onde.
- La dérive de longueur d'onde par rapport à la grille de normalisation ITU.
- Le rapport signal-à-bruit optique (OSNR) hors-bande.

La mesure des paramètres avancés fait encore l'objet de nombreuses études en laboratoire. Nous mettrons l'accent sur les paramètres les plus pertinents.

i) L'OSNR intra-bande.

L'OSNR intra-bande représente un paramètre clé de la supervision des performances optiques. Les différentes techniques pour le mesurer seront détaillées dans le chapitre 2.

ii) La dispersion chromatique.

La dispersion chromatique est un phénomène qui se produit du fait que les différentes composantes spectrales du signal optique, aussi fin qu'il soit, se propagent à des vitesses différentes. Elle découle de deux contributions : la dispersion matérielle où l'indice de réfraction de la fibre optique dépend de la fréquence optique et la dispersion intramodale qui résulte de la variation, en fonction de la fréquence, de l'indice effectif ou de la constante de propagation du mode qui se propage dans le guide. L'indice effectif dépend de la répartition de l'énergie du signal dans le cœur et la gaine de la fibre optique. Cette répartition est fonction de la longueur d'onde. La dispersion chromatique est mesurée par le paramètre de dispersion, D (ps/nm/km) :

$$D = -\frac{2\pi c}{\lambda^2} \frac{\partial^2 \beta}{\partial \omega^2} \quad (1)$$

où ω est la vitesse angulaire, c la célérité de la lumière dans le vide et β la constante de propagation.

Dans les fibres optiques monomodes (SMF : Single Mode Fibre) classiques, l'effet de dispersion chromatique va conduire à un élargissement des impulsions et provoquer le risque d'interférences entre symboles, entraînant ainsi des erreurs à la réception. L'effet est d'autant plus prononcé que la largeur spectrale du signal et la distance de transmission sont plus grandes. La largeur spectrale dépend du format de modulation utilisé et augmente également avec le débit. Il existe différentes techniques pour compenser les effets de dispersion chromatique. La façon la plus classique consiste à utiliser des fibres à compensation de dispersion chromatique (DCF : Dispersion Compensation Fibre). Cependant, c'est une

technique plus appropriée pour les réseaux optiques statiques où les DCF sont rajoutées lors de la conception du réseau. Dans les réseaux dynamiques, la solution adéquate consiste à compléter la compensation par modules fixes avec de la compensation active. Une des méthodes consiste à détecter la conversion induite par la dispersion chromatique d'un signal en phase en un signal modulé en amplitude [31]. Une autre technique fait appel à une insertion d'un ton RF au niveau de l'émetteur [32-35]. Une technique alternative consiste à extraire le signal à la fréquence de l'horloge et de mesurer son intensité [36]. Une autre méthode intéressante revient à évaluer le retard de groupe apporté par la dispersion chromatique entre les bandes latérales du spectre des données transmises [37]. Néanmoins, les futurs systèmes de transmission basés sur la transmission cohérente avec un traitement numérique du signal reçu devraient permettre de compenser la dispersion chromatique de façon électrique au niveau des récepteurs [38, 39].

iii) La dispersion modale de polarisation (PMD).

Les fibres optiques représentent des guides d'onde qui ne sont pas parfaitement circulaires. Cette non-circularité fait qu'elles ont une certaine biréfringence qui se traduit par un axe lent et un axe rapide lors de toute propagation dans les fibres. Les effets de PMD proviennent du fait que chaque composante spectrale du signal se décompose en deux états orthogonaux de polarisation, appelés états de polarisation (SOP : State Of Polarization) qui se propagent selon l'axe lent et l'axe rapide. La différence entre les vitesses de propagation dans les deux axes introduit un DGD, $\Delta\tau$ entre les deux SOP. Le DGD est relié au vecteur de PMD, $\vec{\Omega}$, par l'expression :

$$\vec{\Omega}(\omega) = \Delta\tau(\omega)\hat{q}(\omega) \quad (2)$$

où $\hat{q}(\omega)$ est le vecteur unitaire dans la direction de l'axe rapide.

La PMD au premier ordre est la valeur moyenne du DGD et s'exprime sous la forme :

$$\langle \Delta\tau \rangle = D_{PMD}\sqrt{L} \quad (3)$$

où D_{PMD} est le coefficient de PMD mesuré en ps/(km)^{1/2} et L est la longueur de fibre utilisée.

Les effets de PMD sont stochastiques, varient au cours du temps, dépendent de la température et sont plus prononcés à mesure que le débit et la distance de transmission augmentent. Les équipements présents sur la ligne de transmission ont également une incidence sur les effets de PMD. Dans des systèmes de transmission optiques présentant de fortes valeurs de dispersion chromatique et/ou pour des débits supérieurs à 10 Gbit/s, l'impact du PMD au second ordre, PMD^2 , doit également être pris en compte [40]. PMD^2 est la dérivée du vecteur de PMD par rapport à la pulsation :

$$PMD^2 = \frac{d\vec{\Omega}(\omega)}{d\omega} = \frac{d\Delta\tau(\omega)}{d\omega}\hat{q}(\omega) + \Delta\tau(\omega)\frac{d\hat{q}(\omega)}{d\omega} \quad (4)$$

Il existe plusieurs techniques pour compenser de manière dynamique la PMD dans les transmissions optiques. Certaines méthodes reposent sur l'analyse spectrale de tons RF [41-45]. Une méthode permet d'isoler le DGD [46]. Une autre entreprend la mesure de la différence de phase entre deux composantes spectrales de deux SOP [47]. Il existe également des techniques de supervision basées sur la mesure du degré de polarisation (DOP : Degree Of Polarization) [48, 49]. Une autre consiste à utiliser un filtre étroit au niveau de la fréquence centrale du signal optique ou au niveau des bandes latérales [50]. Cependant, comme pour la dispersion chromatique, il existe désormais des techniques électroniques de compensation active de PMD basées sur la détection cohérente pour des systèmes de transmission à 40Gbit/s, voire 100 Gbit/s [51, 52].

iv) Les effets non-linéaires

Les effets non linéaires apparaissent dans les transmissions optiques lorsque l'intensité du champ électromagnétique d'une onde lumineuse se propageant dans un milieu diélectrique excède un certain seuil. Il existe deux catégories des effets non linéaires : les effets issus de la non linéarité de l'indice de réfraction (effet Kerr) [53-62] et les effets de diffusion non linéaires (Raman stimulée et Brillouin stimulée) [63-71]. Les techniques de supervision de ces effets sont bien décrits dans [72].

1.5.5. Les différents équipements de surveillance optique

Savoir ce qui se passe au niveau de la couche optique est une nécessité pour la gestion des réseaux optiques actuels et futurs. Le but recherché est de pouvoir effectuer une supervision optique dynamique et en temps-réel de chaque canal en transmission.

Il existe aujourd'hui un certain nombre d'appareils pour mesurer les paramètres clés. On peut les classer en trois catégories :

- Les appareils de laboratoire qui permettent d'effectuer des mesures de haute précision mais qui sont relativement coûteux et encombrants en termes de taille tels que les analyseurs de spectres optique (OSA : Optical Spectrum Analyzer), les analyseurs de réseaux optiques (ONA : Optical Network Analyzer), les mesureurs de BER (BERT : Bit Error Rate Tester).
- Les appareils de tests terrain qui sont généralement portables et relativement faibles en coûts et qui sont utilisés de façon ponctuelle lors du déploiement des systèmes optiques ou lors des interventions pour toute réparation dans le réseau. Par exemple, les réflectomètres optiques temporels (OTDR : Optical Time-Domain Reflectometer) sont utilisés pour localiser les défauts ou les cassures et pour mesurer l'atténuation dans les fibres, leur longueur et les pertes dues aux connecteurs et aux épissures optiques. Il existe les appareils multifonctionnels tels que la valise FTB-500 d'EXFO permettant d'effectuer des analyses de spectres optiques, des tirs de réflectométrie et des mesures de PMD et de dispersion chromatique [73].
- Les appareils d'OPM qui sont déployés dans des systèmes fonctionnels et qui sont utilisés en permanence pour assurer une supervision en temps réel du réseau. Ils doivent normalement posséder les caractéristiques suivantes :

- Une grande fiabilité et un coût de maintenance réduit.
- Un faible coût par rapport aux bénéfices engendrés par l'élimination des régénérateurs OEO dans le réseau.
- Une bonne modularité pour les mises à niveau et si possible pour l'ajout de fonctionnalités pour la surveillance de paramètres additionnels.
- Une faible consommation en énergie.

Afin de remplir leurs rôles correctement, les dispositifs d'OPM doivent également répondre à certains critères de fonctionnement [74, 75] :

- Un temps d'acquisition de mesures suffisamment rapide permettant une surveillance en temps réel (négligeable devant le temps total alloué au processus de restauration optique que l'on souhaite aussi court que possible (idéalement quelques secondes)).
- Une indépendance de fonctionnement par rapport au débit, aux formats de modulation et au parcours optiques des canaux.

Ces critères doivent être satisfaits lorsque l'on supervise l'ensemble des canaux d'un multiplex WDM, en particulier le temps de mesure doit rester acceptable. Idéalement, un temps de quelques dizaines de millisecondes serait souhaitable pour permettre au gestionnaire de réseau de prendre les dispositions nécessaires pour rétablir le trafic ou pour prévenir une panne, même lorsqu'on mesure un grand nombre de canaux (environ 80 canaux dans la bande C). Il va de soi que les mesures de signaux par le dispositif d'OPM doivent être les moins intrusives possibles et avoir un impact négligeable sur la qualité de ces signaux.

Différents moniteurs d'OPM, capables de donner en simultané des informations sur les paramètres classiques des canaux WDM, sont déjà disponibles commercialement tandis que l'évaluation des paramètres avancés demeure pour le moment dans le domaine expérimental même si on commence à trouver des OSA permettant de mesurer, par la méthode intra-bande, le paramètre OSNR [76, 77] (figure 13).

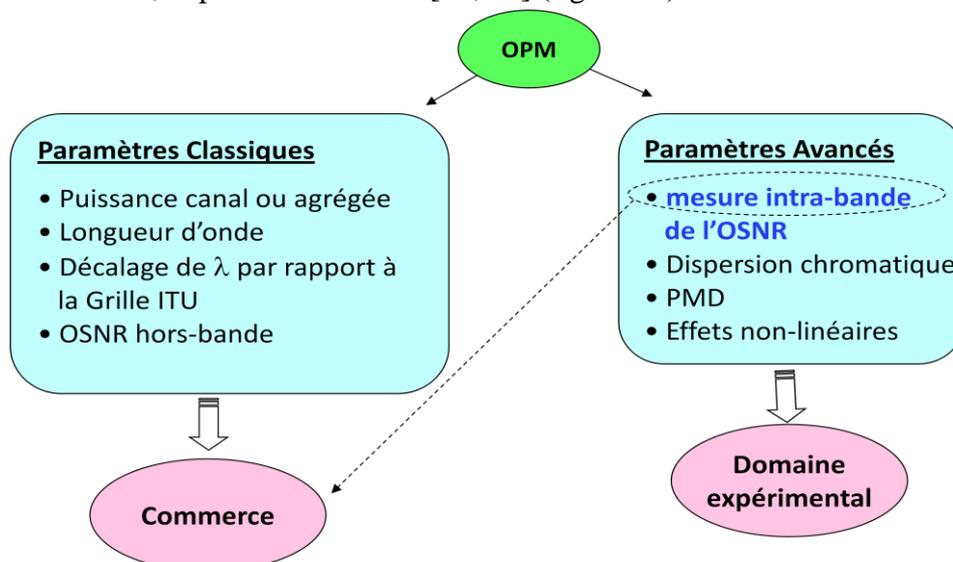


Figure 13 : Différents paramètres mesurés par les moniteurs d'OPM que ce soit dans le commerce ou dans le domaine expérimental.

1.6. Conclusion

Les réseaux optiques de nouvelle génération vont apporter une meilleure transparence en regard des différents protocoles de transmission, des débits et des formats de modulation. En contrepartie, en l'absence de conversions OEO, les effets indésirables vont s'accumuler tout le long de la transmission. De plus, cette transparence va apporter une complexification au niveau de la gestion et la supervision du réseau. Avec l'adjonction de nouveaux composants optiques et l'apparition de nouveaux phénomènes physiques qui proviennent du fait de repousser les limites des transmissions optiques, il est impératif de superviser davantage l'état du réseau. La supervision des performances optiques (OPM) représente une nouvelle démarche permettant de contrôler la qualité du réseau optique de demain. Les dispositifs d'OPM sont une catégorie d'appareils de mesure soumise à des contraintes fortes du fait de leur déploiement dans les réseaux opérationnels.

Parmi les nombreux paramètres pour la mesure desquels des dispositifs d'OPM ont été proposés, l'OSNR reste un élément clé à superviser. La définition de ce paramètre et les techniques pour sa mesure sont présentées dans le chapitre suivant.

Chapitre 2 : Mesure du paramètre OSNR

Le but de ce chapitre est une étude sur la mesure du paramètre OSNR. Nous rappelons tout d'abord la définition du terme OSNR selon les instances de normalisation. Nous décrivons ensuite les méthodes dites hors-bande qui permettent de le mesurer. On expose leurs limitations avant de décrire les différentes méthodes intra-bande, en particulier celle basée sur la diversité de polarisation.

2.1. Définition

Le Rapport Signal-à-Bruit Optique (OSNR) est défini comme étant le rapport de la puissance du signal P_i au bruit N_i présent au sein d'un canal optique. P_i et N_i sont ramenés (alors qu'ils peuvent être intégrés sur une bande plus large, notamment pour les canaux modulés à 40 Gbit/s et 100 Gbit/s) sur une bande spectrale de référence dont la largeur B_{ref} est normalement égale à 0,1 nm (12,5 GHz). Le bruit provient essentiellement du bruit d'Émission Spontanée Amplifiée (ASE) des amplificateurs optiques. Ce rapport est normalement exprimé en dB/0,1 nm.

$$OSNR_{B_{ref}}(dB) = 10 \log \frac{P_i}{N_i} \quad (5)$$

L'OSNR est souvent mesuré sur une bande spectrale, B_M inhérente à la fonction de transfert de l'appareil de mesure. Si on suppose que le spectre du bruit est plat dans les bandes considérées, il est alors proportionnel à la bande spectrale sur lequel il est intégré. On peut donc utiliser la relation (5) pour remonter à l'OSNR relatif à B_{ref} .

$$OSNR(dB) = 10 \log \frac{P_i}{N_i} + 10 \log \frac{B_M}{B_{ref}} \quad (6)$$

Pour mettre clairement en évidence la bande de référence utilisée pour définir l'OSNR, on exprime usuellement celui-ci en dB/ B_{ref} . (6) peut donc aussi s'écrire :

$$OSNR(dB/B_{ref}) = OSNR(dB/B_M) + 10 \log \frac{B_M}{B_{ref}} \quad (7)$$

Cependant, dans les réseaux transparents ou translucides, les canaux sont amenés à être filtrés lors de leur trajet optique. La réponse spectrale des filtres n'est habituellement pas plate. De ce fait, le spectre du bruit filtré ne l'est pas non plus. Dans ce cas, il convient de noter que la relation (6) introduit alors une erreur systématique, caractéristique de la forme des filtres, sur la mesure de l'OSNR.

Le Taux d'Erreur Binaire (BER), qui équivaut au rapport du nombre de bits erronés sur le nombre total de bits transmis, est un paramètre important pour quantifier la qualité du

signal numérique au niveau des nœuds optiques ou en fin de liaison. Sa mesure requiert une conversion opto-électro-optique (OEO) du signal. Toutefois, avec la migration vers les réseaux tout-optiques, la minimisation des conversions OEO fait qu'il est plus difficile d'effectuer des mesures de BER sur le réseau. L'OSNR représente un bon moyen pour donner indirectement des informations sur le BER. Une faible proportion du signal est nécessaire pour le mesurer permettant ainsi de garder la majeure partie dans le domaine optique, évitant ainsi toute conversion OEO.

Dans le cas d'un bruit blanc gaussien, le BER est relié au facteur de qualité Q selon l'expression suivante [78] :

$$BER \approx \frac{1}{\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{Q^2}{2}} \quad (8)$$

Les valeurs typiques du BER selon les spécifications des transmissions par fibre optique varient de 10^{-9} à 10^{-15} . Les valeurs typiques de Q sont 6 pour un BER de 10^{-9} ; 7 pour un BER de 10^{-12} ; 8 pour un BER de 10^{-15} . Pour un système de transmission moderne avec des codes de correction d'erreurs de deuxième génération [79], un taux d'erreur avant correction de l'ordre de 10^{-3} peut être toléré, ce qui correspond à un facteur Q de 3.

Dans le cas d'un système utilisant le format de modulation NRZ et lorsque le bruit est dominé par l'ASE, l'OSNR est relié au facteur de qualité selon l'expression [80] :

$$Q = \frac{2\sqrt{\frac{B_0}{B_e}} OSNR}{1 + \sqrt{1 + 4 \cdot OSNR}} \quad (9)$$

où B_0 est la largeur spectrale du filtre optique placé devant le récepteur, et B_e est la bande passante de ce dernier. Pour un débit de 2,5 Gbit/s, un facteur de qualité $Q = 7$ et donc un $BER = 10^{-12}$, $B_0 = 32$ GHz et $B_e = 2$ GHz, l'OSNR requis est de 4,8 dB/0,26 nm. Cependant en raison de l'influence des effets indésirables tels que la dispersion chromatique, la PMD et les effets non-linéaires qui dégradent la qualité de la transmission, une plus grande valeur d'OSNR est requise. En pratique, lors du design de systèmes optiques, un OSNR d'au moins 20 dB/0,1 nm est requis pour assurer une bonne transmission.

2.2. Méthodes de mesure de l'OSNR

Pour la mesure de l'OSNR, la précision sera d'autant meilleure que l'on arrive à discriminer le bruit du signal. Dans les conditions de laboratoire, le bruit au sein du canal est simplement obtenu par extinction de ce dernier. Néanmoins, dans le cas des réseaux réels, toute extinction est à proscrire. Il existe plusieurs méthodes telles que les méthodes hors-bande et intra-bande qui permettent la mesure de l'OSNR tout en respectant cette condition.

2.2.1. Méthodes hors-bande

Lorsque le spectre du bruit ASE est plat et plus large que celui du signal, le bruit hors-bande est alors une bonne représentation de celui au sein du canal optique. Il est utilisé dans les méthodes hors-bande pour la mesure de l'OSNR. Quelques unes de ces méthodes sont décrites ci-dessous.

2.2.1.1. Méthode de l'interpolation linéaire

La méthode d'interpolation linéaire estime le bruit au sein du canal à partir de l'interpolation du bruit mesuré en pied de bande de part et d'autre du canal (figure 14) [81].

La puissance maximale du canal i correspond à la puissance totale du signal et du bruit ASE intégrée sur la bande spectrale de l'instrument de mesure. Le bruit interpolé au sein du canal permet de discriminer la puissance du signal de celle du bruit, et de remonter ainsi à l'évaluation de son OSNR.

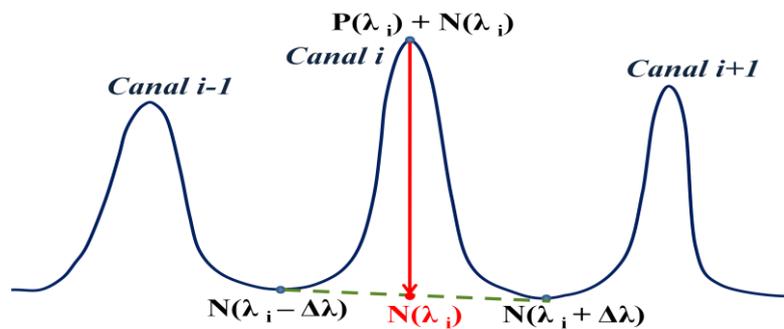


Figure 14 : Description de la méthode d'interpolation linéaire.

Limitations

Cette méthode présente des déficiences dans les réseaux DWDM lorsque le resserrement entre canaux devient trop prononcé, plus particulièrement lorsque la largeur spectrale des canaux devient plus importante que leur séparation [30]. Ce problème de recouvrement ne se pose pas dans le cas de canaux DWDM NRZ (Non-Return-to-Zero) modulés même à 40 Gbit/s et espacés de 100 GHz. Tel n'est plus le cas lorsque l'espacement est réduit à 50 GHz. Dans ce cas, l'application de la méthode d'interpolation linéaire va conduire à une surestimation du niveau de bruit ($N(\lambda_i)$) par rapport au bruit réel. Par conséquent, on aura une sous-estimation de l'OSNR (figure 15).

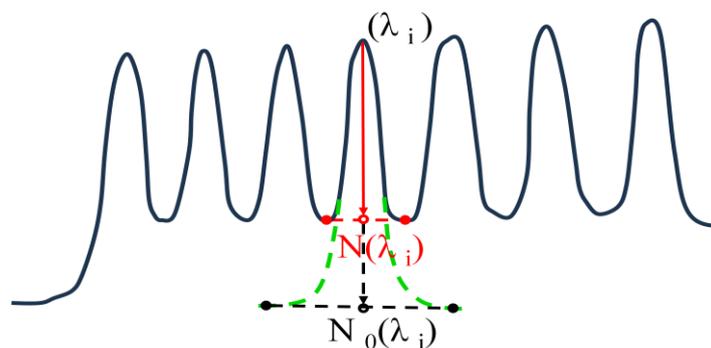


Figure 15 : Sous-estimation du niveau d'OSNR avec la méthode d'interpolation linéaire.

Une autre limitation de la méthode existe dans le cas des réseaux de nouvelle génération où les canaux subissent de forts filtrages au niveau des nœuds optiques (ROADM, brasseurs optiques, etc.). L'application de la méthode d'interpolation linéaire conduit ici à une sous-estimation du niveau de bruit et, par conséquent, à une surestimation de l'OSNR (figure 16) [82].

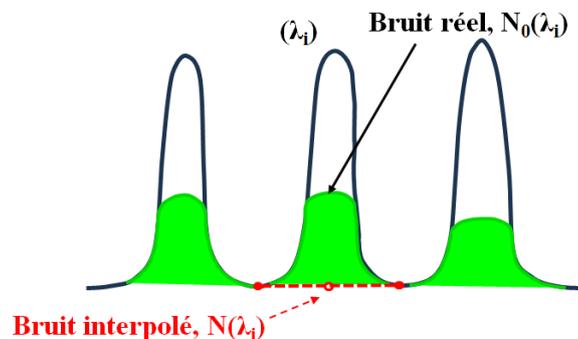


Figure 16 : Surestimation de l'OSNR par la méthode d'interpolation linéaire.

2.2.1.2. Méthode des "épaules"

La méthode des "épaules" est une variante de la méthode d'interpolation linéaire qui peut être utilisée dans les réseaux à bases de ROADM [83]. Néanmoins, elle ne peut être appliquée efficacement que si la largeur spectrale du filtre est supérieure à celle du signal utile. Cette situation se traduit alors par la présence de paliers de part et d'autre du signal et qui sont caractéristiques du bruit ASE filtré (figure 17). Le bruit au sein du canal peut être correctement estimé à partir de ces paliers, contrairement à une mesure classique avec l'OSA où il est interpolé en pieds de bande du filtre, conduisant ainsi à une surestimation de l'OSNR.

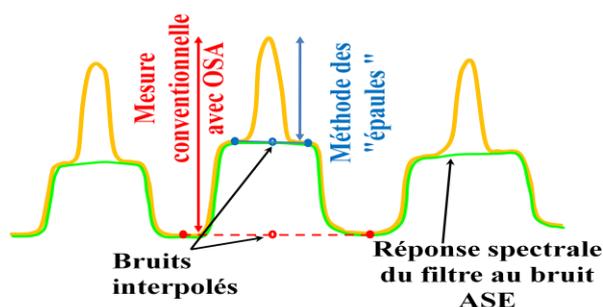


Figure 17 : Description de la méthode des "épaules" pour la mesure de l'OSNR.

Limitations

Lorsque la largeur spectrale du filtre est de même ordre de grandeur que celle du signal, il est difficile de distinguer les paliers présents de part et d'autre du signal. Il devient alors quasiment impossible d'appliquer la méthode des "épaules". Comme on peut le voir sur la figure 18, pour un débit de 10 Gbit/s, des paliers sont présents en pied de bande du signal NRZ puisque sa largeur spectrale est suffisamment inférieure à celle du filtre. Par contre, lorsque le signal est modulé à 40 Gbit/s, elle devient comparable à celle du filtre, provoquant ainsi la disparition des épaules.

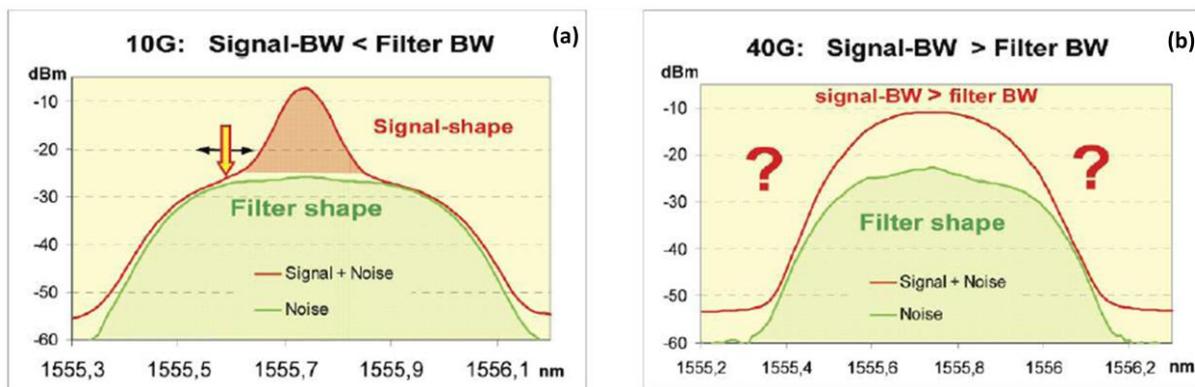


Figure 18 : Spectres des signaux NRZ modulés à 10 Gbit/s (a) et à 40 Gbit/s (b) dans un réseau ROADM [83].

2.2.1.3. Méthode utilisant les tons pilotes

Les tons pilotes [84] sont de simples composantes sinusoïdales qui sont superposées aux signaux optiques modulés. Ils peuvent être insérés ou extraits du signal modulé à différents endroits du réseau. Ils sont générés de différentes manières en excitant soit le courant de polarisation du laser, soit la tension de polarisation d'un modulateur d'amplitude ou d'un modulateur de phase. Après photodétection, les tons pilotes peuvent être récupérés simultanément par le biais d'un CAN (Convertisseur Analogique Numérique) et d'une transformée de Fourier rapide. Si toutefois, leur fréquence dépasse les quelques centaines de MHz, un filtre passe-bande électrique ou un oscillateur local accordable représentent des solutions alternatives pour leur détection.

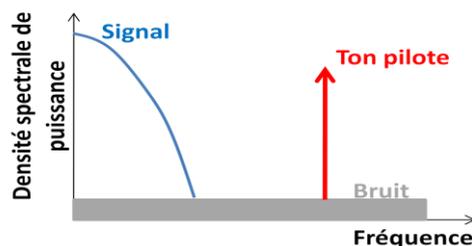


Figure 19 : Utilisation de ton pilote pour la mesure d'OSNR [84].

Les tons pilotes suivent les signaux auxquels ils sont associés n'importe où dans le réseau. Par conséquent, ils subissent les mêmes perturbations que rencontrent les signaux sur leur trajet optique correspondant. Leur amplitude est donc proportionnelle à la puissance optique du canal associé. Leur utilisation a été proposée pour effectuer la mesure de différents paramètres tels que la dispersion chromatique, la PMD et l'OSNR. Lorsque les tons pilotes sont ajoutés aux signaux optiques, ils peuvent causer une modulation en amplitude des données numériques conduisant ainsi à des erreurs de mesure sur leur amplitude. Ce problème pourrait être résolu en utilisant des tons à basse fréquence (< 100 KHz). Cependant, pour la mesure de l'OSNR, la fréquence doit être suffisamment grande (au moins de l'ordre du GHz) pour que le ton pilote soit situé en dehors de la bande spectrale du signal (figure 19). La méthode des tons pilotes appliquée à la mesure de l'OSNR est donc en pratique équivalente à celle du multiplexage de sous-porteuses. La seule différence étant que la sous-porteuse peut, le cas échéant, transporter certaines informations telles que les en-têtes de paquets optiques.

Limitations

Du fait de la fréquence relativement haute des tons pilotes, les performances de la méthode dans un réseau WDM à base de systèmes d'amplification peuvent être dégradées par la diffusion Raman stimulée (SRS) qui est induite par les amplificateurs à fibre dopée à l'erbium (EDFA) [85]. Cet effet Raman génère des composantes de diaphonie appelées tons fantômes qui peuvent induire des erreurs de mesure sur l'amplitude des tons pilotes. Pour éviter cette gêne, il faudrait filtrer les canaux WDM avant toute mesure de leur ton pilote associé. Les tons à hautes fréquences sont également dépendants des effets de dispersion chromatique et de PMD [86]. La méthode ne peut pas être correctement appliquée dans les réseaux DWDM lorsque l'espacement entre canaux devient trop faible puisque l'amplitude des tons pilotes peut être affectée par le recouvrement entre canaux. Elle ne peut être utilisée dans les réseaux à base de ROADM. En effet, puisque les tons sont situés en dehors de la bande spectrale des canaux, ils risquent d'être éliminés lorsque ces derniers sont filtrés au niveau des nœuds optiques.

2.2.1.4. Méthode utilisant le multiplexage de sous-porteuses

Le multiplexage de sous-porteuses (SCM : SubCarrier Multiplexing) [87] représente une technique hors-bande pour la mesure de l'OSNR puisque les sous-porteuses sont placés légèrement en dehors de la bande spectrale des porteuses optiques auxquelles elles sont associées. Elles effectuent le même trajet optique et subissent donc les mêmes dégradations que leur porteuse optique correspondante. De plus, les sous-porteuses peuvent servir à transporter des données de contrôle dans les réseaux à commutation de circuits ou des labels dans ceux à commutation de paquets. Il existe plusieurs méthodes pour multiplexer des signaux en bande de base et une sous-porteuse. Une solution consiste à les combiner électriquement avant de les moduler directement sur la porteuse. Un autre moyen est de les mélanger électro-optiquement avec un modulateur Mach-Zehnder (figure 20) [88]. La puissance de la sous-porteuse est relativement faible par rapport à celle de la porteuse. Pour la mesure de l'OSNR, le signal issu du modulateur est envoyé vers un atténuateur variable qui permet de contrôler la puissance en entrée de l'EDFA et donc de varier l'OSNR. Une partie du signal est ensuite prélevé pour des mesures de référence avec un OSA. Le reste est filtré avant photodétection. Finalement, après amplification RF, le signal électrique est ensuite mesuré avec un analyseur de spectre électrique. L'OSNR du canal modulé s'obtient selon l'équation suivante [87] :

$$OSNR_{\Delta\nu} = \sqrt{\frac{B_{ESA}}{\Delta\nu}} \frac{CNR}{m^2} \quad (10)$$

où CNR est le rapport de la sous-porteuse à bruit électrique, B_{ESA} la résolution de l'analyseur de spectre électrique, $\Delta\nu$ la résolution du filtre accordable (FA) et m l'indice de modulation de la sous-porteuse.

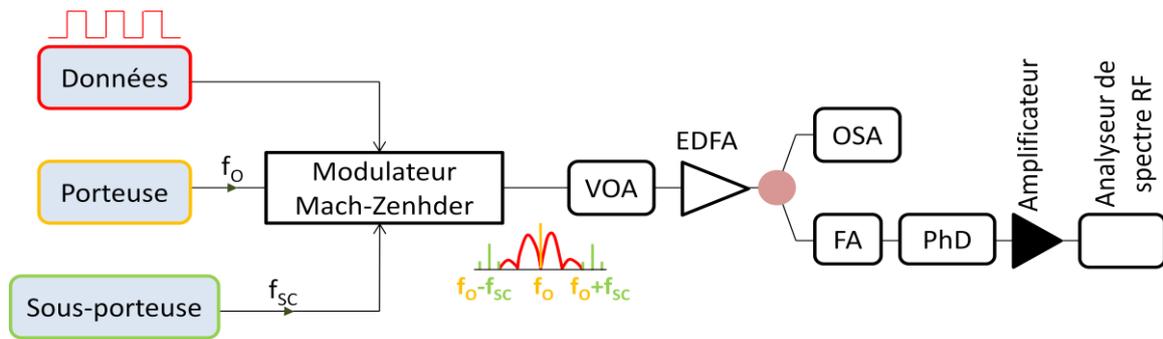


Figure 20 : Montage expérimental pour la mesure de l'OSNR avec la technique de multiplexage de sous-porteuses [88] avec un filtre accordable (FA) et un photodétecteur (PhD).

Limitations

Les performances de la technique du multiplexage de sous-porteuse sont dégradées par les effets non-linéaires dans la fibre et les effets de dispersion qui peuvent causer un affaiblissement de l'intensité de la sous-porteuse. Cet affaiblissement peut être évité soit en supprimant la porteuse optique avant la détection par la photodiode [87, 89], soit par l'émission ou la réception de sous-porteuse à bande latérale unique [90]. Comme dans le cas des tons pilotes, dans le cas de réseaux DWDM où l'efficacité spectrale est faible, le recouvrement entre canaux peuvent interagir avec les sous-porteuses induisant ainsi des erreurs sur leur mesure de puissance. Le filtrage étroit des canaux dans les réseaux à base de ROADM peut engendrer la suppression de leur sous-porteuse, rendant impossible l'application de la technique pour la mesure d'OSNR.

2.2.2. Techniques de mesure intra-bande de l'OSNR

Pour pallier aux déficiences de la méthode d'interpolation linéaire et les méthodes hors-bande en général, et pouvoir discriminer le bruit du signal, une solution envisageable est de venir mesurer le bruit au sein même du canal. Cette méthode est appelée méthode de mesure intra-bande de l'OSNR. La section suivante présente les différentes techniques pour ce faire tout en effectuant une discussion sur leurs principaux avantages et inconvénients.

2.2.2.1. Mesure d'OSNR à partir du bruit de battement

Cette technique repose sur les caractéristiques des différents types de bruit mesurés par un photodétecteur et un processeur de signal numérique (DSP) [91]. Le signal bruité est envoyé d'une part, vers un OSA pour les mesures d'OSNR de référence et d'autre part, vers un filtre accordable (FA) (figure 21). Le signal filtré est ensuite séparé par un coupleur 50:50, vers une première photodiode pour mesurer la puissance totale et une seconde photodiode, en série avec un CAN pour l'estimation du bruit ASE.

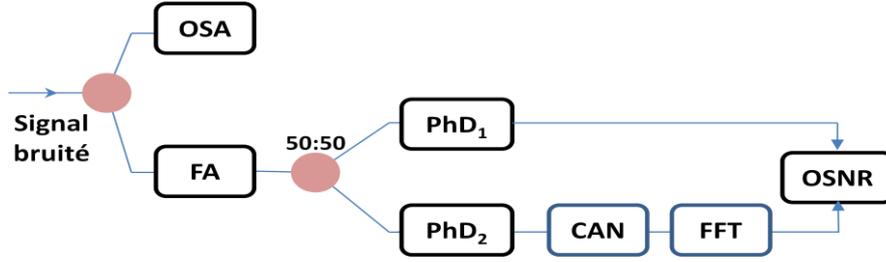


Figure 21 : Principe de mesure d'OSNR à partir du bruit de battement

Le DSP permet de traiter les données converties numériquement par le biais d'une transformée de Fourier rapide (FFT). Le bruit issu de la photodétection quadratique est composé du bruit thermique, du bruit de grenaille et du bruit de battement dont les densités spectrales sont respectivement N_{th} , N_{gr} et N_{beat} . Ces dernières sont évaluées à partir des basses fréquences des données FFT. La densité spectrale totale de bruit s'exprime selon l'expression suivante :

$$N_{tot} = N_{beat} + N_{th} + N_{gr} \quad (11)$$

Le bruit de battement découle d'un phénomène de battement entre :

- Le signal de sortie et chacune des sous-bandes d'ASE, appelé battement signal-ASE
- Les sous-bandes d'ASE entre elles, appelé battement ASE-ASE

N_{beat} peut être décrit par l'expression suivante :

$$N_{beat} = A \left(\frac{2P_{sig} P_{ASE}}{B_0} + \frac{P_{ASE}^2}{B_0} \right) = \frac{2AP_{sig}^2}{R} \left(\frac{1}{OSNR} + \frac{B_0}{2R \cdot OSNR^2} \right) \quad (12)$$

où A est une constante dépendant de la sensibilité du détecteur, B_0 la bande spectrale du filtre accordable, P_{sig} la puissance du signal, P_{ASE} la puissance du signal ASE et R la résolution du photodétecteur.

Pour des valeurs d'OSNR importantes (> 35 dB/0,1 nm), $(N_{th} + N_{gr}) \gg N_{beat}$, d'où $N_{tot} \approx (N_{th} + N_{gr})$. La puissance totale mesurée par le premier photodétecteur est la somme des puissances du signal et du bruit ASE, qui s'exprime sous la forme :

$$P_{tot} = P_{sig} + P_{ASE} = P_{sig} \left(1 + \frac{1}{OSNR} \frac{B_0}{R} \right) \quad (13)$$

Pour un niveau d'OSNR donné, de la valeur de N_{tot} , on peut remonter à celle de N_{beat} . Pour des couples de valeurs de N_{beat} et de P_{tot} , on peut retrouver la valeur de l'OSNR à partir des deux dernières équations.

Discussion

Cette technique est simple à mettre en place et utilise des composants relativement bas coûts (deux photodétecteurs et un DSP). Pour un signal PRBS (Pseudo-Random Binary

Sequence) modulé à 10 Gbit/s, une séquence de bits de longueur, $L = 2^{15} - 1$ est utilisée pour la mesure de l'OSNR [91]. Une précision de mesure de l'ordre de 1 dB pour des niveaux d'OSNR allant de 16 à 28 dB/0,1 nm est obtenue. Cependant pour des valeurs supérieures à 28 dB/0,1 nm, l'imprécision augmente puisqu'il devient plus difficile de dissocier N_{beat} de $(N_{\text{th}} + N_{\text{gr}})$. Néanmoins, la méthode est dépendante de L qui conditionne la fréquence f en deça de laquelle N_{beat} est mesuré sur le spectre RF. Pour un débit binaire D , $f = D/L$. Pour des séquences trop longues ($2^{31}-1$), la fréquence de mesure devient trop faible pour mesurer correctement le bruit de battement. Par exemple, pour une telle longueur et pour un signal PRBS à 10 Gbit/s, le bruit de battement doit être mesuré à une fréquence inférieure à seulement 5 Hz sur le spectre RF, ce qui rend cette technique délicate à mettre en œuvre dans un système réel et implique un temps de mesure relativement long.

2.2.2.2. Mesure d'OSNR à partir des bruits de battement non-corrélés

La méthode est basée sur la mesure des bruits de battement non-corrélés signal-ASE et ASE-ASE [92]. Le signal bruité est envoyé sur deux filtres accordables de même gabarit, plus larges que le spectre du signal modulé, et centrés symétriquement par rapport à la fréquence centrale f_c de ce dernier (figure 22). Un atténuateur variable optique et une ligne à retard permettent d'égaliser la puissance et le délai sur les deux bras, chacun relié à un photodétecteur. Les deux détecteurs sont équilibrés entre eux. Un amplificateur et un analyseur de spectre RF permettent de remonter aux bruits de battement non-corrélés à partir de la différence entre les spectres issus des détecteurs.

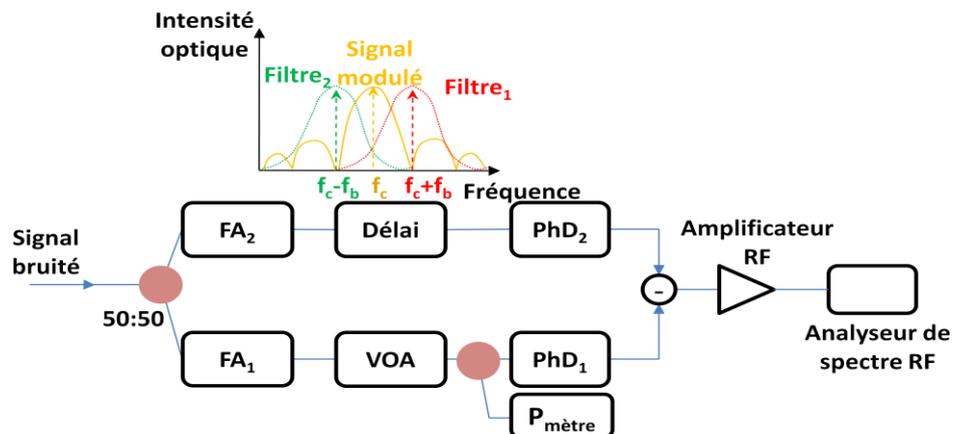


Figure 22 : Schéma du montage pour la mesure d'OSNR à partir du bruit de battement non-corrélé.

Le signal dans chaque bras est corrélé. Les bruits ASE qui se recouvrent, i.e. la partie du bruit ASE commune aux deux filtres, le sont également. De ce fait, les bruits de battements signal-ASE et ASE-ASE correspondants sont aussi corrélés. Par contre, les bruits ASE qui ne se recouvrent pas, ne sont pas corrélés puisqu'ils sont situés dans des bandes spectrales différentes après passage dans leur filtre respectif. Dans ce cas, les bruits de battement signal-ASE et ASE-ASE détectés sont aussi non-corrélés. En soustrayant les spectres RF des deux détecteurs, les composantes du signal utile et les bruits de battement corrélés s'annulent ne laissant que ceux qui sont non-corrélés. La densité spectrale du bruit de battement non-corrélé N_{beat} s'exprime par :

$$N_{beat} = N_{sig-ASE} + N_{ASE-ASE} = P_{sig}^2 \left(\frac{A}{OSNR} + \frac{B}{OSNR^2} \right) \quad (14)$$

où A et B sont des constantes dépendant de la forme des filtres optiques, de la sensibilité des photodétecteurs et du gain de l'amplificateur RF.

La puissance optique P_m mesurée par le puissance-mètre correspond, en tenant compte des pertes d'insertions des composants optiques, à :

$$P_m = \gamma \cdot P_{sig} \left(1 + \frac{C}{OSNR} \right) \quad (15)$$

où γ et C sont des constantes propres au filtre optique FA_1 . La résolution de ces deux équations permet de retrouver la valeur de l'OSNR.

Discussion

Cette technique intra-bande de mesure d'OSNR utilise des filtres optiques qui possèdent une largeur spectrale relativement grande et qui sont donc moins couteux. Elle est insensible aux effets de PMD. Pour un signal NRZ PRBS modulé à 10 Gbit/s, une précision $< 0,5$ dB est obtenue pour des valeurs d'OSNR comprises entre 10 et 30 dB/0,1 nm [92]. La précision se dégrade à mesure que la valeur de l'OSNR augmente puisqu'il devient plus difficile de dissocier N_{beat} du bruit thermique et du bruit de grenaille. Cependant, elle est très sensible à la position des filtres par rapport au spectre du signal. En effet, tout décalage du signal modulé par rapport aux filtres optiques induit une dissymétrie qui impacte la mesure de N_{beat} . De plus, les différences de sensibilité des photodiodes entraînent un déséquilibre et induisent également des erreurs.

2.2.2.3. Mesure d'OSNR basée sur la technique de découpage spectral numérique

La technique employée utilise un photodétecteur et un DSP "lents" (< 100 MHz) pour la détection et le traitement de signaux optiques hautes en fréquence [93].

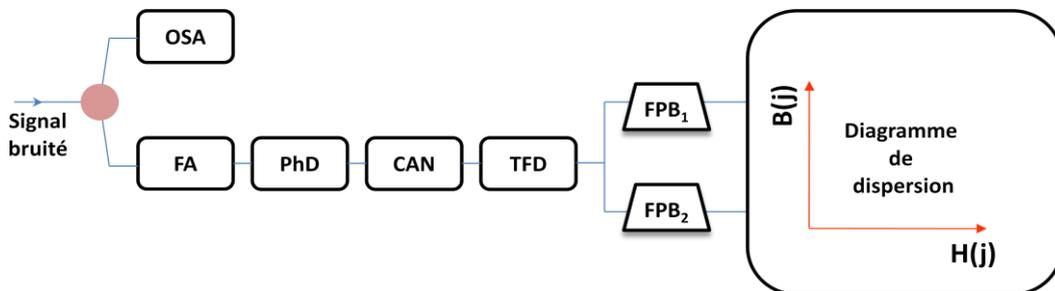


Figure 23 : Principe de la technique du découpage spectral numérique.
(TFD – Transformée de Fourier Discrète, CAN – Convertisseur Analogique Numérique,
PhD – Photodétecteur, FA – Filtre Accordable, FPB – Filtre Passe-Bande)

Le signal bruité est filtré avant détection par le photodétecteur (figure 23). Le DSP effectue une Transformée de Fourier Discrète (TFD) du signal électrique converti

numériquement par le CAN. Les données issues de la TFD sont ensuite examinées sur 2 deux tranches spectrales de même largeur ($FPB_1 = FPB_2$) situées sur les parties basse et haute du spectre (figure 24).

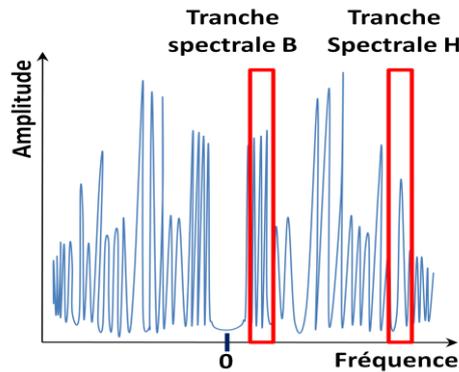


Figure 24 : TFD du signal électrique numérisé et découpage de tranches égales du spectre.

L'amplitude de la $j^{\text{ème}}$ composante spectrale de chaque tranche spectrale est ensuite répertoriée sur un diagramme de dispersion (figure 25). Un centre de masse, CdM, de ce diagramme est obtenu selon l'expression suivante :

$$CdM = \frac{\sum_{j=1}^N B(j)H(j)}{N} \quad (16)$$

où $B(j)$ est l'amplitude de la $j^{\text{ème}}$ fréquence de la tranche spectrale inférieure, $H(j)$ l'amplitude de la $j^{\text{ème}}$ composante spectrale de la tranche supérieure et N la largeur de la tranche spectrale.

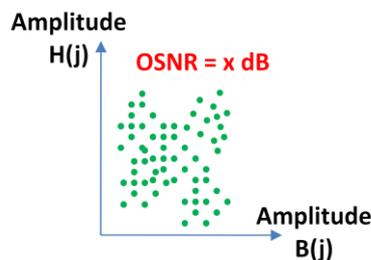


Figure 25 : Diagramme de dispersion de l'amplitude des composantes spectrales pour un OSNR donné

Il existe une relation fonctionnelle qui relie le centre de masse du diagramme de dispersion à l'OSNR.

$$CdM = f(OSNR) \quad (17)$$

Discussion

La technique est simple à mettre en place et est peu coûteuse du fait de l'utilisation d'un photodétecteur et un traitement DSP fonctionnant à des fréquences relativement basses. Ce dernier point fait qu'elle est également insensible aux effets de dispersion chromatique et de PMD. Elle est applicable suivant différents débits et différents formats de modulation. Elle

est appliquée aux signaux DPSK (Differential Phase-Shift Keying) modulés à 40 Gbit/s. Mille diagrammes de dispersion contenant chacun 4096 valeurs issues des tranches spectrales sont acquis pour des valeurs d'OSNR comprises entre 9 et 30 dB/0,1 nm. Le CdM correspondant est ensuite répertorié en fonction de leur OSNR équivalent (figure 26). Aucune indication n'est donnée sur la valeur de Δ OSNR mais vu que c'est plutôt la valeur moyenne de la distribution des CdM qui est représentative de l'OSNR, il ne faut pas s'attendre à ce que cette technique offre une bonne précision de mesure.

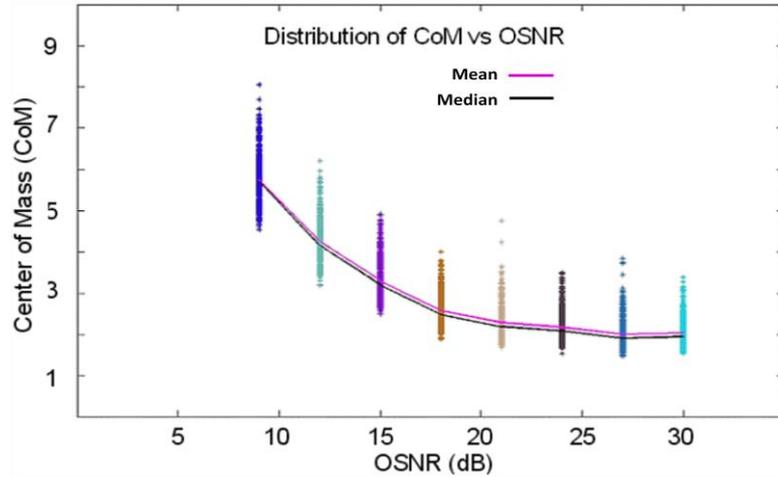


Figure 26 : Distribution des valeurs du centre de masse (CoM) des diagrammes de dispersion pour différentes valeurs d'OSNR comprises entre 9 et 30 dB/0,1 nm [93].

2.2.2.4. Méthode homodyne

Cette méthode permet de retrouver les valeurs d'OSNR à partir des différents types de bruit mesurés en réception, et ce, après élimination du signal utile au sein même de la bande spectrale du signal modulé [94].

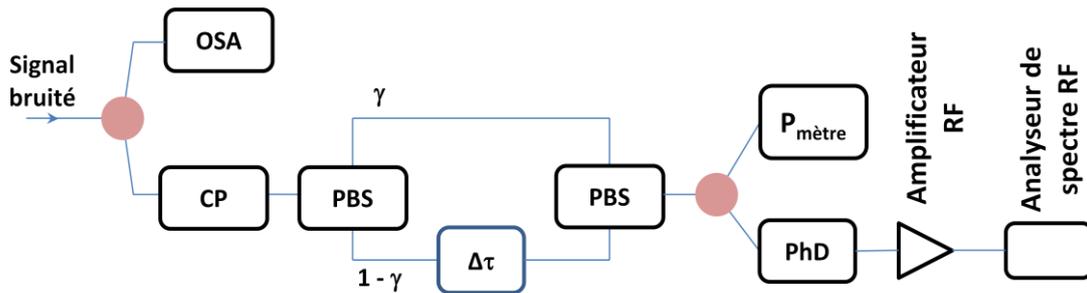


Figure 27 : Principe de la méthode homodyne pour la mesure intra-bande de l'OSNR.

Un cube séparateur de polarisation (PBS : Polarization Beam Splitter) décompose le signal bruité en composantes orthogonales, en proportions γ et $1-\gamma$ (figure 27). Un contrôleur de polarisation (CP) placé en amont du PBS permet d'ajuster le rapport de puissance entre elles. Un retard optique $\Delta\tau$ est introduit sur l'une des composantes orthogonales avant de la recombiner avec l'autre. Cette recombinaison correspond à une corrélation entre deux signaux de même fréquence mais décalé entre eux de $\Delta\tau$. Le module de réception est constitué d'un photodétecteur, d'un amplificateur RF et d'un analyseur de spectre RF. La puissance électrique P , à la fréquence de mesure ν , s'écrit selon la relation suivante :

$$P(\nu) = \left\{ 1 - 4\gamma(1 - \gamma) \sin^2(\pi \nu \Delta\tau) \right\} \cdot S(\nu) + R(\nu) \quad (18)$$

où $S(\nu)$ et $R(\nu)$ correspondent respectivement à la puissance du signal et du bruit en réception. Cette équation démontre que $S(\nu)$ s'annule pour des valeurs de $\gamma = 0,5$ et de $\nu = 1/(2\Delta\tau)$, permettant d'estimer $R(\nu)$ au sein même de la bande spectrale du signal modulé. $R(\nu)$ est constitué comme mentionné précédemment, du bruit de battement et des bruits thermique et de grenaille qui sont caractéristiques du photodétecteur. Pour des niveaux d'OSNR pas trop importants (compris entre 12 et 35 dB/0,1 nm), $R(\nu)$ constitue alors une bonne approximation du bruit de battement puisque ce dernier est la source prédominante. À partir de l'expression de la densité spectrale de ce dernier et de la puissance totale mesurée par le puissance-mètre, on peut donc remonter à la valeur de l'OSNR.

Discussion

La méthode homodyne est relativement simple à mettre en place. Elle a été testée sur des signaux NRZ modulés à 10 Gbit/s. La bande passante du photodétecteur est de 10 GHz et la résolution de l'analyseur de spectre RF est égale à 1 MHz. Pour une fréquence de mesure $\nu = 8$ GHz, nécessitant ainsi un retard optique de $\Delta\tau = 62,5$ ps, une précision inférieure à 0,5 dB est obtenue pour des valeurs d'OSNR comprises entre 12 et 35 dB/0,1 nm [94]. Elle est sensible aux effets de PMD mais ce problème peut être résolu en ajustant légèrement la valeur de $\Delta\tau$ (entre 60 à 65 ps). Avec cette modification, la précision reste pratiquement la même pour une transmission sur 640 km de fibre SMF.

2.2.2.5. Analyse du spectre RF à la demi-fréquence de l'horloge

La mesure intra-bande de l'OSNR est obtenue à partir de l'analyse d'une bande spectrale étroite du spectre électrique du signal modulé, précisément à la demi-fréquence de l'horloge [95]. Après détection du signal optique bruité, le signal électrique résultant est filtré par un filtre passe-bande étroit centré sur la demi-fréquence de l'horloge f_c (figure 28). Le signal filtré est ensuite transposé vers les basses fréquences (~ 50 MHz) où il subit une démodulation RF. Durant cette dernière, le signal est tout d'abord séparé en deux. Chaque portion est ensuite mélangée avec deux versions d'un oscillateur local différées en phase de 90° . Les composantes en phase (I) et en quadrature (Q) du signal à la fréquence de l'oscillateur local sont le résultat de ces mélanges.

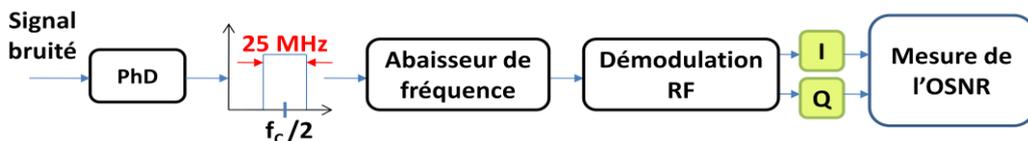


Figure 28 : Principe de la mesure intra-bande de l'OSNR à partir de l'analyse du spectre RF à la demi-fréquence de l'horloge.

Un diagramme de constellation est obtenu en traçant les valeurs de I en fonction Q pour une série de données. L'aspect essentiel de la technique est que le signal modulé présente approximativement une symétrie hermitienne s'il est filtré étroitement à la demi-fréquence de l'horloge. La transformée de Fourier d'un signal complexe ayant une symétrie

hermitienne est purement réelle. Une démodulation RF du signal à la demi-fréquence d'horloge fait que le signal démodulé apparaît sur un seul axe de l'espace de phase du diagramme de constellation. Sur l'image de gauche de la figure 29, une fréquence quelconque est choisie pour l'oscillateur local et la constellation qui en résulte est isotrope dans l'espace de phase. Par contre sur l'image de droite, lorsqu'elle est équivalente à 5 GHz, i.e., la demi-fréquence de l'horloge, la constellation se réduit à une seule dimension (un segment) dans l'espace de phase du fait de la symétrie hermitienne à cette fréquence. En supposant que le bruit associé au canal détecté est isotrope dans l'espace de phase, son SNR peut se calculer à partir du rapport entre la longueur de cette ligne et de sa largeur.

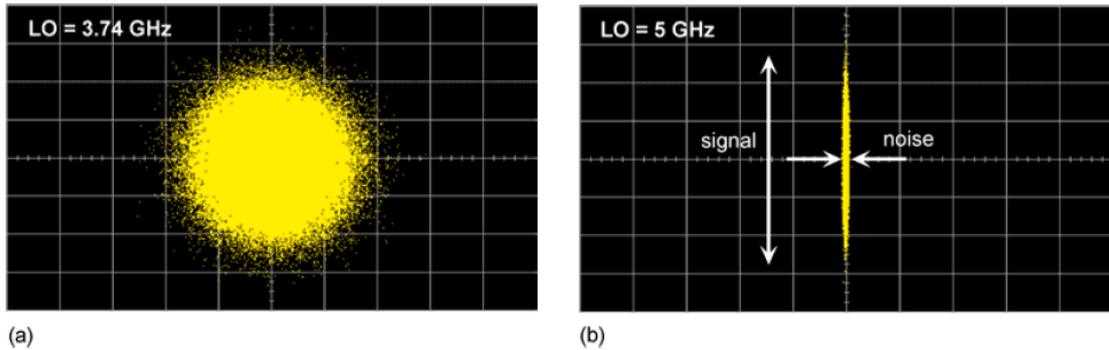


Figure 29 : Diagrammes de constellation pour des fréquences d'oscillateur local de 3,74 GHz (a) et de 5 GHz équivalent à la demi-fréquence de l'horloge (b) [95].

Discussion

Cette technique a été testée sur des signaux RZ (Return-to-Zero) modulés à 10 Gbit/s pour des valeurs d'OSNR comprises entre 10 et 26 dB/0,1 nm [95]. Aucune indication précise n'est donnée sur la valeur de ΔOSNR , si ce n'est que la représentation des mesures d'OSNR avec la méthode en fonction de leur $\text{OSNR}_{0,1\text{nm}}$ donne une droite dont le coefficient directeur est plus ou moins égal à 1. Elle dépend du format de modulation et est sensible aux effets de PMD et de dispersion chromatique et autres phénomènes tels que la gigue temporelle et la distorsion non-linéaire des impulsions.

2.2.2.6. Technique hétérodyne utilisant la propriété de l'orthogonalité de polarisation

Cette technique est basée sur le mélange hétérodyne de deux composantes spectrales du signal utile dont les états de polarisation respectifs sont orthogonaux entre eux [96]. Le signal bruité est en premier lieu filtré par un filtre accordable (figure 30). Il est ensuite envoyé sur deux bras qui disposent chacun d'un filtre passe-bande respectivement centré sur f_1 et f_2 et suffisamment étroits pour éviter tout recouvrement. Une partie des signaux filtrés dans chaque bras est prélevée et mesurée par un puissancemètre. Le reste est recombinaison pour la photodétection.

Un filtre passe-bande électrique (FPBE), centré sur f , permet de sélectionner les termes de battement inhérents aux signaux en provenance des deux bras. La puissance à la fréquence $f = |f_2 - f_1|$ est obtenue avec un analyseur de spectre RF. Le bras inférieur dispose également d'un contrôleur de polarisation (CP) qui permet de déphaser de 90° l'état de

polarisation (SOP) du signal par rapport à celui du signal présent dans l'autre bras. Lorsque c'est le cas, le battement signal-signal disparaît, ne laissant que les battements signal-ASE et ASE-ASE dans le domaine RF. La puissance RF détectée, $P_{f,\min}$ est alors minimale.

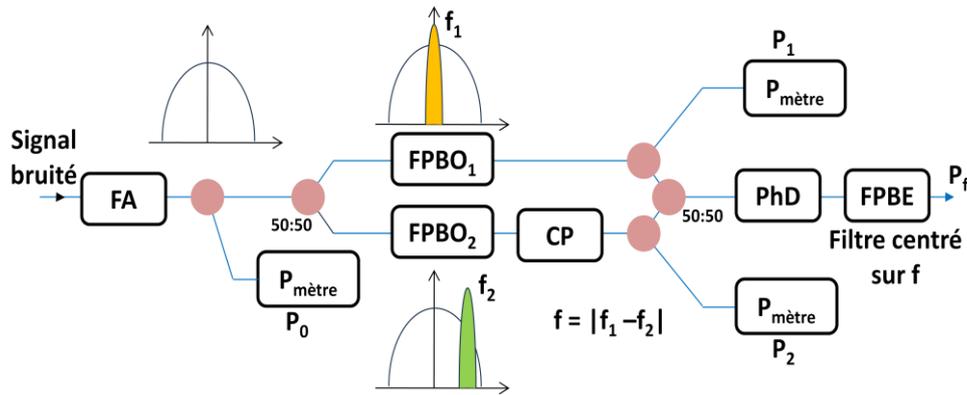


Figure 30 : Principe de la mesure intra-bande de l'OSNR par le mélange hétérodyne de composantes spectrales du signal polarisées orthogonalement.

Le bruit polarisé orthogonalement au signal filtré par le filtre $FPBO_1$ s'obtient selon l'équation suivante [96] :

$$N_{\perp} = \frac{(\alpha P_1 + P_2) - \sqrt{(\alpha P_1 + P_2)^2 - \frac{16\alpha P_f^{\min} B_2}{S^2 R_L B_e}}}{4\alpha} \quad (19)$$

où S est la sensibilité du photodétecteur, R_L est une charge résistive, α est le rapport du bruit ASE après filtrage par les filtres $FPBO_1$ et $FPBO_2$, P_1 et P_2 sont, en tenant compte des pertes d'insertion, les puissances en sortie des filtres $FPBO_1$ et $FPBO_2$, B_2 et B_e sont respectivement les largeurs spectrales de $FPBO_2$ et de $FPBE$.

En supposant que le bruit ASE est complètement dépolarisé, la puissance en sortie du filtre accordable, P_0 en tenant compte des pertes d'insertion du coupleur, s'exprime de la façon suivante :

$$P_0 = P_{sig} + 4 \frac{N_{\perp}}{B_1} B_{ch} \quad (20)$$

où P_{sig} est la puissance en entrée du signal, B_1 est la largeur spectrale de $FPBO_1$, avec $B_2 \geq B_1$. Le facteur 4 dans le terme de bruit est dû au coupleur 50:50 et à la répartition du bruit sur les polarisations orthogonales. Finalement, l'OSNR se détermine à partir de la relation suivante :

$$OSNR = \frac{P_0}{4N_{\perp}} \frac{B_1}{B_{ref}} - \frac{B_{ch}}{B_{ref}} \quad (21)$$

où B_{ch} est la largeur spectrale du premier filtre.

Discussion

La technique est assez lourde à mettre en place au vu du nombre de composants. La présence de filtres optiques étroits relativement chers impacte inévitablement sur le coût. Néanmoins, elle est insensible aux effets de PMD et aux effets de diffusion de polarisation non linéaires qui sont dus aux modulations de phase croisée entre canaux. Elle est également indépendante du format de modulation et du débit binaire. Elle a été testée sur des signaux RZ modulés à 10 Gbit/s. Une précision de 0,5 dB est obtenue pour des valeurs d'OSNR entre 12 et 26 dB/0,1 nm.

2.2.2.7. Principe de la méthode de diversité de polarisation

La technique de diversité de polarisation permet d'effectuer des mesures intra-bande de l'OSNR en supposant que le signal utile est polarisé tandis que le bruit ASE est complètement dépolarisé [97]. Le SOP du signal utile peut être quelconque. En présence du bruit ASE, il est envoyé sur un contrôleur de polarisation, qui permet de balayer tous les états de polarisation possibles du signal (figure 31). Lorsque son SOP est aligné avec l'axe d'un polariseur linéaire (PL), la puissance transmise est maximale et correspond à :

$$P_{\max} = P_{\text{sig}} + \frac{P_{\text{ASE}}}{2} \quad (22)$$

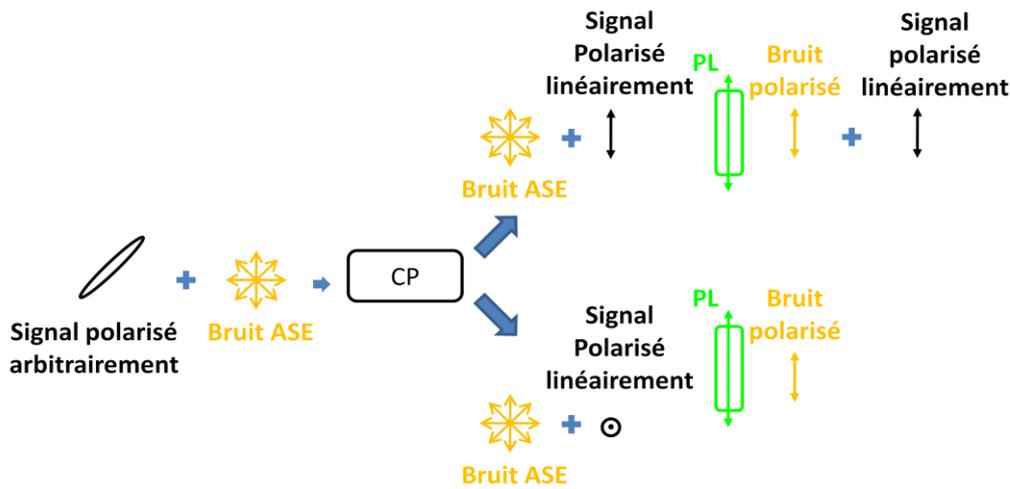


Figure 31 : Principe de la méthode de diversité de polarisation.

Lorsque le SOP du signal est orthogonal à l'axe du PL, la puissance en sortie de ce dernier est alors minimale :

$$P_{\min} = \frac{P_{\text{ASE}}}{2} \quad (23)$$

À partir des expressions de P_{\max} et de P_{\min} , on peut déterminer l'OSNR du canal selon l'expression suivante :

$$OSNR = \frac{P_{sig}}{P_{ASE}} \frac{B_N}{B_{ref}} = \frac{P_{max} - P_{min}}{2P_{min}} \frac{B_N}{B_{ref}} \quad (24)$$

où B_N est la bande passante sur laquelle le bruit ASE est mesuré.

Il existe plusieurs variantes de la méthode de diversité de polarisation qui diffèrent entre elles de par leur simplicité ou leur efficacité en termes de précision et d'insensibilité aux effets tels que la PMD et de la biréfringence non-linéaire. Les principales variantes sont décrites dans la section suivante.

On retrouve l'implantation de cette méthode dans certains équipements de laboratoire (OSA double et triple port). La mesure d'OSNR intra-bande pour un peigne WDM prend plusieurs secondes, voire quelques minutes.

2.2.2.8. Les méthodes de diversité de polarisation

i) Rotation en série d'une lame quart d'onde et d'un polariseur linéaire [98]

Le signal utile, en présence du bruit ASE est envoyé sur une lame quart d'onde, qui tourne à une fréquence de 15 Hz (figure 32). Un polariseur linéaire, dont la fréquence de rotation est de 0,1 Hz est placé après la lame. Un signal arbitrairement polarisé se transforme en une polarisation linéaire au moins une fois lorsque la lame quart d'onde effectue une rotation d'un demi cycle. Les extrema de puissance sont ensuite recherchés afin de remonter à la valeur de l'OSNR. Un amplificateur logarithmique est utilisé dans le but d'augmenter la dynamique de mesure de la technique.

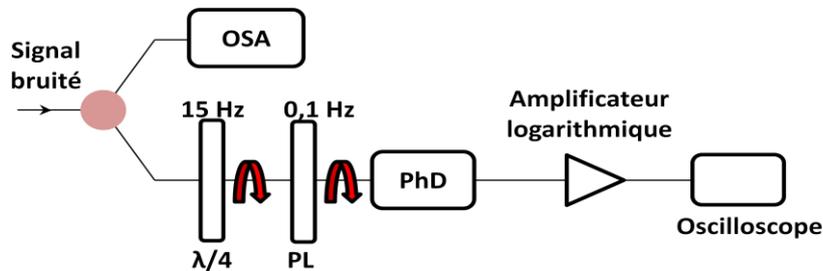


Figure 32 : Méthode de diversité de polarisation avec rotation d'un couple de lame quart d'onde et d'un polariseur linéaire.

Discussion

La méthode est simple à appliquer et utilise des composants bas coût. Elle est indépendante du débit. Elle a été testée sur des signaux modulés à 2,5 et 10 Gbit/s. Une précision de l'ordre de 0,6 dB est obtenue pour des valeurs d'OSNR comprises entre 14 et 32 dB/0,1 nm et pour une transmission sur 640 km. Elle est toutefois sensible aux effets de PMD. En présence d'un DGD de 64 ps, La précision se dégrade et est supérieure à 3 dB. Aucune information est donnée sur le temps de mesure.

ii) Mesure du bruit de battement [99]

Le signal bruité est envoyé vers un contrôleur de polarisation suivi d'un cube séparateur de polarisation (figure 33). Les composantes orthogonales du signal issues du PBS sont ensuite mesurées séparément par deux photodétecteurs "lents" de bande passante égale à 70 MHz. Ces derniers sont connectés à un amplificateur électrique (AE) linéaire. Un traitement DSP est effectué avec un CAN échantillonné au taux de 500 Méchantillons/s. Tant que le SOP du signal utile n'est pas aligné avec l'axe du PBS, le DSP peut égaliser et ensuite annuler les composantes du signal. De par leur nature incohérente, les composantes orthogonales du bruit ASE s'ajoutent. Par conséquent, l'annulation du signal par le DSP ne laisse subsister que les bruits de battement signal-ASE et ASE-ASE et les bruits caractéristiques aux détecteurs. Une calibration de ces derniers permet finalement de récupérer les bruits de battement et en connaissant la puissance totale du signal optique, on peut remonter à la valeur de l'OSNR.

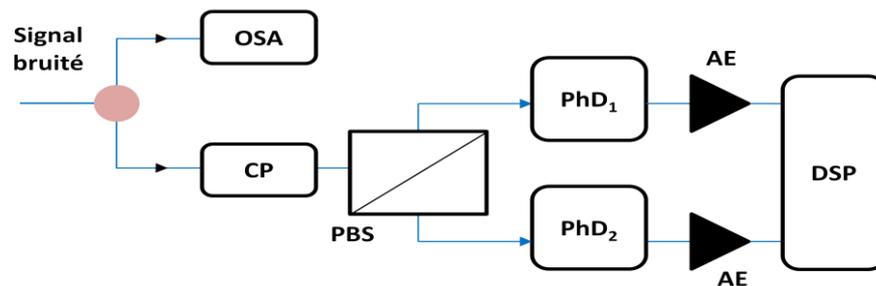


Figure 33 : Association de la technique de diversité de polarisation à la mesure des bruits de battement pour l'évaluation intra-bande de l'OSNR.

Discussion

La faible bande passante des détecteurs rend la méthode faiblement sensible aux effets de PMD du premier ordre et le coût de son implémentation relativement bas. Elle est également indépendante du débit binaire. Avec cette méthode, on n'est pas obligé d'aligner le CP avec l'axe du PBS puisque la recherche des extrema de puissance n'est pas nécessaire, d'où un gain en temps de mesure et en simplicité de l'acquisition des valeurs. Pour des signaux NRZ modulés à 10 Gbit/s, une précision inférieure à 0,5 dB est obtenue pour des valeurs d'OSNR comprises entre 8 et 29 dB/0,1 nm. Δ OSNR augmente pour de grandes valeurs d'OSNR puisqu'il devient plus difficile de dissocier le bruit de battement des bruits thermique et de grenaille. Les auteurs ne fournissent aucune indication sur la rapidité de la méthode.

iii) Mesure d'OSNR intra-bande avec trois photodétecteurs (résistance de la méthode aux effets de PMD) [100]

Les performances de la technique de diversité de polarisation peuvent être dégradées si le signal, lors de sa transmission, se dépolarise, à cause des effets de PMD et de biréfringence non linéaire. Lorsque le SOP du signal est orthogonal à l'axe du PBS, cette dépolarisation fait que le bruit ASE est mesuré avec une partie du signal. Ceci entraîne une surestimation du bruit. Lorsque le SOP du signal est aligné avec l'axe du PBS, la partie du

signal dépolari  e n'est pas détectée, d'où une sous estimation de la puissance du signal. Globalement, ces erreurs conduisent à une sous estimation de l'OSNR. Pour s'affranchir de cet inconvénient, les imprécisions dues à la dépolarisation du signal sont corrigées avec l'adjonction d'un filtre passe bande optique et d'une troisième photodiode (figure 34).

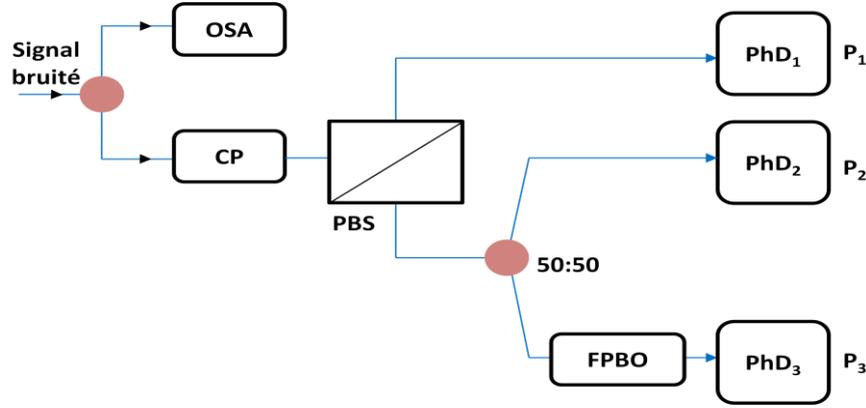


Figure 34 : Méthode de diversité de polarisation modifiée avec cube séparateur de polarisation et trois photodétecteurs.

Le CP sert à aligner le SOP du signal avec l'axe du PBS pour mesurer un maximum, P_1 , sur le premier photodétecteur. Cependant, à cause des effets de dépolarisation, une partie du signal est transmise sur l'autre bras du PBS. Pour calibrer cette perte, le signal en sortie de ce dernier est envoyé vers deux autres détecteurs. Un filtre passe-bande est placé en amont d'un des détecteurs afin de réduire la contribution du bruit ASE. En prenant en compte les pertes d'insertion du système, l'expression des puissances optiques mesurées par les trois photodiodes est :

$$P_1 = P_{sig} (1 - \varepsilon) + \frac{P_{ASE}}{2} \quad (25)$$

$$P_2 = \frac{P_{sig} \varepsilon}{2} + \frac{P_{ASE}}{4} \quad (26)$$

$$P_3 = \frac{P_{sig} \varepsilon}{2} + \frac{\alpha P_{ASE}}{4} \quad (27)$$

où ε est la partie du signal exclue de P_1 et α le facteur de réduction du bruit ASE déterminé à partir de la largeur spectrale du filtre.    partir de ces trois équations, l'on détermine l'OSNR :

$$OSNR = \frac{P_{sig}}{P_{ASE}} \frac{B_N}{B_{ref}} = \left(\frac{(P_1 + 2P_2)(1 - \alpha)}{4(P_2 - P_3)} - 1 \right) \frac{B_N}{B_{ref}} \quad (28)$$

Discussion

Cette méthode est insensible aux effets de PMD et de biréfringence non-linéaire. Elle est indépendante du débit. Cependant, elle est plus lourde à implémenter avec l'ajout d'un photodétecteur et d'un filtre optique. Elle a été testée sur des signaux NRZ modulés à 2,5 et

10 Gbit/s. Pour des valeurs d'OSNR comprises entre 16 et 30 dB/0,1 nm et en présence de PMD (DGD ~ 3,2 ps), une précision inférieure à 1 dB fut obtenue. En revanche, la durée de la mesure n'est pas indiquée.

iv) Application d'un filtrage étroit et décentré pour diminuer la sensibilité aux effets de PMD [101]

Cette technique présenterait une meilleure robustesse aux effets de PMD que la précédente. Une partie d'un signal bruité est filtrée par un filtre passe-bande de largeur spectrale B_1 (figure 35). Un puissance-mètre permet de mesurer la puissance totale, P_1 , du canal filtré. Le reste est filtré par un filtre passe-bande étroit de largeur spectrale B_2 bien inférieure à celle du signal et décentré par rapport à ce dernier. La lame quart d'onde sert à rendre orthogonal le SOP du signal par rapport au PL. Dans ce cas, le bruit ASE ramenée sur B_{ref} et la puissance du signal utile s'expriment de la façon suivante :

$$P_{ASE} = 2P_2 \frac{B_{ref}}{B_2} \tag{29}$$

$$P_{sig} = P_1 - P_{ASE} \frac{B_1}{B_{ref}} \tag{30}$$

A partir de ces deux équations, on obtient l'expression de l'OSNR :

$$OSNR_{B_{ref}} = \frac{P_{sig}}{P_{ASE}} = \frac{P_1}{2P_2} \frac{B_2}{B_{ref}} - \frac{B_1}{B_{ref}} \tag{31}$$

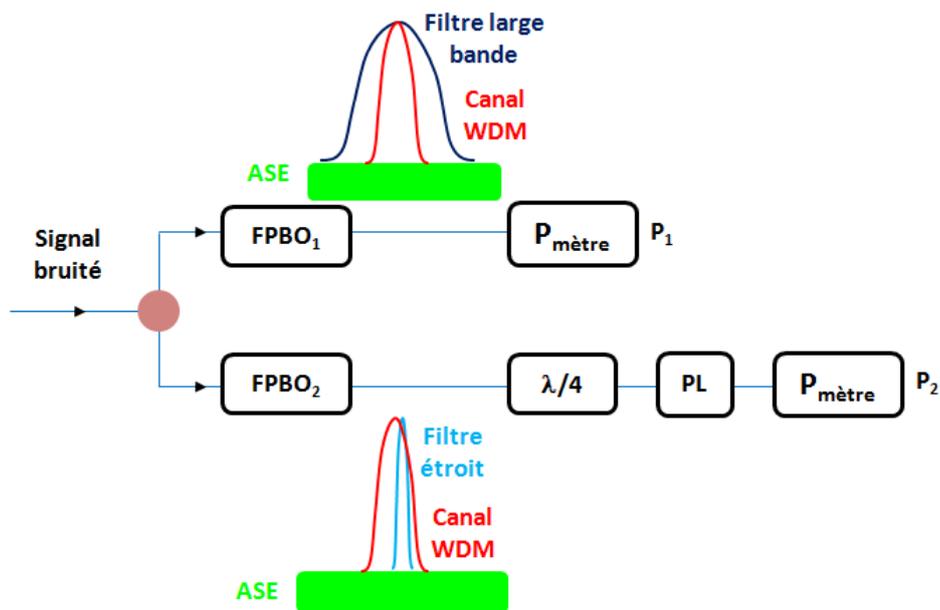


Figure 35 : Association d'un filtre passe-bande étroit et décentré par rapport au signal utile à la méthode de diversité de polarisation.

Deux raisons principales expliquent la robustesse de la technique par rapport aux effets de PMD. Tout d'abord, P_1 permet de mesurer directement la totalité de la puissance du signal filtré et de son bruit ASE, sans qu'il passe par un polariseur et donc la mesure du signal n'est pas affectée par son DOP. Deuxièmement, l'emploi d'un filtre décentré permet d'éviter des composantes spectrales liées à l'horloge et enfin le choix d'un filtrage étroit permet de limiter la variation entre les SOP des composantes spectrales traversant le filtre et donc d'obtenir une meilleure annulation de cette partie du signal lors de la rotation de lame $\frac{1}{4}$ d'onde et du polariseur linéaire. Ainsi l'impact des effets de dépolarisation qui contribuent à une surestimation du bruit ASE est fortement réduit.

Discussion

La méthode est donc particulièrement robuste aux effets de PMD et utilise moins de photodétecteurs que la méthode précédente. Cependant, les filtres optiques doivent être adaptés au format de modulation et au débit. L'utilisation de filtre étroit alourdit les coûts de mise en œuvre. Par ailleurs, il doit être suffisamment décentré par rapport au signal afin de l'annuler plus facilement, mais pas de manière extrême, de sorte à ne pas se retrouver hors-bande pour la mesure du bruit ASE. Elle a été testée sur des signaux RZ modulé à 10 Gbit/s. En l'absence de PMD, la précision, ΔOSNR , est inférieure à 0,4 dB pour des valeurs d'OSNR comprises entre 12 et 32 dB/0,1 nm. En présence d'effet extrême de PMD (DGD de l'ordre de 20 ps), la précision était inférieure à 1,6 dB. Comme dans les cas précédents, aucune indication est donnée sur le temps de mesure.

v) Application de l'algorithme du simplexe [102]

Un algorithme de convergence appelé algorithme du simplexe est appliquée à la méthode de diversité de polarisation en vue d'obtenir des mesures précises et rapides de l'OSNR [103]. La méthode utilisée ressemble à celle qui utilise trois photodiodes pour minimiser les effets de PMD sauf qu'ici les mesures acquises avec les détecteurs sont utilisées pour asservir le CP (figure 36). L'application de l'algorithme du simplexe permet de choisir le SOP du signal utile en sortie du CP de sorte à faire converger sa puissance dans l'un des bras du PBS vers un minimum. Plus le nombre de données acquises par la carte d'acquisition est grand, meilleure sera la précision de mesure de l'OSNR. En contrepartie, le temps de mesure sera plus grand.

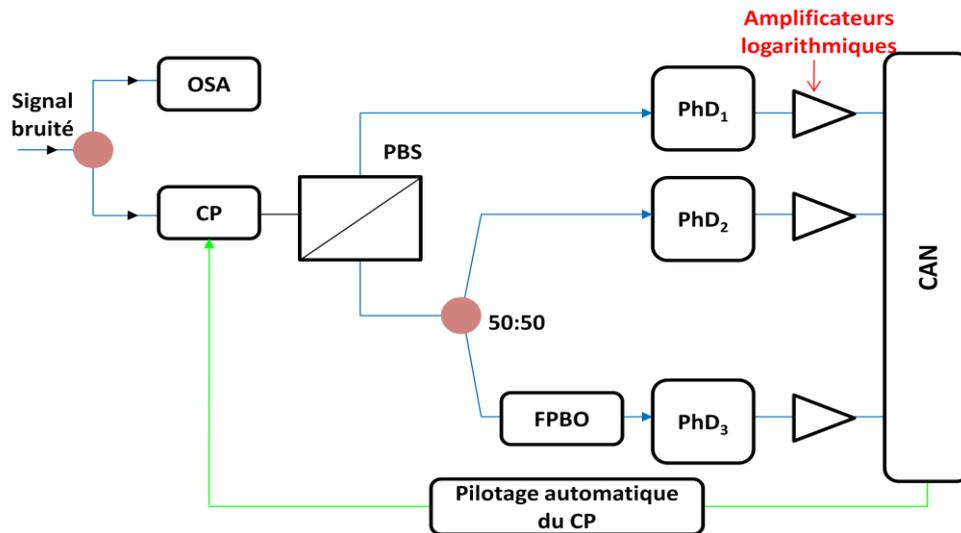


Figure 36 : Association de l'algorithme du simplexe à la méthode de diversité de polarisation pour la mesure intra-bande de l'OSNR.

Discussion

La méthode est insensible aux effets de PMD et de biréfringence non-linéaire. Elle est indépendante du débit binaire. Elle a été testée pour des valeurs d'OSNR comprises entre 9 et 30 dB/0,1 nm. La précision est de 0,72 dB pour un temps de convergence moyen de 390 ms. Elle est de 0,98 dB lorsque ce dernier est de 320 ms. Cette technique associe la précision et le temps de mesure pour l'évaluation de l'OSNR. La méthode décrite ici effectue des mesures monocanal puisque le signal est filtré avant d'être envoyé sur le CP. Pour un système WDM, les mesures multicanal peuvent se faire avec un filtre accordable. Dans ce cas, la mesure est séquentielle et sa durée dépend du nombre de canaux transmis. Néanmoins, il existe un autre montage permettant d'acquérir des valeurs d'OSNR en parallèle avec l'utilisation de l'algorithme du simplexe [103]. Les photodétecteurs sont alors remplacés par un OSA évitant ainsi de démultiplexer les canaux. Cependant, comme les signaux en entrée du CP n'auront pas le même SOP, l'optimisation de l'algorithme ne peut être appliquée simultanément sur tous les canaux. On revient au final à effectuer ici une mesure séquentielle.

vi) Mesure d'OSNR intra-bande avec un système à deux bras de photodétection [104, 105]

Les composantes orthogonales des signaux WDM en sortie du PBS sont envoyées vers un OSA double port (figure 37). Pour un canal quelconque, les minima de puissance issus des deux bras du PBS sont recherchés avec le CP. Ils permettent de retrouver la puissance du bruit ASE :

$$P_{1,\min} + P_{2,\min} = P_{ASE} \quad (32)$$

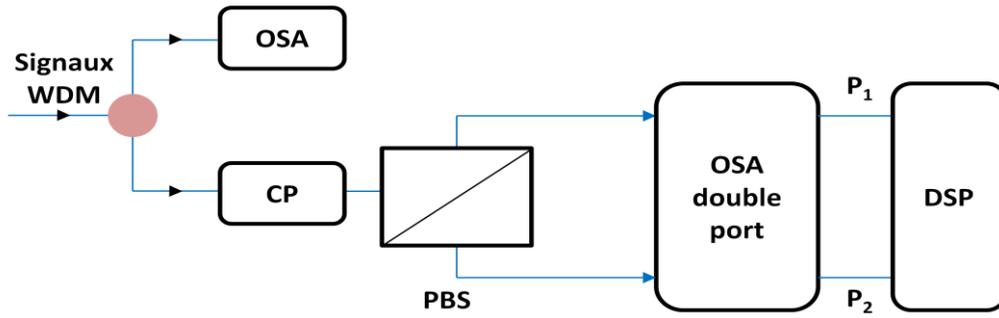


Figure 37 : Utilisation d'un OSA double port pour la mesure intra-bande de l'OSNR par la méthode de diversité de polarisation.

Pour tout SOP du signal incident sur le PBS, la somme des puissances détectées équivaut à la somme de la puissance du signal et du bruit ASE :

$$P_1 + P_2 = P_{sig} + P_{ASE} \quad (33)$$

Ces deux équations permettent de remonter à la valeur de l'OSNR du canal selon l'expression suivante :

$$OSNR = \frac{P_{sig}}{P_{ASE}} \frac{B_N}{B_{ref}} = \frac{P_1 + P_2 - (P_{1,min} + P_{2,min})}{P_{1,min} + P_{2,min}} \frac{B_N}{B_{ref}} \quad (34)$$

Discussion

Cette méthode est indépendante du débit. Elle est applicable aux différents formats de modulation. Elle présente une faible sensibilité aux effets de PMD. Elle a été testée sur des signaux NRZ-DPSK, RZ-DPSK modulés à 43 Gbit/s et NRZ modulés à 10 Gbit/s. En présence des effets de PMD (DGD = 20 ps), une précision de mesure de l'ordre de 0,5 dB pour des valeurs d'OSNR comprises entre 10 et 30 dB/0,1 nm a été obtenue. L'OSA double port permet d'effectuer des mesures en parallèle de l'OSNR des canaux WDM. Le temps de mesure reste largement supérieur à une minute [106].

vii) Mesure d'OSNR intra-bande via l'analyse de spectres optiques sur différentes résolutions [107]

Contrairement aux méthodes précédentes qui requièrent un degré d'extinction maximal du signal, la présente méthode nécessite une différence de seulement quelques dB entre les puissances des composantes orthogonales du signal issues du cube séparateur et mesurées avec un OSA double port. Pour un état de polarisation quelconque en entrée du contrôleur de polarisation, les puissances en sortie du cube séparateur sont données par les relations suivantes :

$$P_1 = \gamma P_{sig} + \frac{P_{ASE}}{2} \quad (35)$$

$$P_2 = (1 - \gamma)P_{sig} + \frac{P_{ASE}}{2} \quad (36)$$

où γ est la proportion du signal transmise dans l'un des bras du cube séparateur de polarisation.

Puisque les contributions de bruit sont les mêmes, la différence des puissances mesurées est alors proportionnelle à celle du signal :

$$P_1 - P_2 = (2\gamma - 1)P_{sig} \quad (37)$$

L'OSNR intra-bande est déterminé à partir du facteur de proportionnalité. Pour ce faire, les spectres sont acquis avec la meilleure résolution de l'OSA. Ils sont ensuite post-analysés avec des résolutions dégradées qui sont synthétisées numériquement. En supposant que les spectres du signal et du bruit diffèrent en forme et que le bruit ne varie pas sur la bande spectrale occupée par le signal, les contributions relatives du bruit et du signal vont varier suivant la longueur d'onde et la résolution de l'OSA. L'analyse de cette variation relative permet de remonter au facteur de proportionnalité et de reconstruire le profil complet du signal et d'évaluer le bruit intra-bande.

Discussion

Du fait que cette méthode ne nécessite pas l'extinction complète du signal, elle n'est, à contrario de la méthode classique, pas tributaire du taux d'extinction du polariseur linéaire. Elle présente une bonne dynamique de la mesure de l'OSNR. Une précision inférieure à 0,6 dB est obtenue pour un temps de mesure de deux minutes [107] et pour des valeurs d'OSNR allant jusqu'à 30 dB/0,1 nm sur des canaux modulés au format DPSK à 40 Gbit/s. Elle offre également une bonne robustesse aux effets de PMD. Un DGD de 30 ps rajoute une incertitude inférieure à 0,3 dB pour un OSNR de 25 dB/0,1 nm [107]. Le temps de mesure est significativement amélioré (inférieur à une minute) pour la dernière génération des OSA double port conçue par EXFO [108].

2.2.2.9. Récapitulatif des mesures d'OSNR intra-bande

Le tableau 1 établit une comparaison des différentes méthodes de mesure d'OSNR intra-bandes hormis celles faisant appel à la technique de diversité de polarisation.

Technique	Avantages	Inconvénients
Mesure à partir du bruit de battement	- Composants bas coût	- Précision diminue avec la valeur d'OSNR - Temps de mesure long - Mesure séquentielle
Mesure à partir des bruits de battement non corrélés	- Utilisation de filtres large bande bas coût - Insensibilité aux effets de PMD	- Précision diminue avec la valeur d'OSNR - Alignement précis des filtres Précision de mesure impactée par la différence de sensibilité des photodiodes - Mesure séquentielle
Technique de découpage spectral numérique	- Mise en œuvre simple - Composants bas coût - Faible sensibilité aux effets de PMD et de dispersion chromatique	- Précision médiocre - Mesure séquentielle
Technique homodyne	- Mise en œuvre simple	- Sensibilité modérée aux effets de PMD - Mesure séquentielle
Analyse du spectre RF à la demi-fréquence de l'horloge	- Coût moyen - Très bonne sensibilité	- Sensible à la gigue temporelle, aux distorsions non linéaires des impulsions et aux effets de PMD et de dispersion chromatique - Mesure séquentielle
Technique hétérodyne	- Insensibilité aux effets de PMD et à la modulation de phase croisée entre canaux	- Mise en œuvre délicate - Composants relativement chers (filtres optiques étroits) - Mesure séquentielle

Tableau 1 : Comparaison entre les différentes méthodes de mesure d'OSNR intra-bande.

Afin de comparer les méthodes de mesure d'OSNR intra-bande utilisant la technique de diversité de polarisation, quelques critères ont été choisis :

- Simplicité de mise en œuvre / coût
- Robustesse aux effets de PMD
- Faible temps de mesure
- Mesure séquentielle / parallèle

Le tableau 2 permet de comparer les différentes techniques de diversité de polarisation suivant ces critères.

Technique de diversité de polarisation	Critères				Intégrabilité avec un prototype OPM
	Simplicité / coût	Robustesse aux effets de PMD	Faible temps de mesure	Mesure parallèle	
Rotation en série d'une lame $\lambda/4$ et d'un Polariseur linéaire	X				X
Mesure du bruit de battement	X	X			
Mesure avec 3 photodétecteurs (résistance aux effets de PMD)		X			
Utilisation d'un filtre étroit et décentré		X			
Technique utilisant l'algorithme du simplexe		X	X		
Mesure d'OSNR intra-bande avec un système à 2 bras de photodétection		X	X	X	
Mesure d'OSNR intra-bande via l'analyse de spectres optiques sur différentes résolutions		X	X	X	

Tableau 2 : Comparaison avec les différentes méthodes de mesure d'OSNR intra-bande utilisant la technique de diversité de polarisation.

2.3. Conclusion

Avec l'évolution des réseaux optiques opaques vers les réseaux transparents, la mesure de l'OSNR est primordiale pour l'estimation de la qualité du signal transmis. Dans les techniques de mesure d'OSNR hors-bande on présuppose que le bruit ASE est plat sur la bande spectrale du signal WDM. Or, tel n'est pas le cas, surtout dans les réseaux à base de ROADM où la forme des filtres n'est pas nécessairement plate et où les canaux adjacents parcourent différents trajets optiques en accumulant différents niveaux de bruit. La mesure d'OSNR intra-bande permet de discriminer le bruit du signal au sein même du canal.

La plupart des techniques de mesure d'OSNR intra-bande sont monocanal. La surveillance d'un ensemble de canaux WDM sera effectuée en mode séquentiel, d'où une durée de mesure proportionnelle au nombre de canaux. Pour réduire cette dernière, une

solution est de rendre la mesure parallèle. L'utilisation d'un analyseur de spectre optique permet d'effectuer les mesures quasi simultanément. La majorité des techniques employant les effets de polarisation se prête bien à l'intégration dans un tel système. Cependant, les configurations à deux et à trois bras de détection ont un impact non négligeable en termes de complexité de traitement et de coûts.

Il est important de souligner que les fonctions de surveillance dans les réseaux doivent impérativement s'exécuter dans un temps court, typiquement moins d'une seconde pour caractériser un ensemble de canaux, si l'on souhaite disposer d'informations à jour au moment de lancer un processus de restauration, qui lui-même peut prendre quelques secondes. Dans ces conditions, une mesure de l'OSNR par l'OPM devrait idéalement durer au plus une seconde, si la méthode employée permet de mesurer simultanément l'OSNR de l'ensemble des canaux ou sinon une dizaine de millisecondes par canal si les mesures des différents canaux sont effectuées séquentiellement. Le compromis précision-temps est un élément essentiel pour choisir une méthode de mesure de l'OSNR intra-bande.

Chapitre 3 : Description du prototype OPM

Dans ce chapitre, nous présenterons les principales caractéristiques d'un prototype OPM conçu au sein de la plateforme PERDYN en collaboration avec deux écoles d'ingénieur (Télécom Bretagne et l'ENIB) avant le début des travaux de thèse. On décrira dans un premier temps les spécifications, les contraintes et la constitution du démonstrateur. On explicitera ensuite le principe de fonctionnement de la barrette de photodiodes utilisée pour la détection avant d'expliquer comment les données acquises sur la barrette sont traitées grâce au logiciel labVIEW™ et comment les profils des canaux mesurés sont reconstruits.

En exploitant la modularité du démonstrateur, nous avons ajouté une nouvelle fonctionnalité de supervision : la mesure de l'OSNR intra-bande basée sur la technique de diversité de polarisation. Les résultats expérimentaux seront présentés dans le chapitre 5.

3.1. Présentation du prototype OPM

Les OPM placés sur les lignes de transmission prélèvent une faible partie (en général 1%) du signal à superviser. Ils sont essentiellement constitués d'un élément pour séparer les différentes composantes spectrales du multiplex WDM, d'une unité de photodétection et d'une unité pour le traitement du signal électronique détecté (figure 38). Les données recueillies permettent d'identifier les canaux et d'en mesurer les principaux paramètres tels que la longueur d'onde centrale de chaque canal, sa dérive en longueur d'onde par rapport à la grille de normalisation ITU, sa puissance optique et son OSNR hors-bande ; de plus l'OPM est capable d'émettre une alarme en cas de disparition ou d'apparition d'un canal ou quand les valeurs des paramètres mesurés ne sont plus conformes aux spécifications.

Ces informations et alarmes sont transmises vers le gestionnaire de réseau.

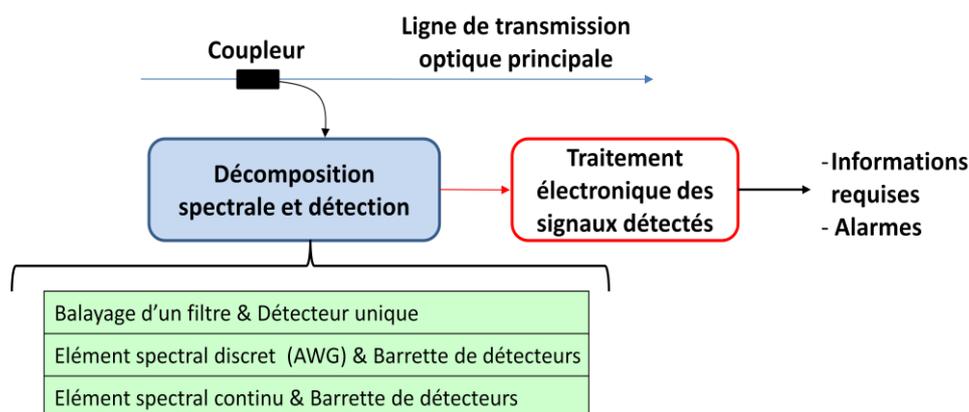


Figure 38 : Éléments principaux constitutifs des moniteurs d'OPM.

Il existe trois principales approches pour décomposer et détecter le signal WDM : i) l'approche fibrée avec un filtre accordable et un détecteur, ii) l'approche guidée avec un élément spectral discret (AWG : Arrayed Waveguide Grating) et une barrette de détecteurs et iii) l'approche en espace libre avec un élément spectral continu (réseau de diffraction) et une

barrette de détecteurs. Le point commun entre ces approches est, qu'après la séparation (démultiplexage) des canaux (temporelle ou spatiale) et l'acquisition numérique des données par le(s) photodétecteur(s), une reconstruction du profil spectral est nécessaire pour récupérer les paramètres des canaux WDM.

Pour réaliser le démonstrateur OPM de PERDYN, une architecture optique en espace libre a été retenue d'une part pour ses qualités propres (utilisation de composants optiques uniquement passifs, rapidité d'acquisition) et d'autre part du fait du savoir-faire propre de la plate-forme et des partenaires industriels du projet (les sociétés Optogone et Yenista Optics) en matière de systèmes optiques en espace libre assez proches (égaliseur dynamique de gain et multiplexeur).

Du fait des impératifs de coût du projet et de délai de fourniture des principaux éléments optiques, il ne s'agissait pas de faire développer des composants optiques spécifiques pour ce projet mais essentiellement de montrer la faisabilité des différentes fonctions. L'accent a donc été mis sur le logiciel de traitement du signal et l'optimisation de la résolution physique relativement faible en utilisant des techniques de reconstruction ou d'interpolation spectrale.

3.1.1. Spécifications du prototype OPM

Les OPM sont encore très peu utilisés dans des réseaux opérationnels. Ces dispositifs doivent en effet satisfaire à des exigences contradictoires :

- un coût et une compacité compatible avec leur intégration au sein d'équipements télécoms ;
- une capacité à faire face à la montée en débits des systèmes WDM, caractérisée par une grande hétérogénéité (coexistence par exemple de canaux à 10 et 40 Gbit/s, de différents formats de modulation) et une efficacité spectrale (bit/s/Hz) de plus en plus élevée ;
- une capacité à mesurer correctement l'OSNR.

Bien que les spécifications des OPM ne fassent pas l'objet d'un consensus complet au démarrage du projet (par exemple la méthode de mesure de l'OSNR), certaines sociétés ont commencé à cette époque à proposer ce type d'équipement dans leur catalogue. Précisons que la plupart des OPM étaient adaptée à un débit de 2,5 ou 10 Gbit/s par longueur d'onde.

Le cahier des charges définissant les spécifications du projet en était en partie inspiré.

- Plage de mesures couvrant la bande C (1529 – 1571 nm).
- Fonctionnement avec une grille ITU au pas de 50 GHz (espacement entre canaux de l'ordre de 0,4 nm).
- Dynamique de mesure d'au moins 30 dB.
- Précision de mesure selon l'état de polarisation d'un canal $< 0,3$ dB.
- Précision de mesure des puissances $\leq \pm 0,5$ dB.
- Précision de mesure des longueurs d'onde $\leq \pm 50$ pm.
- Temps de mesure : 5 ms (pour l'ensemble de la bande C).

- Pertes dues à la traversée des différents composants optiques de l'OPM < 2 dB.

3.1.2. Structure du prototype OPM

Le schéma descriptif du prototype OPM réalisé est présenté dans la figure 39. Il s'agit d'un montage de 4f où l'extrémité de la fibre optique monomode (objet) et la barrette de photodiodes (image) sont placés respectivement dans les plans focaux de deux lentilles, L_1 et L_2 . Le réseau de diffraction est placé dans le plan de Fourier (figure 39).

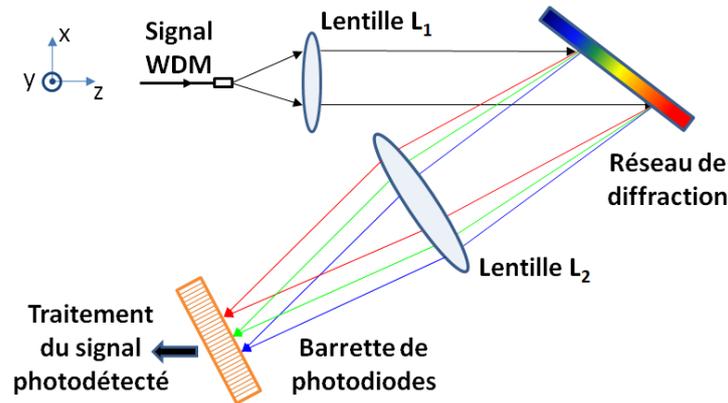


Figure 39 : Schéma descriptif du prototype OPM.

Le développement de l'OPM inclut un design optique adapté aux spécifications, un logiciel de pilotage de la barrette et une méthode de reconstruction du profil.

Pour le design optique, il s'agit de choisir le type de fibre, les focales des lentilles, la fréquence spatiale et la géométrie d'utilisation du réseau de diffraction en fonction de l'espacement des canaux (50GHz ou 100GHz) et de la taille des pixels. Il faut donc trouver un bon compromis entre plusieurs paramètres :

- *Espacement entre les canaux dans le multiplex / étalement du spectre sur la barrette.*
Actuellement, l'espacement entre les canaux est déterminé par les normes ITU (50 ou 100 GHz). L'étalement du spectre sur la barrette dépend essentiellement du couple réseau de diffraction – deuxième lentille.
- *Largeur des pixels / taille du spot sur la barrette pour chaque canal.*
La largeur des pixels est fixée par le constructeur (25 μ m). La taille du spot dans le plan de détection varie avec le couple des lentilles (grandissement du système optique) et le type de fibre (monomode, multimode, Gradissimo¹). Une bonne reconstruction du profil nécessite au moins quatre points de mesure (pixels).
- *Etalement des canaux sur la barrette / format de modulation et débit.*
La largeur spectrale des canaux varie en fonction du débit et du format de modulation.

¹ On appelle Gradissimo une fibre monomode comportant en extrémité une section de Silice pure suivie d'une section de fibre à gradient d'indice. Le diamètre de mode en sortie de la fibre varie en fonction des longueurs (de l'ordre de quelques centaines de μ m) des sections de fibre Silice et à gradient d'indice.

Dans les réseaux futurs, on trouvera dans le même multiplex des canaux modulés à des débits et aux formats de modulation différents, ayant donc des largeurs spectrales distinctes. L'espacement entre les spots des canaux voisins doit être suffisant pour éviter un recouvrement spatial important des spots sur la barrette.

- *Dimensions géométriques des éléments optiques pour éviter le vignettage*

Afin d'avoir une certaine marge de manœuvre pour les réglages et d'éviter les effets de vignettage, il est indispensable que les éléments optiques soient au moins 1,5 fois plus grands que les dimensions du faisceau lumineux.

Pour la conception du prototype OPM, la problématique reposait sur le choix des composants, en particulier le réseau de diffraction et la barrette de photodiodes, pour une bonne reconstruction des canaux. D'autre part, il était nécessaire de rentrer dans le budget défini en utilisant un maximum d'éléments disponibles au laboratoire.

Par ailleurs, afin de réduire le temps de réalisation du prototype, il a été décidé d'utiliser une caméra linéaire de 512 InGaAs (indium gallium arsenide) détecteurs infrarouges (appelées également par abus de langage pixels) [109] comportant une carte d'acquisition intégrée, plutôt que d'acheter une barrette de photodiodes et de développer une carte spécifique. Les caractéristiques géométriques du pixel sont une largeur de 25 μm (y compris l'interpixel) et une hauteur de 500 μm . La précision de mesure de la longueur d'onde peut être définie comme la variation de longueur d'onde correspondant à un déplacement d'un demi-pixel. En contrepartie les dimensions de la caméra (110 \times 110 \times 100 mm) imposent certaines contraintes d'encombrement.

Le réseau de diffraction, correspondant aux exigences demandées et disponible au début du projet était un réseau holographique en réflexion, de fréquence spatiale égale à 900 mm^{-1} de Headwall Photonics. Ce réseau est optimisé pour l'application WDM (premier ordre de diffraction) et présente une PDL (Polarization Dependent Loss) inférieure à 0,2 dB.

Par ailleurs, nous disposons d'une lentille à gradient d'indice de focale $f_1 = 30$ mm (optimisée pour la bande C) ainsi que de plusieurs doublets commerciaux, également optimisés autour de 1,55 μm , de focale 75, 145 et 250 mm.

3.1.3. Optimisation du design de l'OPM

Le choix des éléments optiques et le design (optique et mécanique) préliminaire ont été effectués en se basant tout d'abord sur l'optique géométrique. Le design optique a ensuite été optimisé avec le logiciel de simulation optique Zemax qui prend en compte les aberrations (sphériques, chromatiques, distorsion, ...) des faisceaux au niveau de la barrette de photodétecteurs et les dimensions physiques des supports des éléments optiques.

Nous nous contenterons ici de donner les grandes lignes du design en nous basant sur l'optique géométrique.

Rappelons la formule des réseaux :

$$m\lambda = \frac{1}{\nu} (\sin \alpha + \sin \beta) \quad (38)$$

où α est l'angle d'incidence, β , l'angle de diffraction, λ , la longueur d'onde du front d'onde incident, ν , la fréquence spatiale du réseau de diffraction et m , l'ordre de diffraction.

La dispersion angulaire détermine le pouvoir dispersif d'un réseau de diffraction :

$$\frac{\partial \beta}{\partial \lambda} = \frac{1}{\cos \beta} m \nu \quad (39)$$

La dispersion spatiale (linéaire) d'un système optique avec un réseau de diffraction au foyer d'une lentille (L_2) est le produit de la dispersion angulaire et de la distance focale (f_2) :

$$f_2 \cdot \frac{\partial \beta}{\partial \lambda} = \frac{f_2}{\cos \beta} m \nu \quad (40)$$

Le pouvoir dispersif du réseau augmente avec f_2 et β .

Etant donné que le réseau n'est pas utilisé dans la configuration Littrow ($\beta = \alpha$), il faut prendre en compte les effets de déformation selon l'axe des x ou des y des spots correspondant aux différents canaux dans le plan de détection (montage 4f).

On considère que le faisceau en sortie de la fibre est gaussien. Le col de ce faisceau est situé au foyer objet de la lentille L_1 (figure 40) et est caractérisé par le paramètre ω_0 , le rayon où son intensité diminue d'un facteur $1/e^2$ par rapport à l'intensité maximale. On peut calculer la taille du faisceau en fonction de la distance de propagation sur l'axe z à partir de l'expression suivante :

$$2\omega(z) = 2\omega_0 \sqrt{1 + \left(\frac{z\lambda}{\pi\omega_0^2} \right)^2} \quad (41)$$

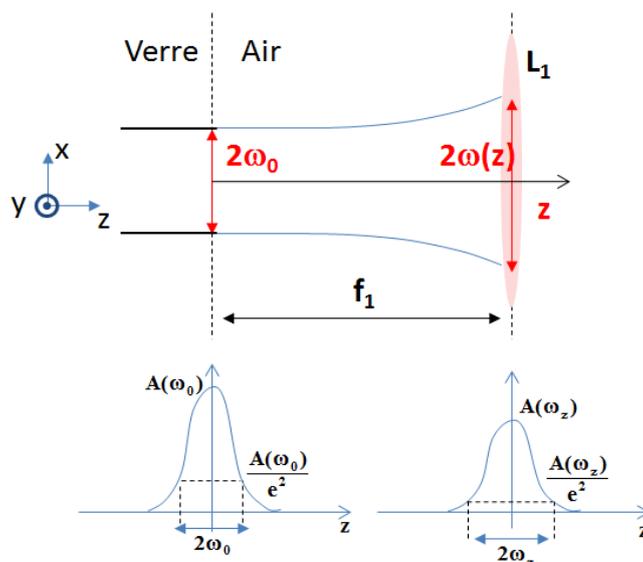


Figure 40 : Évolution de la taille du faisceau lors de sa propagation.

Le rayon du faisceau collimaté après la lentille L_1 est ω_{f1} . Cependant, comme le réseau n'est pas utilisé en configuration Littrow, le faisceau diffracté n'a plus de symétrie de révolution et son spot est caractérisé par deux rayons différents : selon les axes x' (axe de dispersion) et y (parallèle aux traits du réseau) (figure 41). Le rayon selon l'axe y reste toujours inchangé et équivaut à ω_{f1} . La taille du faisceau diffracté selon l'axe de dispersion ($2\omega_{f1,x'}$), dépend du rapport entre α et β : le faisceau diffracté selon cet axe est comprimé lorsque α est inférieur à β et il est élargi lorsque α est supérieur à β (figure 41). Son rayon est donné par l'expression suivante :

$$\omega_{f1,x'} = \omega_{f1} \frac{\cos \beta}{\cos \alpha} \quad (42)$$

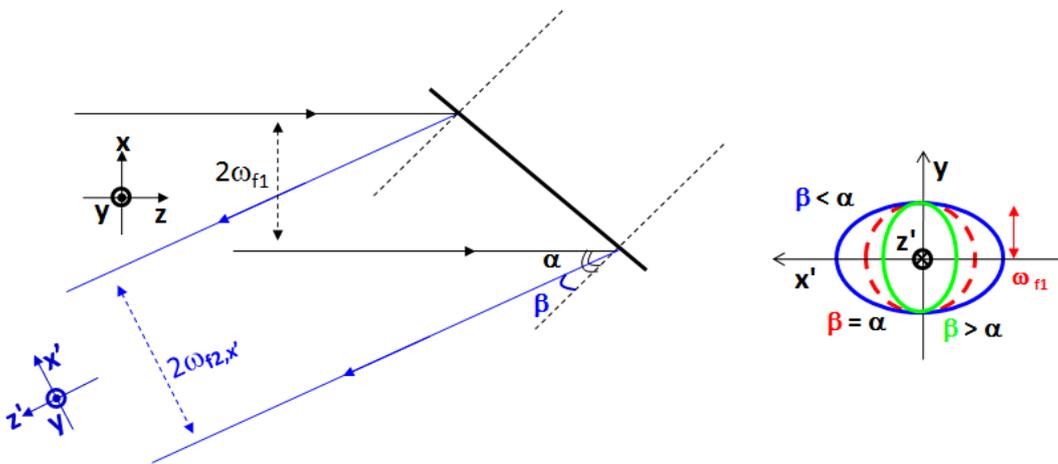


Figure 41 : Variation de la taille du faisceau diffracté ($2\omega_{f1,x'}$) dans le plan de la lentille L_2 selon le rapport des angles α et β .

Au niveau du plan de détection, le rayon du faisceau selon l'axe des y ($\omega_{f2,y}$) dépend du facteur de grandissement du système des lentilles (43) et le rayon du faisceau selon l'axe des x' ($\omega_{f2,x'}$) s'obtient à partir de l'expression (44).

$$\omega_{f2,y} = \omega_0 \frac{f_2}{f_1} \quad (43)$$

$$\omega_{f2,x'} = \omega_0 \frac{f_2}{f_1} \frac{\omega_{f1}}{\omega_{f1,x'}} = \omega_0 \frac{f_2}{f_1} \frac{\cos \alpha}{\cos \beta} \quad (44)$$

Comme on peut voir d'après ces expressions, la forme du spot dans le plan de détection n'est plus un cercle mais une ellipse dont le grand axe est x' si α est inférieur à β ou y si α est supérieur à β . Dans le plan de détection, la compression du faisceau selon x' est en sens inverse de ce qu'elle est dans le plan de la lentille L_2 .

Etant donné que la hauteur des pixels est 20 fois supérieure à leur largeur, cette dernière configuration répond mieux aux spécifications du prototype. En revanche, le pouvoir dispersif du système optique est moins important (voir expression (39)).

L'étalement du spectre dispersé (bande C) sur la barrette de photodiodes peut être calculé avec l'expression suivante (figure 42) :

$$D = \Delta L_1 + \Delta L_2 = f_2 \cdot (tg(\beta_0 - \beta_1) + tg(\beta_2 - \beta_0)) \quad (45)$$

où β_0 , β_1 et β_2 sont les angles de diffraction correspondant respectivement aux longueurs d'onde centrale et extrêmes de la bande C. ΔL_1 et ΔL_2 donnent la position du spot sur la barrette des longueurs d'onde extrêmes de la bande C par rapport à celle de la longueur d'onde centrale.

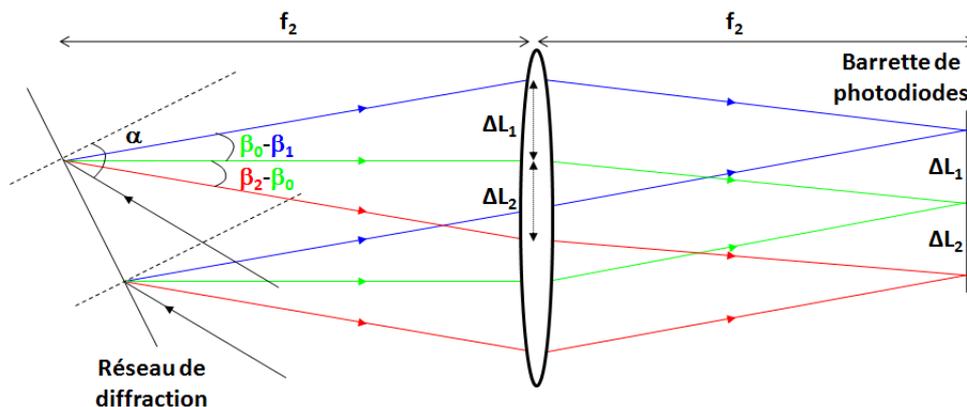


Figure 42 : Espace total occupé sur la barrette de photodiodes par les longueurs d'onde couvrant la bande C.

Cet étalement ne doit pas dépasser 12 mm au total, compte tenu des dimensions physiques de la barrette et en incluant une marge de sécurité (pour faciliter les réglages) sur le nombre total de pixels utilisés pour la détection dans la bande C.

Suite aux simulations sous Zemax, l'angle d'incidence α a été choisi égal à 53° . L'angle de diffraction pour la longueur d'onde centrale (1550 nm) est alors de $36,61^\circ$. Pour les longueurs d'onde extrêmes de la bande C (1529 et 1571 nm) les angles de diffraction sont respectivement $35,27^\circ$ et $37,97^\circ$.

Avec l'utilisation de la lentille avec la plus grande focale (250 mm) comme deuxième lentille du montage, la bande C couvre environ 471 pixels, d'où une largeur spectrale moyenne de 89 pm occupée par chaque pixel.

En sachant que le col du faisceau en sortie de fibre est égal à $4,5 \mu\text{m}$, on peut calculer les rayons des faisceaux (pour des canaux non modulés) sur la barrette de photodiodes pour les longueurs d'onde centrale et extrêmes (tableau 3) :

λ	$2\omega_{f2,y}$	$2\omega_{f2,x}$	
(nm)	(μm)	(μm)	(pxl)
1529	75	55,2	2,208
1550	75	56,2	2,248
1571	75	57,2	2,288

Tableau 3 : Taille de spot sur la barrette de photodiodes.

Le tableau 3 montre que la taille de spot varie en fonction de la longueur d'onde. Pour diminuer cette variation et corriger au mieux les aberrations causées par la lentille L_2 , la barrette est inclinée (7°) par rapport au plan de dispersion et est légèrement défocalisée. Ceci conduit à une homogénéisation de la taille de spot des canaux ($2\omega_{f2,x}$ d'environ 3 pixels).

Pour la configuration décrite ci-dessus, la résolution spatiale du démonstrateur est de l'ordre de 0,2nm (25 GHz).

3.1.4. Principe de fonctionnement de la caméra linéaire

La caméra linéaire acquiert des mesures de tensions sur les photodiodes. L'acquisition se fait par l'intermédiaire d'une carte DAQ (Data AcQuisition) qui récupère les valeurs en tension du signal photodétekté sur chaque pixel suivant deux lectures en parallèle effectuées par la caméra : une pour les pixels en position impaire et une autre pour les pixels en position paire. On obtient ainsi deux signaux sur deux voies différentes qu'il faut ensuite entrelacer afin de reconstituer correctement le signal complet incident sur la caméra (figure 43).

Toute lecture de la barrette est précédée par son éclairage dont la durée d'exposition peut être modifiée selon des valeurs comprises entre 0,20 ms et 2,62 s. Pour une puissance d'éclairage incident sur une photodiode donnée, plus le temps d'exposition est long, plus les variations du signal reçu sont moyennées. En contrepartie, la tension mesurée sur le pixel sera plus forte. Un éclairage trop fort peut conduire à l'éblouissement et à la saturation des photodiodes.

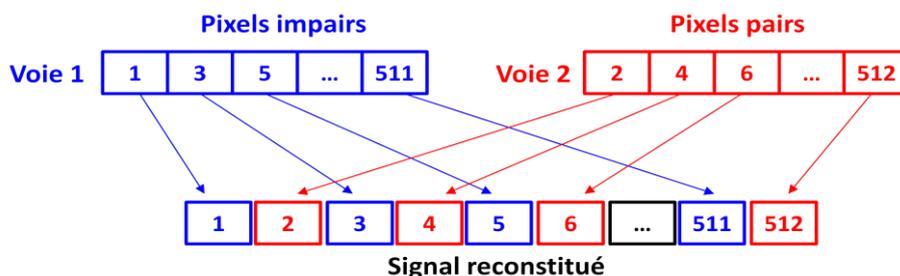


Figure 43 : Entrelacement des deux voies pour la reconstitution du signal.

Compte tenu de la puissance nominale des canaux dans un multiplex, des atténuations qu'ils subissent durant leur transmission ainsi que du taux de prélèvement du signal pour la

supervision optique, le temps d'exposition minimal de 0,20 ms répond mieux aux exigences de supervision en temps-réel.

La durée de lecture de la barrette est intrinsèquement liée à la valeur du temps d'exposition. Pour un temps d'exposition de 0,2 ms, il est égal à 5,6 ms, d'où un temps total pour une acquisition de 5,8 ms.

La tension maximale sur un pixel est d'environ 1,35 V, ce qui correspond à une puissance de -35 dBm pour le temps d'exposition choisi. La tension minimale qui est inhérente au bruit électronique du photodétecteur est d'environ 0,015 V (-55 dBm) pour les pixels pairs et 0,009 V pour les pixels impairs (-57 dBm). Ces deux valeurs extrêmes conduisent à une dynamique de mesure avoisinant seulement les 20 dB. Il est donc impossible d'atteindre les 30 dB annoncé dans les spécifications. Il se pourrait qu'un défaut de fabrication soit la cause de ce problème.

La sensibilité S (V/mW), des pixels varie en fonction de la longueur d'onde. Elle peut être calculée à partir de l'expression suivante :

$$S(\lambda) = \frac{V(\lambda)}{P_{\text{det}}(\lambda)} = \frac{V(\lambda)}{\alpha(\lambda)P_{\text{IN}}(\lambda)} \quad (46)$$

où P_{IN} est la puissance optique en entrée du prototype, V est la tension mesurée, P_{det} est la puissance détectée au préalable dans le plan de la barrette avec un puissance-mètre et $\alpha(\lambda)$ est l'atténuation linéaire du signal au sein du cœur optique du prototype pour une longueur d'onde donnée.

En général, α provient essentiellement du réseau de diffraction et varie en fonction de la longueur d'onde et de la polarisation du signal. Compte tenu de la faible dépendance en polarisation du réseau utilisé, nous pouvons négliger la PDL.

A l'aide d'une source accordable, deux fichiers : $IL_{\text{tot}}(\lambda) = 10\log(\alpha)$ et $S(\lambda)$, sont établis sur la plage de longueurs d'onde constituant la bande C. Ce fichier doit être actualisé après chaque changement de la géométrie du cœur optique du prototype.

Pour toute tension mesurée sur la barrette, on peut ensuite remonter à la puissance du signal en entrée du prototype OPM :

$$P_{\text{IN}}(\lambda) = \frac{V(\lambda)}{S(\lambda)\alpha(\lambda)} \quad (47)$$

3.1.5. Environnement logiciel LabVIEWTM

Le logiciel de pilotage permettant l'acquisition et le traitement des données récupérées par la carte d'acquisition a été réalisé sous l'environnement de développement graphique LabVIEWTM 7.1 [110]. Cet environnement permet de créer des applications modulaires et évolutives pour le test, la mesure et le contrôle de toute une multitude d'appareils. Son atout majeur est son langage de programmation graphique intuitif employé pour automatiser les systèmes de contrôle et de mesure. Le langage graphique par flux de données et l'approche par diagramme permettent de facilement voir et modifier les données ou les entrées de contrôle.

Le logiciel de pilotage et l'interface graphique comportent trois modes de traitement : mode de calibration, mode de surveillance automatique et mode manuel (figure 44). L'articulation entre les modes se fait via un menu.

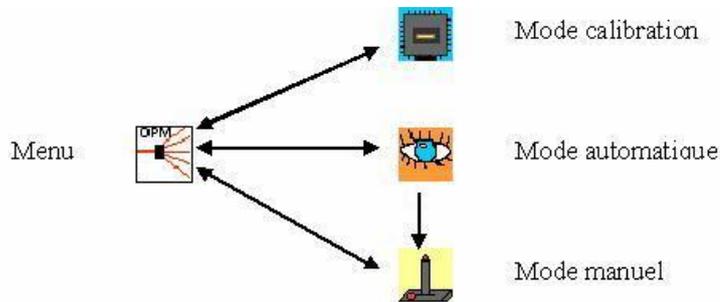


Figure 44 : Diagramme des différentes transitions possibles entre les modes de fonctionnement du logiciel.

i) Mode de calibration

Ce mode a pour but d'effectuer la correspondance entre pixel et longueur d'onde à l'aide d'une source accordable de grande précision.

Des longueurs d'onde avec un pas bien défini (dans la bande C) sont envoyées successivement sur la barrette et leurs positions respectives sont repérées. La calibration en longueur d'onde est d'autant plus précise que le pas est plus faible.

Ce fichier de calibration ainsi que les fichiers $IL_{tot}(\lambda)$ et $S(\lambda)$ servent de référence pour tous les traitements et calculs effectués par le logiciel dans les autres modes de fonctionnement.

Dans ce mode on peut également paramétrer les alarmes, notamment la tension de saturation, la dérive maximale de la longueur d'onde par rapport à la grille ITU, etc.

ii) Mode automatique

Ce mode sert pour les fonctions de supervision des canaux. Il a pour but d'informer du bon déroulement de la transmission et de générer, un ou plusieurs signaux d'alarmes en cas de dysfonctionnement :

- Disparition / apparition de canaux.
- Ecart entre la longueur d'onde d'un canal et sa position de référence, donnée par la grille de normalisation ITU, excédant une valeur maximale autorisée.
- Largeur spectrale d'un canal dépassant une certaine valeur prédéfinie.
- Puissance des canaux détectés excédant une valeur maximale.

Pour chaque canal détecté le logiciel identifie son numéro ITU et calcule (après reconstruction du spectre gaussien) sa puissance optique, sa largeur spectrale, son OSNR hors-bande. Toutes ces données sont affichées dans un tableau où les canaux sont rangés par numéro ITU croissant.

Lors de la génération d'alarmes, il est possible de passer du mode automatique au mode manuel.

iii) Mode manuel

Ce mode sert pour déboguer le prototype OPM en cas d'alarmes. En plus des fonctionnalités du mode automatique, il possède des outils graphiques pour mieux analyser les données recueillies sur la barrette tels que la modification des échelles graphiques, le mode d'affichage des axes (longueur d'onde / numéro de pixel pour l'axe des abscisses et puissance / tension pour l'axe des ordonnées), l'insertion d'un curseur et une fonction de zoom sur le graphique.

3.1.6. Reconstruction du profil

Afin d'assurer un fonctionnement correct de l'algorithme de gestion de l'alarme et d'obtenir des mesures automatiques pertinentes des canaux détectés, l'implémentation d'un algorithme de reconstruction du spectre s'est révélée nécessaire. Cette implémentation s'articule autour de deux problématiques : (i) le choix de la forme appropriée du signal pour garantir la meilleure précision sur les mesures en puissance et en longueur d'onde ; (ii) l'influence du recouvrement spectral entre canaux faiblement espacés.

La fonction de transfert (à -3 dB) du démonstrateur est de l'ordre de 25 GHz. Compte tenu des faibles aberrations résiduelles, l'approximation gaussienne pour la reconstruction du profil des canaux détectés est donc valable pour des canaux WDM modulés à 10 Gbit/s (pour des formats standards tels que RZ ou NRZ) ou jusqu'à 40 Gbit/s (format NRZ). En revanche, pour les formats de modulation caractérisés par un élargissement de spectre important ou par l'apparition des lobes secondaires (par exemple, CSRZ (Carrier-Suppressed Return-to-Zero), QPSK (Quadrature Phase-Shift Keying), DQPSK (Differential QPSK)), l'application de la modélisation gaussienne n'est plus valable pour les débits supérieurs à 10 Gbit/s (Annexe 3). Dans ce cas, d'autres méthodes de reconstruction doivent être utilisées et seront discutées dans le chapitre 6. Cependant l'évolution actuelle des systèmes de transmission optique privilégie l'amélioration de l'efficacité spectrale, notamment grâce à l'emploi de modulations à plusieurs états par symbole.

La reconstruction gaussienne suppose le calcul de trois paramètres par canal : (i) la moyenne de la gaussienne correspondant à la longueur d'onde centrale du canal ; (ii) la variance correspondant à sa largeur spectrale apparente et (iii) son amplitude proportionnelle à la puissance du canal.

La méthode d'interpolation de Lagrange est utilisée pour reconstruire individuellement les canaux. Pour limiter l'influence des canaux voisins, une méthode collective de reconstruction de profil a également été mise en place. Dans ce cas, la largeur d'une fenêtre glissante est localement ajustée dans le but d'optimiser le compromis entre précision de reconstruction et temps de calcul (Annexe 1).

3.1.7. Résultats obtenus avant début des travaux de thèse

Ce prototype a été testé [111] avec :

(i) Un multiplex modulé à 40 Gbit/s au format NRZ et espacé de 50 GHz (6 canaux) et de 100 GHz (40 canaux).

La méthode collective garantit la meilleure précision pour les mesures en puissance (0,3 dB) par rapport à la méthode individuelle (0,5 dB) pour un groupe de canaux espacés de 50 GHz avec une différence de 7 dB entre les canaux voisins. La précision en longueur d'onde pour les deux méthodes est comparable et inférieure à 40 pm. En revanche, la mesure d'OSNR hors-bande est fortement perturbée pour les canaux espacés de 50 GHz.

(ii) Deux multiplex modulés à 40 Gbit/s et espacés de 100 GHz avec les formats CSRZ et RZ-33.

Pour ces formats, un canal est représenté par deux pics de même puissance et espacés de 40 GHz (CSRZ) ou un pic central séparé de 40 GHz de part et d'autre d'un pic secondaire (RZ-33). Avec l'approximation gaussienne, les pics issus d'un même canal sont reconstruits comme des canaux individuels ce qui met en évidence les limitations de ce type d'approximation.

Cependant, le prototype a toujours présenté une certaine imprécision pour les mesures de l'OSNR hors bande. Une éventuelle adaptation aux différents formats de modulation à 40 Gbit/s a également été évoquée au cours des tests. C'est pourquoi il a été décidé d'engager une deuxième phase de ce projet, en collaboration avec le département Optique de Télécom Bretagne et le laboratoire RESO de l'ENIB, dans le cadre d'une thèse commencée en décembre 2007.

Compte tenu des objectifs définis dans la section précédente, les principaux problèmes que nous nous proposons de résoudre au cours de cette deuxième phase étaient :

- Améliorer la précision des mesures d'OSNR en utilisant une approche différente de celle utilisée dans la version actuelle du prototype de façon à pouvoir déterminer l'OSNR intra-bande pour les différents canaux d'un multiplex.
- Augmenter la résolution spectrale de l'OPM de façon à traiter des canaux DWDM, espacées de 50GHz malgré un recouvrement spatial dans le plan de détection relativement important ;
- Permettre à l'OPM de fournir des indications pertinentes en présence de canaux modulés selon différents formats à 40 Gbit/s ou, dans un deuxième temps, 100 Gbit/s.

3.2. Application de la méthode de diversité de polarisation au prototype OPM

Nous avons modifié le prototype OPM afin de pouvoir appliquer la méthode de diversité de polarisation pour la mesure intra-bande de l'OSNR (figure 45). L'intérêt de ce montage expérimental est de pouvoir faire des mesures en parallèle de l'OSNR intra-bande sur un peigne WDM. En comparaison avec des techniques déjà existantes, l'avantage ici est

l'utilisation d'une seule barrette de photodiodes, d'où un gain en coût et en encombrement du moniteur OPM.

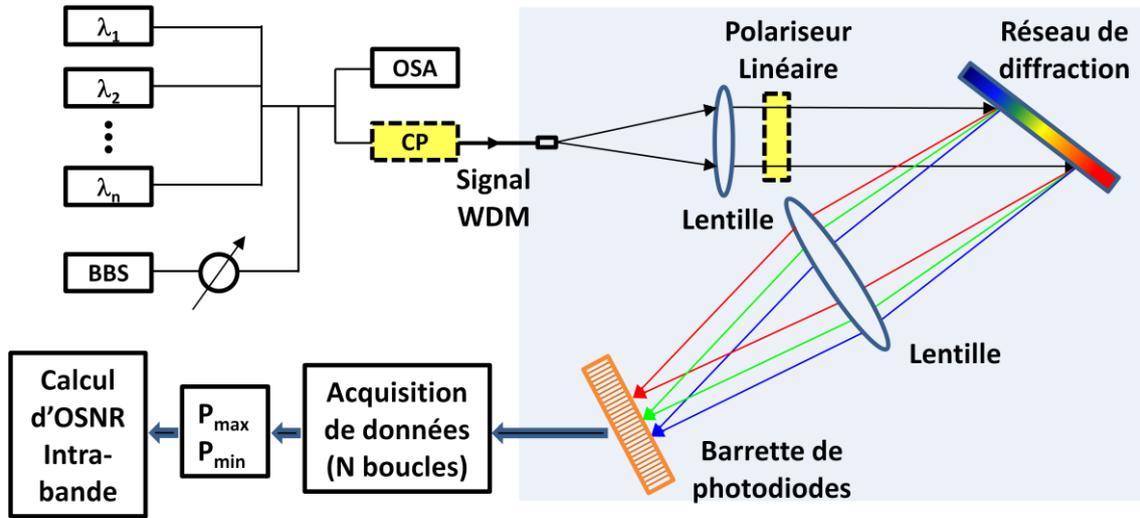


Figure 45 : Modification du prototype d'OPM pour la mesure d'OSNR intra-bande par la méthode de diversité de polarisation.

Un contrôleur de polarisation (CP) est placé à l'entrée du prototype. Un polariseur linéaire (PL) est inséré au niveau du faisceau collimaté entre la première lentille et le réseau de diffraction. La réponse spectrale du réseau de diffraction est faiblement dépendante de l'état de polarisation du signal (PDL inférieure à 0,2 dB). Cette PDL peut influencer la précision de mesure de l'OSNR. Afin de diminuer cette influence, l'axe du PL est incliné d'un angle de 45° par rapport au faisceau incident. Un balayage du CP permet de changer simultanément les SOP des canaux et leurs composantes selon l'axe défini par le PL sont détectées sur la barrette de photodiodes. Les données issues de chaque lecture de la barrette sont ensuite traitées sous l'environnement LabVIEW™ (Annexe 4)

Après N lectures de la barrette, les puissances maximales et minimales de chaque canal sont recherchées. Du fait de la faible dynamique de la barrette, le bruit électronique, P_{elec} , n'est pas négligeable et doit être pris en compte. Les extrema de puissance correspondent alors aux relations suivantes :

$$P_{max} = P_{sig} + \frac{P_{ASE}}{2} + P_{elec} \quad (48)$$

$$P_{min} = \frac{P_{ASE}}{2} + P_{elec} \quad (49)$$

À partir des expressions ci-dessus et de l'expression (6), l'OSNR intra-bande est donnée par la relation :

$$OSNR_{B_{ref}} = \frac{P_{max} - P_{min}}{2P_{min} - P_{elec}} \frac{B_{OPM}}{B_{ref}} \quad (50)$$

où B_{OPM} est la résolution spectrale du prototype d'OPM caractérisant sa fonction de transfert.

3.3. Conclusion

Ce chapitre a été consacré à la description du prototype OPM : son principe de fonctionnement, ses spécifications et la prise en compte des contraintes technico-économiques, optiques et mécaniques. On a également décrit le fonctionnement de la barrette de photodiodes et la caméra linéaire dans laquelle elle est intégrée avant de détailler comment les données sont traitées et reconstruites grâce au logiciel LabVIEW™.

En exploitant la modularité du démonstrateur, on a pu rajouter une nouvelle fonctionnalité de supervision dans le but d'effectuer la mesure de l'OSNR intra-bande basée sur la technique de diversité de polarisation. Dans le chapitre 4, on présentera une étude analytique de cette méthode de mesure de l'OSNR dans le but d'évaluer le temps de mesure de ce paramètre selon la précision requise.

Chapitre 4 : Modélisation de la méthode de diversité de polarisation

L'objectif de ce chapitre est de d'évaluer l'impact des caractéristiques des éléments de contrôle de polarisation (contrôleur de polarisation et polariseur linéaire) sur la précision et le temps de mesure de l'OSNR intra-bande dans le cadre de la méthode décrite dans le chapitre précédent.

Cette méthode s'appuie sur la recherche d'extrema de puissance obtenus pour des états de polarisation déterminés par le polariseur linéaire. Dans un premier temps, on évalue pour une précision donnée de la mesure de l'OSNR, à quelle distance minimale de ces SOP idéaux doit se trouver le SOP réel lors du balayage par le CP. Cette étude permet d'estimer le temps de mesure nécessaire pour une précision donnée en supposant le CP capable de balayer de façon uniforme les états de polarisation. Dans un deuxième temps, on s'intéresse à des structures de CP relativement simples pour déterminer dans quelles mesures elles permettent de réaliser ce balayage uniforme.

La première structure considérée comporte quatre lames quart d'onde et est représentative du CP utilisé pour obtenir les résultats expérimentaux du chapitre 5. On étudiera de façon plus détaillée une structure à deux lames plus simple à modéliser et on analysera dans quelle mesure elle assure un balayage suffisamment uniforme des SOP.

4.1. Impact du SOP sur la précision de mesure de l'OSNR

Pour mesurer l'OSNR, l'état de polarisation du signal doit être modifié de sorte à être aligné soit selon l'axe du polariseur linéaire, soit selon un axe orthogonal. On considère ici un ensemble constitué d'un contrôleur de polarisation suivi d'un polariseur linéaire. On suppose que le signal optique à superviser est entièrement polarisé. Pour décrire la variation de la polarisation de ce signal à la sortie du CP, on utilise la sphère de Poincaré où tout état de polarisation correspond à un point unique. Les SOP parallèle et perpendiculaire au PL figurent sur l'équateur de la sphère. On essaie de passer au plus près de ces deux points pour avoir la meilleure précision sur la mesure de l'OSNR. On définit ainsi deux calottes sphériques, A et B, que l'on supposera dans un premier temps de même taille (figure 46). Cette dernière hypothèse est valide si le balayage assuré par le CP est suffisamment uniforme.

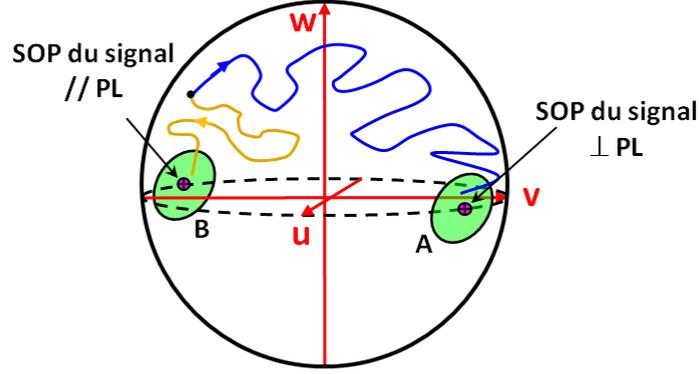


Figure 46 : Sphère de Poincaré représentant les calottes sphériques dans lesquelles doivent se trouver les SOP du signal pour avoir une précision donnée sur la mesure de l'OSNR.

La méthode de mesure de l'OSNR consiste à acquérir un minimum et un maximum de puissance lors du balayage de la sphère de Poincaré. Nous allons d'abord évaluer la puissance minimale, P_{\min} . Considérons la calotte A, au centre de laquelle se trouve la polarisation orthogonale au PL. Au cours du balayage de la sphère, pour tout SOP inclus dans la calotte, la puissance de la composante du signal polarisé selon l'axe du polariseur linéaire est, par rapport à celle en entrée du système, atténuée d'au moins d'un facteur ζ que nous appellerons "contraste du CP" par la suite. Nous allons considérer le pire cas où l'atténuation est égale à ζ .

En sortie du CP, la composante du signal polarisé suivant l'axe du PL a une puissance égale à :

$$P_{//} = \frac{P_{sig}}{\zeta} \quad (51)$$

La composante du signal polarisé suivant l'axe orthogonal du PL a une puissance :

$$P_{\perp} = P_{sig} \left(1 - \frac{1}{\zeta} \right) \quad (52)$$

Ce signal traverse ensuite le polariseur linéaire possédant un taux d'extinction η . Par conséquent, la puissance minimale en sortie du PL en présence d'un bruit ASE est :

$$P_{\min} = P_{//} \left(1 - \frac{1}{\eta} \right) + P_{\perp} \left(\frac{1}{\eta} \right) + \frac{P_{ASE}}{2} = P_{sig} \left(\frac{1}{\zeta} \left(1 - \frac{1}{\eta} \right) + \left(1 - \frac{1}{\zeta} \right) \frac{1}{\eta} \right) + \frac{P_{ASE}}{2} \quad (53)$$

$$\Leftrightarrow P_{\min} = P_{sig} \left(\frac{1}{\eta} + \frac{1}{\zeta} - \frac{2}{\eta \zeta} \right) + \frac{P_{ASE}}{2} \quad (54)$$

Pour évaluer la puissance maximale, P_{\max} , nous considérons la calotte B, au centre de laquelle se trouve la polarisation alignée avec l'axe du P. Toujours en considérant le pire cas où l'atténuation est égale à ζ , la composante du signal polarisé suivant l'axe du PL a une puissance en sortie du CP égale à :

$$P_{//} = P_{sig} \left(1 - \frac{1}{\zeta}\right) \quad (55)$$

La composante du signal polarisé suivant l'axe orthogonal du PL a une puissance :

$$P_{\perp} = \frac{P_{sig}}{\zeta} \quad (56)$$

La puissance maximale en sortie du PL en présence du bruit ASE est donc :

$$P_{\max} = P_{//} \left(1 - \frac{1}{\eta}\right) + P_{\perp} \left(\frac{1}{\eta}\right) + \frac{P_{ASE}}{2} = P_{sig} \left(\left(1 - \frac{1}{\zeta}\right) \left(1 - \frac{1}{\eta}\right) + \left(\frac{1}{\eta}\right) \left(\frac{1}{\zeta}\right) \right) + \frac{P_{ASE}}{2} \quad (57)$$

$$\Leftrightarrow P_{\max} = P_{sig} \left(1 - \frac{1}{\eta} - \frac{1}{\zeta} + \frac{2}{\eta\zeta}\right) + \frac{P_{ASE}}{2} \quad (58)$$

En général, le taux d'extinction du PL est supérieur à 1000 (30 dB) tandis que les valeurs de ζ sont voisines de 1000, comme le montreront les simulations présentées dans la suite de ce chapitre. On peut donc supposer $1 \gg (1/\eta \text{ ou } 1/\zeta) \gg 1/(\eta\zeta)$. D'où :

$$P_{\min} \approx P_{sig} \left(\frac{1}{\eta} + \frac{1}{\zeta}\right) + \frac{P_{ASE}}{2} \quad (59)$$

$$P_{\max} \approx P_{sig} \left(1 - \frac{1}{\eta} - \frac{1}{\zeta}\right) + \frac{P_{ASE}}{2} \quad (60)$$

L'expression de l'OSNR mesuré est donc :

$$OSNR_{OPM,mes} = \frac{P_{\max} - P_{\min}}{2P_{\min}} = \frac{P_{sig} \left\{1 - 2\left(\frac{1}{\eta} + \frac{1}{\zeta}\right)\right\}}{P_{ASE} + 2\left\{P_{sig} \left(\frac{1}{\eta} + \frac{1}{\zeta}\right)\right\}} \quad (61)$$

où $OSNR_{OPM,mes}$ est l'OSNR mesuré avec la résolution de l'OPM. Comme $1 \gg (1/\eta \text{ ou } 1/\zeta)$, on obtient :

$$\frac{1}{OSNR_{OPM,mes}} \approx \frac{1}{OSNR_{OPM,r\acute{e}el}} + 2\left(\frac{1}{\eta} + \frac{1}{\zeta}\right) \quad (62)$$

où $OSNR_{OPM,r\acute{e}el}$ (i.e., P_{sig}/P_{ASE}) est la valeur exacte de l'OSNR mesurable sur la bande spectrale de l'OPM.

Ramenée sur une bande spectrale de référence, la relation précédente devient :

$$\frac{1}{OSNR_{ref,mes}} \approx \frac{1}{OSNR_{ref,réel}} + \left(2 \left(\frac{1}{\eta} + \frac{1}{\zeta} \right) \frac{B_{ref}}{B_{OPM}} \right) \quad (63)$$

A partir de la relation (63), nous pouvons calculer l'erreur de mesure de l'OSNR :

$$\Delta OSNR = OSNR_{ref,réel} - OSNR_{ref,mes} \quad (64)$$

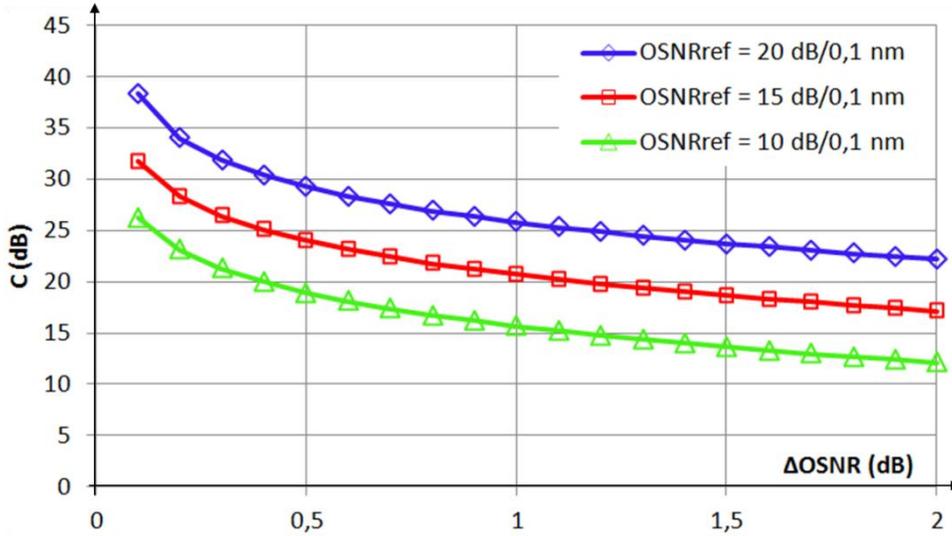


Figure 47 : Relation entre $\Delta OSNR$ et C pour $\eta = 10^4$.

La figure 47 représente la relation entre $\Delta OSNR$ et le contraste $C = 10\text{dB} \cdot \log(\zeta)$ du CP, pour un taux d'extinction fixe du PL et pour différentes valeurs d'OSNR. Les calculs sont effectués pour $B_{ref} = 0,1 \text{ nm}$ et une résolution d'OPM, B_{OPM} , de $0,21 \text{ nm}$. Un meilleur $\Delta OSNR$ requiert une plus grande valeur de C. Toutefois, on ne peut indéfiniment améliorer $\Delta OSNR$ puisque ce dernier est limité par η . En outre, plus l'OSNR est grand, plus le contraste nécessaire pour atteindre une certaine précision est élevé. Pour $\eta = 10^4$ et $\Delta OSNR = 0,5 \text{ dB}$, on trouve $C = 29,3 \text{ dB}$ pour un OSNR = $20 \text{ dB}/0,1 \text{ nm}$ et $C = 24 \text{ dB}$ pour un OSNR = $15 \text{ dB}/0,1 \text{ nm}$. La figure (47) a été tracée à partir de la relation (63) qui a été obtenue en supposant que $\zeta \gg 1$. Nous l'avons tracée pour des valeurs de C comprises entre 40 et 10 dB. Dans ce dernier cas, l'erreur faite en passant de la formule (61) à (62) est de l'ordre de 5 % en linéaire, soit environ 0,2 dB.

Finalement, en supposant que $\Delta OSNR \ll OSNR$, on obtient la relation :

$$\frac{\zeta \eta}{\zeta + \eta} \approx \frac{2B_{ref}}{B_{OPM} \left(1 - \frac{1}{10^{\frac{\Delta OSNR(dB)}{10}}} \right)} OSNR_{ref,réel} \quad (65)$$

Cette relation montre que le contraste global du système (intégrant le contraste du CP et le taux d'extinction du PL) est proportionnel à l'OSNR pour une précision de mesure donnée dès lors que cette précision est suffisamment faible.

Ces calculs sont effectués pour la même valeur de C pour les mesures de P_{\max} et de P_{\min} données dans les formules (59) et (60). Supposons que la tolérance sur la valeur du contraste est différente pour ces deux puissances, i.e., les calottes sphériques diffèrent en taille. Soit ζ_{\min} le contraste associé à la calotte englobant le SOP perpendiculaire au PL et ζ_{\max} le contraste associé à la calotte comprenant le SOP parallèle au PL. En reprenant les calculs des équations (51) à (58) et en introduisant de façon appropriée ζ_{\min} et ζ_{\max} , les expressions des puissances mesurées s'écrivent alors :

$$P_{\min} = P_{sig} \left\{ \frac{1}{\eta} \left(1 - \frac{1}{\zeta_{\max}} \right) + \left(1 - \frac{1}{\eta} \right) \frac{1}{\zeta_{\min}} \right\} + \frac{P_{ASE}}{2} \quad (66)$$

$$P_{\max} = P_{sig} \left\{ \frac{1}{\eta} \left(\frac{1}{\zeta_{\min}} \right) + \left(1 - \frac{1}{\eta} \right) \left(1 - \frac{1}{\zeta_{\max}} \right) \right\} + \frac{P_{ASE}}{2} \quad (67)$$

On note qu'à partir du moment où le PL a un taux d'extinction fini, ζ_{\min} et ζ_{\max} contribuent tous deux aux expressions de P_{\max} et de P_{\min} .

La nouvelle expression de l'OSNR est donc :

$$OSNR_{ref,mes} = \frac{\frac{2}{\eta} \left(\frac{1}{\zeta_{\min}} + \frac{1}{\zeta_{\max}} \right) - \frac{2}{\eta} - \left(\frac{1}{\zeta_{\min}} + \frac{1}{\zeta_{\max}} \right) + 1}{2 \left(\frac{1}{\zeta_{\min}} + \frac{1}{\eta} - \frac{1}{\eta} \left(\frac{1}{\zeta_{\min}} + \frac{1}{\zeta_{\max}} \right) \right) \frac{B_{ref}}{B_{OPM}} + \frac{1}{OSNR_{ref,réel}}} \quad (68)$$

On évalue l'influence de ζ_{\max} et de ζ_{\min} sur la valeur de $\Delta OSNR$. Pour simplifier cette étude, considérons un η infini. Les expressions des puissances et de l'OSNR deviennent :

$$P_{\min} = \frac{P_{sig}}{\zeta_{\min}} + \frac{P_{ASE}}{2} \quad (69)$$

$$P_{\max} = P_{sig} \left(1 - \frac{1}{\zeta_{\max}} \right) + \frac{P_{ASE}}{2} \quad (70)$$

$$OSNR_{ref,mes} = \frac{1 - \left(\frac{1}{\zeta_{\min}} + \frac{1}{\zeta_{\max}} \right)}{\frac{2}{\zeta_{\min}} \frac{B_{ref}}{B_{OPM}} + \frac{1}{OSNR_{ref,réel}}} \quad (71)$$

L'expression (71) permet de tracer la figure 48 qui représente la variation de $\Delta OSNR$ en fonction de C_{\max} et de C_{\min} . A titre d'exemple, nous avons supposé que $B_{OPM} = B_{ref}$. Pour un OSNR de 20 dB/ B_{ref} , $\Delta OSNR$ est égal à 0,4 dB lorsque $C_{\min} = C_{\max} = 30,04$ dB. Fixons la valeur de C_{\min} à 30,04 dB et faisons varier la valeur de C_{\max} pour voir son influence sur celle

de ΔOSNR selon la formule (71). Réciproquement, C_{\max} est fixée à cette même valeur et ΔOSNR est évalué en fonction de C_{\min} .

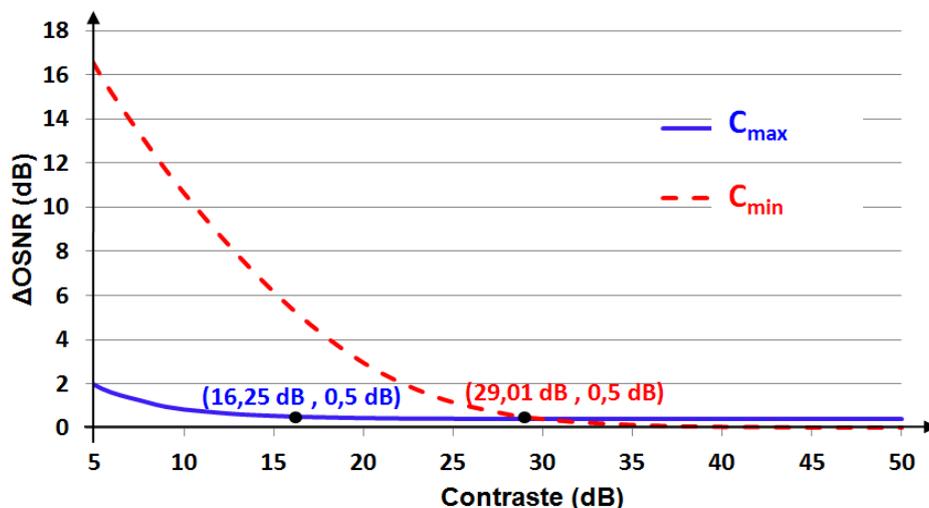


Figure 48 : Variations de ΔOSNR en fonction de C_{\max} et de C_{\min} .

La variation de ΔOSNR est plus lente avec C_{\max} . On a donc une plus grande tolérance sur la valeur de C_{\max} et, par conséquent, sur la mesure de P_{\max} . La valeur de C_{\max} peut être réduite à 16,25 dB tout en maintenant une précision meilleure que 0,5 dB. Par ailleurs, C_{\min} a une plus grande incidence sur la valeur de ΔOSNR . Pour obtenir une précision meilleure que 0,5 dB, C_{\min} doit rester supérieur à 29 dB.

4.2. Borne inférieure du temps de mesure de l'OSNR

Nous allons maintenant mettre en évidence le compromis entre la précision de mesure de l'OSNR et le temps nécessaire pour obtenir cette précision. Pour ce faire, nous nous réfèrerons de nouveau à la sphère de Poincaré (figure 49). On se place au voisinage du point pour lequel le contraste ζ_{\min} est infini. Pour un point voisin de ce dernier, ζ_{\min} sera supérieur ou égal à $1/\sin^2(\varphi/2)$ dès lors que ce point appartient à la calotte sphérique A définie par l'angle φ (Cf. Annexe 2). La surface de cette calotte sphérique est $2\pi(1 - \cos\varphi)$. La probabilité qu'un point tiré au hasard sur la sphère soit inclus dans cette calotte est donc de $(1 - \cos\varphi)/2 = 1/(\zeta_{\min})$ (la surface de la sphère de Poincaré de rayon d'unité est de 4π). Le même raisonnement s'applique dans le cas de ζ_{\max} .

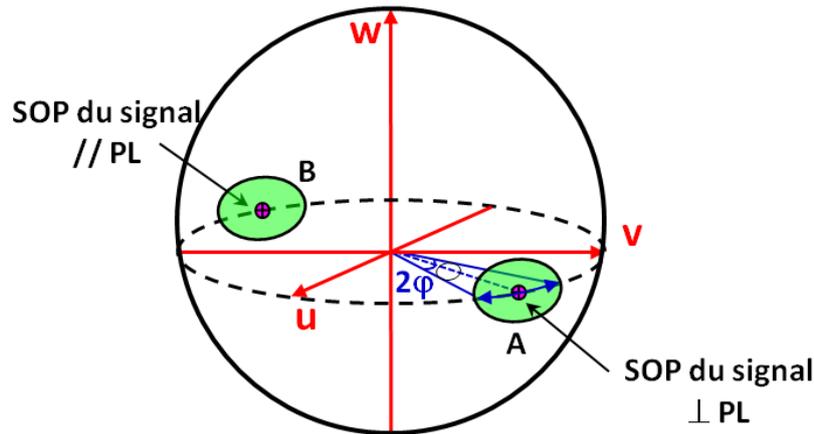


Figure 49 : Surfaces des calottes sphériques définissant ζ_{\min} et ζ_{\max} .

En supposant un balayage uniforme de la sphère de Poincaré par le contrôleur de polarisation, statistiquement il faudrait au plus ζ_{\min} et ζ_{\max} mesures pour retrouver un SOP se trouvant respectivement dans les calottes A et B. Une acquisition de la barrette de photodiodes se fait pendant un temps t_{bar} . Comme on vient de voir précédemment, la tolérance sur la mesure de P_{\min} est plus restrictive que celle pour P_{\max} , d'où une valeur de ζ_{\min} logiquement supérieure à ζ_{\max} . Au bout de ζ_{\min} mesures, on doit avoir retrouvé des valeurs de puissances minimale et maximale dont les SOP sont respectivement compris dans les calottes A et B. Le temps minimum nécessaire pour effectuer ces mesures est alors :

$$t_{\text{mes}} = \zeta_{\min} \cdot t_{\text{bar}} \quad (72)$$

Cette expression n'est bien entendue valable que si l'état de polarisation du signal ne varie pas ou très peu lors du temps d'acquisition de la barrette.

Une meilleure précision sur la mesure de l'OSNR requiert un contraste plus important, comme on a pu le voir dans la section précédente, et par conséquent, un temps de mesure plus grand. En tenant compte de l'expression (65), on en déduit que, pour une précision donnée, le temps de mesure est proportionnel à l'OSNR.

4.3. Étude de structures simples de Contrôleurs de polarisation

Dans la section précédente, nous avons estimé le temps de mesure pour une précision donnée en supposant un balayage uniforme de la sphère de Poincaré par le contrôleur de polarisation. On examinera ici pour quelques configurations de contrôleurs de polarisation et sous quelles conditions il est possible d'obtenir un comportement suffisamment proche d'un balayage uniforme.

Les structures classiques de contrôleurs de polarisation font appel à un assemblage d'éléments à biréfringence variable [112]. Les architectures les plus connues sont celles qui associent :

- deux lames quart d'onde.
- une lame quart d'onde et une lame demi-onde.
- trois ou plusieurs lames quart d'onde, etc.

On modélise en premier lieu un contrôleur de polarisation constitué de quatre lames quart d'onde puisqu'il correspond à la structure de CP utilisée lors des expériences décrites dans le chapitre 5. Les codes Matlab sont donnés en Annexe 4. Comme on considère que le signal en entrée est totalement polarisé, on utilise le formalisme matriciel de Jones pour décrire son évolution à travers un ensemble de composants optiques.

La lumière en entrée du contrôleur de polarisation est donc caractérisée par un champ électrique (E) de la forme :

$$E = \begin{pmatrix} E_x \\ E_y \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos \psi \\ e^{i\Omega} \sin \psi \end{pmatrix} \quad (73)$$

où ψ est l'angle que fait l'ellipse avec l'axe des x et Ω représente l'ellipticité du signal polarisé.

La lumière polarisée en sortie d'un composant polarisant est représentée par :

$$\begin{pmatrix} S_x \\ S_y \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} A & B \\ C & D \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} E_x \\ E_y \end{pmatrix} \quad (74)$$

où $M = \begin{pmatrix} A & B \\ C & D \end{pmatrix}$ est la matrice de transmission du composant.

Si le composant subit une rotation d'un angle θ autour de son axe optique, la matrice de Jones pour l'élément tourné s'obtient à partir de la transformation suivante :

$$M' = R(\theta) \cdot M \cdot R^{-1}(\theta) \quad (75)$$

avec

$$R(\theta) = \begin{pmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{pmatrix} \quad \text{et} \quad R^{-1}(\theta) = \begin{pmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{pmatrix} \quad (76)$$

Nous donnons ici les matrices de Jones associées au polariseur linéaire, aux lames demi-onde et quart d'onde qui seront utilisées par la suite :

$$A_{PL} = \begin{pmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \quad A_{\lambda/2} = \begin{pmatrix} i & 0 \\ 0 & -i \end{pmatrix} \quad A_{\lambda/4} = e^{i\frac{\pi}{4}} \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & -i \end{pmatrix} \quad (77)$$

4.3.1. Contrôleur de polarisation constitué de quatre lames quart d'onde

Le schéma de l'ensemble du contrôleur de polarisation et du polariseur linéaire est donné dans la figure 50. Précisons que le CP utilisé lors des expériences est à base de fibres. Les bobines de fibres sont analogues aux lames à retard de phase en espace libre dans la mesure où leur enroulement, selon le nombre de tours et le diamètre, produit de la biréfringence permettant de varier la polarisation du signal. On modélisera le CP avec quatre lames quart d'onde en espace libre.

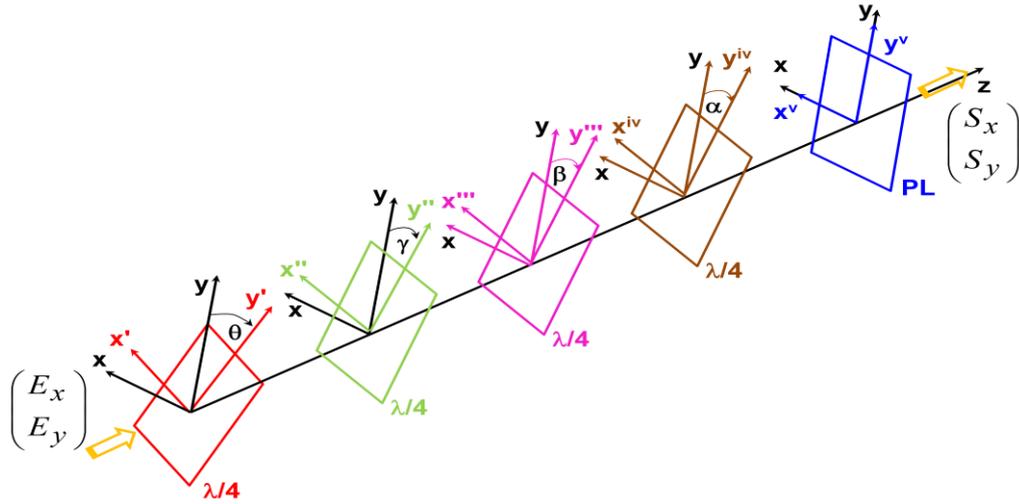


Figure 50 : Association de quatre lames quart d'onde et un polariseur linéaire.

4.3.1.1. Expressions analytiques

La lumière polarisée en sortie du PL s'obtient à partir de l'expression suivante :

$$S = A_{PL}R(\alpha)A_{\lambda/4}R^{-1}(\alpha)R(\beta)A_{\lambda/4}R^{-1}(\beta)R(\gamma)A_{\lambda/4}R^{-1}(\gamma)R(\theta)A_{\lambda/4}R^{-1}(\theta)E \quad (78)$$

où α , β , γ et θ sont les angles de rotation des quatre lames quart d'onde. Avec ce type de contrôleur fibré, l'excursion angulaire des lames est limitée à π rad. La variation angulaire de chaque lame est donnée par les relations suivantes :

$$\alpha = (\omega_1 t + \alpha_0) \times (-1)^{E[(\omega_1 t + \alpha_0) / \pi]} \quad (79)$$

$$\beta = (\omega_2 t + \beta_0) \times (-1)^{E[(\omega_2 t + \beta_0) / \pi]} \quad (80)$$

$$\gamma = (\omega_3 t + \gamma_0) \times (-1)^{E[(\omega_3 t + \gamma_0) / \pi]} \quad (81)$$

$$\theta = (\omega_4 t + \theta_0) \times (-1)^{E[(\omega_4 t + \theta_0) / \pi]} \quad (82)$$

où $E[\]$ représente la partie entière.

En supposant que le polariseur linéaire est aligné suivant l'axe des y, l'expression de l'intensité de l'onde à la sortie de ce dernier se réduit à :

$$|I| \propto SS^* = S_y S_y^* \quad (83)$$

4.3.1.2. Simulations numériques avec un temps d'acquisition négligeable

Nous avons mesuré les vitesses angulaires des lames du contrôleur de polarisation utilisées lors des expériences et obtenu les valeurs suivantes : $\omega_1 \approx 2\pi$ rad/s, $\omega_2 = 0,56\omega_1$, $\omega_3 = 0,36\omega_1$ et $\omega_4 = 0,30\omega_1$. Nous avons tout d'abord effectué des simulations avec ces valeurs selon différents états de polarisation du signal en entrée du CP pour des valeurs de ψ et Ω variant respectivement de 0 à π et de $-\pi/4$ à $\pi/4$. Après quelques essais préliminaires, nous avons choisi de faire varier ψ avec un pas de $\pi/8$ et Ω avec un pas de $\pi/16$. Sauf mention contraire, ces simulations ont été effectuées en supposant que les quatre lames ont une position initiale nulle. Nous reviendrons sur l'impact de cette hypothèse à la fin de cette sous-section. La figure 51 suggère que la puissance transmise varie avec une période de 50 s. Les puissances sont relevées dans les simulations avec un pas de discrétisation de la variable temps égal à 1 ms. On relève aussi que la figure présente une symétrie par rapport à l'axe $t = 25$ s. Ce phénomène est dû aux inversions de sens de rotation des lames et au choix des conditions initiales.

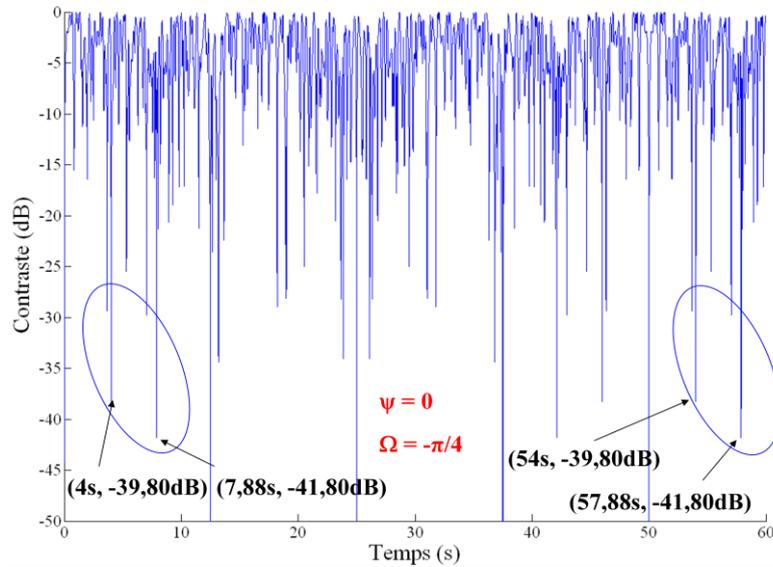


Figure 51 : Variation de l'intensité du signal en sortie du PL pour une polarisation en entrée du CP : $E = [0, 1]$.

On peut retrouver la période de 50 s à partir du Plus Petit Commun Multiple (PPCM) des périodes de rotation de chaque lame :

$$T_1 = \frac{2\pi}{\omega_1} = 1 = \frac{2 \times 3^2 \times 7}{2 \times 3^2 \times 7} \quad (84)$$

$$T_2 = \frac{100}{56} = \frac{5^2}{2 \times 7} = \frac{3^2 \times 5^2}{2 \times 3^2 \times 7} \quad (85)$$

$$T_3 = \frac{100}{36} = \frac{5^2}{3^2} = \frac{2 \times 5^2 \times 7}{2 \times 3^2 \times 7} \quad (86)$$

$$T_4 = \frac{10}{3} = \frac{2^2 \times 3 \times 5 \times 7}{2 \times 3^2 \times 7} \quad (87)$$

d'où finalement :

$$PPCM = \frac{2^2 \times 3^2 \times 5^2 \times 7}{2 \times 3^2 \times 7} = 50 \quad (88)$$

La figure 52 montre les variations de la puissance du signal transmis en sortie du polariseur linéaire pour différents SOP en entrée. On peut voir que les valeurs minimales du contraste ne sont pas les mêmes selon les SOP initiaux.

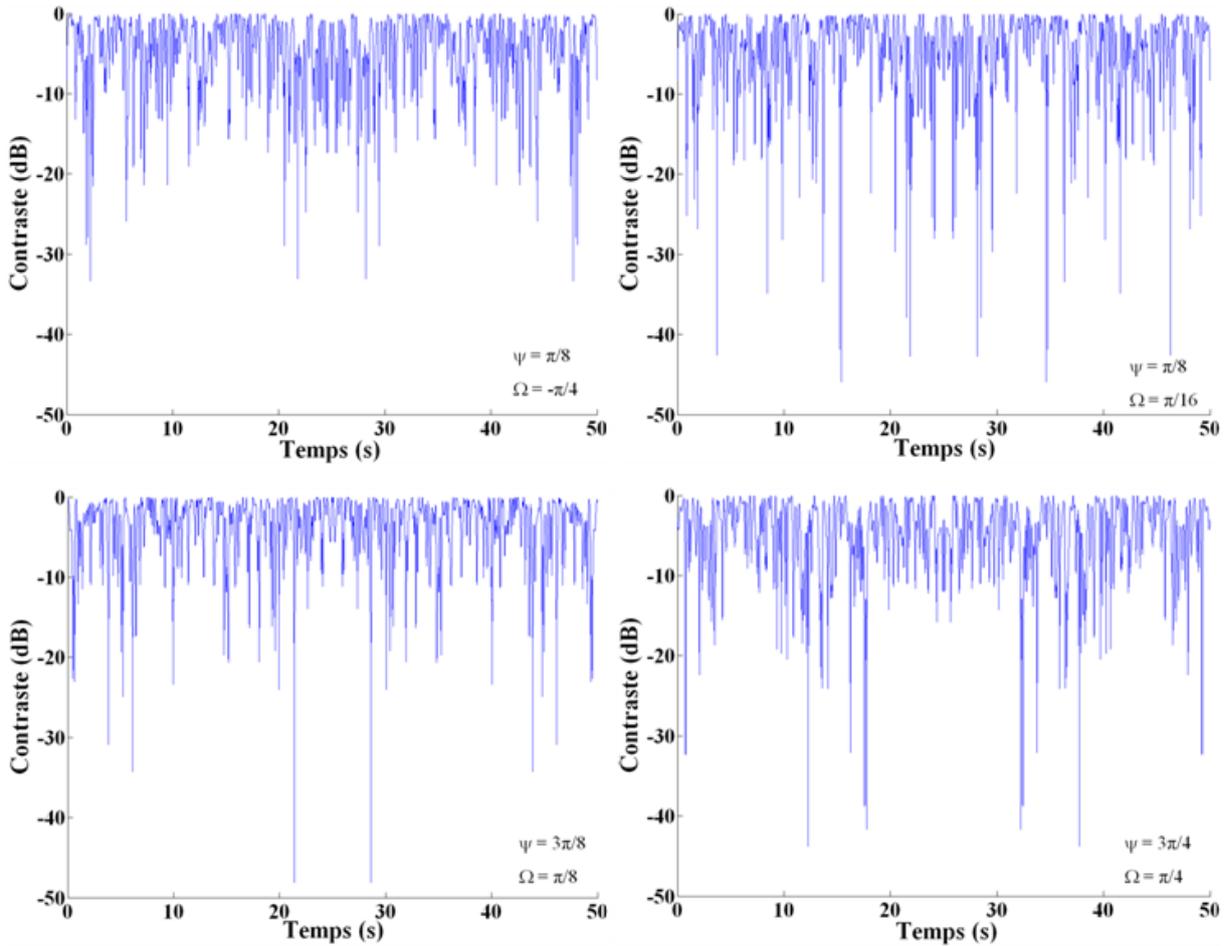


Figure 52 : Variation du SOP du signal selon différents états de polarisation en entrée du CP.

Le tableau 4 résume les puissances minimales et maximales mesurées en sortie du polariseur linéaire lors du balayage de la polarisation du signal par le contrôleur de polarisation selon différents SOP du signal en entrée. Rappelons que, conformément aux définitions données dans la section 4.1, le rapport P_{\max}/P_{sig} est égal à $(1 - 1/\zeta_{\max})$ et P_{\min}/P_{sig} est égal à $1/\zeta_{\min}$.

ψ rad	Ω rad	P_{\min}/P_{sig} dB	P_{\max}/P_{sig} dB	ψ rad	Ω rad	P_{\min}/P_{sig} dB	P_{\max}/P_{sig} dB	ψ rad	Ω rad	P_{\min}/P_{sig} dB	P_{\max}/P_{sig} dB
0	$-\pi/4$	$-\infty$	$-1,46e^{-4}$	$\frac{\pi}{8}$	$-\pi/4$	-33,31	$-5,57e^{-6}$	$\frac{2\pi}{8}$	$-\pi/4$	-52,30	$-6,44e^{-4}$
	$-3\pi/16$	$-\infty$	$-1,46e^{-4}$		$-3\pi/16$	-46,05	$-9,21e^{-4}$		$-3\pi/16$	-36,47	$-5,74e^{-6}$
	$-\pi/8$	$-\infty$	$-1,46e^{-4}$		$-\pi/8$	-36,90	$-2,98e^{-6}$		$-\pi/8$	-29,72	$-6,83e^{-6}$
	$-\pi/16$	$-\infty$	$-1,46e^{-4}$		$-\pi/16$	-51,60	$-1,89e^{-4}$		$-\pi/16$	-50,47	$-1,14e^{-5}$
	0	$-\infty$	$-1,46e^{-4}$		0	-42,97	$-1,31e^{-4}$		0	$-\infty$	0
	$\pi/16$	$-\infty$	$-1,46e^{-4}$		$\pi/16$	-45,91	$-4,90e^{-4}$		$\pi/16$	-42,71	$-3,32e^{-4}$
	$\pi/8$	$-\infty$	$-1,46e^{-4}$		$\pi/8$	-55,82	$-2,49e^{-3}$		$\pi/8$	-43,12	$-2,50e^{-4}$
	$3\pi/16$	$-\infty$	$-1,46e^{-4}$		$3\pi/16$	-41,89	$-3,19e^{-4}$		$3\pi/16$	-30,85	$-7,48e^{-6}$
$\pi/4$	$-\infty$	$-1,46e^{-4}$	$\pi/4$	-46,82	$-1,18e^{-4}$	$\pi/4$	-44,19	$-1,80e^{-4}$			
$\frac{3\pi}{8}$	$-\pi/4$	-46,10	$-5,76e^{-5}$	$\frac{4\pi}{8}$	$-\pi/4$	-44,75	0	$\frac{5\pi}{8}$	$-\pi/4$	-58,92	$-2,03e^{-3}$
	$-3\pi/16$	-43,62	$-3,30e^{-3}$		$-3\pi/16$	-44,75	0		$-3\pi/16$	-36,73	$-1,08e^{-4}$
	$-\pi/8$	-45,11	$-3,64e^{-5}$		$-\pi/8$	-44,75	0		$-\pi/8$	-61,63	$-8,87e^{-4}$
	$-\pi/16$	-43,99	$-8,40e^{-5}$		$-\pi/16$	-44,75	0		$-\pi/16$	-43,62	$-3,01e^{-5}$
	0	-30,78	$-2,08e^{-5}$		0	-44,75	0		0	-45,20	$-2,19e^{-4}$
	$\pi/16$	-43,65	$-5,18e^{-4}$		$\pi/16$	-44,75	0		$\pi/16$	-39,48	$-1,11e^{-4}$
	$\pi/8$	-48,09	$-8,27e^{-5}$		$\pi/8$	-44,75	0		$\pi/8$	-32,41	$-1,14e^{-5}$
	$3\pi/16$	-43,32	$-3,19e^{-5}$		$3\pi/16$	-44,75	0		$3\pi/16$	-41,34	$-2,81e^{-4}$
$\pi/4$	-43,47	$-8,84e^{-7}$	$\pi/4$	-44,75	0	$\pi/4$	-45,67	$-9,04e^{-5}$			
$\frac{6\pi}{8}$	$-\pi/4$	-38,29	$-2,56e^{-5}$	$\frac{7\pi}{8}$	$-\pi/4$	-48,77	$-1,07e^{-4}$	π	Idem que pour $\psi = 0$		
	$-3\pi/16$	-58,79	$-9,80e^{-4}$		$-3\pi/16$	-51,20	$-1,89e^{-4}$				
	$-\pi/8$	-58,03	$-4,64e^{-3}$		$-\pi/8$	-50,77	$-1,34e^{-4}$				
	$-\pi/16$	-55,83	$-3,90e^{-5}$		$-\pi/16$	-47,14	$-1,73e^{-4}$				
	0	$-\infty$	0		0	-53,20	$-3,63e^{-3}$				
	$\pi/16$	-41,16	$-2,33e^{-4}$		$\pi/16$	-39,23	$-1,87e^{-4}$				
	$\pi/8$	-42,39	$-2,12e^{-4}$		$\pi/8$	-47,21	$-6,74e^{-5}$				
	$3\pi/16$	-57,64	$-3,58e^{-3}$		$3\pi/16$	-51,34	$-2,02e^{-4}$				
$\pi/4$	-43,81	$-1,66e^{-4}$	$\pi/4$	-66,91	$-1,95e^{-4}$						

Tableau 4 : Valeurs extrêmes des puissances minimales et maximales obtenues en sortie du PL pour différents SOP en entrée du CP pour un temps de mesure de 50 s.

A partir de la relation (63), nous avons trouvé que si $C_{\min} = C_{\max}$, un contraste de 29,28 dB était requis pour obtenir une précision sur la mesure de l'OSNR de 0,5 dB avec un taux d'extinction du PL de 40 dB et un OSNR de 20 dB/0,1 nm. Le tableau 5 mentionne le nombre de fois, N_{\min} et N_{\max} , qu'un SOP est inclus dans les calottes sphériques de la sphère de Poincaré correspondant à $C_{\min} = C_{\max} = 29,28$ dB, lors du balayage de la polarisation du signal pendant une durée de 50 s.

On peut voir que les valeurs de N_{\min} correspondent à celles de N_{\max} pour un décalage de ψ de $\pi/2$. Les valeurs se répètent lorsque ψ varie de π . Elles varient entre 4 et un peu plus de 300, selon le SOP d'entrée. A titre indicatif, pour les angles de ψ compris entre 0 et $7\pi/8$, on trouve une somme totale des N_{\min} et des N_{\max} correspondant respectivement à 4547 et 4445. Il est logique que ces deux valeurs soient proches puisqu'on a supposé que C_{\min} est égal à C_{\max} .

ψ rad	Ω rad	N_{\min}	N_{\max}	ψ rad	Ω rad	N_{\min}	N_{\max}	ψ rad	Ω rad	N_{\min}	N_{\max}
0	$-\pi/4$	105	42	$\frac{\pi}{8}$	$-\pi/4$	24	46	$\frac{2\pi}{8}$	$-\pi/4$	42	32
	$-3\pi/16$	105	42		$-3\pi/16$	56	32		$-3\pi/16$	28	302
	$-\pi/8$	105	42		$-\pi/8$	22	32		$-\pi/8$	4	120
	$-\pi/16$	105	42		$-\pi/16$	58	30		$-\pi/16$	40	86
	0	105	42		0	98	86		0	124	124
	$\pi/16$	105	42		$\pi/16$	86	84		$\pi/16$	50	96
	$\pi/8$	105	42		$\pi/8$	46	22		$\pi/8$	24	18
	$3\pi/16$	105	42		$3\pi/16$	54	42		$3\pi/16$	8	58
$\pi/4$	105	42	$\pi/4$	30	56	$\pi/4$	64	84			
$\frac{3\pi}{8}$	$-\pi/4$	48	102	$\frac{4\pi}{8}$	$-\pi/4$	42	101	$\frac{5\pi}{8}$	$-\pi/4$	48	22
	$-3\pi/16$	52	52		$-3\pi/16$	42	101		$-3\pi/16$	32	54
	$-\pi/8$	84	82		$-\pi/8$	42	101		$-\pi/8$	32	22
	$-\pi/16$	36	62		$-\pi/16$	42	101		$-\pi/16$	30	58
	0	14	46		0	42	101		0	86	96
	$\pi/16$	44	42		$\pi/16$	42	101		$\pi/16$	86	84
	$\pi/8$	48	42		$\pi/8$	42	101		$\pi/8$	24	46
	$3\pi/16$	48	68		$3\pi/16$	42	101		$3\pi/16$	42	54
$\pi/4$	64	30	$\pi/4$	42	101	$\pi/4$	56	30			
$\frac{6\pi}{8}$	$-\pi/4$	32	42	$\frac{7\pi}{8}$	$-\pi/4$	102	48	π	Idem que pour $\psi = 0$		
	$-3\pi/16$	304	28		$-3\pi/16$	54	50				
	$-\pi/8$	120	4		$-\pi/8$	82	84				
	$-\pi/16$	94	40		$-\pi/16$	64	36				
	0	130	124		0	52	14				
	$\pi/16$	98	50		$\pi/16$	44	44				
	$\pi/8$	20	24		$\pi/8$	48	46				
	$3\pi/16$	58	8		$3\pi/16$	72	48				
$\pi/4$	86	64	$\pi/4$	32	62						

Tableau 5 : Nombre de SOP détectés dans les calottes sphériques de la sphère de Poincaré définies par $C_{\min} = C_{\max} = 29,28$ dB lors du balayage de la polarisation du signal par le CP sur une durée de 50 s.

En revanche, on a vu que C_{\min} avait une plus grande incidence sur la précision de mesure de l'OSNR que C_{\max} . Si nous acceptons une légère dégradation de Δ OSNR (jusqu'à 0,6 dB), pour un OSNR de 20 dB/0,1 nm, nous pouvons, tout en maintenant la valeur de C_{\min} à 29,28 dB, relâcher la contrainte sur la valeur de C_{\max} jusqu'à 16,65 dB.

On évalue de nouveau N_{\max} (tableau 6). La somme totale de N_{\max} , pour ψ compris entre 0 et $7\pi/8$, est égale à 78809. Cette dernière correspond à 17,3 fois la valeur relative à la somme totale des N_{\min} , qui reste inchangée. Ce ratio est proche du rapport entre ζ_{\min} et ζ_{\max} (égal à 18,3). C'est un résultat logique dans l'hypothèse d'un balayage uniforme de la sphère de Poincaré.

ψ rad	Ω rad	N_{\min}	N_{\max}	ψ rad	Ω rad	N_{\min}	N_{\max}	ψ rad	Ω rad	N_{\min}	N_{\max}
0	$-\pi/4$	105	632	$\frac{\pi}{8}$	$-\pi/4$	24	776	$\frac{2\pi}{8}$	$-\pi/4$	42	1520
	$-3\pi/16$	105	632		$-3\pi/16$	56	872		$-3\pi/16$	28	1676
	$-\pi/8$	105	632		$-\pi/8$	22	928		$-\pi/8$	4	1910
	$-\pi/16$	105	632		$-\pi/16$	58	1084		$-\pi/16$	40	1714
	0	105	632		0	98	1172		0	124	1798
	$\pi/16$	105	632		$\pi/16$	86	1170		$\pi/16$	50	1822
	$\pi/8$	105	632		$\pi/8$	46	1108		$\pi/8$	24	1674
	$3\pi/16$	105	632		$3\pi/16$	54	1086		$3\pi/16$	8	1290
$\pi/4$	105	632	$\pi/4$	30	1078	$\pi/4$	64	1004			
$\frac{3\pi}{8}$	$-\pi/4$	48	1162	$\frac{4\pi}{8}$	$-\pi/4$	42	1483	$\frac{5\pi}{8}$	$-\pi/4$	48	966
	$-3\pi/16$	52	1330		$-3\pi/16$	42	1483		$-3\pi/16$	32	714
	$-\pi/8$	84	1416		$-\pi/8$	42	1483		$-\pi/8$	32	866
	$-\pi/16$	36	1334		$-\pi/16$	42	1483		$-\pi/16$	30	1088
	0	14	970		0	42	1483		0	86	1256
	$\pi/16$	44	902		$\pi/16$	42	1483		$\pi/16$	86	1300
	$\pi/8$	48	988		$\pi/8$	42	1483		$\pi/8$	24	1180
	$3\pi/16$	48	1266		$3\pi/16$	42	1483		$3\pi/16$	42	1126
$\pi/4$	64	1456	$\pi/4$	42	1483	$\pi/4$	56	1244			
$\frac{6\pi}{8}$	$-\pi/4$	32	822	$\frac{7\pi}{8}$	$-\pi/4$	102	1160	π	Idem que pour $\psi = 0$		
	$-3\pi/16$	304	462		$-3\pi/16$	54	1000				
	$-\pi/8$	120	548		$-\pi/8$	82	908				
	$-\pi/16$	94	988		$-\pi/16$	64	984				
	0	130	1022		0	52	778				
	$\pi/16$	98	1084		$\pi/16$	44	794				
	$\pi/8$	20	832		$\pi/8$	48	846				
	$3\pi/16$	58	698		$3\pi/16$	72	852				
$\pi/4$	86	842	$\pi/4$	32	908						

Tableau 6 : Valeurs de N_{\min} et de N_{\max} pour $C_{\min} = 29,28$ dB et $C_{\max} = 16,65$ dB.

Les valeurs des vitesses de rotation des lames, utilisées durant les simulations, conduisent à un balayage plus ou moins aléatoire de la sphère de Poincaré, ce qui permet d'obtenir des valeurs de C_{\min} et de C_{\max} suffisantes pour mesurer l'OSNR intra-bande avec une précision demandée.

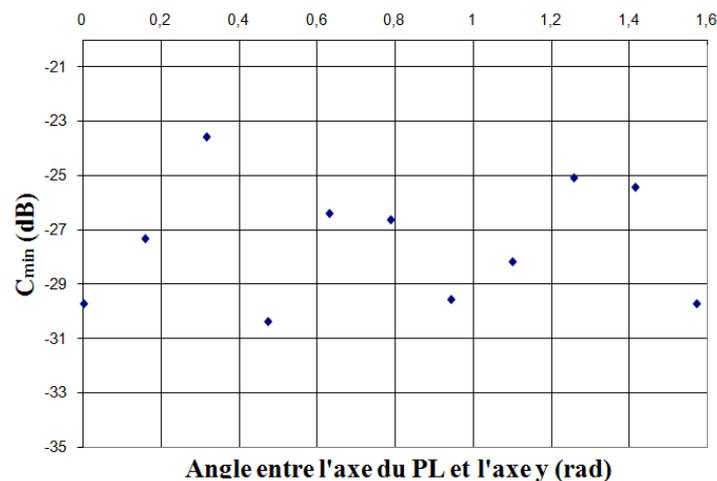


Figure 53 : Evolution du contraste minimum en fonction de l'angle du PL avec l'axe y pour $\omega_1 = 2\pi$, $\omega_2 = 0,56\omega_1$, $\omega_3 = 0,36\omega_1$ et $\omega_4 = 0,30\omega_1$, les quatre lames étant initialement alignées avec l'axe y.

Nous allons maintenant évaluer dans quelle mesure les résultats précédents dépendaient des conditions initiales choisies pour nos simulations. Nous allons considérer un cas plus général dans lequel les quatre lames sont toujours alignées à t égal à 0 mais dans une direction différente de celle du PL. Cette hypothèse reste encore restrictive par rapport au cas où les positions des lames sont quelconques dans la mesure où il n'est pas sûr que les axes des quatre lames puissent se retrouver alignés dans le cas le plus général.

La figure 53 montre que l'angle du PL a une forte influence sur la pire valeur du contraste. Celle-ci peut être réduite à 23,5 dB, soit plus de 6 dB en dessous de la valeur pour laquelle le PL est aligné avec l'axe y . Ce résultat montre l'importance du choix des conditions initiales. Toutefois, nous n'avons pas exploré systématiquement leur influence compte tenu du nombre de paramètres en jeu.

Pour conclure cette sous-section, nous allons mettre en évidence l'importance du choix des vitesses relatives des lames. Considérons par exemple un rapport plus simple entre les vitesses de rotation des lames pour lequel la période du système reste égale à 50 s. Les vitesses des quatre lames sont en progression géométrique de raison 1/2. Le PL est supposé de nouveau aligné selon y . On peut voir (figure 54) que pour certains SOP initiaux en entrée du CP, par exemple $\psi = \pi/8$ et $\Omega = 3\pi/16$, la valeur de C_{\min} est suffisante pour avoir une bonne estimation de l'OSNR tandis que pour d'autres, par exemple $\psi = \pi/4$ et $\Omega = 3\pi/16$, la valeur de C_{\min} est de l'ordre de 15 dB et est insuffisante pour remonter à une bonne évaluation de l'OSNR.

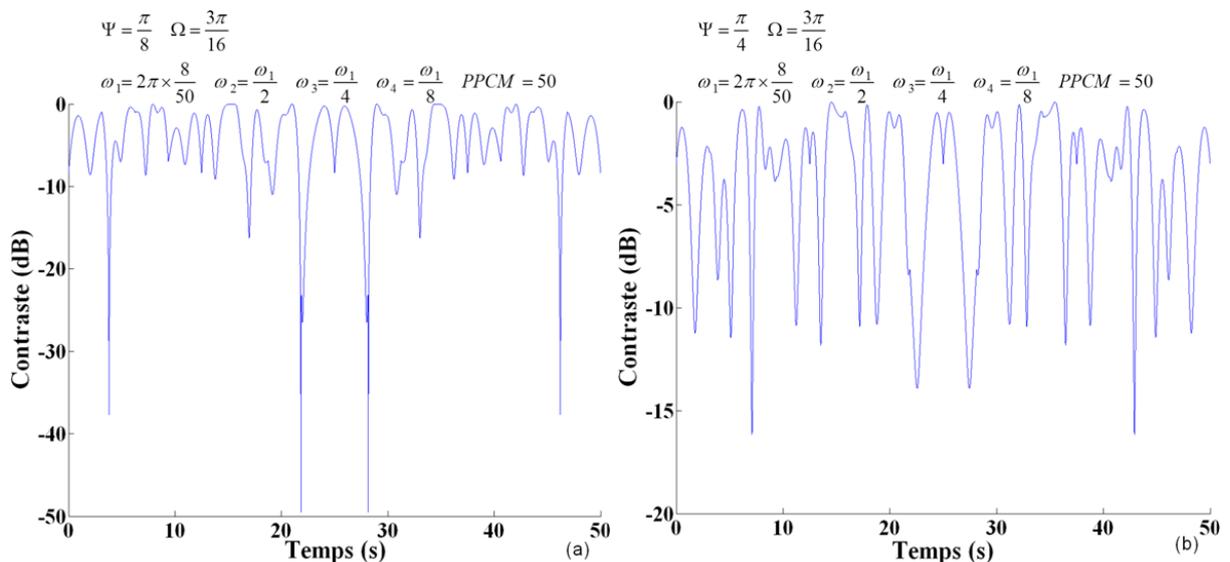


Figure 54 : Valeurs de C_{\min} et de C_{\max} pour la mesure de l'OSNR intra-bande pour les mêmes vitesses angulaires des lames suivant différents SOP initiaux : $\psi = \pi/8$ (a) et $\psi = \pi/4$ (b).

4.3.1.3. Influence du temps d'acquisition

Toutes les simulations effectuées précédemment ont été réalisées en négligeant le temps d'acquisition de la barrette du détecteur, i.e., la puissance du signal est acquise à chaque incrémentation de la variable temps. Elles ont été faites avec un pas de discrétisation de 1 ms qui était suffisant pour reproduire correctement la puissance transmise à la sortie du

PL. Dans la réalité, le détecteur nécessite un temps de détection qui comprend le temps d'exposition et surtout le temps de lecture de la barrette de photodiodes. De plus, un temps de traitement est nécessaire pour traiter les données sous LabVIEW™. Une seule mesure de puissance est effectuée pendant ce temps cumulé. Si la vitesse de variation du SOP est trop rapide par rapport à la période d'acquisition des mesures, chaque pixel de la barrette sous-échantillonnera la variation de puissance, ce qui pour un temps de mesure donné, conduira à une sous-estimation de l'OSNR. Cet effet de sous-échantillonnage est prépondérant par rapport à l'effet d'intégration de la puissance mesurée au niveau de chaque pixel qui intervient lorsque la variation du SOP n'est plus négligeable pendant le temps d'exposition d'un pixel.

Lors des mesures expérimentales, le temps total pour la mesure de la puissance en sortie du polariseur linéaire est environ 17 ms. La figure 55 permet de comparer la variation de la puissance mesurée en sortie du PL (toujours avec le CP à quatre lames utilisé dans le chapitre 5) dans le cas d'une mesure toutes les millisecondes (comme dans les simulations précédentes) et d'une mesure toutes les 17 ms. La dégradation du contraste est évidente (variation de 19 dB).

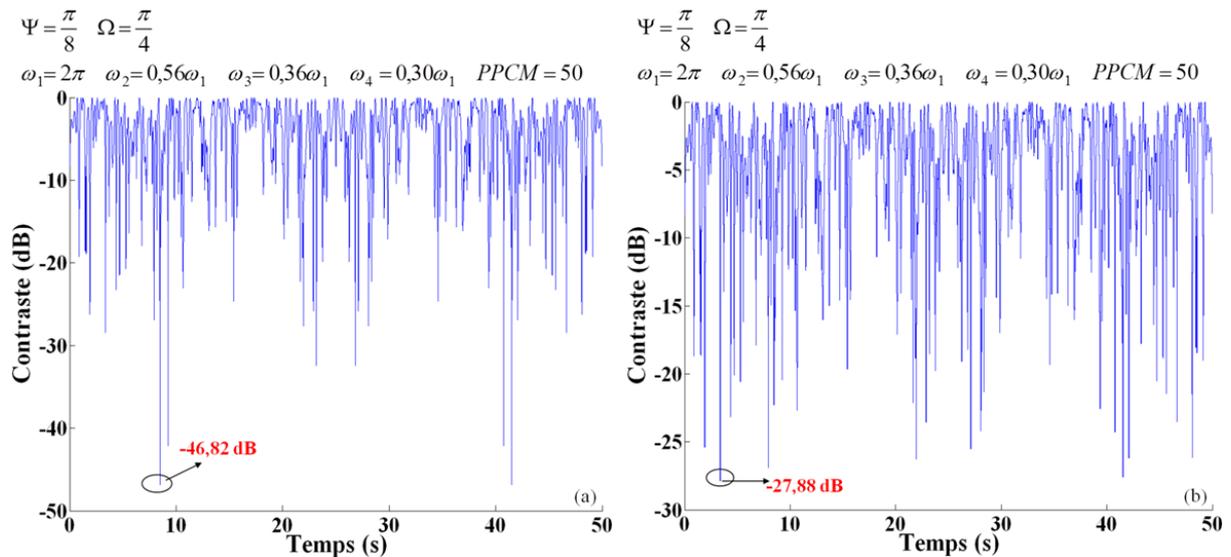


Figure 55 : Valeurs de C_{\min} atteintes avec une détection toutes les 1 ms (a) et 17 ms (b).

Afin d'avoir un meilleur contraste pour la mesure de P_{\min} , il faut alors rallonger le temps de mesure (figure 56). Dans les mêmes conditions que celles de la figure 55(b), en doublant le temps de mesure, le meilleur contraste obtenu dépasse 40 dB.

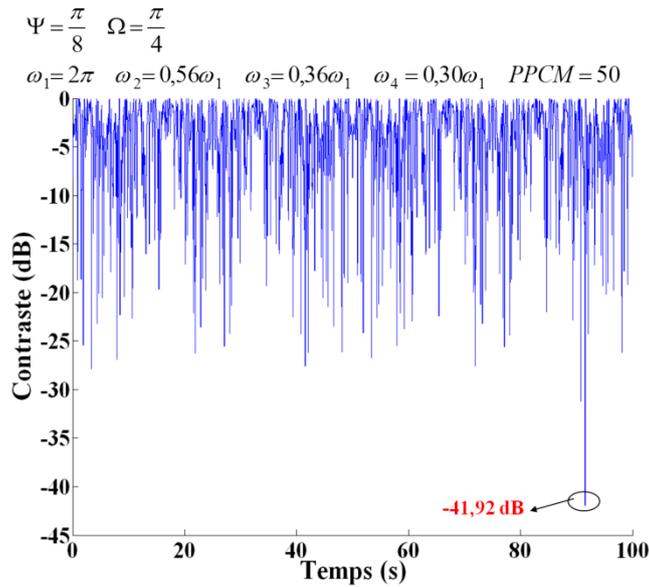


Figure 56 : Rallongement du temps de mesure pour l'obtention de meilleurs contrastes avec une détection toutes les 17 ms.

Avec le CP à quatre lames que nous avons modélisé, nous avons obtenu des valeurs satisfaisantes du contraste (tout au moins dans le cas où le PL est aligné avec y) pour un temps de 50 s, soit 50000 fois le pas de discrétisation. Ce ratio est nettement supérieur à celui de 938 évalué d'après la relation (72), pour un contraste de 29,72 dB, ce qui est la plus mauvaise valeur obtenue par simulation (tableau 4).

Pour vérifier s'il est possible de diminuer le nombre d'échantillons afin de rapprocher le temps de mesure simulé de la borne estimée dans la relation (72), nous avons effectué plusieurs simulations supplémentaires avec différents pas de discrétisation entre 1 et 50 ms. Le tableau 7 compare les valeurs des contrastes théoriques selon la relation (72) avec les pires valeurs obtenues par simulation (toujours en considérant un nombre de 81 SOP).

Pas de discrétisation (ms)	Nombre d'échantillons	Valeur de C_{\min} (dB) selon la relation (72)	Pire valeur de C_{\min} (dB)
1	50000	46,99	29,72
5	10000	40,00	29,64
6,67	7500	38,75	27,46
10	5000	36,99	27,41
13	3846	35,85	28,18
17	2941	34,68	26,76
20	2500	33,98	22,85
25	2000	33,01	23,17
30	1667	32,22	27,41
35	1429	31,55	23,83
40	1250	30,97	22,48
45	1111	30,46	20,19
50	1000	30,00	20,78

Tableau 7 : Valeurs de C_{\min} obtenues selon la relation (72) pour un pas de discrétisation donné sur un temps de mesure de 50 s et les pires valeurs de C_{\min} correspondantes obtenues par simulation sur un ensemble de 81 SOP.

Le contraste prévu d'après la relation (72) est toujours supérieur à la valeur simulée. Ce résultat n'est pas a priori évident car la relation (72) a été obtenue en imposant qu'au moins un SOP soit placé à l'intérieur de la calotte sphérique correspondant au contraste désiré, et donc ce SOP conduira en général à un contraste nettement meilleur que le contraste désiré. Toutefois, lorsqu'on simule un CP en considérant un grand nombre de SOP d'entrée, ce décalage tend à disparaître. Globalement, on constate que pour des pas compris entre 5 et 50 ms, l'écart entre ces valeurs varie entre 11,29 et 4,81 dB. Les valeurs obtenues par simulation sont toutes inférieures à 30 dB.

Il semble que certains choix du pas de discrétisation, plus adaptés aux périodes des lames, conduisent à des résultats plus favorables. On peut noter en particulier que les pires valeurs de C_{\min} sont identiques pour des pas de 10 et 30 ms, ce qui laisse à penser que la période d'échantillonnage de 30 ms permet d'acquérir toutes les valeurs utiles obtenues au pas de 10 ms. A contrario la valeur obtenue pour un pas de 20 ms est particulièrement médiocre. Pour un balayage de 1 ms, l'écart avec un CP à balayage uniforme devient nettement plus important : ce CP ne permet pas d'atteindre des contrastes sensiblement supérieurs à 30 dB.

Par ailleurs, nous avons vérifié sur des exemples que la capacité à atteindre des minima de puissance satisfaisants dépend du choix des rapports des vitesses des lames et en particulier de leur PPCM. Pour mieux comprendre l'influence des rapports des vitesses des lames, nous allons considérer dans la section suivante une structure de CP plus simple. Cette structure nous permettra également d'évaluer la précision nécessaire sur ce rapport des vitesses pour garantir un comportement suffisamment aléatoire du CP.

4.3.2. Contrôleur de polarisation constitué d'une lame quart d'onde et d'une lame demi-onde

Dans cette sous-section, on étudiera plus en détail une structure de contrôleur de polarisation constituée d'une lame quart d'onde et d'une lame demi-onde (figure 57) en analysant dans quelle mesure elles assurent un balayage suffisamment uniforme des états de polarisation.

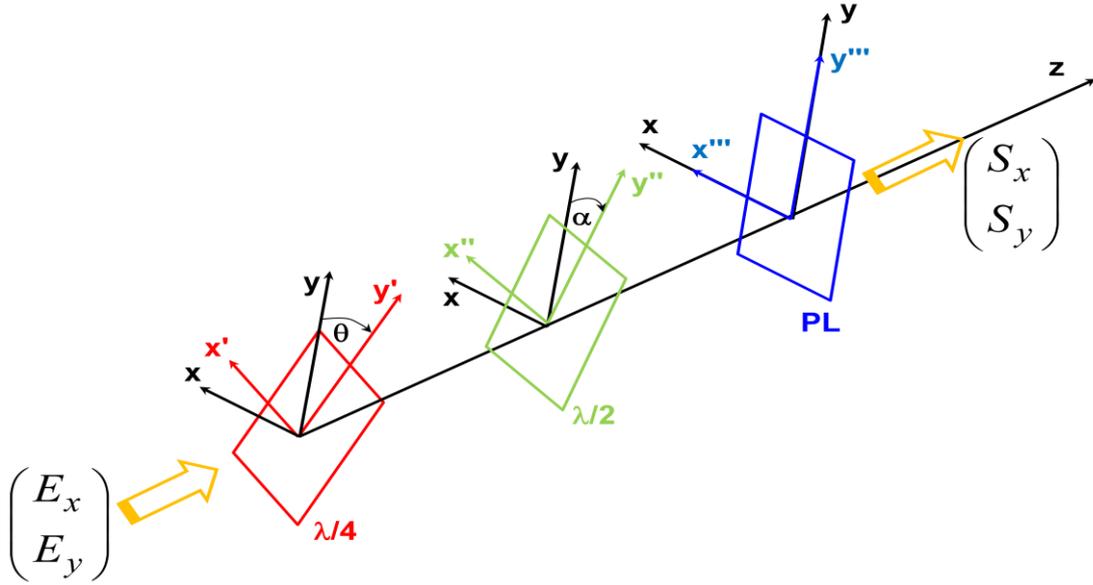


Figure 57 : Association d'une lame quart d'onde et d'une lame demi-onde à un polariseur linéaire.

4.3.2.1. Expressions analytiques

La lumière polarisée en sortie du PL s'obtient à partir de l'expression suivante :

$$S = A_{PL} \cdot R(\alpha) \cdot A_{\lambda/2} \cdot R^{-1}(\alpha) \cdot R(\theta) \cdot A_{\lambda/4} \cdot R^{-1}(\theta) \cdot E \quad (89)$$

où α et θ sont respectivement les angles de rotation de la lame demi-onde et de la lame quart d'onde.

L'expression analytique complète de S s'écrit :

$$S = \begin{pmatrix} S_x \\ S_y \end{pmatrix} = e^{\frac{i\pi}{4}} \begin{pmatrix} 0 \\ \left[-i \sin 2\alpha (\cos^2 \theta - i \sin^2 \theta) + i(1+i) \frac{\cos 2\alpha}{2} \sin 2\theta \right] \cos \psi + \\ \left[i(i+1) \sin 2\alpha \frac{\sin 2\theta}{2} - i \cos 2\alpha (\sin^2 \theta - i \cos^2 \theta) \right] e^{i\Omega} \sin \psi \end{pmatrix} \quad (90)$$

L'expression générale de l'intensité lumineuse est donc :

$$I \propto |SS^*| = S_y S_y^* \quad (91)$$

$$\begin{aligned}
I \propto & \left\{ \begin{aligned} & (\cos^4 \theta + \sin^4 \theta) \sin^2(2\alpha) - \frac{\sin(4\alpha) \sin(4\theta)}{4} \\ & + \frac{\cos^2(2\alpha) \sin^2(2\theta)}{2} \end{aligned} \right\} \cos^2 \psi \\
& + \left\{ \begin{aligned} & \frac{\sin(2\theta)}{2} [\sin^2(2\alpha)[2i - 2\cos(2\theta)] + \cos(2\theta) - i] \\ & + \frac{\sin(4\alpha)}{2} \left[\frac{\sin^2(2\theta)}{2} + 2\cos^2 \theta \sin^2 \theta + i(\cos^4 \theta - \sin^4 \theta) \right] \end{aligned} \right\} e^{-i\Omega} \cos \psi \sin \psi \\
& + \left\{ \begin{aligned} & \frac{\sin(2\theta)}{2} [-\sin^2(2\alpha)[2i + 2\cos(2\theta)] + \cos(2\theta) + i] \\ & + \frac{\sin(4\alpha)}{2} \left[\frac{\sin^2(2\theta)}{2} + 2\cos^2 \theta \sin^2 \theta + i(\sin^4 \theta - \cos^4 \theta) \right] \end{aligned} \right\} e^{i\Omega} \cos \psi \sin \psi \\
& + \left\{ \begin{aligned} & (\cos^4 \theta + \sin^4 \theta) \cos^2(2\alpha) + \frac{\sin(4\alpha) \sin(4\theta)}{4} \\ & + \frac{\sin^2(2\alpha) \sin^2(2\theta)}{2} \end{aligned} \right\} \sin^2 \psi
\end{aligned} \tag{92}$$

Pour un signal en entrée du CP polarisé rectilignement suivant l'axe des x, $\psi = \Omega = 0$:

$$E = \begin{pmatrix} E_x \\ E_y \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos \psi \\ e^{i\Omega} \sin \psi \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 \\ 0 \end{pmatrix} \tag{93}$$

Dans ce cas, l'expression de l'intensité lumineuse se réduit à :

$$I \propto (\cos^4 \theta + \sin^4 \theta) \sin^2(2\alpha) - \frac{\sin(4\alpha) \sin(4\theta)}{4} + \frac{\cos^2(2\alpha) \sin^2(2\theta)}{2} \tag{94}$$

Les variations des angles θ et α , possédant respectivement un déphasage initial de θ_0 et de α_0 , peuvent être décrites par leur vitesse angulaire correspondante :

$$\theta = \omega_2 t + \theta_0 \quad \text{et} \quad \alpha = \omega_1 t + \alpha_0 \tag{95}$$

On s'intéresse au rapport des vitesses angulaires, ω_2/ω_1 à partir duquel on détermine dans un premier temps la périodicité de l'intensité lumineuse transmise à travers le système optique. Formellement, on peut distinguer trois cas de figure :

(i) Rapport entier entre les vitesses de rotation des lames

Dans ce cas :

$$\frac{\omega_2}{\omega_1} = \frac{T_1}{T_2} = n \tag{96}$$

où T_1 et T_2 sont les périodes de rotation des lames et n est un entier. La période globale du système est obtenue au bout d'une période de la lame la plus lente, i.e., au bout de T_1 s. Cette périodicité peut se réduire d'un facteur 2. En effet, à l'instant $t = 0$, les positions des lames correspondent aux angles α_0 et θ_0 et $S(\theta = \theta_0, \alpha = \alpha_0) = S_0$. À $t = T_1/2 = nT_2/2$:

- Pour n pair, $n = 2k$ (avec k entier) et $t = kT_2$. On a donc $\theta(T_1/2) = \theta(kT_2) = \theta_0$ et $\alpha(T_1/2) = \alpha_0 + \pi$. On vérifie aisément que $S(T_1/2) = S_0$.
- Pour n impair, $n = 2k + 1$ et $t = (2k + 1)T_2$. On a donc $\alpha(T_1/2) = \alpha_0 + \pi$ et $\theta(T_1/2) = \theta[(2k+1)/2]T_2] = \theta_0 + \pi$. On retrouve également $S(T_1/2) = S_0$.

(ii) Rapport rationnel entre les vitesses de rotation des lames

Ce rapport s'écrit sous la forme :

$$\frac{\omega_2}{\omega_1} = \frac{T_1}{T_2} = \frac{p}{q} \quad (97)$$

où p et q sont des entiers et $q \neq 0$. De façon analogue au cas précédent, on peut vérifier aisément que $S(qT_1/2) = S(pT_2/2) = S_0$. Le système a donc une période $T = qT_1/2 = pT_2/2$.

(iii) Rapport irrationnel entre les vitesses de rotation des lames

Dans ce cas, la puissance transmise n'est plus périodique en fonction du temps. La distinction entre les rapports des vitesses rationnel et irrationnel n'a pas de sens physique. En pratique, le rapport des vitesses est connu avec une certaine précision. La question sera de savoir quelle précision est nécessaire pour distinguer un contrôleur de polarisation satisfaisant (i.e. permettant la mesure de l'OSNR intra-bande avec une précision donnée dans un temps donné) d'un contrôleur de polarisation qui ne l'est pas.

Nous évaluerons la tolérance effective sur un exemple particulier dans la sous-section suivante.

4.3.2.2. Simulations numériques

Nous allons ici considérer des rapports des vitesses ω_2/ω_1 compris entre 0,1 et 10. Nous avons choisi des rapports avec deux chiffres significatifs de sorte à avoir des périodes pas trop longues par rapport à celle de la lame la plus lente. Ainsi, dans le cas où ω_2 est supérieur à ω_1 , ce rapport sera de la forme $p/10$ où p n'est divisible ni par 2, ni par 5 afin de garder une période constante pour tous les rapports des vitesses. Réciproquement lorsque ω_1 est supérieur à ω_2 , on simulera des rapports des vitesses de la forme $q/10$ où q n'est également pas divisible par 2 ou 5. La puissance mesurée en sortie du PL est alors une fonction périodique, de période $5T_1$. Comme pour les simulations du CP à quatre lames, nous supposons (sauf indication contraire) qu'à $t = 0$, les axes rapides des deux lames sont alignés selon l'axe y qui est aussi celui du PL. Nous reviendrons sur l'impact du choix de cette configuration particulière à la fin de ce chapitre.

(i) Cas $\omega_2 > \omega_1$

Les simulations ont été effectuées en prenant $\omega_1 = 2\pi$ rad/s. La puissance de sortie est périodique, de période 5 s. En fonction de la valeur de ω_2 , nous avons relevé les pires valeurs de C_{\min} (i.e., les plus faibles valeurs, en valeur absolue) en considérant le même nombre d'états de polarisation que celui utilisé pour les simulations avec le contrôleur de polarisation à quatre lames. Un pas de discrétisation de 1 ms est suffisant pour des valeurs de p inférieures

à 40 ou 50 suivant la précision cherchée. Au-delà, il peut être nécessaire de réduire le pas jusqu'à 10 μ s.

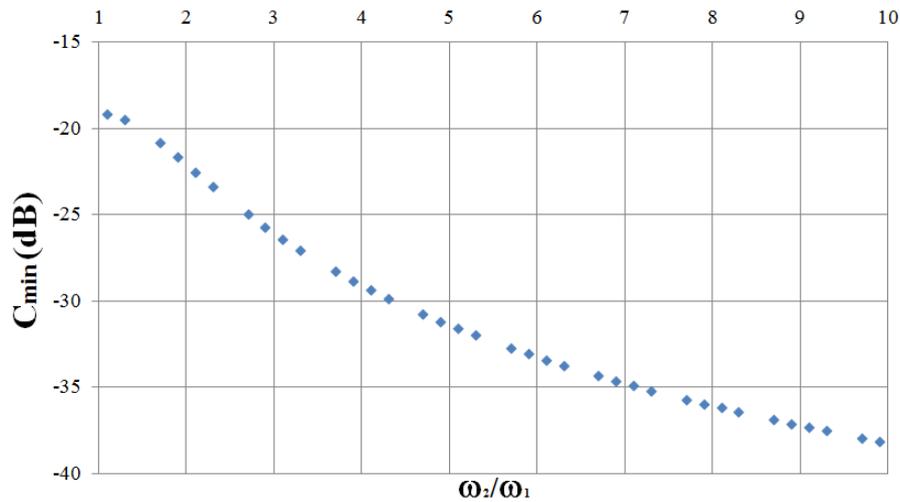


Figure 58 : Pires valeurs de C_{min} en fonction du rapport des vitesses ω_2/ω_1 sur un ensemble de 81 SOP et avec un pas de discrétisation de 10 μ s.

La courbe de la figure 58 montre qu'il est possible en principe d'obtenir des contrastes supérieurs à 35 dB. Nous avons vérifié sur un point particulier que la valeur de C_{min} ne changeait pratiquement pas en portant le nombre de SOP en entrée à 289 (la variation est de l'ordre de 0,1 dB).

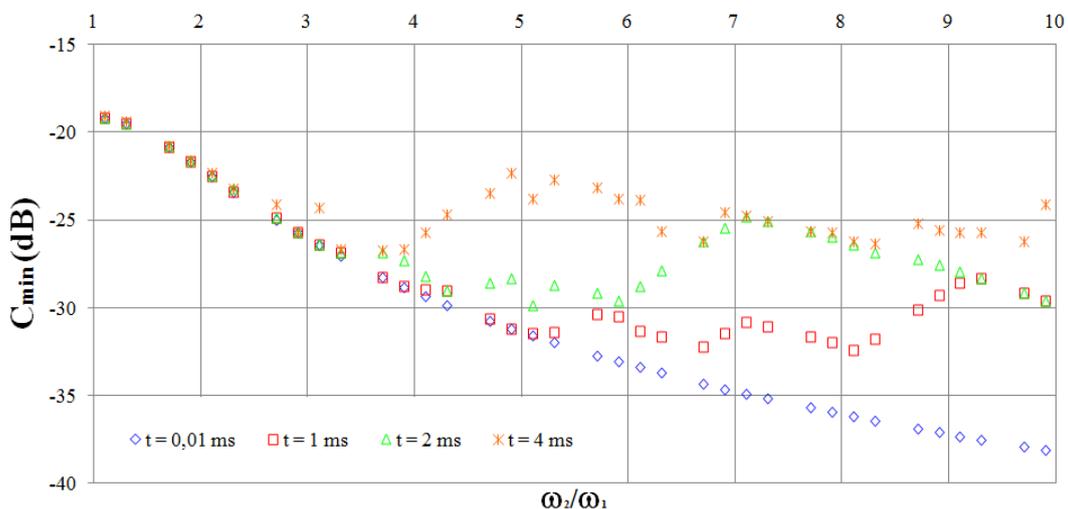


Figure 59 : Pires valeurs de C_{min} sur un ensemble de 81 SOP en fonction de ω_2/ω_1 pour différents pas de discrétisation.

Nous avons ensuite étudié l'influence du pas de discrétisation sur la pire valeur de C_{min} . La figure 59 montre les résultats obtenus pour des pas de 0,01, 1, 2 et 4 ms. On observe, lorsque ω_2/ω_1 augmente, un décrochement par rapport à la courbe, pour laquelle la valeur du pas est la plus petite, d'autant plus rapide que le pas est important. A partir de ce décrochement, la valeur du contraste ne diminue pratiquement plus et présente certaines

oscillations. Pour un pas de 1 ms, il est possible d’atteindre une valeur de 32,4 dB et un temps de mesure de 5 secondes. En appliquant la relation (72) à un temps d’acquisition de 1 ms et un temps de mesure de 5 secondes, on obtient pour un contrôleur uniforme un contraste de 37 dB. Pour les autres valeurs du temps de discrétisation, les meilleures valeurs de C_{\min} sont respectivement 29,8 dB pour un temps de 2 ms et 26,7 dB pour un temps de 4 ms. Les valeurs de contraste à partir de la relation (72) sont respectivement de 34 et 31 dB. L’écart entre le contraste obtenu par simulation et la valeur estimée a priori varie entre 4,2 et 4,6 dB. Cet écart est plus faible que celui observé avec le CP particulier à quatre lames étudié dans la section précédente. Notons également qu’il est possible avec le CP à deux lames d’obtenir des contrastes supérieurs à 30 dB, lorsque les axes des deux lames et du CP sont initialement alignés.

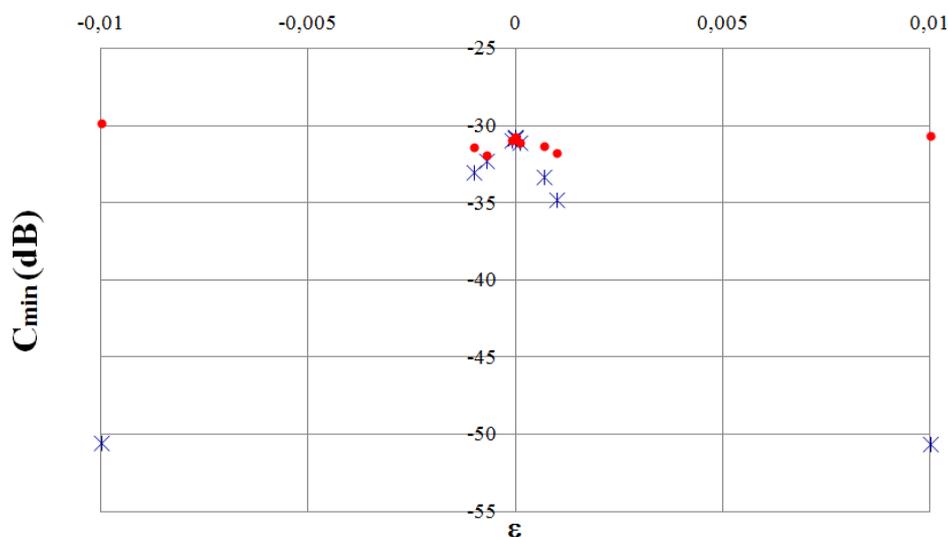


Figure 60 : Influence d’une petite variation du rapport ω_2/ω_1 sur la pire valeur du contraste C_{\min} ($\omega_2/\omega_1 = 4,7 + \epsilon$). Les étoiles bleues représentent la valeur de C_{\min} obtenue pour le même SOP qui donne la pire valeur de C_{\min} pour $\epsilon = 0$; les disques rouges représentent la pire valeur de C_{\min} , prise à chaque fois sur l’ensemble des SOP considérés.

Considérons maintenant des valeurs du rapport ω_2/ω_1 comportant plus de deux chiffres significatifs (mais toujours en mesurant la puissance sur une durée de 5s avec un pas de discrétisation de 1 ms). Les résultats obtenus au voisinage de la valeur $\omega_2/\omega_1 = 4,7$ sont représentés dans la figure 60. Partant d’une pire valeur de C_{\min} de 30,6 dB, nous constatons que les valeurs de C_{\min} restent proches de la valeur initiale, mais celles-ci sont à chaque fois obtenues pour des SOP différents. Ceci permet de relaxer la précision sur le rapport des vitesses et confirme la faisabilité d’un CP à deux lames permettant d’atteindre un contraste supérieur à 30 dB. Lorsque l’on s’intéresse à l’évolution du contraste pour le SOP qui donnait la pire valeur pour $\omega_2/\omega_1 = 4,7$, on constate une variation plus importante et une amélioration du contraste d’autant plus prononcée qu’on s’écarte de la valeur initiale.

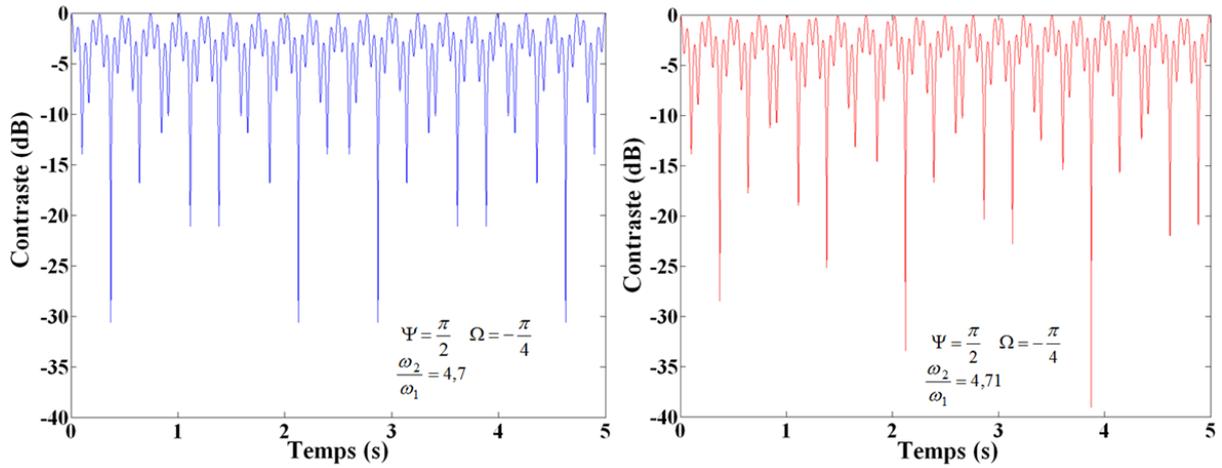


Figure 61 : Exemple d'évolution du contraste, sur une durée de 5s, pour un SOP initial donné, lorsque $\omega_2/\omega_1 = 4,7$ (gauche) et $\omega_2/\omega_1 = 4,71$ (droite).

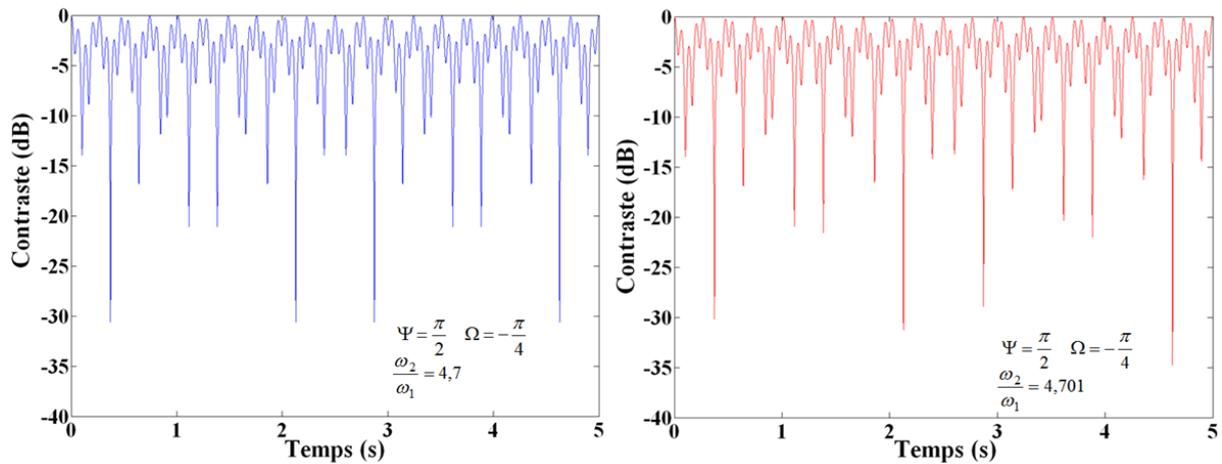


Figure 62 : Exemple d'évolution du contraste, sur une durée de 5s, pour un SOP initial donné, lorsque $\omega_2/\omega_1 = 4,7$ et $\omega_2/\omega_1 = 4,701$.

Les résultats précédents sont illustrés dans les figures 61 et 62. Ces figures représentent, pour le SOP en entrée donnant le plus faible contraste pour $\omega_2/\omega_1 = 4,7$, l'évolution du contraste pendant une durée de 5 secondes, lorsque la valeur de ω_2/ω_1 devient respectivement 4,71 et 4,701. On note que, même pour $\varepsilon = 0,001$, l'amplitude des différents minima varie fortement. La position, temporelle du plus important des minima est elle aussi changée, ce qui est consistant avec notre observation selon laquelle la pire valeur de contraste est obtenue pour un SOP initial différent de celui obtenu lorsque $\omega_2/\omega_1 = 4,7$. Par ailleurs, on peut noter que la courbe pour $\omega_2/\omega_1 = 4,7$ présente une symétrie par rapport à la demi-période qui disparaît dès lors que le rapport des vitesses de rotation s'écarte de la valeur nominale.

Cas $\omega_2 < \omega_1$

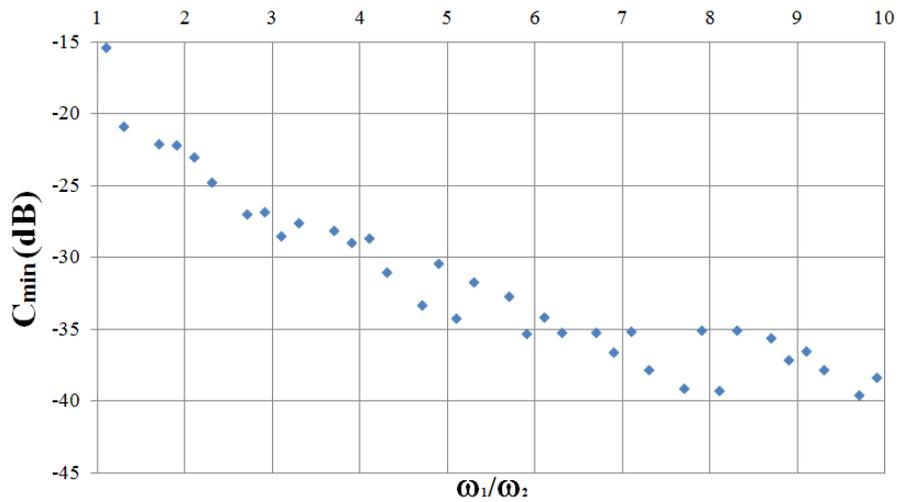


Figure 63 : Pires valeurs de C_{\min} en fonction du rapport des vitesses ω_1/ω_2 sur un ensemble de 81 SOP et avec un pas de discrétisation de 10^{-5} s.

La figure 63 montre les résultats pour $\omega_1 > \omega_2$. Les contrastes sont assez proches de ceux obtenus lorsque $\omega_2 > \omega_1$ (figure 58). Il est également possible d'obtenir des valeurs proches de 40 dB. Les contrastes ont également tendance à augmenter avec les rapports des vitesses mais ils présentent des fluctuations de plus grandes amplitudes. Nous avons vérifié que ce phénomène ne provenait pas d'une valeur excessive du pas de discrétisation. Ce résultat suggère que pour une même période, la trajectoire sur la sphère de Poincaré est plus sensible au rapport des vitesses quand la lame la plus rapide est la lame demi-onde.

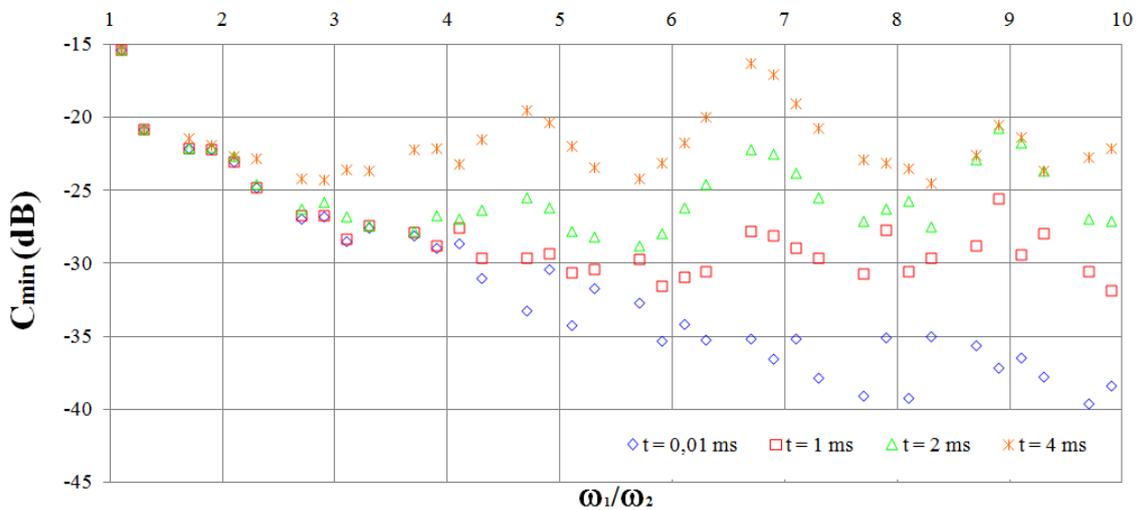


Figure 64 : Pires valeurs de C_{\min} sur un ensemble de 81 SOP en fonction de ω_1/ω_2 pour différents pas de discrétisation.

Nous avons également dans ce cas étudié l'influence de la valeur du pas de discrétisation. Le comportement global (figure 64) présente une certaine similarité avec ce que nous avons observé dans le cas $\omega_2 > \omega_1$, (des décrochements par rapport à la courbe correspondant à un pas court, suivis d'oscillations). Toutefois, l'amplitude des variations est plus grande que dans le cas précédent. Les meilleures valeurs sont de 31,8, 28,7 et 24,5 dB pour des pas de discrétisation respectivement de 1, 2 et 4 ms. Pour ces valeurs, les contrastes estimés à partir de la relation (72), sont respectivement de 37, 34 et 31 dB. Les écarts avec les

valeurs simulées varient entre 5,2 et 6,5 dB. Ces écarts sont légèrement supérieurs à ceux observés pour le cas $\omega_2 > \omega_1$. Toutefois, il est possible dans ce cas également d'obtenir des contrastes supérieurs à 30 dB.

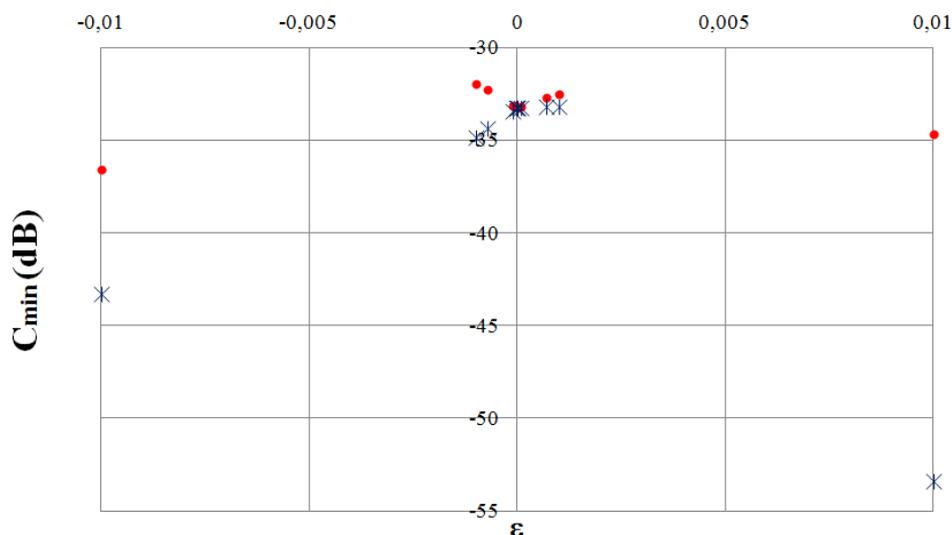


Figure 65 : Influence d'une petite variation du rapport ω_1/ω_2 sur la pire valeur du contraste C_{\min} ($\omega_1/\omega_2 = 4,7 + \epsilon$). Les étoiles bleues représentent la valeur de C_{\min} obtenue pour le même SOP qui donne la pire valeur de C_{\min} pour $\epsilon = 0$; les disques rouges représentent la pire valeur de C_{\min} , prise à chaque fois sur l'ensemble des SOP considérés.

La figure 65 montre l'influence d'un écart par rapport au rapport de fréquence nominal, toujours autour du rapport 4,7. Le comportement est globalement similaire à celui de la figure 60, avec cependant une plus grande sensibilité à la valeur de l'écart ϵ . Ce résultat est conforme avec les amplitudes de variation plus importantes observées lorsque le rapport ω_1/ω_2 varie (figure 64).

Les simulations ont jusque-là été réalisées en supposant une rotation infinie des lames du contrôleur de polarisation. Si le CP est composé de bobines de fibres analogues aux lames à retard de phase, dont l'enroulement est nécessairement fini, il est en pratique nécessaire de considérer une rotation alternée des lames, comme pour le CP réel étudié dans la section précédente.

Dans un CP à rotation alternée, la période du mouvement de chaque lame est double par rapport à celle du CP à rotation infinie (une période = un aller plus un retour). Donc le CP présentera une période double de celle du CP à rotation infinie caractérisés par les mêmes vitesses de lame (à condition que ce dernier soit déjà périodique). Avec les paramètres choisis précédemment, cette période passera donc de 5 à 10 secondes. Nos simulations ayant été effectuées à partir d'un état initial où les deux lames sont alignées ensemble, ainsi qu'avec le PL, elles conduisent à une fonction symétrique par rapport à la demi-période (à l'instar de ce que nous avons obtenu dans la configuration de simulation du CP à quatre lames). Nous avons donc, dans les figures suivantes, représenté l'évolution du contraste sur une durée de 5 secondes seulement.

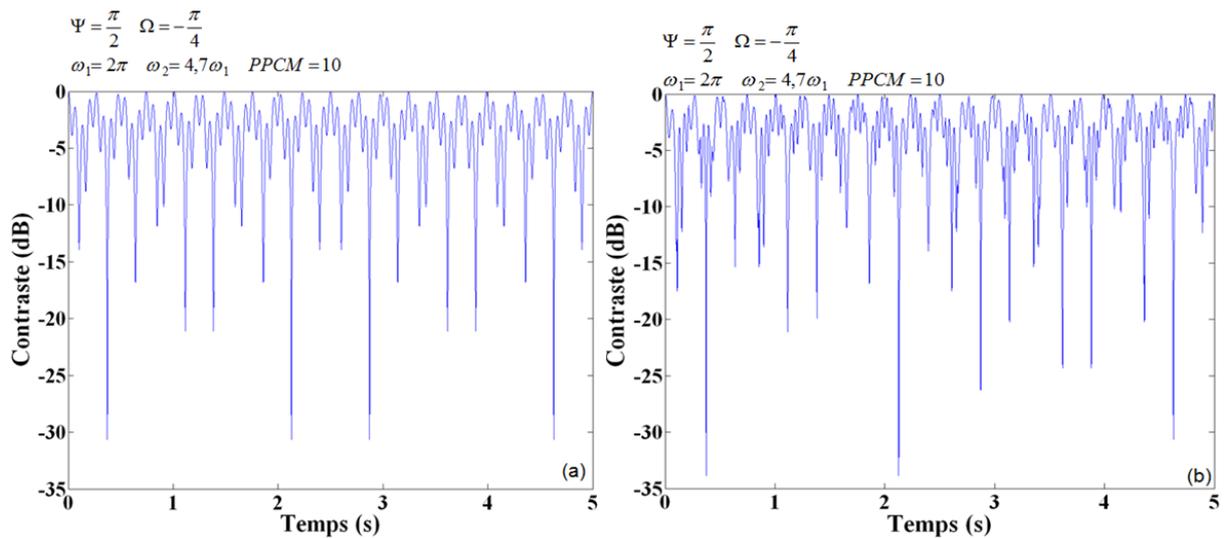


Figure 66 : Evolution du contraste, sur une durée de 5s, pour le un SOP initial donné, lorsque $\omega_2/\omega_1 = 4,7$ pour un CP à rotation infinie (gauche) et pour CP à rotation alternée (droite).

Une comparaison (toujours pour $\omega_2/\omega_1 = 4,7$) entre les deux types de CP est donnée en la figure 66. Le SOP en entrée est celui qui donne le plus mauvais contraste dans le cas d'une rotation infinie. Les contrastes obtenus dans ce cas sont proches, voire légèrement meilleurs dans le cas de la rotation alternée. Cependant, en étendant la comparaison aux 81 SOP différents considérés dans les simulations précédentes, nous obtenons une pire valeur de C_{\min} de 25,8 dB soit près de 5 dB de moins que les 30,6 dB obtenus (toujours pour $\omega_2/\omega_1 = 4,7$ et un temps de discrétisation d'une milliseconde) pour un CP à rotation infinie (voir les courbes des figures (59) et (60)). Une possible explication de cette différence vient de ce que chaque inversion du sens de rotation d'une des lames introduit une rupture dans la trajectoire du SOP et que la zone où se trouve ce point présente une singularité en terme de balayage de la sphère qu'il est difficile à faire disparaître pendant la période du balayage (il n'y a que quelques inversions de sens de rotation au cours d'une période).

Sur cette base, il apparait clairement préférable d'utiliser un CP à rotation infinie (ou un CP avec des lames à excursion finie mais avec un algorithme de pilotage permettant un balayage sans fin, par exemple à partir d'une configuration à trois lames [113] ou à deux lames utilisant un effet électro-optique [114]).

Pour terminer cette étude d'un CP à deux lames, nous avons évalué dans quelle mesure les résultats obtenus dépendaient des conditions initiales choisies pour les simulations. Lorsque les deux lames tournent à des vitesses différentes, il y a évidemment un instant au cours d'une période du CP où les axes des lames sont alignés. Donc les mêmes SOP seront balayés au cours d'une période, à une rotation près, déterminée par l'angle entre l'axe du PL et la direction pour laquelle les axes des deux lames se trouvent alignés. La distribution des SOP en sortie sera identique, à une rotation près (en négligeant le biais résiduel au nombre fini de SOP considérés). Donc pour ce CP à deux lames, faire varier l'angle du PL en considérant les lames initialement alignées revient à explorer l'ensemble des conditions initiales sur les positions des lames.

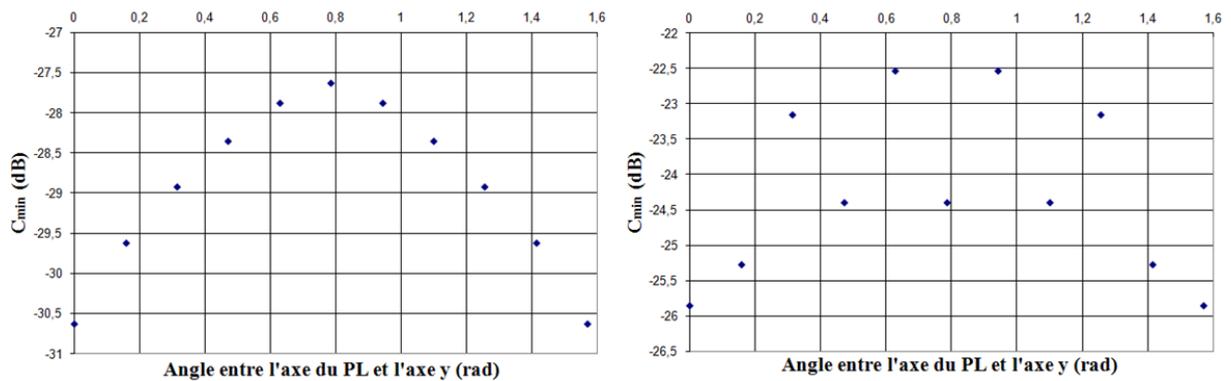


Figure 67 : Evolution du contraste minimum en fonction de l'angle du PL avec l'axe y pour $\omega_2/\omega_1 = 4,7$, les deux lames étant initialement alignées avec l'axe y, pour une rotation indéfinie (gauche) et alternée (droite) des lames.

Le résultat, pour une rotation indéfinie des lames, montre une dégradation de la pire valeur de C_{\min} de 3 dB lorsque le PL est tourné de $\pi/4$ par rapport à la configuration étudiée précédemment (figure 67, gauche). Le pas de discrétisation est toujours de 1 ms. Cet écart de 3 dB a été retrouvé avec d'autres valeurs du rapport des vitesses. Nous n'avons pas pour le moment de démonstration permettant de confirmer le caractère général de ce résultat. Quoiqu'il en soit, l'écart avec l'estimation donnée par la relation (72) passe à 9,4 dB.

La figure 67(droite) représente l'évolution du contraste selon l'orientation du PL pour un CP où la rotation des lames est alternée. La dégradation du contraste déjà observée pour un PL aligné selon y est confirmée, avec une réduction jusqu'à à 22,5 dB dans le pire cas.

4.4. Conclusion

Ce chapitre a permis d'appréhender les caractéristiques requises par l'ensemble constitué d'un contrôleur de polarisation (CP) et d'un polariseur linéaire (PL) qui sont associés au prototype d'OPM pour réaliser une mesure d'OSNR intra-bande sur un ensemble de canaux multiplexés en longueur d'onde. Le PL est caractérisé par un taux d'extinction et celui-ci doit naturellement être d'autant plus grand que l'on cherche à mesurer un OSNR élevé. Pour caractériser le CP nous avons introduit un contraste correspondant au taux d'extinction effectif (mesuré en sortie d'un PL de taux d'extinction infini) pouvant être obtenu pendant un balayage effectué par le CP. Pour un OSNR donné l'exigence sur la valeur du contraste est identique à celle sur le taux d'extinction du PL. La précision sur l'obtention, au cours du balayage, d'un SOP aligné avec le PL, est moins sévère que pour l'atteinte du SOP orthogonal à celui-ci. En faisant l'hypothèse que le CP est capable pour tout SOP en entrée d'assurer un balayage uniforme de la sphère de Poincaré, nous obtenons une relation simple entre le temps nécessaire à l'acquisition des puissance incidentes sur la barrette de photodiodes, le contraste désiré et le temps de mesure nécessaire pour être certain d'obtenir ce contraste. Ce temps de mesure est proportionnel au contraste (exprimé en unité linéaire) et par conséquent à l'OSNR maximum que l'on souhaite mesurer.

Nous avons ensuite modélisé deux structures différentes de CP afin de déterminer dans quelle mesure elles permettraient de satisfaire cette condition de balayage uniforme et quel contraste elles permettraient d'obtenir. La première correspond au CP fibré à quatre lames quart d'onde utilisé dans nos manipulations expérimentales, dans lequel les sens de rotation des lames sont inversés périodiquement. La modélisation montre que ce CP permet d'atteindre des contrastes un peu inférieurs à 30 dB sur une large plage de pas de discrétisation comprenant la valeur de 17 ms correspondant au temps d'acquisition obtenu sur notre montage expérimental, lorsque les axes rapides des lames sont initialement alignés avec le polariseur. Les contrastes obtenus varient significativement (de plus de 6 dB) lorsque le PL fait un angle avec l'axe initial des lames. L'influence de toutes les conditions initiales n'a pu être étudiée, compte tenu du nombre de paramètres en jeu. Ces simulations devront être comparées aux résultats expérimentaux du chapitre 5. Un ajustement des vitesses relatives des quatre lames pourrait éventuellement permettre d'obtenir un comportement plus aléatoire du CP. Nous montrons a contrario qu'avec d'autres choix de vitesses conduisant à la même période de balayage, le contraste peut être significativement réduit.

Nous avons préféré étudier l'influence des vitesses relatives avec un CP à deux lames ($\frac{1}{2}$ et $\frac{1}{4}$ d'onde) pour nous limiter à un seul degré de liberté, à savoir le rapport des vitesses de rotation de ces lames. Nous avons mis l'accent sur le cas où les deux lames pouvaient tourner indéfiniment, qui a priori permet un balayage plus uniforme de la sphère de Poincaré. Nous avons considéré des rapports compris entre 0,1 et 10 de façon à obtenir (pour des valeurs rationnelles de ce rapport) un comportement périodique de période égale à 5 fois la période de rotation de la lame la plus lente. Les résultats montrent qu'il est possible, lorsque les axes rapides des lames sont initialement alignés avec le polariseur, d'atteindre un contraste de l'ordre de 32 dB (soit environ 5 dB en dessous de la valeur prédite pour un CP à balayage uniforme) lorsque le rapport de vitesse est supérieur à 5 (lorsque la lame $\frac{1}{4}$ d'onde est la plus rapide). Les résultats sont peu sensibles à un écart de l'ordre de 10^{-3} à 10^{-2} du rapport des vitesses (en conservant la même durée d'acquisition que pour la valeur nominale) et donc peuvent être mis en œuvre avec des composants réels sans nécessité un contrôle excessivement strict des vitesses. Les résultats sont proches dans le cas où la lame $\frac{1}{2}$ onde est la plus rapide avec toutefois une plus grande sensibilité à la valeur du rapport des vitesses. Le contraste mesuré diminue cependant lorsque l'on introduit une rotation alternée des lames ou lorsque l'angle du PL varie par rapport à la position initiale des lames (ce qui revient à explorer toutes les conditions initiales possibles). Dans ce dernier cas, les résultats indiquent que la dégradation du contraste est au plus de 3 dB pour un PL orienté à 45° . La rotation alternée introduit une dégradation plus importante du contraste. Dans l'exemple considéré, celui-ci est réduit à 22,5 dB, toujours pour un PL orienté à 45° . Ces résultats, même s'ils portent sur seulement deux exemples de CP, mettent en évidence l'intérêt de structures de CP où les lames peuvent tourner indéfiniment ou avec un algorithme de pilotage permettant un balayage sans fin. Ce type de structure pourrait permettre d'obtenir des valeurs de contraste relativement proche (4 ou 5 dB) de l'estimation déduite du modèle de CP à balayage uniforme. Un autre axe d'amélioration possible serait de tirer parti de la dépendance du contraste en fonction des conditions initiales du CP pour fixer celles-ci au début d'une mesure d'OSNR.

Chapitre 5 : Mesure de l'OSNR intra-bande – Etude expérimentale

Ce chapitre présente les résultats expérimentaux pour la mesure de l'OSNR intra-bande. Nous commençons par établir la relation entre les valeurs obtenues avec le prototype d'OPM et celles mesurées sur la bande de référence de 0,1 nm. Le processus de traitement du spectre des signaux doit prendre en compte les effets de décentrement des faisceaux incidents sur la barrette par rapport aux pixels de celle-ci. La validité de l'intégration de la méthode d'annulation de polarisation dans le prototype est vérifiée en mesurant l'OSNR d'un canal unique puis celui d'un ensemble de canaux multiplexés en longueur d'onde. Nous présentons ensuite l'automatisation de la chaîne d'acquisition pour la mesure en parallèle de l'OSNR, indépendamment du nombre de canaux transmis. Les résultats obtenus sont discutés en mettant l'accent sur le compromis précision-temps lors de l'évaluation de l'OSNR. Ils sont ensuite comparés avec les prévisions établis dans le chapitre 4. Finalement, on évalue les potentialités de cette méthode de mesure et on les compare avec celles des méthodes séquentielles les plus souvent employées.

5.1. Contexte

Le prototype présenté au chapitre 3 est piloté sous l'environnement LabVIEW™ qui dispose de multiples fonctionnalités telles que la reconstruction gaussienne (individuelle ou collective) et la gestion des alarmes. Comme notre objectif était d'étudier le compromis rapidité – précision de la mesure de l'OSNR intra-bande, nous avons décidé de développer un logiciel dédié à cette mesure, toujours sous l'environnement LabVIEW™. Une première version a été développée pour effectuer la mesure canal par canal en mode manuel suivie d'une seconde version pour mesurer un groupe de canaux en mode automatique². Le code de ce logiciel est présenté dans l'Annexe 4.

Il faut également souligner que l'ancien laboratoire de PERDYN n'était pas équipé d'un système de climatisation ainsi que le prototype de l'OPM n'est pas thermostabilisé. Un écart de la température durant les mesures provoque donc un déplacement des spots des canaux sur la barrette et peut mener aux variations des signaux en longueur d'onde et en puissance pour certaines sources lasers utilisées. Etant donné que la mesure d'OSNR intra-bande est extrêmement sensible à toutes ces variations, une calibration systématique après chaque mesure était nécessaire pour assurer la répétitivité des résultats.

² Les termes « manuel » et « automatique » font référence aux modes d'utilisation du contrôleur de polarisation et aux modes d'acquisition et de traitement des données.

Précisons que la plate-forme PERDYN ne dispose pas des sources lasers modulées. Cependant, les tests préliminaires effectués avec le prototype montrent la faisabilité du prototype pour les signaux modulés sous certaines conditions (chapitre 3). Un OSA de haute résolution (Advantest Q 8384) a servi comme appareil de référence dans toutes les expériences.

5.2. Relation entre $OSNR_{OPM}$ et $OSNR_{0,1\text{ nm}}$

Supposons que le signal, présent en entrée de l'OPM, soit issu d'un laser DFB (Distributed FeedBack) de densité spectrale de puissance $E(\lambda)$, de puissance P_s et de longueur d'onde λ_i . On peut assimiler son spectre à une raie monochromatique :

$$E(\lambda) = P_s \delta(\lambda - \lambda_i) \quad (98)$$

Ce signal se manifeste dans le plan de la barrette par un spot qui est supposé gaussien. Cette gaussienne traduit la fonction de transfert du cœur optique de l'OPM :

$$T(\lambda) = A \cdot e^{-\frac{\lambda^2}{2(\sigma_{OPM})^2}}, \quad \text{avec} \quad A = \frac{1}{\sigma_{OPM} \sqrt{2\pi}} \quad (99)$$

où σ_{OPM} est l'écart-type et A est l'amplitude de la gaussienne. Cette fonction de transfert représente la fonction d'appareil du spectromètre constituant le cœur optique de l'OPM.

Dans le plan de la barrette, le signal a donc un spectre $S(\lambda)$ correspondant à la convolution de $E(\lambda)$ avec $T(\lambda)$:

$$S(\lambda) = (E * T)(\lambda) = P_s T(\lambda - \lambda_i) \quad (100)$$

$S(\lambda)$ correspond à un spectre apparent dont la forme est conditionnée par la fonction de transfert de l'OPM.

$T(\lambda)$ est normalisée :

$$\int_{-\infty}^{+\infty} T(\lambda) d\lambda = 1 \quad (101)$$

La largeur à mi-hauteur de cette fonction de transfert, $\Delta\lambda_{OPM}$, est obtenue lorsque $\lambda = \lambda_i \pm \frac{\Delta\lambda_{OPM}}{2}$. Dans ce cas $T = A/2$, d'où finalement :

$$\sigma_{OPM} = \frac{\Delta\lambda_{OPM}}{2\sqrt{2\ln 2}} \quad (102)$$

Plusieurs cas de figures sont possibles concernant la position d'un spot sur la barrette de photodétecteurs³ : le spot est parfaitement centré sur un pixel, il est centré sur deux pixels ou il est dans une position intermédiaire aux deux précédentes.

5.2.1. Spectres des canaux centrés par rapport aux pixels

Soit un canal dont le spectre est centré sur λ_i . Nous allons tout d'abord considérer que la position du spot associé à ce canal est centrée sur le pixel p_i de la barrette. Nous nous plaçons dans l'hypothèse où la largeur spectrale du signal est sensiblement inférieure à la résolution de l'OPM. Dans ce cas, le spectre apparent a une forme gaussienne. La procédure de reconstruction gaussienne du spectre réalisée par le logiciel de l'OPM permet de déterminer la largeur à mi-hauteur de la gaussienne et donc, le rapport entre le maximum de tension et la puissance totale. Nous reviendrons sur les limites de l'hypothèse gaussienne dans le chapitre suivant.

La largeur spectrale correspondant au pixel est de $\Delta\lambda_{pix}$. En première approximation, celle-ci sera considérée comme indépendante du pixel considéré et s'exprime comme le rapport de la bande spectrale globale sur le nombre de pixels utilisés. La tension mesurée sur le pixel p_i correspond donc à :

$$V_S(\lambda_i) = R \cdot \int_{\lambda_i - \frac{\Delta\lambda_{pix}}{2}}^{\lambda_i + \frac{\Delta\lambda_{pix}}{2}} (E * T)(\lambda) d\lambda \quad (103)$$

où R est le ratio de conversion entre la tension et la puissance totale reçue sur un pixel (inversement proportionnel à la sensibilité de la barrette).

Dans le cas d'une source DFB non-modulée de puissance P_s , $V(\lambda_i)$ est calculée selon la formule suivante :

$$V_S(\lambda_i) = \frac{R \cdot P_s}{\sigma_{OPM} \sqrt{2\pi}} \int_{\lambda_i - \frac{\Delta\lambda_{pix}}{2}}^{\lambda_i + \frac{\Delta\lambda_{pix}}{2}} e^{-\frac{(\lambda - \lambda_i)^2}{2(\sigma_{OPM})^2}} d\lambda \quad (104)$$

En utilisant la propriété de la fonction d'erreur,

$$erf(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_0^x e^{-t^2} dt \quad (105)$$

³ La barrette de photodiode utilisée est linéaire, i.e., la dimension des pixels selon l'axe perpendiculaire à l'axe de la barrette est beaucoup plus importante que la largeur à mi-hauteur du faisceau. Seule la position le long de l'axe de la barrette est prise en compte.

$V(\lambda_i)$ s'exprime finalement sous la forme de :

$$V_S(\lambda_i) = RP_s \operatorname{erf}\left(\frac{\Delta\lambda_{pix}}{2\sqrt{2}\sigma_{OPM}}\right) \quad (106)$$

Pour un bruit blanc de densité spectrale $B(\lambda) = B$, la tension équivalente au bruit mesuré sur le pixel p_i est calculée selon l'expression suivante :

$$V_N(\lambda_i) = R \cdot \int_{\lambda_i - \frac{\Delta\lambda_{pix}}{2}}^{\lambda_i + \frac{\Delta\lambda_{pix}}{2}} (B * T)(\lambda) d\lambda = R \cdot B \int_{\lambda_i - \frac{\Delta\lambda_{pix}}{2}}^{\lambda_i + \frac{\Delta\lambda_{pix}}{2}} \left(\int_{-\infty}^{+\infty} T(\lambda') d\lambda' \right) d\lambda = RB\Delta\lambda_{pix} \quad (107)$$

L'OSNR mesuré par l'OPM s'exprime donc sous la forme suivante :

$$OSNR_{OPM} = \frac{P_S \operatorname{erf}\left(\frac{\Delta\lambda_{pix}}{2\sqrt{2}\sigma_{OPM}}\right)}{B \Delta\lambda_{pix}} \quad (108)$$

L'OSNR mesuré avec un OSA pour une résolution de $\Delta\lambda_{OSA}$ est donné par la relation :

$$OSNR_{OSA} = \frac{P_S}{B \Delta\lambda_{OSA}} \quad (109)$$

On obtient finalement la relation entre les deux expressions d'OSNR :

$$OSNR_{OPM} = OSNR_{OSA} \cdot \frac{\Delta\lambda_{OSA}}{\Delta\lambda_{pix}} \operatorname{erf}\left(\frac{\Delta\lambda_{pix}}{2\sqrt{2}\sigma_{OPM}}\right) \quad (110)$$

Faisons une simple estimation. Si la bande C (40 nm) couvre environ 470 pixels, la valeur moyenne de $\Delta\lambda_{pix}$ est de 85 pm. Pour un $\Delta\lambda_{OPM}$ égal à environ 0,20 nm, on obtient un σ_{OPM} de l'ordre de 85 pm. L'écart en dB, calculé à partir de la relation (110), entre la valeur de l'OSNR mesurée avec l'OPM et celle mesurée avec un OSA avec une résolution de 0,1 nm est de 3,46 dB.

Précisons qu'en réalité $\Delta\lambda_{pix}$ varie en fonction de la longueur d'onde (conséquence direct de la non-linéarité en longueur d'onde de la résolution de l'OPM) et peut être calculé précisément après la calibration (correspondance longueur d'onde / pixel) de l'OPM.

Le schéma expérimental pour la vérification de cette correspondance entre les valeurs d'OSNR mesurées avec le prototype OPM et celles établies avec un OSA sur une bande spectrale de référence de 0,1 nm est présenté sur la figure 68. Le bruit intra-bande est obtenu par simple extinction du signal. Une source large bande (BBS) est utilisée pour émuler le bruit ASE. La lumière émise par BBS est mélangée avec le signal et le tout est envoyé à la fois vers l'OSA et l'OPM. L'atténuateur variable, VOA_1 , permet de faire varier le niveau de

bruit, et par conséquent, l'OSNR dont la référence est établie avec l'OSA. Leur valeur correspondante est ensuite mesurée avec l'OPM. Le second atténuateur sert à éviter la saturation de la barrette de photodiodes du prototype.

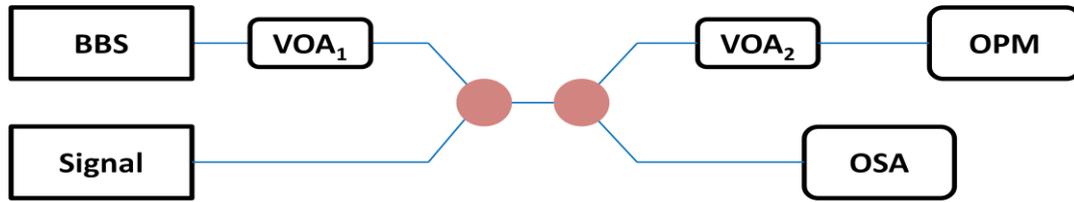


Figure 68 : Montage expérimental pour l'évaluation de la correspondance entre $OSNR_{OPM}$ et $OSNR_{0,1\text{ nm}}$.

La figure 69 illustre la correspondance entre les valeurs d'OSNR mesurées avec l'OPM et l'OSA pour trois différentes positions du signal sur la barrette de photodiodes. Le bruit électronique de la barrette est pris en compte lors des mesures.

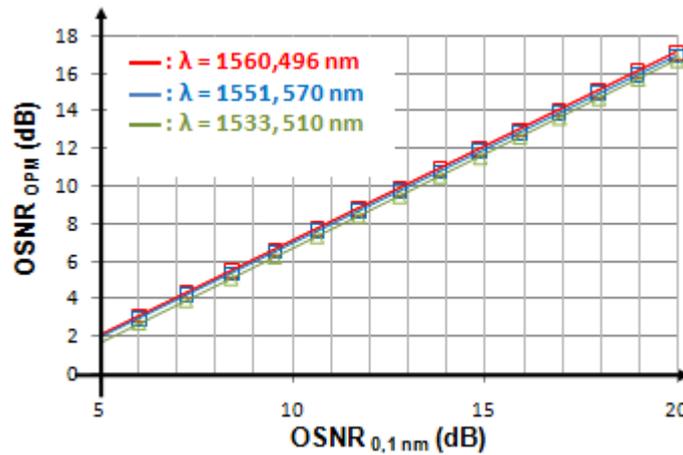


Figure 69 : Valeurs d'OSNR mesurées avec l'OPM et leur équivalence sur la bande spectrale de 0,1 nm.

Le tableau 8 permet de comparer les écarts, Δ , entre les valeurs de $OSNR_{OPM}$ et de $OSNR_{OSA}$ obtenus expérimentalement et ceux prédites par la relation (110), en tenant compte des valeurs $\Delta\lambda_{pix}$ et $\Delta\lambda_{OPM}$ calculées d'après nos mesures. On trouve un bon accord entre valeurs calculées et expérimentales (précision d'environ 0,1 dB).

Numéro du pixel	λ (nm)	$\Delta\lambda_{OPM}$ (nm)	σ_{OPM} (nm)	$\Delta\lambda_{pix}$ (nm)	$\Delta = OSNR_{0,1\text{ nm}} - OSNR_{OPM}$ (dB)	
					$\Delta_{\text{expérimental}}$	$\Delta_{\text{théorique}}$
150	1560,496	0,183	0,078	0,088	2,98	3,11
250	1551,570	0,186	0,079	0,089	3,10	3,18
450	1533,510	0,201	0,085	0,092	3,37	3,48

Tableau 8 : Expressions liant $OSNR_{OPM}$ à $OSNR_{0,1\text{ nm}}$ selon différentes longueurs d'onde du signal sur la barrette.

Rappelons que la taille du faisceau dans le plan de détection varie selon sa position (conséquence direct de la compression non-homogène du faisceau dans le plan de détection

(chapitre 3)) ce qui se traduit par une variation de la valeur de $\Delta\lambda_{OPM}$, suivant la position du signal sur la barrette, d'où une variation du facteur Δ en fonction de la longueur d'onde. Un étalonnage doit donc être effectué au préalable.

5.2.2. Spectres des canaux décentrés par rapport aux pixels

Dans la sous-section précédente, les valeurs d'OSNR ont été mesurées et calculées théoriquement en positionnant le spot du signal de façon à ce qu'il soit centré sur un pixel de la barrette, ce qui est peu probable lors de la supervision en temps-réel. Cette sous-section consiste à évaluer l'influence de la position des spots des signaux (figure 70), par rapport au centre du pixel principal associé, sur la précision de mesure de la puissance du signal et donc, de l'OSNR. Pour la simplicité de présentation, nous supposons que la taille de spot correspond à cinq pixels. Néanmoins, en réalité la taille du spot varie en fonction de la longueur d'onde et dépend globalement du réglage du cœur optique du prototype.

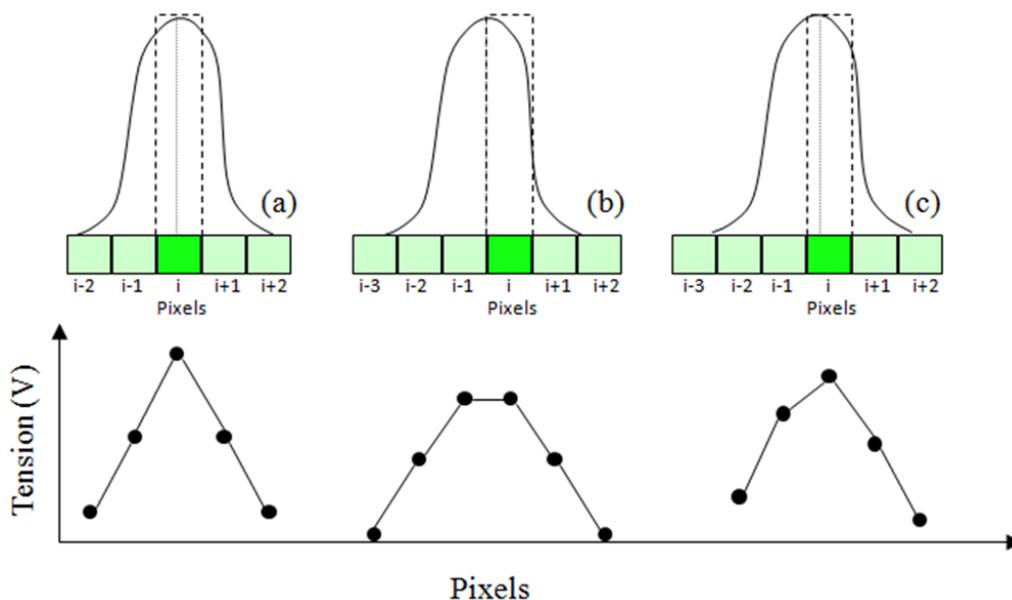


Figure 70 : Spot du signal centré sur un pixel (a), sur deux pixels (b) et entre deux pixels (c) et tension mesurée sur les pixels pour ces trois cas de figure.

Lorsque le spot associé au signal est centré sur deux pixels, la tension mesurée sur chacun de ces pixels est obtenue selon l'expression suivante :

$$V_S(\lambda_i) = \frac{R \cdot P_s}{\sigma_{OPM} \sqrt{2\pi}} \int_{\lambda_i}^{\lambda_i + \Delta\lambda_{pix}} e^{-\frac{(\lambda - \lambda_i)^2}{2(\sigma_{OPM})^2}} d\lambda = \frac{R \cdot P_s}{2} \operatorname{erf}\left(\frac{\Delta\lambda_{pix}}{\sqrt{2}\sigma_{OPM}}\right) \quad (111)$$

La tension dans le cas d'un spot centré sur une position quelconque du pixel principal est bornée par les valeurs :

$$\frac{R \cdot P_s}{2} \operatorname{erf}\left(\frac{\Delta\lambda_{pix}}{\sqrt{2}\sigma_{OPM}}\right) \leq V_s(\lambda_i) \leq R \cdot P_s \operatorname{erf}\left(\frac{\Delta\lambda_{pix}}{2\sqrt{2}\sigma_{OPM}}\right) \quad (112)$$

Puisque le bruit ASE est supposé constant sur la largeur du pixel, l'OSNR est alors borné par les valeurs :

$$\frac{P_s}{2B\Delta\lambda_{pix}} \operatorname{erf}\left(\frac{\Delta\lambda_{pix}}{\sqrt{2}\sigma_{OPM}}\right) \leq OSNR_{OPM} \leq \frac{P_s}{B\Delta\lambda_{pix}} \operatorname{erf}\left(\frac{\Delta\lambda_{pix}}{2\sqrt{2}\sigma_{OPM}}\right) \quad (113)$$

En l'absence de correction de l'impact du décentrement du spot sur la mesure de la puissance du signal, l'erreur la valeur de l' $OSNR_{OPM}$ mesurée est maximale lorsque le spot du signal est centré sur deux pixels :

$$\Delta OSNR_{OPM, \max} = \frac{OSNR_{centré\ sur\ 1\ pix}}{OSNR_{centré\ sur\ 2\ pix}} = \frac{2 \operatorname{erf}\left(\frac{\Delta\lambda_{pix}}{2\sqrt{2}\sigma_{OPM}}\right)}{\operatorname{erf}\left(\frac{\Delta\lambda_{pix}}{\sqrt{2}\sigma_{OPM}}\right)} \quad (114)$$

Prenons l'exemple d'un canal centré sur le pixel 250, la largeur à mi-hauteur est de 0,186 nm (tableau 8). En utilisant la relation (102), on trouve alors un σ_{OPM} égal à 0,079 nm. La largeur spectrale occupée par le pixel 250, $\Delta\lambda_{pix}$, dans cette expérience est de 0,087 nm. Si maintenant le même signal est centré sur deux pixels (250 et 250 ± 1), la pénalité maximale ($\Delta OSNR_{OPM, \max}$) équivaut alors à 0,59 dB. Cette pénalité maximale varie en fonction de la position du signal par rapport au centre de la barrette. Par exemple, pour les pixels 150 et 450, $\Delta OSNR_{OPM, \max}$ vaut respectivement 0,61 et 0,51 dB. Un $\Delta OSNR_{OPM, \max}$ de l'ordre de 0,60 dB en moyenne a été obtenu expérimentalement pour ces trois positions du spot sur la barrette, ce qui est en bon accord à celui donné par la formule (114).

Lorsqu'on intègre dans le prototype de l'OPM la mesure de l'OSNR intra-bande basée sur l'extinction de la polarisation, une erreur potentielle sur l'OSNR provient de l'acquisition de la puissance maximale du signal dans le cas de décentrement du signal par rapport au pixel car l'influence de la position du spot est relativement négligeable lors de l'acquisition de la puissance minimale du signal. Afin de corriger cet impact sur la précision, une reconstruction du profil gaussien est nécessaire pour tous les signaux. Toutefois, nous avons volontairement choisi dans un premier temps de ne travailler qu'avec des spots centrés sur les pixels pour valider la méthode d'annulation de polarisation et évaluer le temps de mesure en mode automatique. Dans un deuxième temps, nous avons étudié la solution pour la reconstruction du profil pour la mesure de l'OSNR intra-bande. Elle est en cours d'intégration dans le code LabVIEWTM utilisé lors de nos expériences.

5.3. Validation de la méthode en mode manuel

La principale différence entre notre prototype OPM et les autres dispositifs optiques appliquant la méthode d'annulation de polarisation à la mesure de l'OSNR vient de ce que notre prototype ne comporte qu'un seul bras de détection. En règle générale le taux d'extinction d'un polariseur linéaire est de même ordre de grandeur que celui d'un cube séparateur de polarisation. D'après nos mesures, le taux d'extinction du PL est environ 34 dB.

Plusieurs méthodes sont à priori possibles pour détecter P_{\min} et P_{\max} . Une première option est d'ajuster le contrôleur de polarisation de sorte à trouver la valeur de P_{\min} ⁴ pour une position de PL donnée puis de tourner ce dernier de 90° afin de relever P_{\max} . Cependant, le fait de tourner physiquement l'axe d'un polariseur introduit très facilement un déplacement latéral du spot sur la barrette. Ce phénomène et les incertitudes sur la rotation du PL peuvent dégrader la précision de mesure. Une autre option consiste à laisser le PL fixe et de rechercher successivement P_{\min} et P_{\max} . C'est cette dernière approche qui a été modélisée dans le chapitre 4. Une troisième méthode permet de combiner les avantages des deux premières en utilisant une lame demi-onde reconfigurable (par exemple à cristaux liquides), placée devant le PL, mais nous n'avons pas pu évaluer cette solution expérimentalement.

Nos expériences ont montré qu'il est possible d'avoir la précision meilleure que 0,1 dB entre les valeurs de P_{\min} et P_{\max} mesurées selon les deux premières méthodes. Désormais, la configuration étudiée sera celle avec un PL fixe.

5.3.1. Mesure mono-canal

Un seul canal bruité non-modulé est envoyé sur l'OPM (figure 71) afin de tester la méthode d'annulation de polarisation sur le prototype modifié. Le spot est centré sur le pixel 258 ($\lambda = 1551,217$ nm, $\Delta\lambda_{OPM} = 0,19$ nm). Plusieurs valeurs d' $OSNR_{0,1\text{ nm}}$ sont établies avec l'OSA. Les extrema de puissance sont recherchés avec un réglage fin du contrôleur de polarisation. Les valeurs d'OSNR obtenues avec l'OPM sont ensuite ramenées à celles obtenues sur une bande spectrale de 0,1 nm et la précision de mesure $\Delta OSNR$ s'obtient selon :

$$\Delta OSNR(dB) = OSNR_{OSA,0,1nm} - (OSNR_{OPM,mes} + \Delta) \quad (115)$$

où Δ est le facteur correctif permettant de ramener les valeurs d'OSNR mesurées avec l'OPM à celles mesurées sur une bande spectrale de référence de 0,1 nm (section 5.2).

⁴ L'étude théorique (chapitre 4) met en évidence que la mesure de P_{\min} est la plus critique

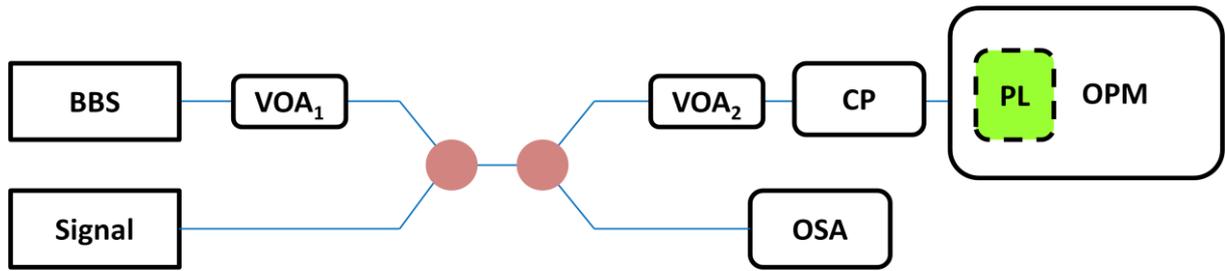


Figure 71 : Mesures de l'OSNR intra-bande avec l'application de la méthode d'annulation de polarisation.

Les principaux résultats sont résumés dans le tableau 9. Les incertitudes de mesure tournent aux alentours de 0,1 dB. Elles sont essentiellement dues au taux d'extinction non-nul du PL (environ 34 dB) et à la PDL générée par le prototype (< 0,1 dB). Elles représentent un bon ordre de grandeur permettant de valider la mesure intra-bande de l'OSNR avec le prototype.

OSNR _{OSA} (dB/0,1 nm)	OSNR _{OPM} (dB/0,19 nm)	OSNR _{OPM} (dB/0,1 nm)	Δ OSNR (dB)
9,5	6,24	9,42	0,08
15	11,7	14,88	0,12
20	16,7	16,88	0,12

Tableau 9 : Évaluation de la précision sur la mesure intra-bande de l'OSNR.

5.3.2. Cas d'un multiplex WDM avec différents niveaux de bruit

La technique d'annulation de polarisation était ensuite testée sur une configuration simulant un système de transmission à base de ROADM, i.e., des canaux WDM filtrés avec différents niveaux de bruit. Un signal non filtré et non-modulé de longueur d'onde λ_0 est placé entre 4 canaux non-modulés et filtrés par un multiplexeur de 16 canaux espacés de 100 GHz. Les atténuateurs variables VOA₁ et VOA₂ sont ajustés de sorte à établir avec l'OSA des valeurs d'OSNR de 9,5 dB/0,1 nm pour les canaux multiplexés et 20 dB/0,1 nm pour le canal non-filtré (figure 72). Les mesures ont été faites canal par canal.

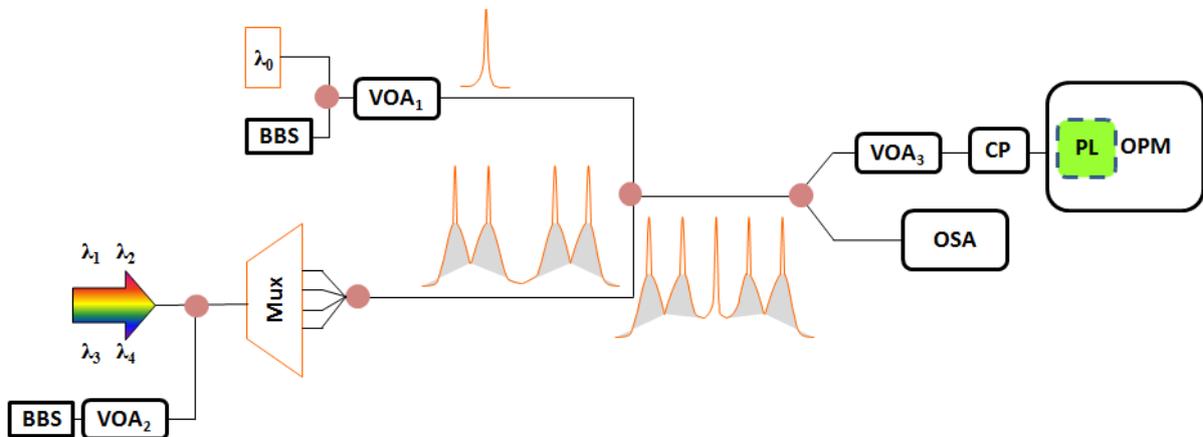


Figure 72 : Montage pour émuler les mesures de l'OSNR intra-bande dans les réseaux à base de ROADM.

La comparaison de mesures d'OSNR intra-bande effectuées avec l'OPM et celles obtenues de manière classique par la méthode d'interpolation linéaire avec l'OSA avec une résolution de 0,1 nm est présentée sur l'histogramme de la figure 73. La mesure hors-bande donne une valeur plus grande de l'OSNR dans le cas des canaux filtrés puisque l'interpolation linéaire du bruit conduit à une sous-estimation de ce dernier. L'inverse se produit dans le cas du canal non-filtré puisque le recouvrement spatial partiel de ce dernier par le bruit blanc filtré par le multiplexeur entraîne une surestimation du bruit.

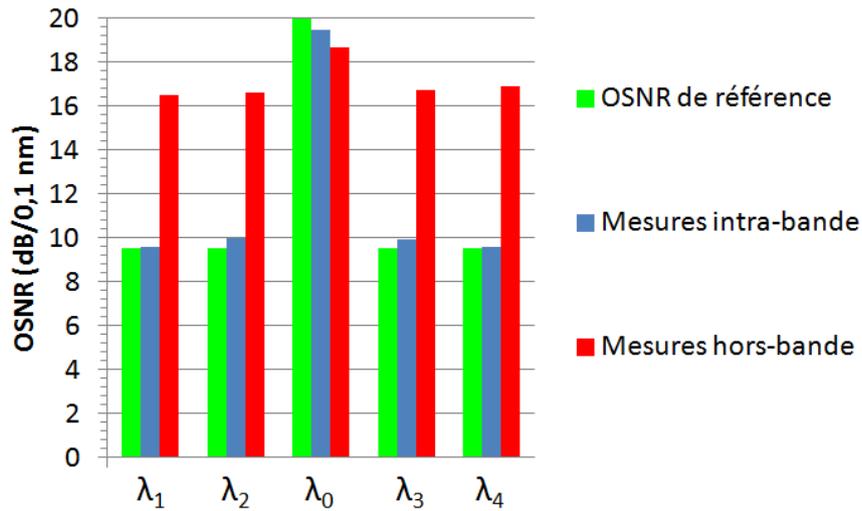


Figure 73 : Histogramme des valeurs mesurées de l'OSNR intra-bande et hors-bande pour une résolution de 0,1 nm en comparaison aux valeurs d'OSNR de référence.

Une précision $\Delta\text{OSNR} \leq 0,5$ dB est obtenue pour l'ensemble des mesures avec la méthode d'annulation de polarisation (tableau 10). Elle est nettement meilleure que celle obtenue avec la méthode hors-bande (plus de 7 dB dans le cas des canaux filtrés), ce qui confirme l'intérêt d'effectuer des mesures intra-bande dans les réseaux à base de ROADM.

Canal	Longueur d'onde (nm)	ΔOSNR (dB)	
		Mesures intra-bande	Mesures hors-bande
λ_1	1545,766	0,1	7
λ_2	1546,582	0,5	7,1
λ_0	1547,336	0,5	1,2
λ_3	1548,134	0,4	7,2
λ_4	1548,908	0,1	7,4

Tableau 10 : Erreur sur les mesures intra-bande et hors-bande de l'OSNR.

Les valeurs de ΔOSNR assez élevées pour les canaux λ_0 , λ_2 et λ_3 peuvent être expliquées par le fait que le mode manuel ne permet pas de balayer les SOP du signal de manière suffisamment aléatoire et, comme nous montrent les simulations présentées sur la figure 51, un minimum local (avec une valeur de P_{\min} plus élevée) pourrait être confondu avec un minimum global.

5.4. Acquisition automatique de l'OSNR intra-bande

Maintenant que la faisabilité de l'application de la méthode de diversité de polarisation au prototype d'OPM est démontrée en termes de précision de mesure, l'idée est de pouvoir exécuter les mesures dans un temps restreint. L'automatisation, réalisée sous LabVIEW™, permet une parallélisation des mesures. La procédure est détaillée sur l'organigramme suivant (figure 74).

Le contrôleur de polarisation (Agilent 11896A) est constitué de quatre lames quart d'onde qui tournent à des vitesses angulaires différentes. Le CP possède huit vitesses de balayage (SR = Scan Rate) dont la vitesse est croissante de SR_1 à SR_8 . Une commande par câble GPIB permet de choisir la vitesse de balayage du CP avant de l'activer. Le nombre de canaux présents et leur localisation sur la barrette sont ensuite déterminés après un certain nombre d'acquisitions (en général une centaine) avec un balayage de SOP. Dès que chaque pixel (pour lequel la tension présente un maximum local est associé à un canal. Les valeurs des tensions de la barrette sont acquises N fois. Les extrema des N valeurs de tension pour les pixels correspondant aux canaux sont recherchés afin de remonter à l'OSNR de ces derniers. Le code LabVIEW™ de la procédure d'automatisation est donné en Annexe 4.

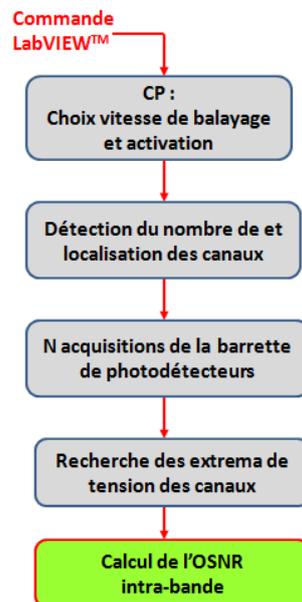


Figure 74 : Procédure d'automatisation de la mesure intra-bande de l'OSNR avec l'OPM.

5.4.1. Précision de mesure en fonction de la vitesse de balayage du contrôleur de polarisation

Dans un premier temps, un seul canal est utilisé pour optimiser la performance des mesures en commençant par l'évaluation de ΔOSNR en fonction de la vitesse de balayage (SR) du contrôleur de polarisation.

D'après les spécifications du contrôleur de polarisation utilisé dans nos expériences, chaque lame quart d'onde effectue une excursion angulaire de π rad avec une vitesse prédéfinie. Cette rotation est graduée en 1000 positions qui peuvent être ajustées, soit automatiquement avec une commande LabVIEW™, soit manuellement avec des mollettes.

Afin de mesurer la vitesse angulaire des lames, toutes les lames sont initialement positionnées à la graduation 500. Une commande LabVIEW™ est ensuite envoyée au CP afin de l'activer et de le désactiver au bout de chaque 0,1 s pour relever la position des lames. La figure 75 montre l'évolution de la position des lames en fonction du temps pour la vitesse de balayage SR₁. Comme on peut le voir, la vitesse angulaire des lames décroît en fonction de leur numéro.

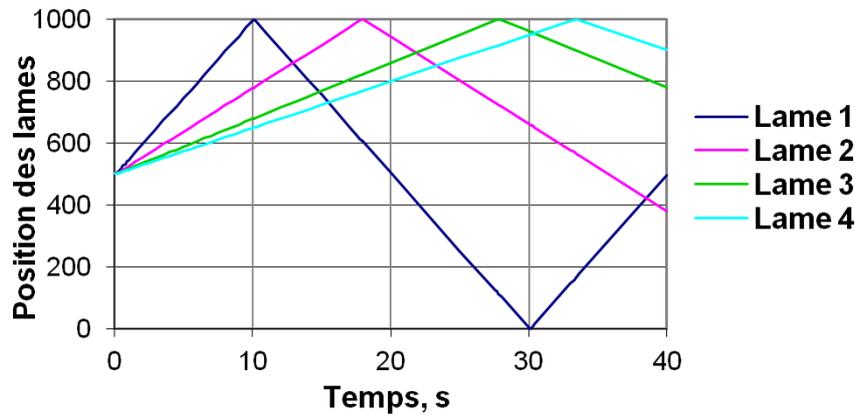


Figure 75 : Position des lames en fonction du temps pour la vitesse de balayage SR₁ du CP.

La procédure est répétée pour toutes les huit vitesses de balayage et les vitesses de la rotation des lames, normalisées par rapport à celle de la lame 1, sont illustrées sur la figure 76. Le rapport des vitesses angulaires des lames demeure constant pour les différentes SR du contrôleur de polarisation: $\omega_2 / \omega_1 = 0,56$; $\omega_3 / \omega_1 = 0,36$ et $\omega_4 / \omega_1 = 0,3$.

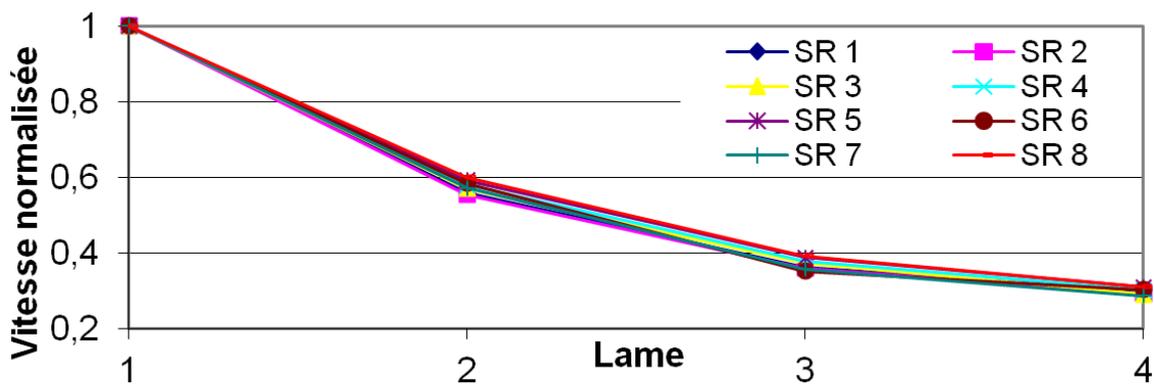


Figure 76 : Vitesses des lames normalisées par rapport à la lame 1 pour les différentes SR du CP.

Le tableau 11 présente la vitesse angulaire de la lame 1 en fonction de la vitesse de balayage du contrôleur de polarisation utilisé.

Vitesse de balayage du CP	SR ₁	SR ₂	SR ₃	SR ₄	SR ₅	SR ₆	SR ₇	SR ₈
Vitesse angulaire de la lame 1 (rad/s)	0,05 π	0,1 π	0,2 π	0,5 π	π	2 π	3 π	4,5 π

Tableau 11 : Vitesse angulaire de la lame 1 suivant la vitesse de balayage du CP.

Soit un canal non-modulé à 1551,75 nm centré sur le pixel 250 de la barrette. La puissance de la source large bande est ajustée de façon à fixer la valeur de l'OSNR, relevée avec l'OSA, à 18 dB/0,1 nm. Lors de la variation du SOP du signal par le CP, N valeurs de tension du pixel 250 sont acquises. La figure 77 représente les séries de 10 valeurs⁵ de Δ OSNR pour N = 1000 valeurs de tensions mesurées sur le pixel 250 pour les cinq vitesses les plus rapides, i.e., de SR₄ à SR₈. On souligne que pour cette mesure la position initiale des lames était aléatoire.

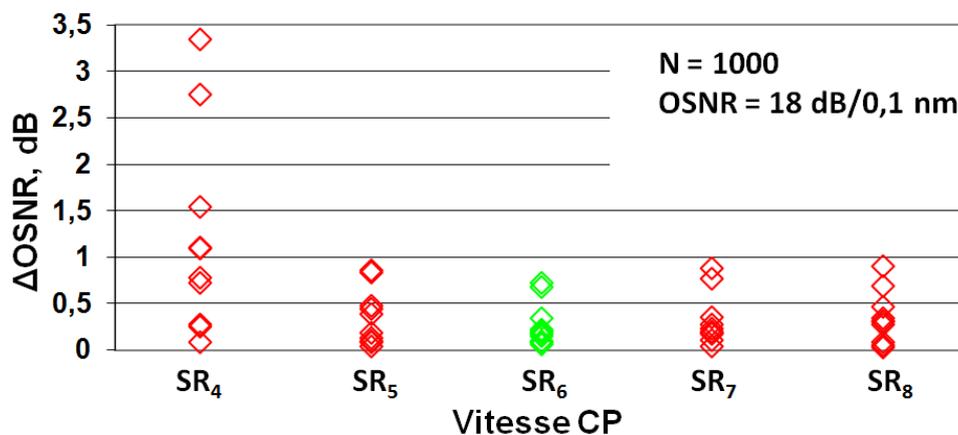


Figure 77 : Δ OSNR en fonction des différentes SR du CP.

Les vitesses de balayage SR₁ à SR₃ sont trop lentes et ne permettent pas de balayer suffisamment de SOP pendant les 1000 acquisitions, ce qui donne des pires valeurs de Δ OSNR supérieures à 3,5 dB. On peut voir d'après la figure 77 que pour toutes les vitesses de balayage il est possible d'obtenir un Δ OSNR < 0,5 dB, mais la dispersion des valeurs pour les 10 mesures varie selon la vitesse. Pour la vitesse SR₆, cette dispersion des valeurs est la plus faible avec la pire valeur d'OSNR de l'ordre de 0,7 dB. En contrepartie, pour les vitesses supérieures (SR₇ et SR₈), la variation du SOP du signal est probablement trop rapide par rapport au temps d'acquisition d'une mesure sur la barrette. Plusieurs SOP risquent alors de ne pas être pris en compte lors de ce temps d'acquisition et, par conséquent, on constate une certaine dégradation de la précision de mesure.

⁵ Après une étude statistique sur 100 séries de mesure, nous avons constaté que la série de 10 mesures était suffisamment représentative de Δ OSNR_{max} et de la dispersion des valeurs de Δ OSNR.

5.4.2. Précision de mesure en fonction du nombre d'acquisitions

La vitesse SR_6 est ensuite utilisée pour déterminer la précision de mesure en fonction du nombre d'acquisitions. Pour ce faire, le même signal avec un $OSNR = 18 \text{ dB}/0,1 \text{ nm}$ est employé et $\Delta OSNR$ est évalué en fonction du nombre de mesures N . La durée globale d'une acquisition est environ 17 ms. Elle correspond à la somme du temps d'exposition et de lecture de la barrette (d'après les spécifications de la caméra : 0,2 ms + 5,6 ms) et du temps d'acquisition et de traitement de données (~ 11 ms). La figure 78 représente les séries de 10 valeurs de $\Delta OSNR$ pour différents nombres d'acquisitions : $\Delta OSNR_{\max}$ est inférieur à 0,8 dB pour $N \geq 800$ (soit une durée de mesure de 13,5 s) et inférieur à 0,6 dB pour $N \geq 1200$ (20,3 s). La position initiale des lames du CP était aléatoire pour chaque mesure.

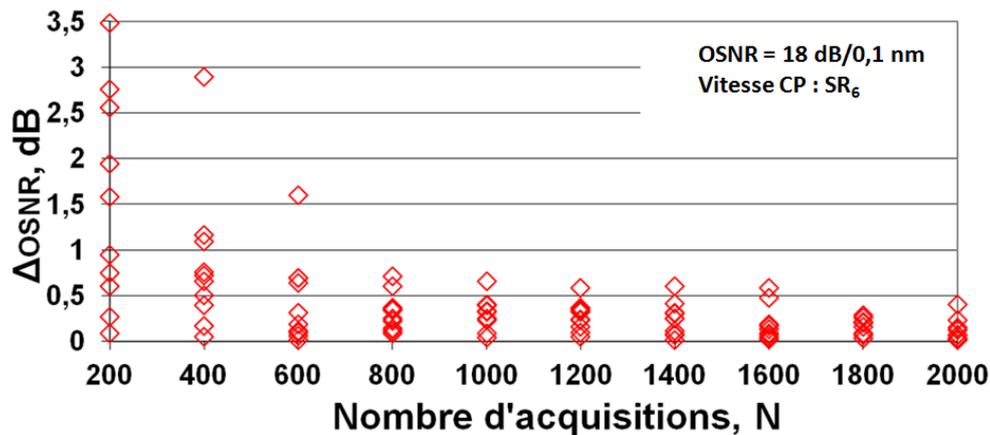


Figure 78 : $\Delta OSNR$ en fonction du nombre d'acquisitions N pendant une séquence de balayage des SOP de la tension du pixel sur lequel le spot est centré (pour chaque valeur de N , la mesure est répétée 10 fois).

Nous constatons que la dispersion des valeurs de $\Delta OSNR$ diminue en fonction de N . Cependant, la statistique sur 10 mesures n'est probablement pas suffisante, ce qui explique les meilleures valeurs de $\Delta OSNR$ pour $N = 1800$ et non pas $N=2000$ contrairement à ce à quoi on pouvait s'attendre.

5.4.3. Validation avec un multiplex WDM

Finalement, on effectue des mesures de l'OSNR intra-bande d'un groupe de 8 canaux dans la bande C pour trois valeurs d'OSNR (9,5, 15 et 18 dB/0,1 nm). Cette fois des séries de 20 mesures d'OSNR avec la vitesse SR_6 du CP sont effectuées pour $N = 2000$ (34s). Pour un OSNR de 18 dB/0,1 nm, les pires valeurs de $\Delta OSNR$ sont proches de 0,5 dB (figure 79). Comme attendu, les valeurs de $\Delta OSNR$ sont moins dispersées lorsque l'OSNR est plus faible.

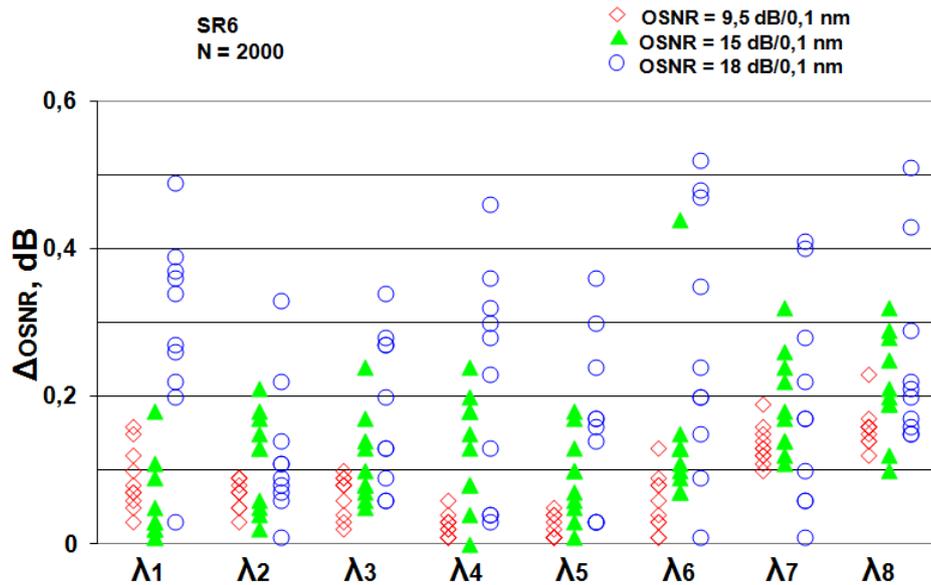


Figure 79 : Δ OSNR pour un peigne de 8 canaux pour trois valeurs d'OSNR.

Les longueurs d'onde utilisées (1533,12 nm, 1537,66 nm, 1540,59 nm, 1543,18 nm, 1546,53 nm, 1549,58 nm, 1551,75 nm et 1554,47 nm) étaient déterminées compte tenu des sources lasers disponibles au laboratoire.

Pour la version finale du manuscrit, nous prévoyons d'effectuer des mesures d'OSNR intra-bande sur un ensemble de 17 canaux (9 sources supplémentaires viennent d'être acquises au laboratoire).

5.5. Reconstruction du profil

Dans la sous-section 5.2.2, on a mis en évidence l'impact sur la précision de mesure de l'OSNR du décentrement du spot d'un canal par rapport au pixel central assimilé. Une reconstruction du profil gaussien avec la méthode de Lagrange est intégrée dans le logiciel de pilotage de l'OPM, développé avant le début des travaux de thèse. Cependant, nous n'avons pas eu l'accès au code source sous LabVIEWTM, programmé en C. La problématique de la reconstruction était reposée à nouveau.

Prenons l'exemple d'un canal centré sur le pixel i (figure 80), la tension du pic est $V_{i,max}$. Si le spot est décentré (localisé entre les pixels $i-1$ et i) la tension détectée sur le pixel i , V_i , est inférieur à $V_{i,max}$. Cette tension diminue progressivement jusqu'à ce que le spot soit centré sur deux pixels ($V_i = V_{i-1}$). Plus la taille de spot sur la barrette est grande, moins cette variation est importante.

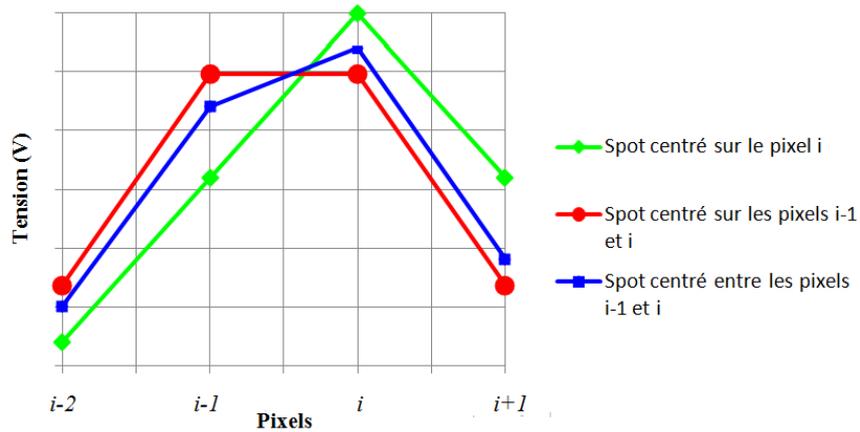


Figure 80 : Profil des tensions mesurées pour un canal centré respectivement sur un pixel, sur deux pixels et entre deux pixels.

Une solution, à première vue simple, consiste à utiliser une approximation trigonométrique. pour retrouver la valeur V_{pic} (figure 81) avec quatre paramètres : (i) la position du pic, x_{pic} , qui se calcule à partir de quatre valeurs de tension (dans le cas de la figure : V_{i-2} , V_{i-1} , V_i et V_{i+1}) ; (ii) l'écart du pic par rapport au pixel $i - 1$, $b = x_{pic} - x_{i-1}$; (iii) l'angle du tronçon $[V_{i-1}, V_i]$ par rapport à l'axe des pixels, α , et (iv) l'angle du tronçon $[V_{i-1}, V_{max}]$ par rapport à l'axe des pixels, β .

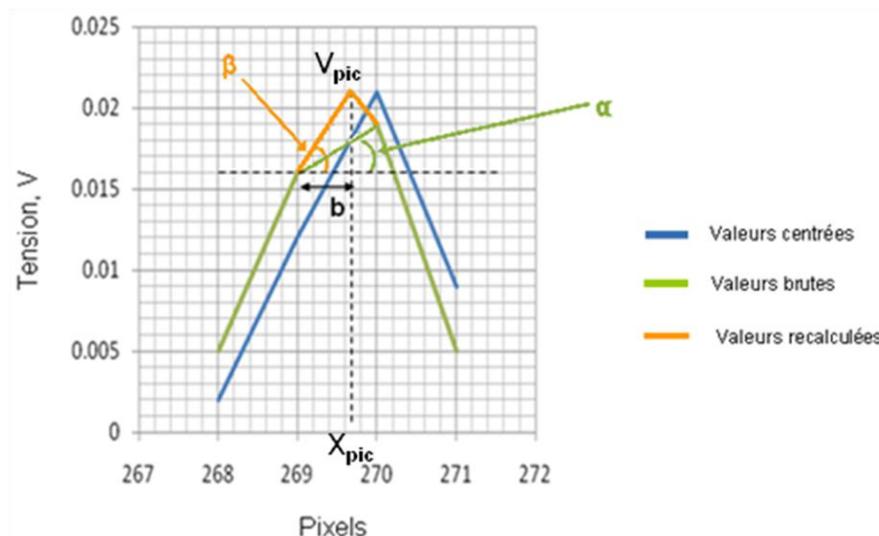


Figure 81: Approche trigonométrique pour déterminer V_{max} .

Dans un premier temps, V_{pic} est déterminé en centrant le spot sur un pixel (270 dans l'exemple de la figure 81). Ensuite, le spot est décentré. Les paramètres x_{pic} , b et α sont déterminés directement à partir des mesures. En revanche, le paramètre β est déterminé à partir du paramètre b et des valeurs de tension V_{pic} et celle mesurée sur le pixel 269. Cette procédure est répétée pour plusieurs valeurs du décentrement du spot de façon à obtenir un étalonnage de la relation entre la puissance et le décentrement. Ainsi, la valeur de l'OSNR ne dépend pratiquement plus du décentrement. Cette méthode a été testée en mode automatique monocanal. Elle permet d'obtenir une précision de l'ordre de 0,2 dB. Cependant, cet étalonnage n'est pas valable pour l'ensemble des pixels puisque la taille du spot varie le long

de la barrette. Pour effectuer des mesures sur l'ensemble de la barrette, il faudrait au préalable 512 tableaux de calibration pour la mesure de l'OSNR. Nous avons estimé cette méthode relativement lourde à appliquer dans le cas d'un multiplex WDM.

Une autre solution pour retrouver la valeur de $V_{i,pic}$ est d'effectuer une approximation aux moindres carrés des valeurs de tension mesurées. Comme le spectre du signal est considéré gaussien, il peut s'écrire sous la forme :

$$G(x) = Ae^{-\frac{(x-\mu)^2}{2\sigma^2}} = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{(x-\mu)^2}{2\sigma^2}} \quad (116)$$

où A est l'amplitude, μ , la position centrale et σ , l'écart-type de la gaussienne. Cette expression se réécrit sous une forme polynômiale de degré deux :

$$\text{Ln}(G(x)) = -\frac{1}{2\sigma^2}x^2 + \frac{\mu}{\sigma^2}x - \frac{\mu^2}{2\sigma^2} + \text{Ln}A = B_2x^2 + B_1x + B_0 \quad (117)$$

Avec Matlab, l'approximation aux moindres carrés pour un polynôme de degré deux est réalisée par le biais de la fonction *polyfit* à partir des valeurs de tension mesurées sur les pixels et du numéro de pixel (position sur la barrette). Cette opération permet de déterminer les coefficients B_0 , B_1 et B_2 :

$$x = [p_1, p_2, \dots, p_n] \quad (118)$$

$$y = [V_1, V_2, \dots, V_n] \quad (119)$$

$$h = \text{polyfit}(x, y, 2) \quad (120)$$

A partir du coefficient B_2 , la détermination de σ permet finalement de remonter à la valeur de l'amplitude A .

L'approximation aux moindres carrés a été testée avec les valeurs expérimentales pour différents niveaux de la puissance du signal arrivant sur la barrette. Au début un canal est centré sur le pixel, par exemple 250 (figure 82). La tension mesurée est de 0,292 V (niveau plutôt proche de P_{\min}). Le canal est ensuite décentré par rapport à ce pixel. Les valeurs de tension sur les pixels 248 à 251 sont mesurées. La fonction *polyfit* fournit une valeur de $V_{\max} = 0,291$ V. C'est une très bonne estimation qui correspond à une erreur inférieure à 0,02 dB sur la mesure de l'OSNR. Dans le cas de mesures proches de P_{\max} , (1,287 V) la fonction *polyfit* fournit une valeur de $V_{\max} = 1,292$ V. On trouve également une erreur inférieure à 0,02 dB.

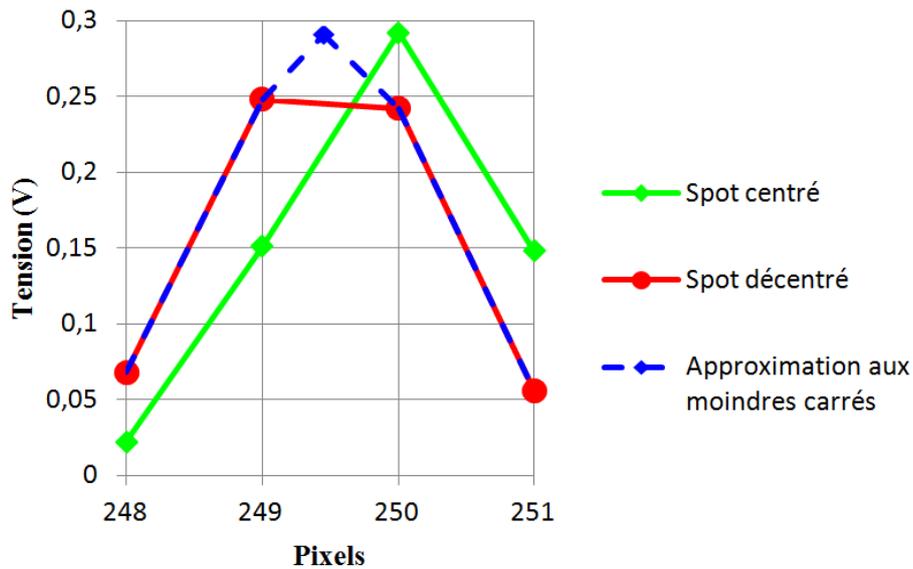


Figure 82 : Réévaluation de l'amplitude d'un signal décentré à partir de l'approximation aux moindres carrés.

L'approximation aux moindres carrés est donc valable pour retrouver l'amplitude réelle des spots décentrés par rapport aux pixels. Afin de pouvoir intégrer cette approximation lors de la mesure automatique de l'OSNR intra-bande, un script Matlab est en cours d'implémentation dans le code LabVIEW™.

5.6. Discussion

Nous allons maintenant comparer les résultats expérimentaux avec les résultats du chapitre 4. Pour un OSNR de 18 dB/0,1 nm, l'erreur maximale de mesure pour plusieurs longueurs d'onde avec la vitesse SR_6 est 0,52 dB (figure 79). En appliquant la relation (63) avec $B_{OPM} = 0,21$ nm, pour un taux d'extinction du PL de 34 dB, cette erreur correspond à un contraste $\zeta = 585$, soit $C = 26,7$ dB.

Les valeurs de contraste moins élevées (dite pires valeurs) obtenues avec les simulations du CP à quatre lames varient entre 23 et 30 dB en fonction de SOP du signal en entrée. La valeur de contraste obtenue pour la plus grande erreur de mesure est donc située dans cette fourchette, ce qui est plutôt satisfaisant. Notons cependant que, dans la mesure où toutes les conditions initiales possibles n'ont pas été explorées dans l'étude du chapitre 4, il n'est pas exclu que pour certaines d'entre elles le pire contraste soit inférieur à 23 dB. De même sur le plan expérimental, l'étude systématique de l'influence du SOP du signal d'entrée n'a pas été entreprise. Il n'est donc pas sûr que le contraste de 26,7 dB corresponde à un pire cas, au sens du chapitre 4. D'un autre côté les résultats de la figure 79 montrent que pour plus d'un tiers des mesures, l'écart avec l'OSNR de référence (18dB/0,1 nm) est inférieur à 0,2 dB. Cet écart correspond, toujours d'après la relation (63), à une valeur de contraste égale à 34,23 dB. Cette valeur est compatible avec les résultats des simulations du CP à quatre lames quart d'onde. Ainsi, le tableau 4 du chapitre 4 montre que pour beaucoup de SOP il est possible d'atteindre un contraste supérieur à 35 dB. Par contre, compte tenu du taux d'extinction de 34 dB du PL, la formule (63) indique qu'il n'est pas possible d'obtenir

un écart de moins de 0,1 dB avec l'OSNR de référence, même avec un CP de contraste infini. Cette anomalie apparente peut s'expliquer par un écart résiduel entre les valeurs de puissance mesurées par l'OSA et celles mesurées par l'OPM.

Le second paramètre important pouvant donner lieu à une comparaison avec les résultats du chapitre 4 est le temps de mesure. A partir de la formule (72), appliquée à un temps d'acquisition de 17 ms, le temps de mesure nécessaire pour obtenir une précision meilleure que 0,52 dB pour un OSNR de 18 dB/0,1nm est de $585 \times 17 \text{ms} = 9,95 \text{ s}$. Cette valeur est sensiblement inférieure à celle utilisée lors de nos expériences (34 s).

L'écart entre ces valeurs peut s'expliquer par le fait que le contrôleur de polarisation à quatre lames est loin d'être à balayage uniforme, donc l'application de la formule (72) est discutable. Les simulations du chapitre 4 ont montré un écart de contraste de 7,9 dB pour une période d'acquisition de 17 ms entre le CP réel et un CP à balayage uniforme (Cf. tableau 7). Par ailleurs, il faut noter que les simulations ont été effectuées sur la durée d'une période complète du CP. Au vu des vitesses des rotations des lames, nous avons estimé au chapitre 4 le CP avait une période de 50 s (avec la vitesse SR_6). Sur cette base nous aurions pu penser qu'un temps de mesure de 50 s aurait été plus approprié, mais cela n'a pas été confirmé par les quelques mesures que nous avons entreprises sur des durées plus longues. En pratique, les séquences de balayage du CP et celles d'acquisition des puissances par la barrette sont lancées de façon asynchrone. Donc lorsqu'on accumule une série de mesures, démarrées à des instants aléatoires, il a y une forte probabilité que pour au moins une de ses mesures, on puisse acquérir des extrema de puissance permettant une bonne mesure de l'OSNR en un temps plus court que la période du CP. L'accumulation des mesures d'OSNR avec ces conditions de balayage du CP introduit donc un biais qui conduit à retenir un temps de mesure plus court que celui qui serait nécessaire pour garantir un niveau de précision donné avec une seule mesure.

En tout état de cause, pour comparer les temps de mesure estimés pour un CP idéal avec les valeurs expérimentales, il est nécessaire de prendre en compte la période complète. Dans ces conditions, le temps de mesure expérimental est 5 fois supérieur à celui tiré de la relation (72), alors que l'écart entre contrastes théoriques et simulés est de 7,9 dB.

En conclusion, il apparaît qu'à partir de la relation générale (72) entre précision et temps de mesure et des résultats de simulation, il est possible d'obtenir un ordre de grandeur convenable du temps de mesure requis pour atteindre une précision donnée. Les résultats expérimentaux sont également en bon accord avec les prévisions tirées des simulations. Pour affiner la comparaison entre modélisation et expérience, il serait nécessaire d'accumuler encore plus des résultats expérimentaux. Deux démarches sont a priori possibles pour aboutir à des conclusions plus précises : multiplier les expériences avec des conditions initiales inconnues concernant le SOP d'entrée et la position des lames et procéder à des analyses statistiques des résultats, ou contrôler les conditions initiales expérimentales et les faire varier systématiquement, à l'instar de ce qui est fait pour les simulations.

5.7. Perspectives

Malgré les réserves formulées à la fin de la section précédente, il nous semble possible de nous appuyer sur les résultats des chapitres 4 et 5 pour estimer la marge de progression du temps de mesure de l'OSNR intra-bande avec la méthode que nous avons mise en œuvre. Les temps de mesure de quelques dizaines de secondes que nous avons constatés sont éventuellement compatibles avec des applications d'instrumentation mais pas avec le prototype OPM.

La barrette que nous avons utilisée possède un temps de balayage de 5,8 ms. Donc en supposant que l'on dispose d'une plateforme logicielle et matérielle permettant de rendre négligeable les temps de traitement par rapport au temps de balayage, le temps de mesure de l'OSNR peut être réduit d'environ un facteur 3, soit environ 16,7 secondes pour un OSNR de 18dB/0,1nm, en utilisant le même CP à quatre lames et la vitesse de balayage la plus élevée ou environ 3,4 s avec un CP à balayage uniforme, d'après (72).

Il existe des caméras rapides (ex. le modèle G 9204-512 de chez Hamamatsu) dont le temps d'acquisition d'une mesure sur la barrette peut être réduite à seulement 1 ms. Dans ces conditions, il est envisageable de ramener le temps de mesure en dessous de 3 s en utilisant un CP présentant le même contraste que celui que nous avons utilisé mais avec une vitesse de balayage dix fois plus rapide. Avec un CP à balayage uniforme, il pourrait être possible d'atteindre un temps de mesure en deçà d'une seconde, ce qui est un ordre de grandeur souhaitable pour utiliser le monitoring de l'OSNR pour déclencher un processus de restauration du réseau.

La plupart des méthodes de mesure séquentielle (canal par canal) de l'OSNR intra-bande basée sur la polarisation utilisent comme nous un CP fonctionnant en boucle ouverte. Les considérations du chapitre 4 sur l'influence de la qualité du balayage des SOP sur la précision et sur la relation entre temps de mesure et précision s'appliquent, même si à notre connaissance ces paramètres n'ont pas été étudiés précisément dans la littérature. Les seuls travaux qui mettent l'accent sur la vitesse sont ceux utilisant un CP en boucle fermé, piloté avec un algorithme du simplexe [102], que nous avons présenté au chapitre 2. Avec un temps de mesure d'environ 0,4s par canal, elle permettrait de caractériser un peigne de 40 canaux en 16s. Avec une optimisation des ressources pour la mesure de l'OSNR intra-bande, notre méthode devient largement compétitive à celles présentées dans la littérature ou celles utilisées commercialement. Néanmoins, la vitesse des méthodes séquentielles est susceptible d'être réduite en passant à une technologie de CP à base de lames électro-optiques. Contrairement aux méthodes parallèles la vitesse du détecteur n'est pas un facteur limitant. Toutefois, ces technologies posent des problèmes de coût et de maturité au plan commercial. La possibilité d'atteindre des contrastes élevés serait également à étudier.

Chapitre 6 : Prise en compte des évolutions des formats de modulation

Ce chapitre traite de la problématique posée par les formats de modulation sur la performance du prototype OPM. Nous décrivons tout d'abord l'impact, par rapport à la résolution l'OPM, de la largeur spectrale des canaux modulés suivant leur format de modulation sur le fonctionnement du prototype. Nous étudions ensuite en détail le problème posé par les formats de modulation à spectre large et vérifions expérimentalement une solution consistant à dégrader physiquement la résolution de l'OPM. Finalement, nous discutons de l'évolution des systèmes de transmissions optiques concernant l'utilisation de nouveaux formats de modulation disposant d'une meilleure efficacité spectrale.

6.1. Impact du format de modulation sur le fonctionnement du prototype OPM

Le prototype OPM, avec son logiciel actuel, approxime le spectre des canaux détectés par des gaussiennes afin de remonter à leurs paramètres optiques tels que la longueur d'onde centrale et la puissance. Cependant, l'approximation gaussienne peut présenter des limites selon le format de modulation et le débit utilisés.

D'une manière générale, on peut dire que le spectre dans le plan de la barrette du prototype OPM dépend de trois paramètres dans le domaine fréquentiel : la largeur spectrale des canaux, $\Delta\nu$, suivant le format de modulation et le débit, l'espacement entre les canaux, Δf , et la résolution de l'OPM, $\Delta\nu_{\text{OPM}}$. Pour une mesure précise des caractéristiques optiques des canaux, il est nécessaire que $(\Delta\nu + \Delta\nu_{\text{OPM}}) < \Delta f$ afin d'éviter tout recouvrement spatial des spectres sur la barrette. On distingue trois cas de figures suivant la valeur de $\Delta\nu$ par rapport à $\Delta\nu_{\text{OPM}}$:

(i) $\Delta\nu < \Delta\nu_{\text{OPM}}$

Dans ce cas, la résolution de l'OPM n'est pas suffisante pour restituer la forme spectrale du canal modulé. Le spectre affiché par l'OPM est alors indépendant du format de modulation. La puissance et la longueur d'onde peuvent être obtenues à partir de l'approximation gaussienne appliquée aux valeurs de tensions mesurées sur les pixels et prenant en compte la sensibilité de ces derniers. Cette situation correspond en particulier au cas des signaux à 10 Gbit/s aux formats NRZ ou RZ. Les caractérisations faites préalablement au lancement de ce travail [111], portant notamment sur la précision de la mesure de puissance d'un groupe de canaux multiplexés en longueur d'onde ont montré qu'il n'y avait pas lieu de recalibrer la mesure de puissance affichée par l'OPM (après reconstruction) lorsqu'au lieu d'utiliser l'OPM avec des porteuses non modulées, on envoyait dans l'OPM des canaux modulés à 10 Gbit/s en NRZ ou RZ. Ce résultat est conforme à ce que montre la figure (83) où l'on compare le spectre dispersé sur la barrette, en présence d'une raie monochromatique et en présence d'un signal à 10 Gbit/s au format NRZ.

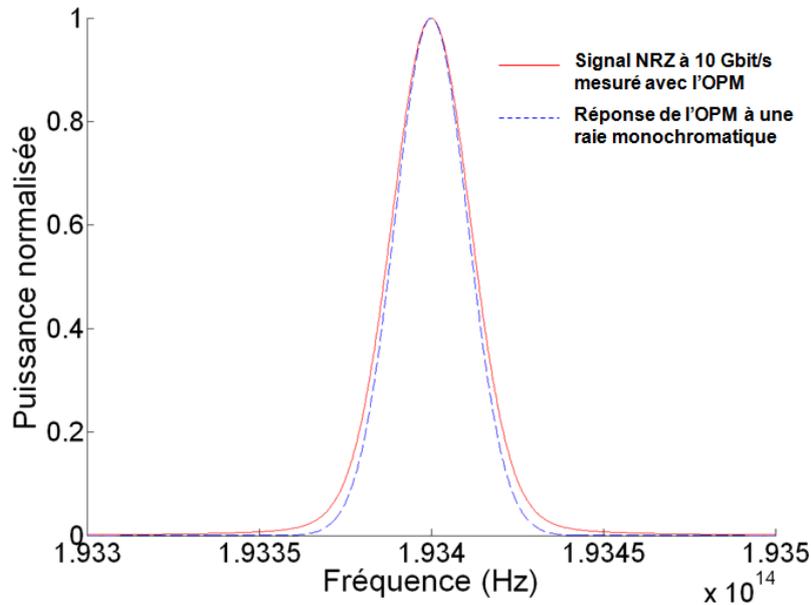


Figure 83 : Réponses du prototype OPM à un signal à 10 Gbit/s modulé en NRZ (trait plein) et à une raie monochromatique (pointillés).

(ii) $\Delta\nu \sim \Delta\nu_{\text{OPM}}$

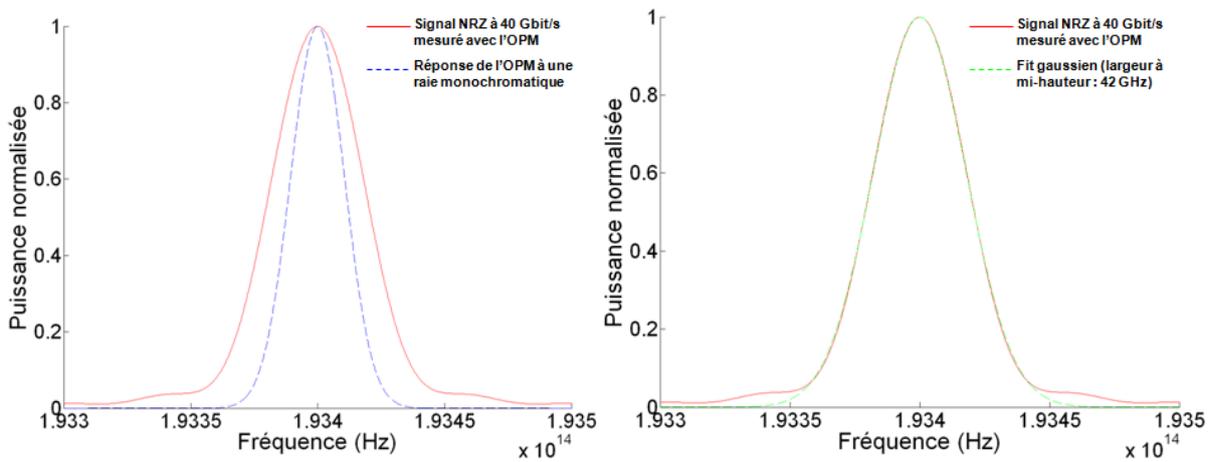


Figure 84 : Réponses du prototype OPM à un signal à 40 Gbit/s modulé en NRZ (trait plein) et à une raie monochromatique (pointillés) (gauche) et ajustement du signal à 40 Gbit/s modulé en NRZ avec une gaussienne dont la largeur à mi-hauteur est de 42 GHz (droite).

La possibilité que le spectre affiché par le prototype garde un profil approximativement gaussien dépend du format de modulation. La figure (84) montre que cette hypothèse est vérifiée dans le cas d'une modulation NRZ à 40 Gbit/s même si le spectre du signal est plus large que la fonction de transfert de l'OPM. Si l'hypothèse d'un spectre gaussien n'est plus valide, la reconstruction gaussienne donnera une valeur erronée de la puissance du canal, voire de sa longueur d'onde (dans le cas d'un spectre de modulation non-symétrique). Dans certains cas, par exemple des formats de modulation avec des pics distincts (CSRZ), la reconstruction gaussienne peut entraîner l'identification erronée de plusieurs canaux, comme nous le verrons dans la section suivante.

(iii) $\Delta\nu \gg \Delta\nu_{\text{OPM}}$

La forme spectrale des canaux modulés est mieux résolue et est affichée par le prototype. Par contre, la mesure de puissance ne peut pas être déterminée à partir d'une reconstruction gaussienne dès lors que le spectre des formats de modulation ne peut plus être assimilé à une gaussienne. Pour résoudre ce problème, on pourrait penser à comparer le spectre détecté à ceux des formats de modulation disponibles dans une base de données. Cependant, cette approche ne paraît pas réaliste pour effectuer des mesures quantitatives sur un canal puisque l'allure de spectre est susceptible d'être modifiée par les phénomènes physiques intervenant au cours de la propagation. Elle pourrait éventuellement être utilisée pour vérifier que le signal mesuré correspond au spectre d'un canal unique et non pas de plusieurs canaux proches, voire pour estimer la longueur d'onde centrale du canal. En ce qui concerne la mesure de la puissance du canal, une solution pourrait consister à additionner les valeurs de tension mesurées sur l'ensemble des pixels occupé par le spot du canal et d'en déduire la puissance de celui-ci en tenant compte de la sensibilité des pixels. Cette méthode pourrait probablement être appliquée aux canaux à spectre étroit. Une autre méthode consiste à adapter la résolution de l'OPM en fonction de la largeur spectrale du signal, soit par une modification du montage optique, soit par un traitement approprié des données fournies par la barrette. Nous avons mis en œuvre la première de ces méthodes et les résultats seront présentés dans la section suivante.

6.2. Adaptation de la résolution du prototype OPM au format de modulation

Dans cette section, nous mettons en évidence l'impact de formats de modulation dont l'encombrement spectral est large par rapport à la résolution de l'OPM, sur le comportement de celui-ci et présentons une solution pour résoudre ce problème.

6.2.1 Comportement de l'OPM en fonction de canaux à spectre large

De nombreux formats de modulation ont été étudiés il y a quelques années en prévision du déploiement des systèmes de transmission à 40 Gbit/s par canal (Cf. Annexe 3). A titre d'exemple, la figure 85 montre les densités spectrales de puissance relevées expérimentalement par notre partenaire d'Orange Labs au niveau d'un émetteur à 40 Gbit/s pour différents formats de modulation. A partir de ces courbes, nous avons estimé la réponse théorique de l'OPM (plus précisément la forme du spectre au niveau de la barrette de photodétecteurs) par convolution des courbes précédentes avec la fonction de transfert de l'OPM utilisée dans le chapitre 5, i.e., une fonction gaussienne de largeur à mi-hauteur 25 GHz. Les résultats sont montrés dans la figure 86. Sans surprise, on constate que la courbe correspondant au format CSRZ ne peut pas être assimilée à une gaussienne. Par contre, les courbes correspondant aux formats DQPSK et PSBT sont très proches de celle obtenue avec le format NRZ. Ceci nous permet de penser que le prototype peut fonctionner avec ces formats, même si nous ne l'avons pas vérifié expérimentalement.

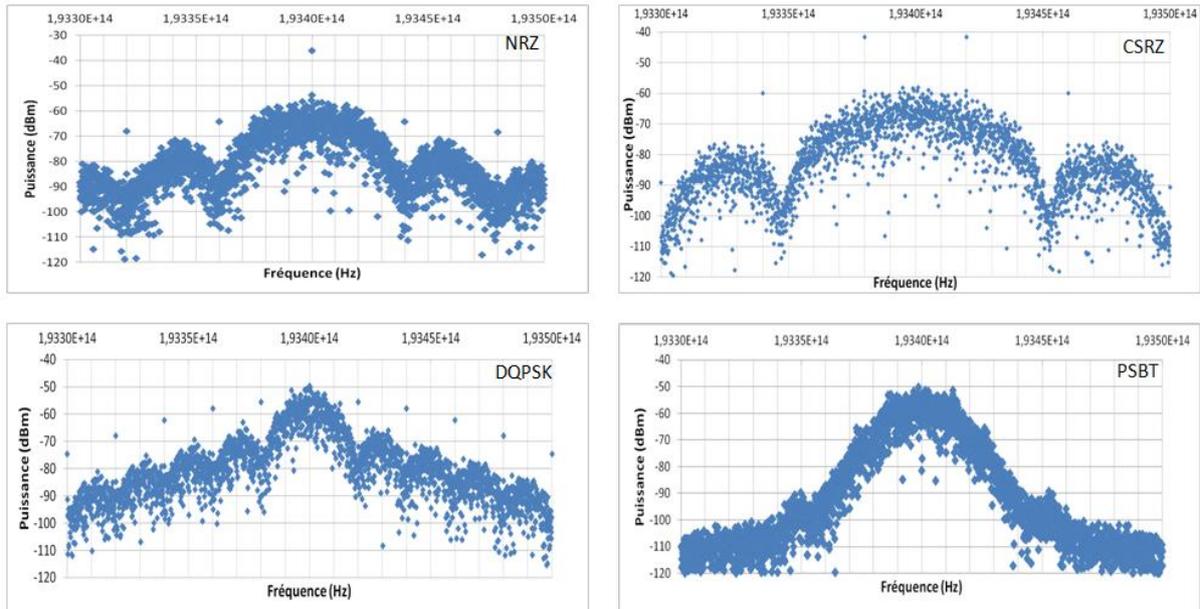


Figure 85 : Représentations sur une bande de 200 GHz des densités spectrales de puissance du signal à 40 Gbit/S modulé au format NRZ, CSRZ, DQPSK et PSBT (mesurée avec un OSA dont la résolution est négligeable devant la largeur du spectre modulé).

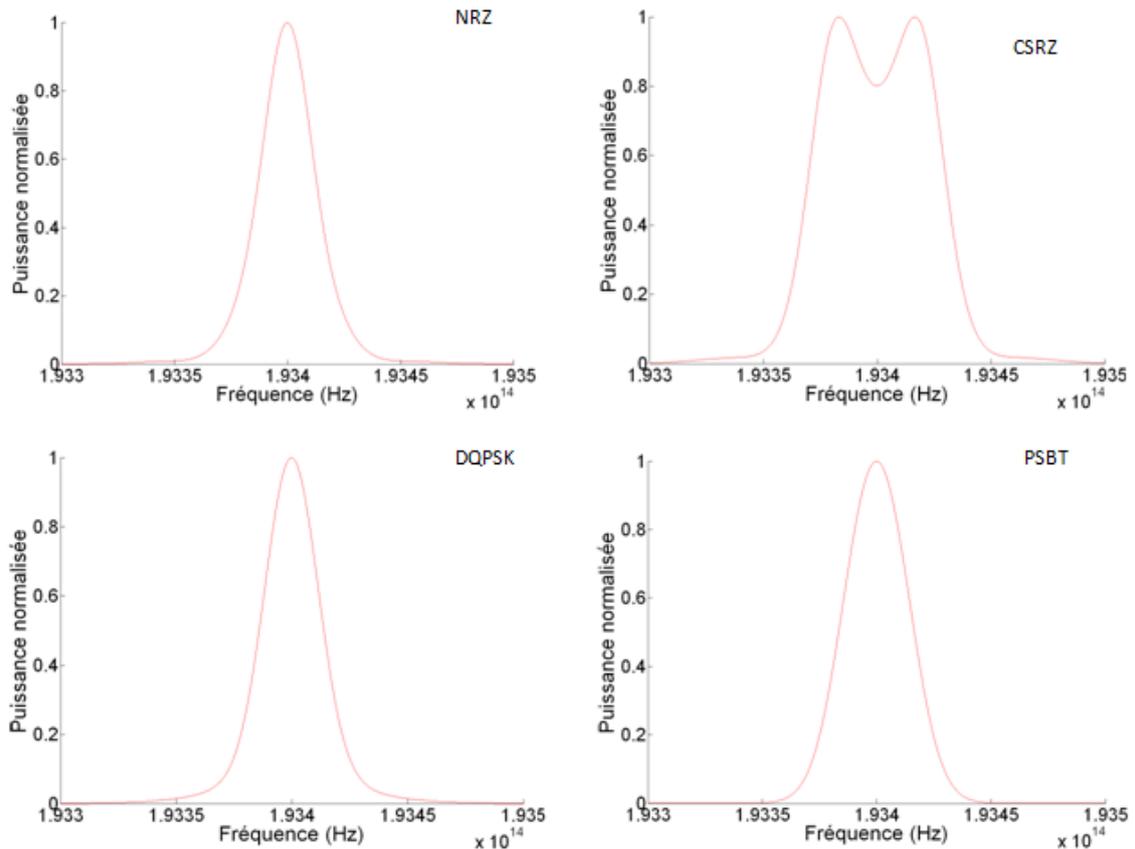


Figure 86 : Représentations sur une bande de 200 GHz des réponses du prototype OPM aux signaux modulés à 40 Gbit/s en NRZ, en CSRZ, en DQPSK et en PSBT (unités arbitraires).

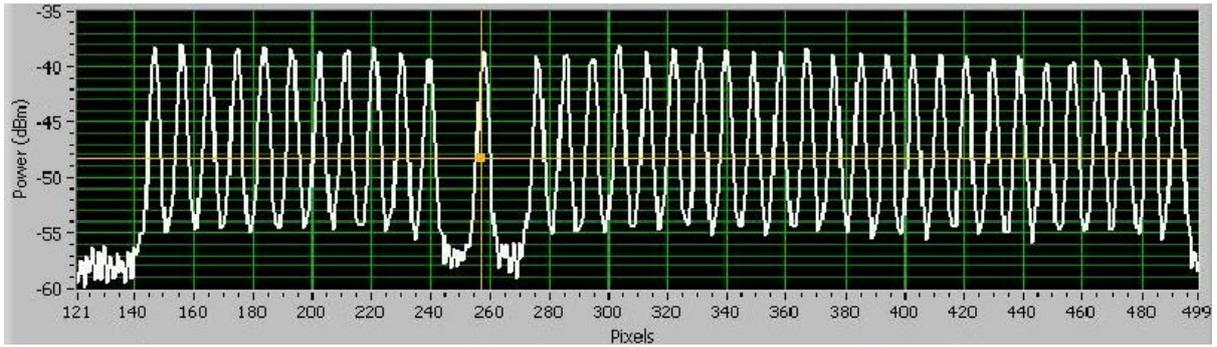


Figure 87 : Spectres bruts de canaux modulés à 40 Gbit/s au format NRZ affichés par l'OPM.

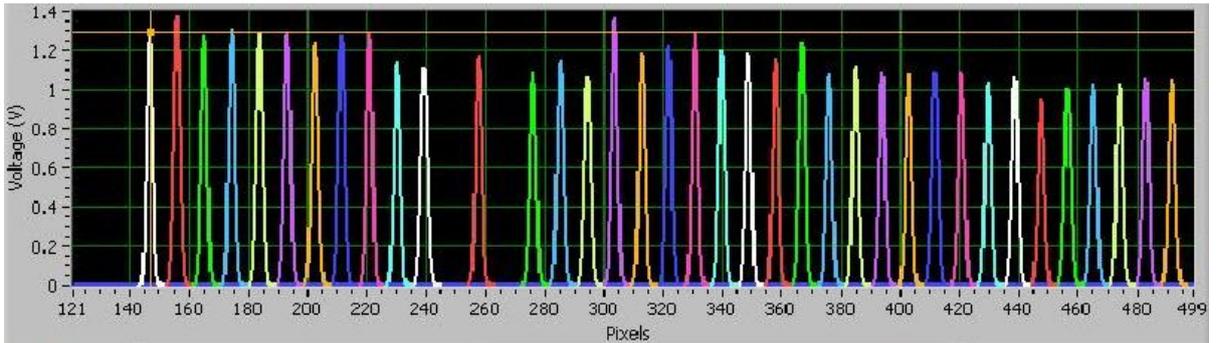


Figure 88 : Spectres reconstruits de canaux modulés à 40 Gbit/s au format NRZ affichés par l'OPM.

Ces simulations sont confirmées par les expérimentations effectuées avec l'OPM en présence de différents formats de modulation. Les figures 87 et 88 représentent les spectres affichés par l'OPM en présence d'un multiplex de canaux modulés à 40 Gbit/s au format NRZ et espacés de 100 GHz. La figure 87 montre le spectre brut détecté par la barrette et la figure 88 illustre le spectre reconstruit avec l'approximation gaussienne. L'OPM parvient à reconnaître tous les canaux.

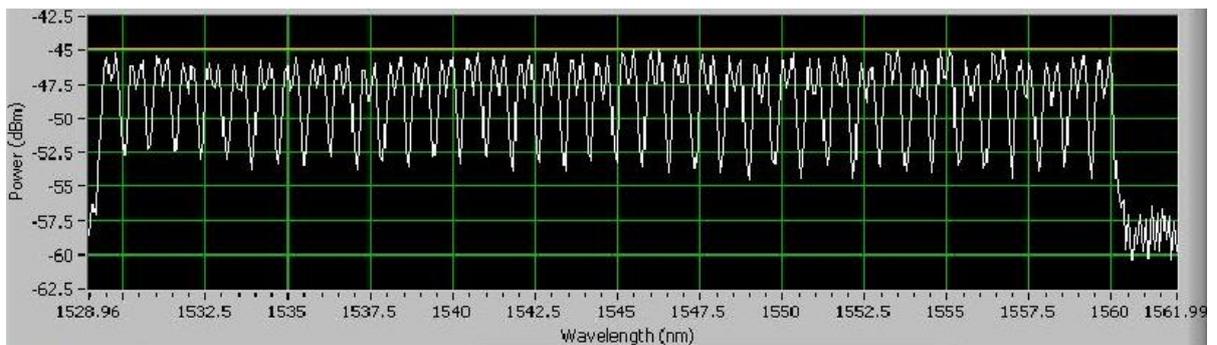


Figure 89 : Spectres bruts de canaux modulés à 40 Gbit/s au format CSRZ affichés par l'OPM.

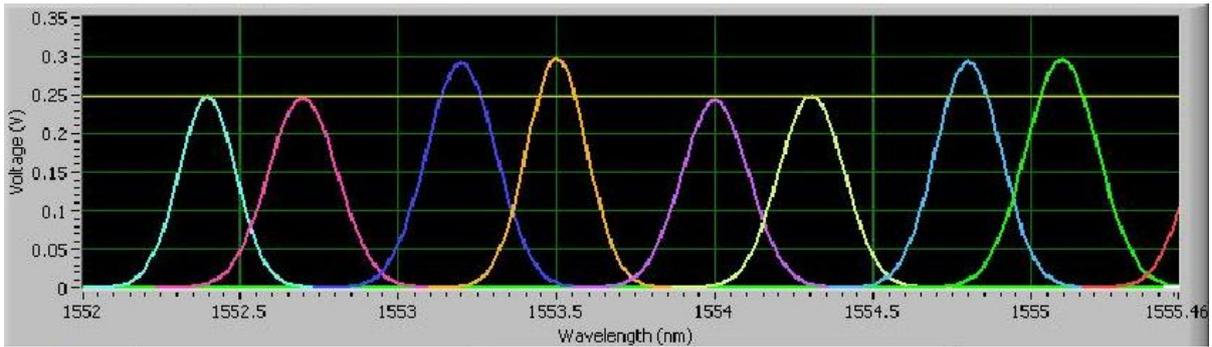


Figure 90 : Spectres reconstruits de canaux modulés à 40 Gbit/s au format CSRZ affichés par l'OPM.

Les figures 88 et 90 présentent les résultats obtenus pour des canaux modulés à 40 Gbit/s au format CSRZ, toujours espacés de 100 GHz. On identifie bien sur le spectre brut de la figure 89, les deux pics espacés de 40 GHz caractéristiques du format CSRZ. A partir de ces données brutes, le processus de reconstruction des canaux par approximation gaussienne est mis en défaut comme le montre la figure 90. Dans cette figure, on a zoomé sur une partie du spectre et on peut voir que chaque canal d'origine est systématiquement dédoublé après reconnaissance.

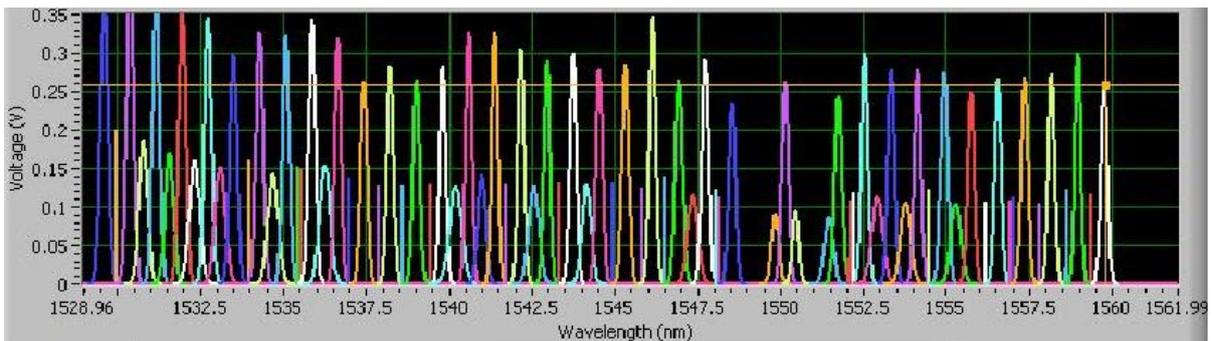


Figure 91 : Spectres reconstruits de canaux modulés à 40 Gbit/s au format RZ-33 affichés par l'OPM.

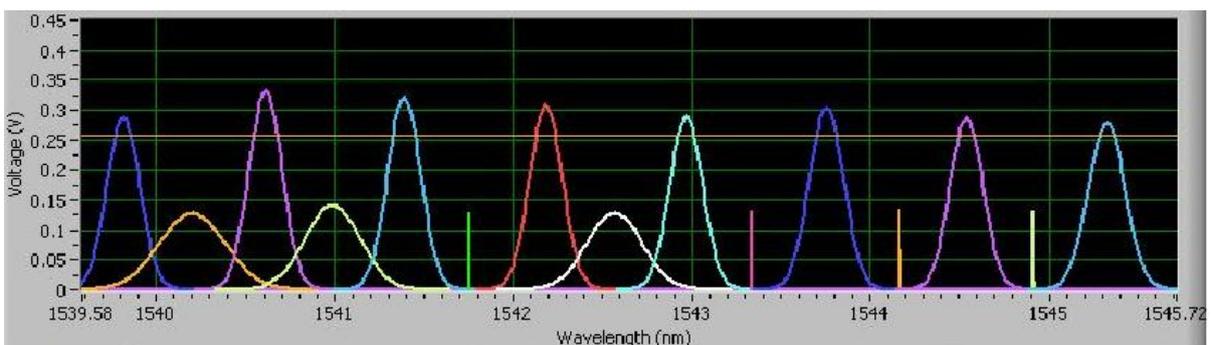


Figure 92 : Zoom sur une partie des spectres reconstruits de canaux modulés à 40 Gbit/s au format RZ-33 affichés par l'OPM.

Finalement les figures 91 et 92 montrent le comportement de l'OPM en présence de canaux modulés à 40 Gbit/s au format RZ-33 et toujours espacés de 100 GHz. Dans ce cas, nous avons représenté uniquement l'ensemble des canaux reconstruits (figure 91) et une partie d'entre eux (figure 92). Les défauts de reconstruction se manifestent sous la forme de canaux additionnels de part et d'autre de chaque canal correspondant aux lobes secondaires

du format RZ. Certains de ces canaux sont considérés par le logiciel comme reconstruits correctement (partie gauche de la figure 92) et d'autres sont simplement détectés mais pas reconstruits partie droite de la figure 92).

6.2.2. Dégradation physique de la résolution du prototype OPM par insertion d'un diaphragme

Pour résoudre le problème rencontré dans la sous-section précédente, une idée assez naturelle est d'adapter la résolution de l'OPM. Ceci peut être fait soit en faisant varier la taille du spot sur la barrette du prototype (par exemple avec un diaphragme) tout en maintenant l'espacement entre les canaux constant, soit en modifiant à la fois la taille du spot et l'écartement des canaux (en jouant sur la focale de la lentille L_2 du prototype). Une autre solution serait de dégrader virtuellement la résolution en effectuant un traitement mathématique sur les signaux bruts recueillis par la barrette de photodétecteurs.

Nous avons opté, dans le cadre de cette thèse, pour la solution qui consiste à insérer un diaphragme (figure 93) dans la région du faisceau collimaté du moniteur.

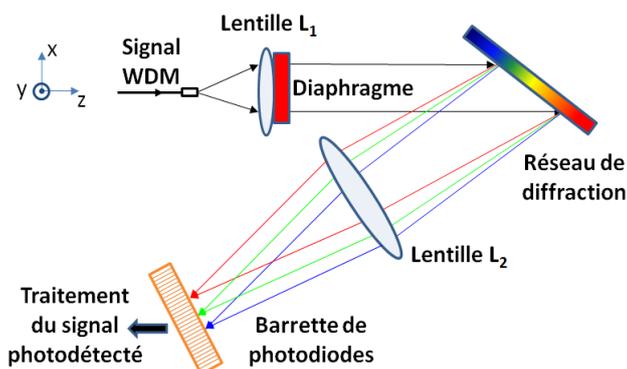


Figure 93 : Insertion du diaphragme dans la région du faisceau collimaté du prototype d'OPM.

Nous avons testé cette version modifiée de l'OPM. Ne disposant pas au laboratoire d'équipement pour la modulation à 40 Gbit/s, nous avons utilisé plusieurs sources proches pour émuler une source unique modulée aux formats RZ-33 ou aux formats CSRZ à 40 Gbit/s, en jouant sur les puissances des sources et leur espacement en fréquence. Ainsi, Le format RZ-33 à 40 Gbit/s est émulé à partir d'une source centrale entourée de deux sources secondaires à plus ou moins 40 GHz de la source principale. Ces dernières possèdent la même puissance, inférieure à celle de la source centrale. Le format CSRZ à 40 Gbit/s est reproduit à partir de deux sources non modulées ayant le même niveau de puissance et espacées de 40 GHz.

Nous réglons ensuite l'ouverture du diaphragme de sorte que l'OPM affiche un seul pic pour chaque groupe de sources émulant un canal modulé. Cependant, l'ouverture du diaphragme est ajustée manuellement. Comme ce réglage est délicat et peu reproductible, nous avons choisi la plus grande ouverture permettant de traiter, sur les deux formats de modulation étudiés, celui possédant le spectre le plus large (RZ-33). Les pertes optiques introduites par le diaphragme sont ensuite mesurées en fonction de la longueur d'onde et sont prises en compte lors de l'estimation de la puissance des canaux.

Les figures 94 et 95 illustrent la forme des signaux avant et après insertion du diaphragme dans le cas des canaux RZ-33.

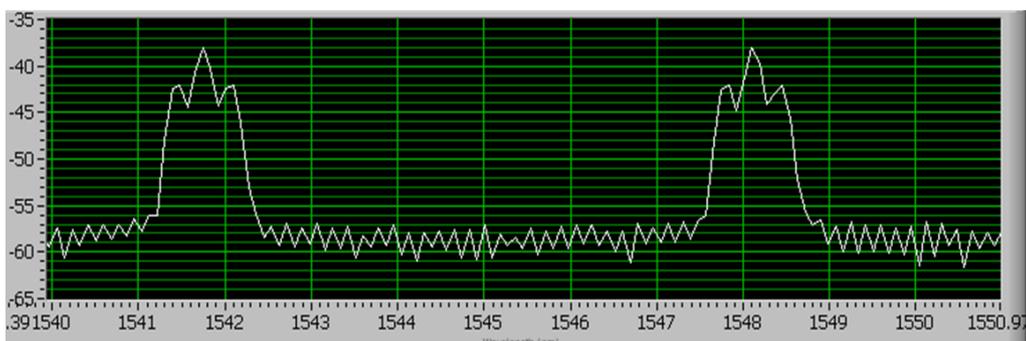


Figure 94 : Spectre brut de deux canaux RZ-33 simulés avant insertion du diaphragme.

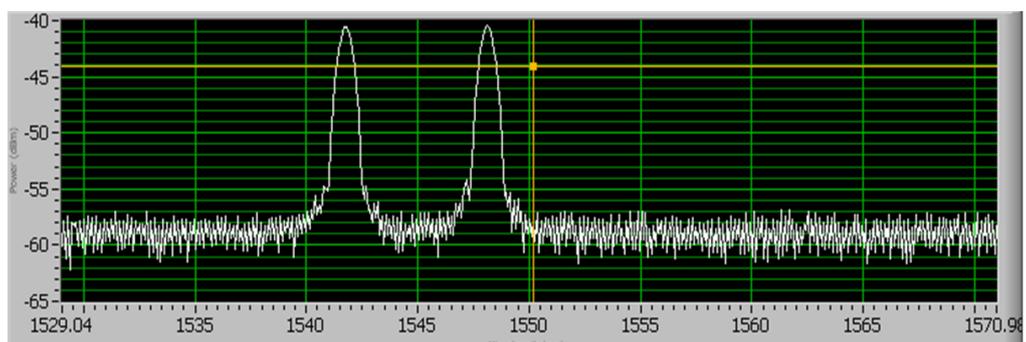


Figure 95 : Spectre brut des deux canaux RZ-33 simulés après insertion du diaphragme.

La figure 94 illustre bien que la dégradation de la résolution permet de détecter un seul pic par canal et de déterminer correctement la longueur d'onde centrale du canal. La résolution de l'OPM sans diaphragme est d'environ 0,20 nm. La résolution de l'OPM après insertion du diaphragme est d'environ 0,8 nm (100 GHz). Elle n'est pas compatible pour la reconnaissance d'un multiplex au pas de 100 GHz de canaux modulés à 40 Gbit/s au format RZ-33. De toute façon, le format RZ-33 à ce débit n'est pas adapté pour un tel espacement puisque les lobes secondaires du canal modulé sont séparés de 80 GHz.

Les figures 96 et 97 illustrent la forme des signaux avant et après insertion du diaphragme dans le cas des canaux CSRZ.

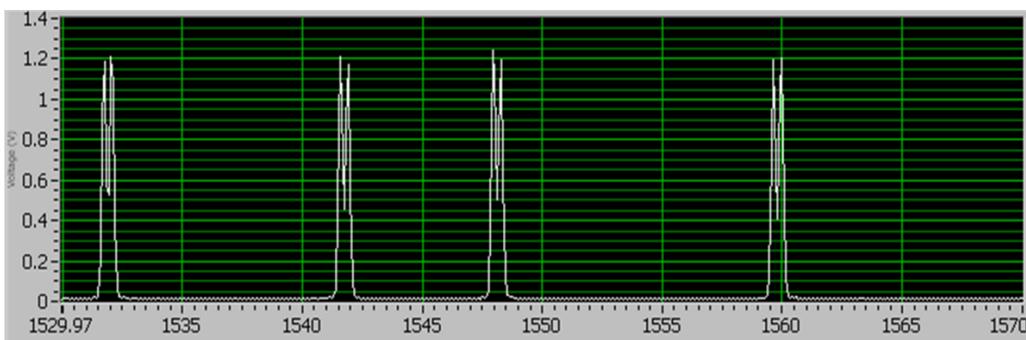


Figure 96 : Spectre brut de quatre canaux CSRZ simulés avant insertion du diaphragme.

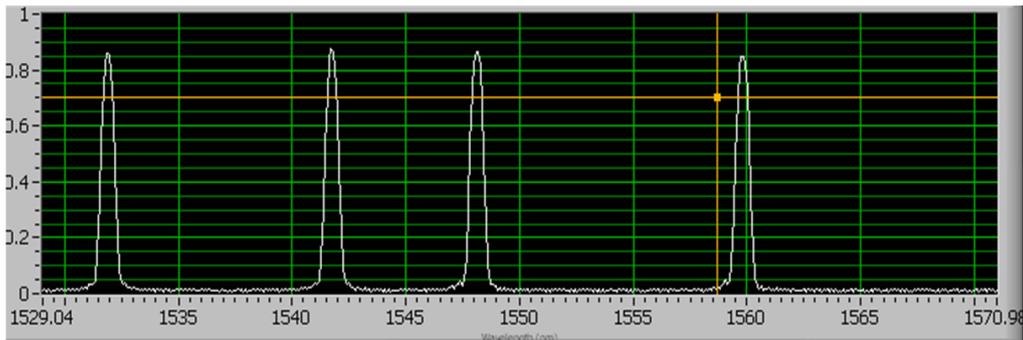


Figure 97 : Spectre brut des quatre canaux CSRZ simulés après insertion du diaphragme.

Nous vérifions sur la figure 97 que la résolution est suffisamment dégradée pour obtenir un pic par canal pour obtenir un signal exploitable pour la reconstruction gaussienne. La longueur d'onde centrale est correctement déterminée.

Cette sous-section a permis de démontrer la faisabilité de la méthode de la résolution adaptable pour appliquer la méthode de reconstruction gaussienne implantée dans l'OPM à des formats de modulation ayant des spectres larges par rapport à la résolution intrinsèque de l'OPM. Cependant le matériel utilisé ne permettait pas de faire varier précisément la résolution. Une solution serait d'utiliser un diaphragme automatique disposant de plusieurs ouvertures de sorte à pouvoir calibrer les pertes optiques en fonction de l'ouverture afin de remonter correctement aux puissances des canaux. Néanmoins, cette procédure demeure relativement lourde à mettre en place et surtout elle ne permet pas de prendre en compte un multiplex pour lequel l'encombrement spectral varierait d'un canal à l'autre. Ce problème pourrait être résolu en modifiant virtuellement la résolution par un traitement approprié des données brutes acquises par la barrette qui serait effectué uniquement pour les pixels correspondant aux canaux à spectre large.

6.3. Perspectives

Un élément fondamental de l'évolution des systèmes de transmissions optiques est l'utilisation de formats de modulation permettant une meilleure efficacité spectrale par rapport aux différents formats utilisés jusqu'à ces dernières années (Cf. Annexe 3). Les opérateurs notamment vont privilégier pour les systèmes à 40 Gbit/s par canal, puis à 100 Gbit/s des formats permettant de conserver l'espacement de 50 GHz utilisé pour les systèmes à 10 Gbit/s. Dans ces conditions le besoin de prendre en compte des signaux dont l'encombrement spectral est bien supérieur à la résolution de l'OPM perd de son importance. En particulier nous pouvons noter qu'un canal au format PolMux-DQPSK [115, 116] à 112 Gbit/s, a un spectre proche de celui d'un canal NRZ modulé à 40 Gbit/s (largeur spectrale d'environ 28 GHz). Les tests du prototype OPM effectués avant le début de ce travail de thèse sur la plateforme PERSYST ont montré que le système de reconstruction gaussienne permettait d'identifier un groupe de canaux modulés en NRZ à 40 Gbit/s espacés de 50 GHz, avec un écart de puissance pouvant atteindre 7 dB [111]. Ce résultat permet de penser que notre prototype devrait pouvoir fonctionner correctement en présence de canaux à 112 Gbit/s

au format Pol Mux DQPSK. Naturellement cette hypothèse devra être vérifiée expérimentalement.

Dans une perspective à plus long terme, l'hypothèse selon laquelle la fonction de transfert de l'OPM est, d'une part, suffisamment large pour assimiler le profil du spot dans le plan de la barrette à une gaussienne et, d'autre part, suffisamment étroite pour permettre de séparer deux canaux voisins, devra être remise en cause. En effet, pour augmenter l'efficacité spectrale globale, l'espacement entre les spectres de canaux voisins aura tendance à se réduire. Par ailleurs, pour des débits de 400 Gbit/s ou 1 Tbit/s avec l'utilisation de super-canaux [117], l'encombrement spectral des signaux (malgré l'utilisation de modulations à plus grand nombre d'états que dans les systèmes actuels), nécessitera de passer à une grille de multiplexage ayant, soit un pas fixe plus large que 50 GHz, soit un pas variable. Dans ce dernier cas, une connaissance par l'OPM de la grille de multiplexage utilisée à un instant donné pourrait être nécessaire pour le bon fonctionnement de celui-ci. Enfin, l'introduction de formats tels que l'OFDM [116, 118] optique devrait également avoir un impact important sur le traitement des données issues de la barrette de photodétecteurs. En effet, un canal OFDM a un spectre d'allure rectangulaire. L'assimilation de cette forme à une gaussienne n'est donc pas pertinente, au même titre que l'identification de la longueur d'onde d'un canal par recherche d'un maximum. Le traitement des données en présence d'un multiplex de canaux OFDM devrait au contraire passer par la recherche de minima de puissance pour délimiter les différents canaux.

Chapitre 7. Conclusion et perspectives

7.1. Conclusion

L'OSNR est un paramètre clé pour estimer la qualité des signaux numériques qui est normalement mesurée par le taux d'erreurs binaire. L'évolution de l'architecture des réseaux optiques vers les réseaux transparents fait qu'il est plus difficile d'effectuer des mesures de BER en des points intermédiaires du réseau puisque les signaux restent sous forme optique. La mesure de l'OSNR hors-bande par la méthode de l'interpolation linéaire peut être employée dans le cas de réseaux statiques où le bruit au voisinage des canaux est représentatif de celui présent au sein de ces derniers. Cependant, cette méthode présente des limitations dans les réseaux de nouvelle génération à base de ROADM. Il devient alors nécessaire de recourir à des techniques de mesure de l'OSNR intra-bande. La méthode d'extinction de polarisation représente un moyen efficace pour mesurer le bruit au sein des canaux.

Plusieurs variantes de cette méthode existent et nous avons choisi celle faisant appel à l'utilisation d'un contrôleur de polarisation et d'un polariseur linéaire du fait qu'elle s'adaptait bien à notre prototype OPM. La particularité de notre prototype OPM, comparé aux appareils commerciaux effectuant les mesures d'OSNR intra-bande tels que l'OSA double port, est qu'il utilise une seule barrette de photodétecteurs, d'où un gain en coût et en encombrement.

Nous avons établi le lien entre les caractéristiques du contrôleur de polarisation et du polariseur linéaire et la valeur maximale d'OSNR pouvant être mesurée, pour une précision donnée. Les paramètres clé du modèle sont le taux d'extinction du polariseur linéaire et le contraste du contrôleur de polarisation. Ce dernier paramètre peut être vu comme un taux d'extinction apparent qui traduit le fait qu'en général le contrôleur de polarisation ne permet pas de transformer un SOP incident quelconque en un SOP exactement aligné ou orthogonal à l'axe du polariseur linéaire. Pour un taux d'extinction du polariseur linéaire égal à 40 dB, il est nécessaire d'atteindre un contraste de 29,3 dB pour mesurer un OSNR de 20 dB/0,1nm avec une précision de 0,5 dB. Le modèle précédent permet d'établir une relation entre le temps de mesure de l'OSNR, la précision et la période d'acquisition de la barrette de photodiodes, dans l'hypothèse d'un balayage uniforme de la sphère de Poincaré par le contrôleur de polarisation.

Nous avons évalué par simulation en utilisant le formalisme de Jones la validité de cette hypothèse de balayage uniforme pour deux structures de contrôleurs de polarisation. La première structure reproduit le contrôleur utilisé dans les expériences tandis que les possibilités offertes par la deuxième (composé d'une lame demi-onde suivi d'une lame quart d'onde), qui comporte moins de degrés de liberté, peuvent être explorées systématiquement. Pour les deux structures de contrôleurs simulées, le balayage est moins uniforme et le contraste est inférieur lorsque la rotation des lames est alternée. Les simulations ont également montré que la valeur de contraste la moins élevée pour un ensemble d'états de

polarisation initiaux varie également en fonction de la position initiale des lames par rapport à l'axe du polariseur linéaire. Avec un contrôleur à deux lames tournant indéfiniment, on peut obtenir des valeurs de contraste relativement proche de l'estimation (écart de 4 ou 5 dB) pour un balayage uniforme.

Nous avons obtenu une précision de mesure de l'OSNR de l'ordre de 0,5 dB pour des valeurs d'OSNR allant jusqu'à 18 dB/0,1 nm. Cette valeur correspond à un contraste de 26,7 dB, compatible avec les résultats de simulation. Des mesures plus systématiques en fonction des conditions initiales des états de polarisation seraient nécessaires pour confirmer l'accord entre résultats de simulations et données expérimentales. Malheureusement, du fait de la faible dynamique de la barrette de photodétecteurs nous n'avons pas pu effectuer de mesures pour des valeurs d'OSNR plus grandes. Le temps de mesure, 34 secondes pour un multiplex de 8 canaux, est meilleur que celui obtenu avec des appareils commerciaux. Le caractère parallèle de notre méthode rend ce temps de mesure indépendant du nombre de canaux à surveiller. Il existe des méthodes utilisant un algorithme accélérant la convergence du SOP en sortie du contrôleur de polarisation, pouvant mesurer l'OSNR d'un canal unique en 0,4 seconde avec une précision de 0,7 dB. Pour un multiplex WDM de 40 canaux, on peut ainsi estimer une durée globale, sous réserve que le temps nécessaire pour passer d'un canal à un autre soit négligeable, de 16 secondes. Toutefois, il faut souligner que les performances du prototype sont susceptibles d'être améliorées. Tout d'abord, l'écart entre le temps de balayage de la caméra linéaire (5,8 ms) et le temps d'acquisition global des valeurs mesurées par la barrette (17 ms) doit pouvoir être réduit en optimisant les plateformes logicielle et matérielle. Si de plus on utilise des caméras ayant des temps de balayage de l'ordre de la milliseconde, il pourrait être possible d'effectuer des mesures parallèles de l'OSNR intra-bande en moins de 3 secondes, proche des valeurs acceptables pour la supervision en temps réel du paramètre OSNR.

Ces mesures d'OSNR intra-bande ont été réalisées avec des sources non-modulées., pour lesquelles le profil spectral dans le plan de la barrette peut être assimilé à une gaussienne. La validité de cette hypothèse est maintenue pour des sources modulées à spectre étroit devant la largeur de la fonction de transfert à mi-hauteur de l'OPM (environ 25 GHz). Dans le cas contraire, la relation entre les tensions mesurées par la barrette et la puissance du canal dépend du format de modulation. Le processus de reconstruction des canaux par assimilation à une gaussienne peut être mis en défaut. Nous avons confirmé ce phénomène en présence de spectre de canaux émulant ceux de canaux modulés à 40 Gbit/s aux formats RZ-33% et CSRZ. La modification de la résolution du prototype permet de s'en affranchir. L'utilisation de nouveaux formats de modulation à faible encombrement spectral rend ce problème moins critique à court terme ; cependant, la recherche d'une augmentation de l'efficacité spectrale globale avec un resserrement entre canaux pourrait à terme définitivement remettre en cause l'assimilation des spots détectés sur la barrette à des gaussiennes. C'est particulièrement le cas pour les formats OFDM. Par ailleurs, l'utilisation de plus en plus fréquente de formats utilisant deux états de polarisation du signal optique impose de faire évoluer l'architecture optique de l'OPM pour mesurer l'OSNR intra-bande.

Une solution pour tenir compte des variations de puissance liée à la position du spot par rapport aux pixels de la barrette est en passe d'être intégrée dans le code LabVIEWTM utilisé pour calculer les valeurs d'OSNR intra-bande. Le prototype, muni de ce nouveau code devrait être prochainement interfacé avec un gestionnaire d'une maquette de réseau test à Orange Labs.

7.2. Perspectives

Le travail présenté dans ce mémoire pourrait être prolongé dans plusieurs directions. Une première problématique porte sur l'intérêt même de la fonction OPM dans les futurs réseaux optiques dans la mesure où la puissance sans cesse accrue des traitements numériques dans les récepteurs permet d'une part de réduire les effets des défauts du canal optique (en particulier la dispersion chromatique et la PMD) et d'autre part d'extraire des informations sur le niveau de ces défauts. Les récepteurs modernes ont ainsi tendance, soit à rendre les fonctions d'OPM moins nécessaires, soit à les prendre en charge. Toutefois dans les réseaux optiques transparents, il y a clairement un intérêt à disposer d'informations sur la qualité des signaux optiques en des points intermédiaires. En particulier, la connaissance de l'OSNR restera particulièrement intéressante, notamment parce que l'accroissement du nombre d'états des formats de modulation exigera un OSNR plus élevé. Des études technico-économiques sont à mener pour comparer des solutions impliquant le recours à des transpondeurs dédiés au monitoring dans des points intermédiaires avec des approches à base d'OPM, séquentielle (canal par canal) ou parallèle (l'ensemble des canaux).

La vitesse de la méthode parallèle de mesure de l'OSNR intra-bande est limitée par le temps de balayage de la barrette de photodétecteurs. En principe, il serait possible de renoncer à utiliser une barrette de photodétecteurs (par exemple en la remplaçant par une barrette de fibres optiques suivie de détecteurs séparés), mais cela semble économiquement peu réaliste. Nous avons déjà indiqué qu'il existait une marge de progression appréciable pour cette vitesse de mesure simplement en utilisant des composants plus rapides. Des pistes complémentaires pourraient être explorées, toutes basées sur l'introduction d'une contre-réaction entre l'acquisition des données et la commande du contrôleur de polarisation. L'algorithme mis en place [103] pour accélérer la convergence du contrôleur de polarisation dans le cas d'un canal unique ne peut pas être utilisé directement ; une adaptation de cet algorithme où la convergence du CP serait accélérée pour le canal de plus faible puissance initiale, puis une fois un minimum obtenu, pour le canal de plus faible puissance à ce moment, et ainsi de suite pourrait être étudiée. Une autre piste déjà mentionnée consiste à contrôler les conditions initiales au début de chaque acquisition, ce qui permettrait d'améliorer le contraste (et donc le temps de mesure pour un contraste donné).

Un troisième axe pour des études futures consisterait à rendre l'OPM avec lequel nous avons travaillé compatible avec les formats de modulation des futurs systèmes de transmission optique : prise en compte du multiplexage en polarisation, utilisation

d'algorithmes de reconnaissance des canaux et de mesure de leur puissance indépendants de leur format de modulation.

En revanche, la méthode de mesure de l'OSNR intra-bande par annulation de polarisation mise en œuvre dans les chapitres précédents ne peut être utilisée telle quelle avec des canaux PolMux-QPSK, puisque ce format utilise des états orthogonaux de polarisation. Ce type de format de modulation n'a pas été pris en compte lorsqu'on a entamé l'étude sur la mesure de l'OSNR intra-bande avec le prototype OPM. Nous avons regardé en fin de la thèse les possibilités d'adapter le prototype pour se faire. La seule solution qui paraît envisageable pour discriminer le bruit ASE et le signal PolMux consiste à exploiter la différence de cohérence temporelle entre le signal et le bruit avec un montage interférométrique [119]. Dans ce cas, il n'est plus possible d'effectuer des mesures en parallèle de l'OSNR puisque chaque canal doit être filtré avant d'atteindre l'interféromètre.

Enfin, il serait intéressant d'améliorer la robustesse de la mesure d'OSNR intra-bande vis-à-vis de la PMD. Nos mesures d'OSNR intra-bande ont été effectuées en l'absence de PMD. Or, la version de base de la technique d'extinction de polarisation que nous avons utilisée est sensible à ce phénomène. Des solutions existent pour réduire cette sensibilité mais leur mise en œuvre dans un système de mesure en parallèle nécessiterait une étude particulière.

Annexe 1 : Reconstruction de canaux

Cette annexe détaille les méthodes utilisées pour la reconstruction du profil spectral des canaux à partir de données brutes issues de la barrette de photodiodes. La méthode d'interpolation de Lagrange est utilisée pour reconstruire individuellement les canaux. Cependant, afin de limiter l'influence des canaux voisins, une méthode collective de reconstruction de profil a également été mise en place. Ces travaux ont été entrepris avant le début de la thèse dans le cadre de projets d'élèves de l'ENIB et de Télécom Bretagne.

A1.1. Implémentation d'un algorithme de reconstruction individuelle

La méthode d'interpolation de Lagrange permet, à partir des informations recueillies sur la barrette du prototype OPM, de reconstruire de manière individuelle des gaussiennes théoriques afin de retrouver les valeurs de l'amplitude, de la position et de la largeur spectrale des canaux.

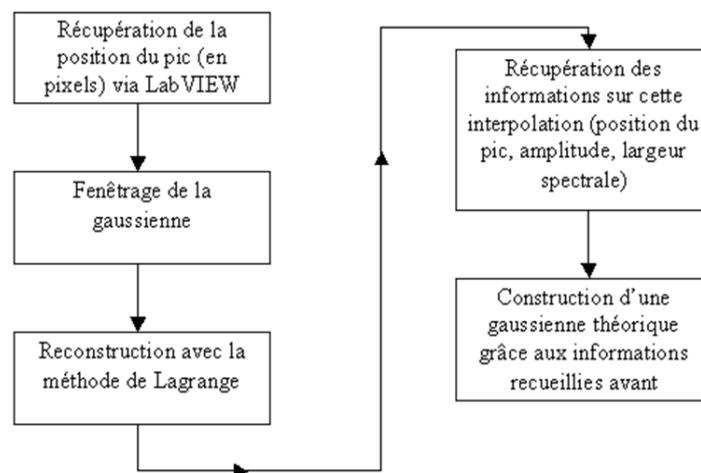


Figure A1. 1 : Organigramme de l'application de la méthode d'interpolation de Lagrange pour la reconstruction individuelle des canaux.

L'organigramme de la méthode d'interpolation de Lagrange est donné dans la figure A1.1 Dans un premier temps, le ou les maxima locaux sont localisés à partir des données recueillies sur la barrette. Leur position en numéro de pixel sert ensuite au positionnement des fenêtrages opérés autour de chaque canal. Les données brutes acquises autour de chaque maximum sont interpolées par la méthode de Lagrange pour fournir des informations sur la forme gaussienne des signaux (amplitude, largeur à mi-hauteur et position du pic sur la barrette).

La méthode d'interpolation de Lagrange s'apparente à celle des moindres carrés, c'est-à-dire qu'on cherche une fonction, plus précisément un polynôme, passant par les points de la fonction à interpoler. Par exemple, connaissant les valeurs $y_i=f(x_i)$ aux points x_i , on construit un polynôme $P(x)$ passant par ces points. Le polynôme $P(x)$ approxime

suffisamment bien la fonction $f(x)$ pour qu'on puisse calculer la valeur de la fonction pour n'importe quel x . Cette méthode passe exactement par les points qu'on cherche à approximer, et à l'aide de $(n+1)$ points on construit un polynôme de Lagrange de degré n .

Afin de valider cette méthode d'interpolation, plusieurs cas de figure selon que le spot soit centré sur un, deux pixels ou entre deux pixels ont été étudiés.

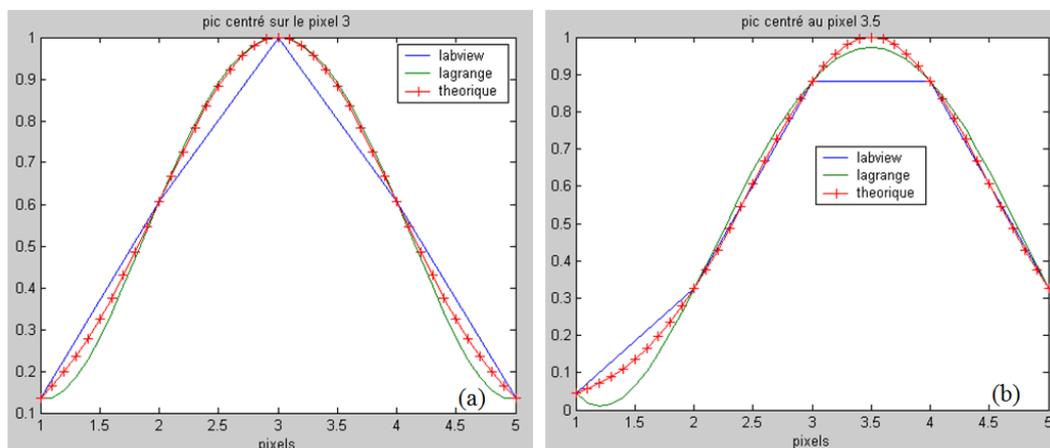


Figure A1. 2 : Interpolation du profil centré sur un pixel (a) et entre deux pixels (b).

Sur la figure A1.2(a), le spot est centré sur un pixel. Les valeurs normalisées de tension mesurées sur les pixels permettent de tracer l'allure du profil sous Matlab. Avec un échantillonnage plus fin, une gaussienne théorique est construite (courbe '+'). La méthode de Lagrange est appliquée à la première courbe et permet de reproduire fidèlement la gaussienne théorique avec cependant un faible décrochement sur les bords. Sur la figure A1.2(b), le spot est centré sur deux pixels. La méthode d'interpolation de Lagrange arrive encore à reproduire correctement la gaussienne théorique avec toutefois une erreur sur l'amplitude du pic de 2% (0,088 dB), ce qui reste très acceptable.

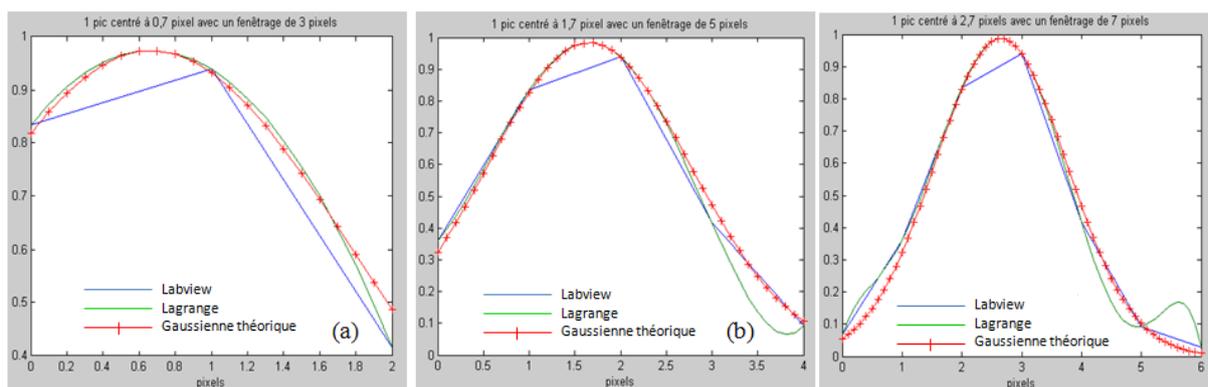


Figure A1. 3 : Choix de la taille de fenêtrage pour l'interpolation de Lagrange : 1 pixel (a), 2 pixels (b) ou 3 pixels (c) de chaque côté du maximum local.

Il est important de souligner que les cas précédents sont relativement rares, car en général le spot est centré entre deux pixels. Le profil affiché à partir des données brutes n'est donc pas symétrique. La figure A1.3 illustre la reconstruction de Lagrange appliquée aux cas où le spot est décentré de manière quelconque. Les résultats sont également présentés pour plusieurs tailles de fenêtrage (3, 5 et 7 pixels) afin de justifier la taille de ce dernier.

L'interpolation de Lagrange devient de plus en plus fidèle au profil obtenu à partir des données brutes lorsque la taille du fenêtrage augmente. Cependant les effets de bord deviennent importants pour un fenêtrage de 7 pixels (le polynôme de Lagrange a dans ce cas un ordre plus élevé) et doivent être limités car leur ampleur risque de fausser les mesures notamment celle de la largeur spectrale. Un bon compromis entre l'estimation du maximum (et sa position) et la détérioration du signal reconstruit sur les bords conduit au choix optimal de 5 pixels. Néanmoins, cette valeur dépend du profil des spots sur la barrette et donc des performances du cœur optique de l'OPM.

A1.2. Implémentation d'un algorithme de reconstruction collective

Une méthode de reconstruction collective est nécessaire pour estimer les paramètres des différents canaux lors de possible recouvrement entre canaux voisins. Ce dernier se traduit concrètement par un déplacement et un élargissement du pic associé au canal. Il est donc inexact de déterminer les paramètres d'un canal en ne considérant que le pic associé à ce canal. Les paramètres des canaux sont alors déterminés par un traitement de groupe sur un groupe de pics en interaction les uns avec les autres.

Pour déterminer les paramètres du modèle théorique, le problème de la reconstruction collective a été reposé sous forme de problème d'optimisation non linéaire. Mathématiquement parlant, un problème d'optimisation est un problème de minimisation ou de maximisation de fonction sur un ensemble donné. Le but recherché est d'arriver à superposer à un groupe de pics (correspondant aux données expérimentales en sortie de l'OPM) une somme de gaussiennes (correspondant au modèle théorique adopté pour la reconstruction) et à déterminer les paramètres des gaussiennes de façon à ce que l'erreur quadratique moyenne entre le modèle théorique et les données expérimentales soit la plus faible possible.

L'algorithme d'optimisation choisi est celui de Levenberg-Marquardt qui permet d'apporter une solution numérique à un problème de minimisation d'une fonction non-linéaire. Il est utilisé pour résoudre des problèmes de régression linéaire au sens des moindres carrés.

Une initialisation de l'algorithme est nécessaire. Cette initialisation consiste à déterminer, dans le cas de N gaussiennes, $3N$ paramètres de départ (Trois paramètres par gaussienne) : la position, m_j , des gaussiennes est d'abord déterminée, puis leur amplitude, A_j et finalement leur variance, var_j . m_j est obtenu par une simple recherche du maximum sur les données expérimentales après interpolation. La recherche des maxima est réalisée à partir d'une recherche linéaire qui consiste à regarder le signe du gradient. Dès que ce dernier change de signe, la présence d'un maximum est déduite. La première estimation de la variance des gaussiennes lors de l'initialisation se fait en évaluant la largeur à mi-hauteur. Il peut être utile de mesurer la largeur à proximité du sommet de la gaussienne si celle-ci subit

l'influence de gaussiennes voisines. Dans ce cas, il est mieux d'estimer la variance à partir de la largeur à $0.7 \times$ hauteur.

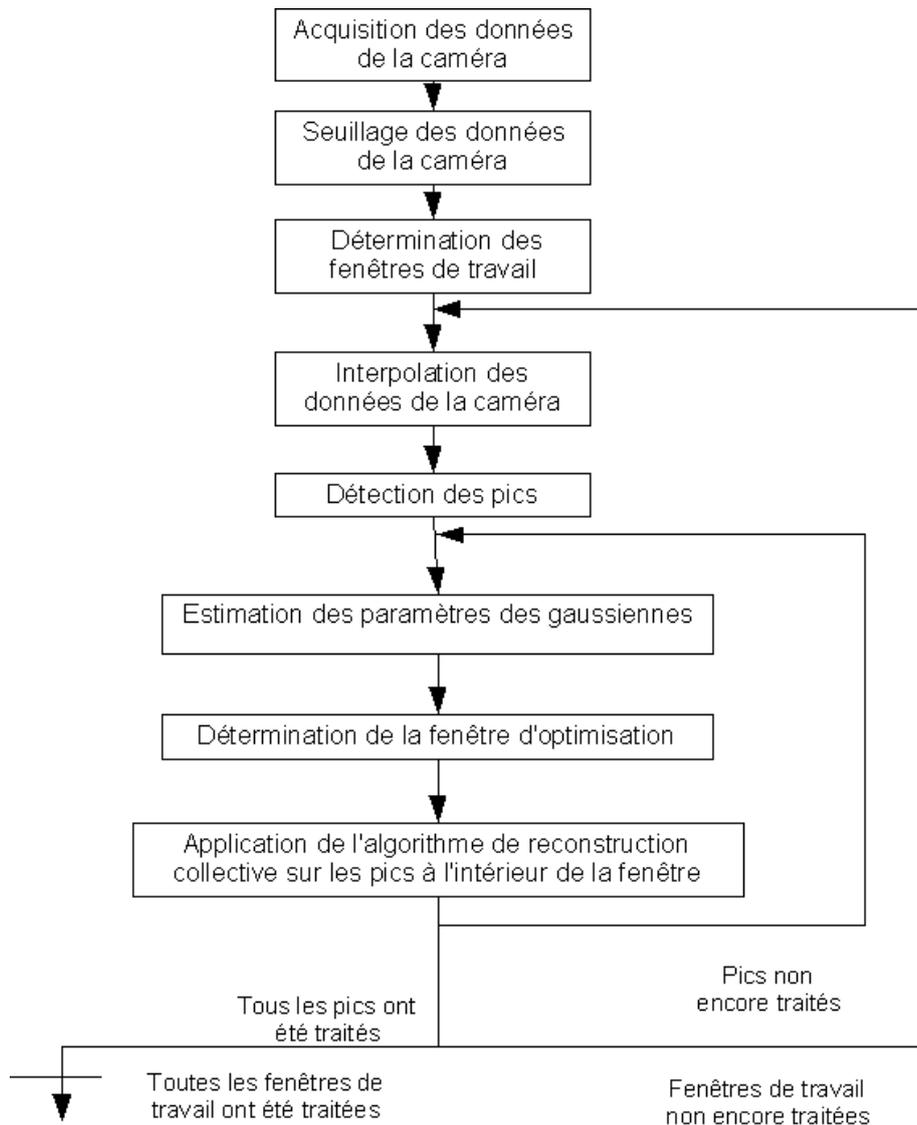


Figure A1. 4 : Organigramme de la méthode de reconstruction collective.

La figure A1.4 décrit l'organigramme de l'application de la méthode de reconstruction collective. Les données expérimentales (valeurs des 512 détecteurs de la barrette) sont en premier lieu seuillées afin de déterminer les fenêtres de travail. Ces dernières représentent les intervalles de la barrette dans lesquels les valeurs détectées sont supérieures au seuil du bruit. Les pixels contenus à l'intérieur de chacune des fenêtres sont ensuite interpolés en utilisant des splines cubiques.

L'étape suivante consiste à déterminer les paramètres pour l'initialisation de l'algorithme de Levenberg-Marquardt. La position de chaque pic, leur puissance et finalement leur largeur sont estimées.

La dernière étape consiste à appliquer la méthode de reconstruction collective. L'interpolation est faite par splines cubiques dont les avantages par rapport à la méthode de Lagrange sont une complexité polynomiale moindre (polynôme de degré 3 pour les splines

cubiques et somme de N polynômes de degré N pour Lagrange – avec N le nombre de points à interpoler) et un effet d'oscillation sur les bords moins important.

A priori, le principe de la reconstruction collective implique de prendre en compte tous les pics d'un seul coup. Toutefois, il est évident que deux pics éloignés n'ont pratiquement aucune influence l'un sur l'autre. Il est donc superflu et inutilement coûteux en termes de temps de calcul de prendre en compte les pics éloignés dans l'algorithme de reconstruction collective. La méthode est optimisée en utilisant un système de fenêtre glissante. Pour un pic quelconque, une fenêtre est glissée le long de la barrette en réglant sa largeur de façon à ce qu'elle ne contienne que les pics qui ont une influence sur ce pic. Cette largeur est déterminée dynamiquement à chaque nouvelle itération. L'algorithme de reconstruction collective est ensuite appliqué sur les pics à l'intérieur de la fenêtre glissante.

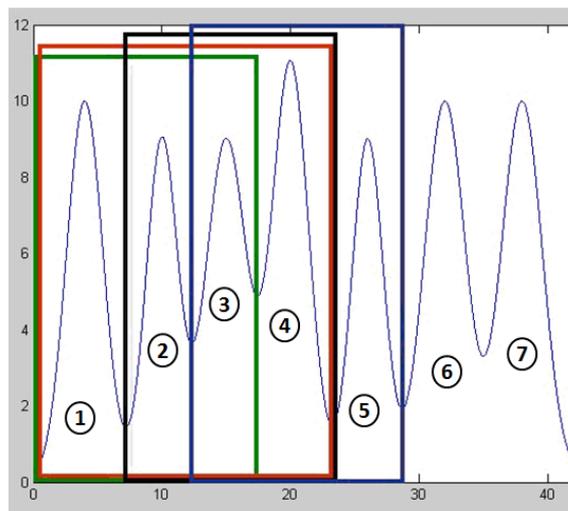


Figure A1. 5 : Fenêtres glissantes pour l'algorithme de reconstruction collective.

La figure A1.5 illustre le système de fenêtre glissante utilisé. Dans le cas du pic 1, la fenêtre verte est choisie où le pic ne subit que l'influence des pics 2 et 3. Dans le cas du pic 2, la fenêtre rouge est identifiée. Le pic 2 ne subit que l'influence des pics 1,3 et 4.

Annexe 2 : Relation entre position sur la sphère de Poincaré et contraste d'un contrôleur de polarisation

Nous considérons le système constitué d'un contrôleur de polarisation suivi d'un polariseur linéaire (Cf. chapitre 4).

A la sortie du contrôleur de polarisation, l'état de polarisation peut être décrit par le vecteur de Jones [120]. Le champ électrique s'écrit sous la forme :

$$E = \begin{pmatrix} E_x \\ E_y \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos \psi \\ e^{i\Omega} \sin \psi \end{pmatrix}$$

où l'angle ψ définit l'orientation du champ électrique par rapport à l'axe x et l'angle Ω est la différence de phase entre les composantes E_x et E_y .

Pour une polarisation rectiligne, $\Omega = 0$. La puissance en sortie d'un polariseur linéaire idéal placé selon l'axe y est alors de $P_{\text{sig}} \cdot \sin^2 \psi = P_{\text{sig}} / \zeta$, d'où :

$$\sin^2 \psi = \frac{1}{\zeta}$$

où ζ est le contraste du contrôleur de polarisation défini dans le chapitre 4.

Le champ électrique E décrit une ellipse qui est définie par l'ellipticité ε , l'azimut θ , et l'angle ψ (figure A2.1). De plus, le sens de rotation est donné par le signe de l'angle Ω .

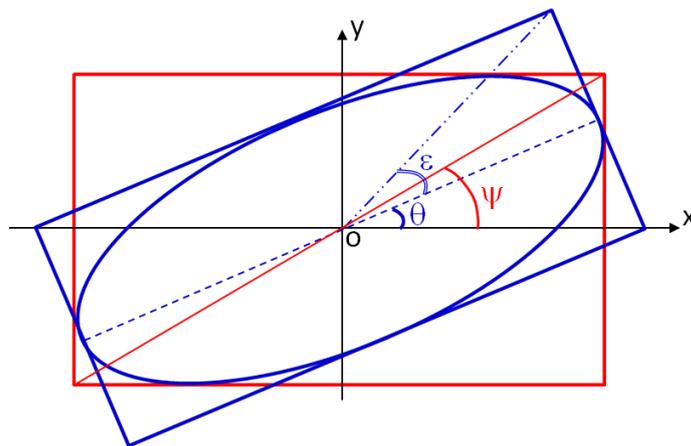


Figure A2. 1 : Ellipse de polarisation d'azimut θ et d'ellipticité ε .

En considérant les angles 2θ et 2ε comme les angles polaires dans un trièdre $OS_1S_2S_3$, l'état de polarisation caractérisé par θ et ε est représenté par un point sur la sphère de Poincaré de rayon d'unité (figure A2.2). Les paramètres S_1 , S_2 et S_3 sont les composantes du vecteur de Stokes défini par :

$$S = \begin{pmatrix} S_0 \\ S_1 \\ S_2 \\ S_3 \end{pmatrix}$$

où S_0 représente l'intensité totale, S_1 correspond à la différence des intensités entre la polarisation horizontale et la polarisation verticale, S_2 se rapporte à la différence entre les polarisations rectilignes orientées à 45° et -45° et S_3 se réfère à la différence des intensités entre les polarisations circulaires gauche et droite [121].

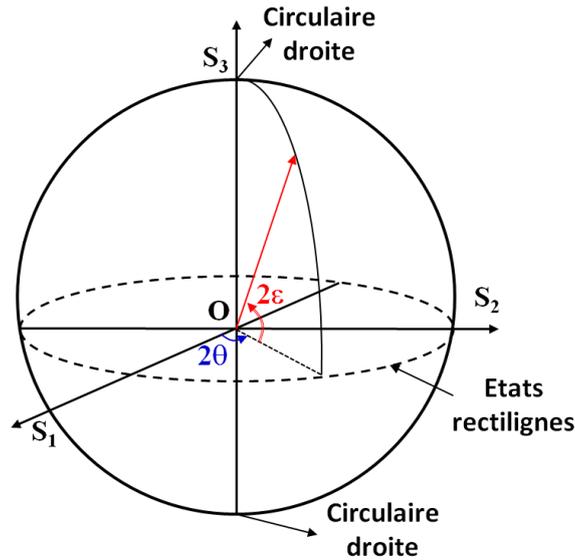


Figure A2. 2 : Représentation des états de polarisation sur la sphère de Poincaré.

En normalisant les paramètres du vecteur de Stokes, ce dernier s'écrit :

$$S = \begin{pmatrix} \frac{S_0}{S_0} \\ \frac{S_1}{S_0} \\ \frac{S_2}{S_0} \\ \frac{S_3}{S_0} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 \\ \cos 2\theta \cos 2\varepsilon \\ \sin 2\theta \cos 2\varepsilon \\ \sin 2\varepsilon \end{pmatrix}$$

Les relations de passage entre les vecteur de Stokes et de Jones sont les suivantes [122] :

$$\begin{aligned} \cos 2\theta \cos 2\varepsilon &= \cos 2\psi \\ \sin 2\theta \cos 2\varepsilon &= \sin 2\psi \cos \Omega \\ \sin 2\varepsilon &= \sin 2\psi \sin \Omega \end{aligned}$$

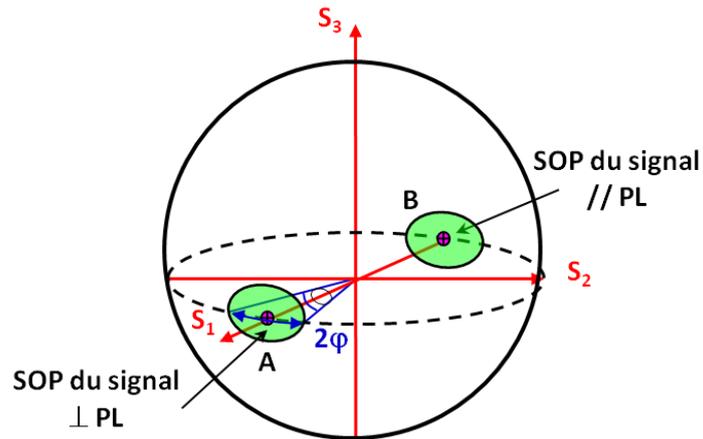


Figure A2. 3 : Calotte sphérique définie par le demi-angle au sommet φ .

Considérons un point situé sur le bord de la calotte sphérique qui englobe l'état de polarisation orthogonal à l'axe du polariseur linéaire en faisant avec celui-ci un angle φ (figure A2.3). Ce point a pour coordonnées selon l'axe S_1 $\cos\varphi$. Par conséquent, $\cos\varphi = \cos 2\psi$ et donc, $\sin^2(\varphi/2) = \sin^2(\psi) = 1/\zeta$.

Annexe 3 : Formats de modulation

Cette annexe présente une synthèse des principaux formats de modulation susceptibles d'être utilisés pour les différents d'un système de transmission WDM, en mettant l'accent sur le spectre d'un signal modulé selon ces formats. La connaissance de ce contexte est importante pour déterminer les caractéristiques souhaitables des OPM présents et futurs, en particulier leur résolution spectrale, la nature du traitement nécessaire pour remonter aux principaux paramètres du signal comme sa longueur centrale et sa puissance.

Depuis plusieurs années, les formats de modulation utilisés en télécommunications optiques connaissent de profondes évolutions.

Jusqu'à qu'en 2007 la totalité des systèmes commerciaux utilisaient une modulation binaire en amplitude (format du type OOK) et, dans la plupart des cas, un format de modulation du type NRZ avec un débit de 2,5 Gbit/s ou 10 Gbit/s. Ce format NRZ s'était imposé grâce à sa simplicité de mise en œuvre (un seul modulateur externe) et son faible encombrement spectral : la bande spectrale utilisée (GHz) \approx 0,7 débit (Gbit/s). Sa plus grande sensibilité aux effets non linéaires (par rapport à d'autres formats moins compacts spectralement), ne l'a pas en pratique pénalisé, notamment parce que l'usage des codes correcteurs d'erreurs (FEC) s'est répandu dans tous les systèmes de transmission terrestres. Lorsqu'à partir de la fin des années 90, les laboratoires des équipementiers ont commencé à travailler sur la génération de systèmes à 40 Gbit/s, prévue pour succéder aux systèmes 10 Gbit/s NRZ, leurs recherches ont continué à se placer dans le cadre d'une modulation OOK, par contre le choix du format de modulation a donné lieu à beaucoup de travaux.

En effet, lorsque le débit passe de 10 à 40 Gbit/s :

- la puissance crête transportée dans la fibre augmente (d'un facteur 4 pour une même puissance moyenne/temps bit), ce qui augmente les effets non linéaires lors de la propagation ;
- la dispersion chromatique joue un rôle plus important de fait de l'élargissement du spectre de chaque canal ;
- on souhaite que le passage de 10 à 40 Gbit/s se traduise par une meilleure efficacité spectrale du multiplex WDM (par exemple passer d'un système à 10 Gbit/s au pas de 50 GHz à 40 Gbit/s au pas de 100 GHz, voire 50 GHz).

Ainsi les équipementiers recherchent des formats permettant un bon compromis entre densité de puissance et encombrement spectral. Il n'y a pas de solution simple à cette question car il y a beaucoup d'effets non linéaires qui interviennent et beaucoup de paramètres pour définir l'ingénierie d'un système de transmission optique.

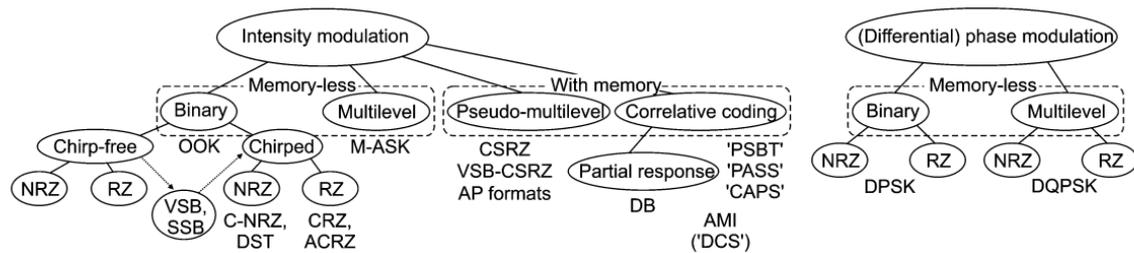


Fig. 1. Classification of the most important intensity and phase modulation formats discussed in optical communications today. (N)RZ: (non)return to zero; VSB: vestigial sideband; SSB: single sideband; OOK: on/off keying; C-NRZ: chirped NRZ; DST: dispersion-supported transmission; (A)CRZ: (alternate) chirped RZ; CSRZ: carrier-suppressed RZ; AP: alternate phase; DB: duobinary; PSBT: phase-shaped binary transmission; PASS: phased amplitude-shift signaling; CAPS: combined amplitude phase-shift coding; AMI: alternate-mark inversion; DCS: DB carrier suppressed; M-ASK: multilevel amplitude-shift keying; DPSK: differential phase-shift keying; DQPSK: differential quadrature phase-shift keying.

Figure A3. 1 : Classification des principaux formats de modulation utilisés en communications optiques [123].

Dans ces conditions, de nombreux formats de modulation avancés ont été étudiés pour les applications à 40 Gbit/s. Une classification des principaux formats de modulation est donnée dans la figure A3.1 .

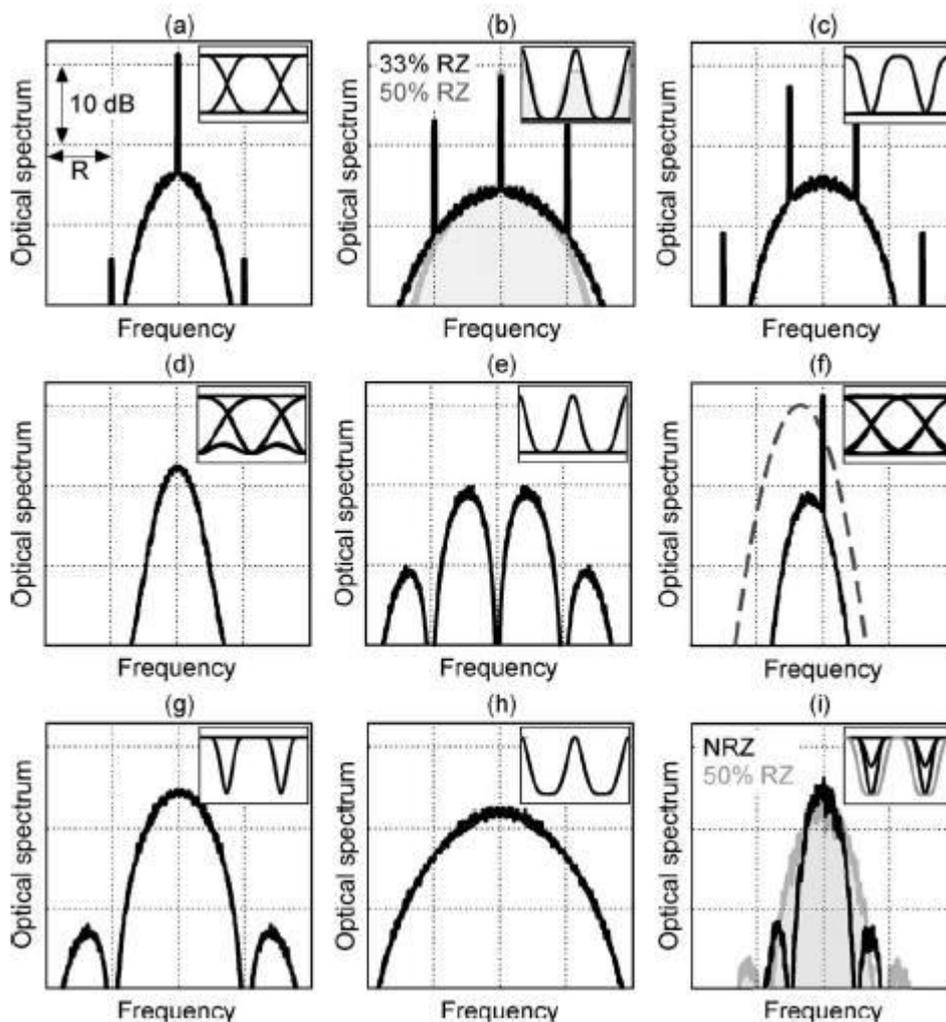


Figure A3. 2 : Spectre de différents formats de modulation étudiés pour les systèmes à 40 Gbit/s [123].

La figure A3.2, tirée de [123], illustre le spectre des principaux formats de modulation qui ont été envisagés lors des premiers développements de systèmes à 40 Gbit/s par canal :

NRZ-OOK, RZ-OOK, CSRZ-OOK, DB, RZ-AMI, VSB-NRZ-OOK (modulation d'amplitude), NRZ-DPSK, RZ-DPSK et DQPSK (modulation de phase différentielle).

Les développements récents des transmissions optiques sont marqués par un fort regain d'intérêt pour les techniques de détections cohérentes, dont l'étude avait été abandonnée au début des années 90 suite à l'apparition des amplificateurs optiques à fibre. Les techniques mises au point ces dernières années bénéficient des progrès de l'intégration optoélectronique et de ceux de l'électronique qui permet d'implanter dans les récepteurs optiques des algorithmes capables de relaxer certaines spécifications des composants optiques (par exemple la stabilité en fréquence des sources) et de compenser a posteriori les dégradations résultants de défauts de propagation tels que la dispersion chromatique ou la PMD.

Ces progrès ouvrent la voie vers l'utilisation de modulations à plusieurs états, permettant d'augmenter l'efficacité spectrale des systèmes de transmission optiques. Une première a été franchie avec le développement des systèmes à 40 Gbit/s par canal au format « Pol Mux DQPSK » qui permettent d'atteindre 4 bits/Symbole binaire (en tenant compte du multiplexage en polarisation). Avec ce format, qui a marqué une étape important dans l'évolution des systèmes à 40 Gbit/s, l'encombrement spectral du canal et la forme générale du spectre sont proches de ceux d'un canal « classique » à 10 Gbit/s au format NRZ.

L'étape suivante porte sur le développement de système permettant de transporter des flux 100 GigaEthernet, soit un débit compte tenu des encapsulations définies en normalisation, de 112 Gbit/s. Le format PolMux DQPSK permet de travailler à 28GBaud/s. Cette valeur devrait être compatible avec le peigne ITU au pas de 50 GHz. Au-delà (400Gbit/s, 1 Tbit/s,...), il est probable que les systèmes bénéficieront de formats de modulation à meilleure efficacité spectrale (par exemple 16 QAM (Quadrature Amplitude Modulation : Modulation de deux porteuses en quadrature) ou plus) mais l'encombrement spectral de ces canaux ne sera pas compatible avec un espacement de 50 GHz entre canaux voisins. Cette évolution, ainsi que la probable cohabitation dans une même fibre de canaux ayant des débits ou des formats différents a conduit de nombreux laboratoires à étudier l'intérêt d'un multiplexage optique flexible en longueur d'onde (i.e. sans grille de référence ou avec une grille beaucoup plus étroite que la plupart des canaux).

Tous les formats de modulation mentionnés ci-dessus sont des formats mono-porteuse. Depuis quelques années, plusieurs équipes s'intéressent à des formats multi-porteuses, au premier rang des quels figure l'OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing). Ce format, bien connu dans le domaine de la radio et les transmissions sur support de Cuivre, tire partie de l'orthogonalité de sous-porteuses séparées d'un écart en fréquence égal à l'inverse d'un temps symbole. Compte tenu de la bande étroite de chaque sous-porteuse, celle-ci n'est pratiquement pas affectée par la dispersion chromatique ou la PMD. Le développement de l'OFDM optique impose des exigences sur les sous-ensembles électroniques qui font que, au moins pour le moment, il n'a pas encore été déployé. Néanmoins les performances en laboratoire de ces systèmes ont beaucoup progressé ces

dernières années. Le spectre d'un canal OFDM a en première approximation une allure rectangulaire, ressemblant ainsi à du bruit blanc dans la bande occupée par le canal.

Annexe 4 : Mesures d'OSNR intra-bande - codes Matlab et LabVIEW™

A4.1. Codes Matlab pour ensemble d'un contrôleur de polarisation à base de quatre lames quart d'onde et d'un polariseur linéaire

```
close all;
clear all;

A=NaN*zeros(1,100000);
B=NaN*zeros(1,100000);
C=NaN*zeros(1,100000);
D=NaN*zeros(1,100000);

A2 = [];
B2 = [];
f=1;

for m = 0:1:8
    for n = 0:1:8
        x = 1;
        y = 1;
        TOT=[];

        MIN_val=NaN*zeros(1,100000);
        MIN_ind=NaN*zeros(1,100000);
        MAX_val=NaN*zeros(1,100000);
        MAX_ind=NaN*zeros(1,100000);

        omega1 = 2*pi;
        omega2 = (0.56)*omega1;
        omega3 = (0.36)*omega1;
        omega4 = (0.30)*omega1;

        theta1 = 0;
        theta2 = 0;
        theta3 = 0;
        theta4 = 0;

        kappa = 10*pi/20;

        for t = 0:0.001:50
            %d = t;
            %M = (floor(t/d)*d);

            alpha_cont1 = (omega1*t + theta1)*(-1)^(floor((omega1*t +
            theta1)/pi));
```

```

alpha_cont2 = (omega2*t + theta2)*(-1)^(floor((omega2*t +
theta2)/pi));
alpha_cont3 = (omega3*t + theta3)*(-1)^(floor((omega3*t +
theta3)/pi));
alpha_cont4 = (omega4*t + theta4)*(-1)^(floor((omega4*t +
theta4)/pi));
%*(-1)^(floor((omega1*t + theta1)/pi))
%*(-1)^(floor((omega2*t + theta2)/pi))
%*(-1)^(floor((omega3*t + theta3)/pi))
%*(-1)^(floor((omega4*t + theta4)/pi))
alpha1 = alpha_cont1;
alpha2 = alpha_cont2;
alpha3 = alpha_cont3;
alpha4 = alpha_cont4;
Asur4 = exp(1i.*pi/4).*[1 0 ; 0 -1i];
M1 = [cos(alpha1) sin(alpha1) ; -sin(alpha1) cos(alpha1)] *
Asur4* [cos(alpha1) -sin(alpha1) ; sin(alpha1) cos(alpha1)];
M2 = [cos(alpha2) sin(alpha2) ; -sin(alpha2) cos(alpha2)] *
Asur4* [cos(alpha2) -sin(alpha2) ; sin(alpha2) cos(alpha2)];
M3 = [cos(alpha3) sin(alpha3) ; -sin(alpha3) cos(alpha3)] *
Asur4* [cos(alpha3) -sin(alpha3) ; sin(alpha3) cos(alpha3)];
M4 = [cos(alpha4) sin(alpha4) ; -sin(alpha4) cos(alpha4)] *
Asur4* [cos(alpha4) -sin(alpha4) ; sin(alpha4) cos(alpha4)];
ALP = [cos(kappa) sin(kappa) ; -sin(kappa) cos(kappa) ]*[0 0 ;
0 1]*[cos(kappa) -sin(kappa) ; sin(kappa) cos(kappa) ];
Mtot = ALP*M4*M3*M2*M1;
E = [cos(m*pi/8) ; (exp(1i*((n*pi/16)-(pi/4))))*sin(m*pi/8)];
S = Mtot*E;
SC = conj(S);
TOT = [ TOT S(1,1)*SC(1,1) + S(1,1)*SC(2,1) + S(2,1)*SC(1,1) +
S(2,1)*SC(2,1)];
if (10*log10(S(1,1)*SC(1,1) + S(1,1)*SC(2,1) + S(2,1)*SC(1,1) +
S(2,1)*SC(2,1)) <= -5)
    MIN_val(1,x)=10*log10(S(1,1)*SC(1,1) + S(1,1)*SC(2,1) +
S(2,1)*SC(1,1) + S(2,1)*SC(2,1));
    MIN_ind(1,x)= t;
    x=x+1;
end
if (10*log10(S(1,1)*SC(1,1) + S(1,1)*SC(2,1) + S(2,1)*SC(1,1) +
S(2,1)*SC(2,1)) >= -0.001)
    MAX_val(1,y)=10*log10(S(1,1)*SC(1,1) + S(1,1)*SC(2,1) +
S(2,1)*SC(1,1) + S(2,1)*SC(2,1));
    MAX_ind(1,y)= t;
    y=y+1;
end

```

```

end

T = 0:0.001:50;

%figure (f)
%f=f+1;
%hold on
%plot(T, 10*log10(TOT), 'b-')

A=[A;MIN_val];
B=[B;MIN_ind];
C=[C;MAX_val];
D=[D;MAX_ind];

A1 = min(MIN_val);
A2 = [A2;A1];
B1 = max(MAX_val);
B2 = [B2;B1];

end
end

```

A4.2. Codes Matlab pour ensemble d'un contrôleur de polarisation à base d'une lame quart d'onde et d'une lame demi-onde et d'un polariseur linéaire

```

close all;
clear all;

A=NaN*zeros(1,100000);
B=NaN*zeros(1,100000);
C=NaN*zeros(1,100000);
D=NaN*zeros(1,100000);

P=[];
A2 = [];
B2 = [];
f=1;

for m = 0:1:8
    for n = 0:1:8

        x = 1;
        y = 1;
        TOT=[];

        MIN_val=NaN*zeros(1,100000);
        MIN_ind=NaN*zeros(1,100000);
        MAX_val=NaN*zeros(1,100000);
        MAX_ind=NaN*zeros(1,100000);

        omega1 = 2*pi;
        omega2 = omega1*4.7;

        theta1 = 0;

```

```

theta2 = 0;
kappa = 10*pi/20;
for t = 0:0.001:10
    %d = t;
    %B = (floor(t/d)*d);

    alpha_cont1 = (omega1*t + theta1)*(-1)^(floor((omega1*t +
    theta1)/pi));

    alpha_cont2 = (omega2*t + theta2)*(-1)^(floor((omega2*t +
    theta2)/pi));

    %*(-1)^(floor((omega1*t + theta1)/pi))
    %*(-1)^(floor((omega2*t + theta2)/pi))

    alpha1 = alpha_cont1;
    alpha2 = alpha_cont2;

    Asur4 = exp(1i.*pi/4).*[1 0 ; 0 -1i];

    M2 =[cos(alpha2) sin(alpha2) ; -sin(alpha2) cos(alpha2) ] * Asur4 *
    cos(alpha2) -sin(alpha2) ; sin(alpha2) cos(alpha2)];
    Asur2 = [1i 0 ; 0 -1i];

    M1 = [cos(alpha1) sin(alpha1) ; -sin(alpha1) cos(alpha1)] * Asur2*
    cos(alpha1) -sin(alpha1) ; sin(alpha1) cos(alpha1)];

    ALP = [cos(kappa) sin(kappa) ; -sin(kappa) cos(kappa) ]*[0 0 ; 0
    1]*[cos(kappa) -sin(kappa) ; sin(kappa) cos(kappa) ];

    M = ALP * M1 * M2;
    E = [cos(m*pi/8) ; (exp(1i*((n*pi/16)-(pi/4))))*sin(m*pi/8)];
    S = M * E ;
    SC = conj(S);

    TOT =[TOT S(1,1)*SC(1,1) + S(1,1)*SC(2,1) + S(2,1)*SC(1,1) +
    S(2,1)*SC(2,1)];

    if (10*log10(S(1,1)*SC(1,1) + S(1,1)*SC(2,1) + S(2,1)*SC(1,1) +
    S(2,1)*SC(2,1)) < -5)

    MIN_val(1,x)=10*log10(S(1,1)*SC(1,1) + S(1,1)*SC(2,1) +
    S(2,1)*SC(1,1) + S(2,1)*SC(2,1));

    MIN_ind(1,x)= t;
    x=x+1;
    end

    if (10*log10(S(1,1)*SC(1,1) + S(1,1)*SC(2,1) + S(2,1)*SC(1,1) +
    S(2,1)*SC(2,1)) > -1.5)

    MAX_val(1,y)=10*log10(S(1,1)*SC(1,1) + S(1,1)*SC(2,1) +
    S(2,1)*SC(1,1) + S(2,1)*SC(2,1));

    MAX_ind(1,y)= t;
    y=y+1;
    end
end

%P = [P;10*log10(TOT(5001))]

```

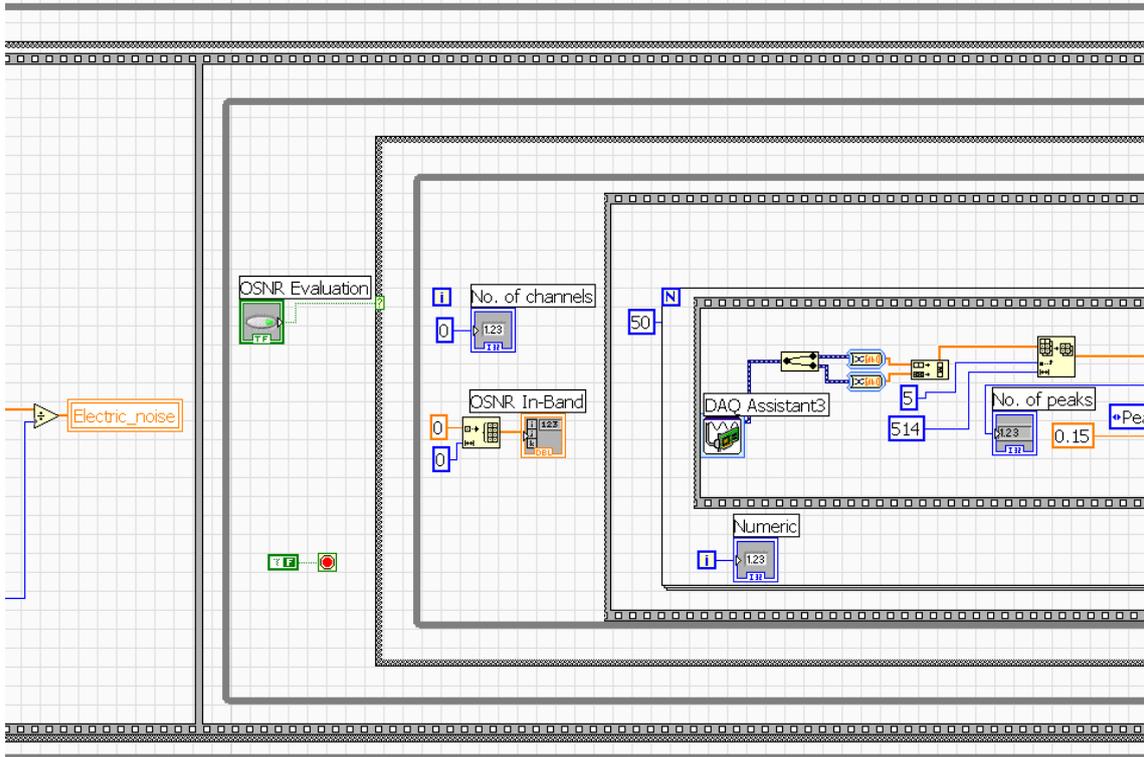



Figure A4. 2 : Codes LabVIEW™ pour la mesure automatique de l'OSNR intra-bande (2).

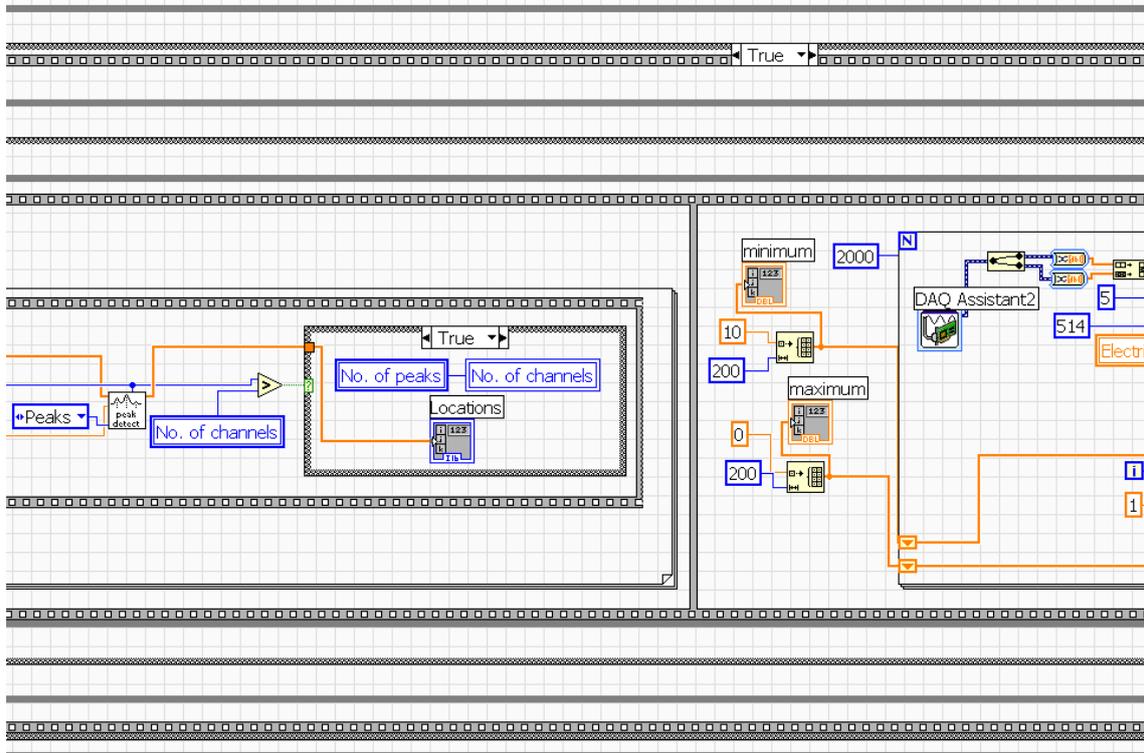


Figure A4. 3 : Codes LabVIEW™ pour la mesure automatique de l'OSNR intra-bande (3).

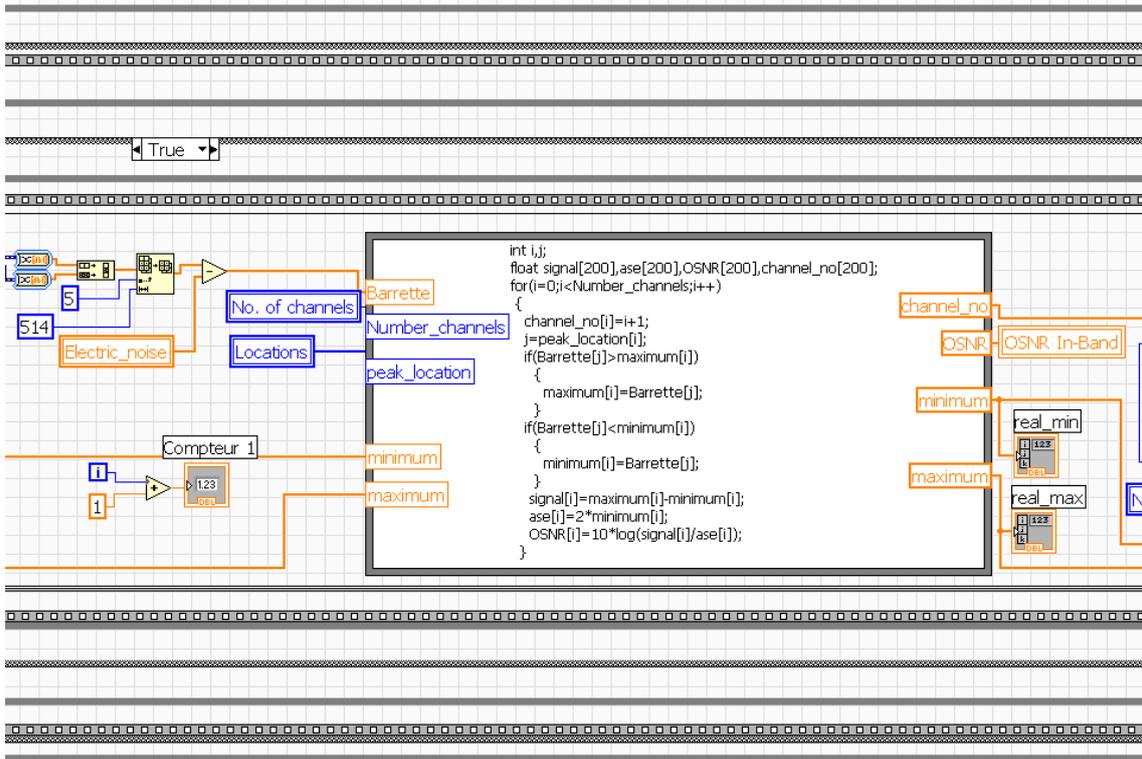


Figure A4. 4 : Codes LabVIEW™ pour la mesure automatique de l'OSNR intra-bande (4).

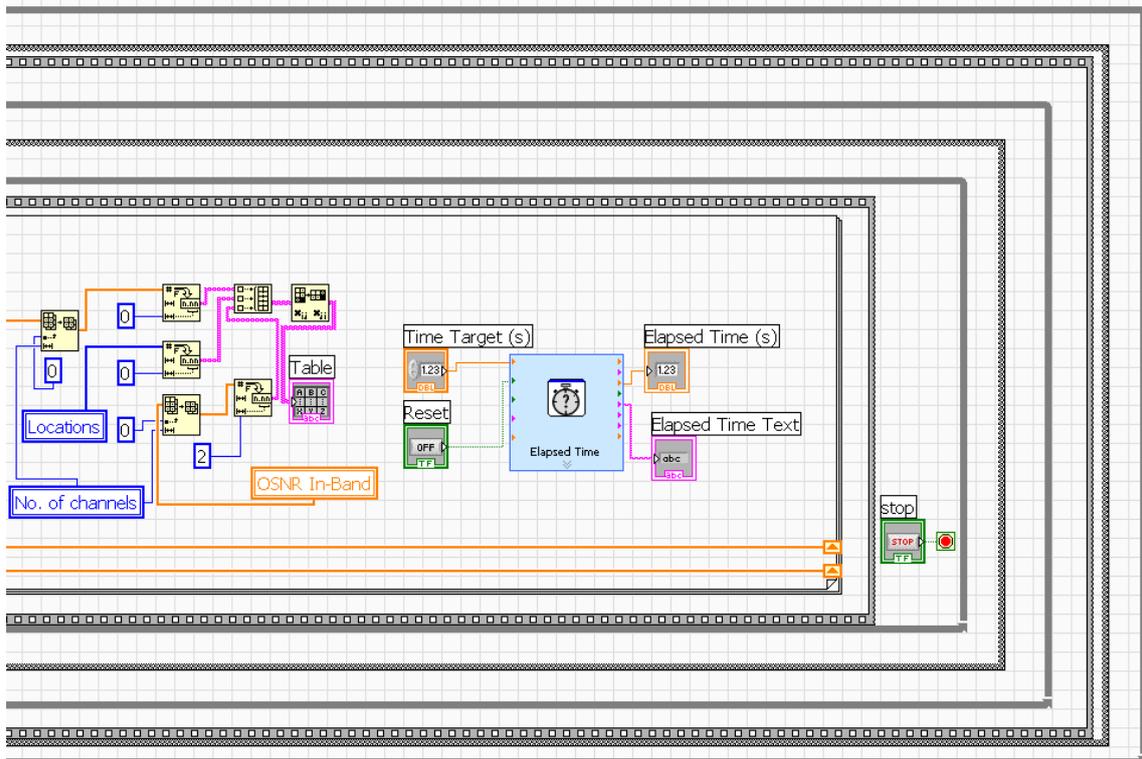


Figure A4. 5 : Codes LabVIEW™ pour la mesure automatique de l'OSNR intra-bande (5).

Bibliographie

- [1] <http://www.internetworldstats.com/emarketing.htm>.
- [2] G. Keiser, "Basic Concepts of Communication Systems," in *Optical Communications Essentials*, Ed. New York: McGraw-Hill, 2003, ch. 1, pp. 1.
- [3] R. Chapuis, "The Strowger System," in *100 years of telephone switching*, Ed. Amsterdam, The Netherlands: IOS Press, 2003, ch. 2, pp. 58.
- [4] K. C. Kao and G. A. Hockham, "Dielectric-fibre surface waveguides for optical frequencies," *PROC. IEE*, vol. 113, no. 7, pp. 1151-1158, Jul. 1966.
- [5] http://www.ntt.co.jp/RD/OFIS/active/2010pdf/pdf/h_nw06_e.pdf.
- [6] ITU-T G.709/Y.1331, "Interfaces for the Optical Transport Network (OTN)," Dec. 2009.
- [7] P. E. Green, "Optical networking update," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 14, no.5, pp. 764-779, Jun. 1996.
- [8] S. Bodamer, C. Fürst, and M. Gunkel, "Benefits of Transparent Optical Networks in the Presence of Transponder Price Erosion," *ITG Symposium on Photonics Networks*, pp. 1-8, Apr. 2006.
- [9] M. Gunkel, R. Leppla, M. Wade, A. Lord, D. Schupke, G. Lehmann, C. Fürst, S. Bodamer, B. Bollenz, H. Haunstein, H. Nakajima, and J. Martensson, "A Cost Model for the WDM Layer," *International Conference on Photonics in Switching (PS)*, Oct. 2006.
- [10] M. Murakami and K. Oda, "Power Consumption Analysis of Optical Cross-Connect Equipment for future Large Capacity Optical Networks," *ICTON*, Jul. 2009.
- [11] R. S. Tucker, "Scalability and Energy Consumption of Optical and Electronic Packet Switching," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 29, no. 16, pp. 1-12, Aug. 2011.
- [12] B. Ramamurthy, H. Feng, D. Datta, J. P. Heritage, and B. Mukherjee, "Transparent vs. opaque vs. translucent wavelength-routed optical networks," *OFC/IOOC*, vol. 1, pp. 59-61, Feb. 1999.
- [13] B. Chatelain, S. Mannor, F. Gagnon, and D. V. Plant, "Non-Cooperative Design of Translucent Networks," *Global Telecommunications Conference*, pp. 2348-2352, Nov. 2007.
- [14] S. Araki and Y. Suemura, "Highly scalable optoelectronic packet-switching fabric based on wavelength-division and space-division optical switch architecture for use in the photonic core node," *Journal of Optical Networking*, vol. 2, no. 7, pp. 213-228, Jul. 2003.
- [15] L. Stampoulidis, D. Apostolopoulos, D. Petrantonakis, P. Zakyntinos, P. Bakopoulos, O. Zouraraki, E. Kehayas, A. Poustie, G. Maxwell, and H. Avramopoulos, "Enabling Tb/s photonic routing: Development of advanced hybrid integrated photonic devices to realize high-speed, all-optical packet switching," *IEEE journal of selected topics in quantum electronics*, vol. 14, no. 3, pp. 849-860, May/Jun. 2008.
- [16] E. Rosen, A. Viswanathan, and R. Callon, "Multiprotocol Label Switching Architecture," *RFC 3031*, Jan. 2001.
- [17] E. Mannie, "Generalized Multi-Protocol Label Switching," *RFC 3945*, Oct. 2004.
- [18] R. E. Wagner, R. C. Alferness, A. A. M. Saleh, and M. S. Goodman, "MONET: Multiwavelength Optical Networking," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 14, no. 6, pp. 1349-1355, Jun 1996.
- [19] J. Case, M. Fedor, M. Schoffstall, and J. Davin, "A Simple Network Management Protocol," *RFC 1069*, Aug. 1988.

- [20] W. Stallings, "SNMP and SNMPv2: The Infrastructure for Network Management," IEEE Communications Magazine, vol. 36, no. 3, pp. 37-43, Mar. 1998.
- [21] S. Omari, R. Boutaba, and O. Cherkaoui, "Policies in SNMPv3-based management," Proceedings of the Sixth IFIP/IEEE International Symposium on Integrated Network Management, pp. 797-811, May 1999.
- [22] P. Kalyanasundaram and A. S. Sethi, "An application Gateway Design for OSI-Internet Management," Third International Symposium on Integrated Network Management, pp. 389-401, Apr. 1993.
- [23] S. Abeck, A. Clemm, and U. Hollberg, "Simply Open Network Management: An Approach for the Integration of SNMP into OSI Management Concepts," Third International Symposium on Integrated Network Management, pp. 361-375, Apr. 1993.
- [24] M. T. Rose, "Transition and Coexistence strategies for TCP/IP to OSI," IEEE Journal on Selected Areas in Communications, vol. 8, no. 1, pp. 57-66, Jan. 1990.
- [25] <http://www.adremsoft.fr/netcrunch/>.
- [26] <http://oss.oetiker.ch/mrtg/>.
- [27] <http://www.nagios.org/products/environmental/environmux>.
- [28] ITU-T G.692, "Optical interfaces for multichannel systems with optical amplifiers," Oct. 1998.
- [29] A. Vukovic, M. Savoie, H. Heng, S. Campbell, and T. Nguyen, "Experimental validation of concept for real-time wavelength monitoring and tracking in densely populated WDM networks," Proceedings of SPIE, vol. 6011, pp. 60110C.1-60110C.6, Oct. 2005.
- [30] D. C. Kilper, R. Bach, D. J. Blumenthal, D. Einstein, T. Landolsi, L. Ostar, M. Preiss, and A. E. Willner, "Optical Performance Monitoring," Journal of Lightwave Technology, vol. 22, no.1, pp. 294-304, Jan. 2004.
- [31] A. R. Charaplyvy, R. W. Tkach, L. L. Buhl, and R. C. Alferness, "Phase modulation to amplitude modulation conversion of CW laser light in optical fibres," Electronics Letters, vol. 22, no.8, pp. 409-411, Apr. 1986.
- [32] G. Rossi, T. E. Dimmick, and D. J. Blumenthal, "Optical Performance Monitoring in Reconfigurable WDM Optical Networks Using Subcarrier Multiplexing," Journal of Lightwave Technology, vol. 18, no.12, pp. 1639-1648, Dec. 2000.
- [33] M. Rohde, E.-J. Bachus, and F. Raub, "Monitoring of transmission impairments in long-haul transmission systems using the novel digital control modulation technique," ECOC, vol. 3Sept. 2002.
- [34] T. E. Dimmick, G. Rossi, and D. J. Blumenthal, "Optical dispersion monitoring technique using double sideband carriers," IEEE Photonics Technology Letters, vol. 12, no.7, pp. 900-902, Jul. 2000.
- [35] M. N. Petersen, Z. Pan, S. Lee, S. A. Havstad, and A. E. Willner, "Online chromatic dispersion monitoring and compensation using a single inband subcarrier tone," IEEE Photonics Technology Letters, vol. 14, no.4, pp. 570-572, Apr. 2002.
- [36] G. Ishikawa and H. Ooi, "Demonstration of automatic dispersion equalization in 40 Gbit/s OTDM transmission," ECOC, vol. 1, pp. 519-520, Sep. 1998.
- [37] Q. Yu, Z. Pan, L.-S. Yan, and A. E. Willner, "Chromatic dispersion monitoring technique using sideband optical filtering and clock phase-shift detection," Journal of Lightwave Technology, vol. 20, no.12, pp. 2267-2271, Dec. 2002.
- [38] M. G. Taylor, "Coherent Detection Method Using DSP for Demodulation of Signal and Subsequent Equalization of Propagation Impairments," IEEE Photonics Technology Letters, vol. 16, no. 2, pp. 674-676, Feb. 2004.

- [39] G. Goldfarb and G. Li, "Chromatic Dispersion Compensation Using Digital IIR Filtering With Coherent Detection," *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 19, no. 13, pp. 969-971, Jul. 2007.
- [40] F. Bruyère, "Impact of first and second order PMD in optical digital transmission systems," *Optical Fiber Technology*, vol. 2, pp. 269-280, 1996.
- [41] T. Takahashi, T. Imai, and M. Aiki, "Automatic compensation technique for timewise fluctuating polarization mode dispersion in in-line amplifier systems," *Electronics Letters*, vol. 30, no.4, pp. 348-349, Feb. 1994.
- [42] G. Ishikawa and H. Ooi, "Polarization-mode dispersion sensitivity and monitoring in 40-Gbit/s OTDM and 10-Gbit/s NRZ transmission experiments," *OFC*, pp. 117-119, Feb. 1998.
- [43] R. Noe, D. Sandel, M. Yoshida-Dierolf, S. Hinz, V. Mirvoda, A. Schopflin, C. Gungener, E. Gottwald, C. Scheerer, G. Fischer, T. Weyrauch, and W. Haase, "Polarization Mode Dispersion Compensation at 10, 20, 40 Gb/s with Various Optical Equalizers," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 17, no.6, pp. 1602-1616, Sep. 1999.
- [44] S. M. R. M. Nezam, Y. W. Song, A. B. Sahin, Z. Pan, and A. E. Willner, "PMD monitoring in WDM systems for NRZ data using a chromatic-dispersion-regenerated clock," *OFC*, pp. 200-202, Mar. 2002.
- [45] H. Y. Pua, K. Peddanarappagari, B. Zhu, C. Allen, K. Demarest, and R. Hui, "An Adaptive First-Order Polarization-Mode Dispersion Compensation System Aided by Polarization-Scrambling: Theory and Demonstration," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 18, no.6, pp. 832-841, Jun. 2000.
- [46] G. Bosco, B. E. Olsson, and D. J. Blumenthal, "Pulsewidth Distortion Monitoring in a 40-Gb/s Optical System Affected by PMD," *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 14, no.3, pp. 307-309, Mar. 2002.
- [47] B. W. Hakki, "Polarization Mode Dispersion Compensation by Phase Diversity Detection," *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 9, no.1, pp. 121-123, Jan. 1997.
- [48] F. Roy, C. Francia, F. Bruyere, and D. Penninckx, "A simple dynamic polarization mode dispersion compensator," *OFC/IOOC*, vol. 1, pp. 275-278, Feb. 1999.
- [49] S. Lanne, W. Idler, J.-P. Thiery, and J.-P. Hamaide, "Fully automatic PMD compensation at 40 Gbits/s," *Electronics Letters*, vol. 38, no.1, pp. 40-41, Jan. 2002.
- [50] S. M. R. M. Nezam, L.-S. Yan, Y. Q. Shi, A. E. Willner, and S. Yao, "Wide-dynamic-range DGD monitoring by partial optical signal spectrum DOP measurement," *OFC* Mar. 2002.
- [51] J. Renaudier, G. Charlet, M. Salsi, O. B. Pardo, H. Mardoyan, P. Tran, and S. Bigo, "Linear Fiber Impairments Mitigation of 40-Gbit/s Polarization-Multiplexed QPSK by Digital Processing in a Coherent Receiver," *Journal of Lightwave Technology* vol. 26, no. 1, pp. 36-42, Jan. 2008.
- [52] C. R. S. Fludger, T. Duthel, D. V. D. Borne, C. Schulien, E.-D. Schmidt, T. Wuth, J. Geyer, E. D. Man, G.-D. Khoe, and H. D. Waardt, "Coherent Equalization and POLMUX-RZ-DQPSK for Robust 100-GE Transmission," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 26, no. 1, pp. 64-72, Jan. 2008.
- [53] A. Braun, S. Kane, and T. Norris, "Compensation of self-phase modulation in chirped-pulse amplification laser systems," *Optics Letters*, vol. 22, no. 9, pp. 615-617, May 1997.
- [54] C. Xu, L. Mollenauer, and X. Liu, "Compensation of nonlinear self-phase modulation with phase modulators," *Electronics Letters*, vol. 38, no. 24, pp. 1578-1579, Nov. 2002.

- [55] S. Watanabe and M. Shirasaki, "Exact Compensation for both Chromatic Dispersion and Kerr Effect in a Transmission Fiber Using Optical Phase Conjugation," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 14, no. 3, pp. 243-248, Mar. 1996.
- [56] L. B. Du and A. J. Lowery, "Pilot-based cross-phase modulation compensation for coherent optical orthogonal frequency division multiplexing long-haul optical communication systems," *Optics Letters*, vol. 36, no. 9, pp. 1647-1649, May 2011.
- [57] M. Tsang and D. Psaltis, "Spectral phase conjugation with cross-phase modulation compensation," *Optics Express*, vol. 12, no. 10, pp. 2207-2219, May 2004.
- [58] T. Alves and A. Cartaxo, "Dispersion map design for XPM suppression in NRZ 10Gbit/s pre-compensated WDM links using Standard-Fibre and 50 GHz of channel spacing," *International Microwave & Optoelectronics Conference* pp. 648-652, Oct. 2007.
- [59] R. Ramaswami and K. N. Sivarajan, "Modulation and Demodulation," in *Optical Networks: A Practical Perspective*, Ed., 2nd ed. San Francisco: Morgan Kaufmann Publishers, 2002, ch. 4, pp. 243-244.
- [60] S. P. Majumder, R. N. Sajjad, M. N. Sakib, and N. Alam, "Impact of Four Wave Mixing and Accumulated ASE on the Performance of a Metropolitan Optical Network," *ICON*, pp. 1-5, Sep. 2006.
- [61] V. Pechenkin and I. J. Fair, "Analysis of Four-Wave Mixing Suppression in Fiber-Optic OFDM Transmission Systems With an Optical Phase Conjugation Module," *IEEE/OSA Journal of Optical Communications Networking*, vol. 2, no.9, pp. 701-710, Sep. 2010.
- [62] K. Sekine, N. Kikuchi, and S. Sasaki, "10-Gbit/s seven-channel WDM transmission over 140-km dispersion-shifted fiber with four-wave mixing suppression " *OFC*, pp. 47-49, Feb. 1997.
- [63] T. Schneider, "Raman Scattering," in *Nonlinear Optics in Telecommunications*, Ed. Berlin, Germany: Springer-Verlag, 2004, ch. 10, pp. 255.
- [64] T. Sylvestre, H. Maillotte, P. T. Dinda, and E. Coquet, "Suppression of Stimulated Raman Scattering in optical fibres by power-controlled multifrequency pumping," *Optics Communications*, vol. 159, no.1, pp. 32-36, Jan. 1999.
- [65] S. Seydnejad and J. Harley, "System level Stimulated Raman Scattering (SRS) compensation," Patent no. 6519066, Feb. 2003.
- [66] H. Kim, S. B. Jun, and Y. C. Chung, "Raman Crosstalk Suppression in CATV Overlay Passive Optical Network," *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 19, no.9, pp. 695-697, May 2007.
- [67] J. M. Fini, M. D. Mermelstein, M. F. Yan, R. T. Bise, A. D. Yablon, P. W. Wisk, and M. J. Andrejco, "Distributed suppression of stimulated Raman scattering in an Yb-doped filter-fiber amplifier," *Optics Letters*, vol. 31, no. 17, pp. 2550-2552, Sep. 2006.
- [68] T. Schneider, "Brillouin Scattering," in *Nonlinear Optics in Telecommunications*, Ed. Berlin, Germany: Springer-Verlag, 2004, ch. 11, pp. 286.
- [69] A. B. Ruffin, F. Annunziata, S. Bickham, and S. K. Mishra, "Passive Stimulated Brillouin Scattering Suppression for Broadband Passive Optical Networks," *LEOS*, vol. 2, pp. 780-781, Nov. 2004.
- [70] N. Yoshizawa and T. Imai, "Stimulated Brillouin Scattering Suppression by Means of Applying Strain Distribution to Fiber with Cabling," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 11, no.10, pp. 1518-1522, Oct. 1993.
- [71] H. Lee and G. Agrawal, "Suppression of Stimulated Brillouin Scattering in optical fibers using fiber Bragg gratings," *Optics Express*, vol. 11, no.25, pp. 3467-3472, Dec. 2003.

- [72] Z. Pan, C. Yu, and A. Willner, "Optical performance monitoring for the next generation optical communication networks," *Optical Fiber Technology*, vol. 16, pp. 20-45, 2010.
- [73] EXFO FTB-500, <http://documents.exfo.com/specsheets/FTB-500-fraHR.pdf>.
- [74] L. Meflah, B. Thomsen, J. Mitchell, P. Bayvel, G. Lehmann, S. Santoni, and B. Bollenz, "Advanced optical performance monitoring for dynamically reconfigurable networks," *Proceedings Networks Optical Communications (NOC) conference2005*.
- [75] J. Fee and M. Bencheck, "Optical performance monitoring in the MCI network," *Journal of Optical Networking*, vol. 3, no.7, pp. 548-556, Jul. 2004.
- [76] EXFO FTB-5240s: Compact OSA for current and next-generation networks, <http://documents.exfo.com/specsheets/FTB-5240S-angHR.pdf>.
- [77] JDSU MTS/T-BERD 8000 Platform: Optical Spectrum Analyzer Module, http://www.testequipmentconnection.com/specs/JDSU_OSA-161.PDF.
- [78] G. Keiser, "Performance Measures," in *Optical Communications Essentials*, Ed. New York: McGraw-Hill, 2003, ch. 14, pp. 234.
- [79] A. Tychopoulos, O. Koufopavlou, and I. Tomkos, "FEC in optical communications - A tutorial overview on the evolution of architectures and the future prospects of outband and inband FEC for optical communications," *Circuits and Devices Magazine*, vol. 22, no. 6, pp. 79-86, Nov. 2006.
- [80] G. Keiser, "Performance Measures," in *Optical Communications Essentials*, Ed. New York: McGraw-Hill, 2003, ch. 14, pp. 238.
- [81] IEC-61280-2-9, "Digital systems - Optical signal-to-noise ratio measurement for dense wavelength-division multiplexed systems," *Fiber optic communication subsystem test procedures*, 2009.
- [82] W. Moench and J. Larikova, "Measuring the Optical Signal-to-Noise Ratio in Agile Optical Networks," *White Paper, JDSU*.
- [83] W. Moench, "How to measure the true OSNR in ROADM-based networks," *White Paper, JDSU*.
- [84] H. C. Ji, K. J. Park, J. H. Lee, H. S. Chung, E. S. Son, K. H. Han, S. B. Jun, and Y. C. Chung, "Optical performance monitoring techniques based on pilot tones for WDM network applications," *Journal of Optical Networking*, vol. 3, no. 7, pp. 510-533, Jul. 2004.
- [85] H. S. Chung, S. K. Shin, K. J. Park, H. G. Woo, and Y. C. Chung, "Effects of stimulated Raman scattering on pilot-tone-based supervisory technique," *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 12, pp. 731-733, 2000.
- [86] K. J. Park, C. J. Youn, J. H. Lee, and Y. C. Chung, "Performance comparisons of chromatic dispersion-monitoring techniques using pilot tones," *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 15, no. 6, pp. 873-875, Jun. 2003.
- [87] G. Rossi and D. J. Blumenthal, "Optical SNR monitoring in optical networks using subcarrier multiplexing," *ECOC*, pp. 227-228, Sep. 2000.
- [88] R. Gaudino and D. J. Blumenthal, "A novel transmitter architecture for combined baseband data and subcarrier multiplexed control links using differential Mach-Zenhder external modulators," *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 19, pp. 1397-1399, Oct. 1999.
- [89] G. Rossi, O. Jerphagnon, B. E. Olsson, and D. J. Blumenthal, "Optical SCM data extraction using a fiber loop mirror for WDM network systems," *OFC*, vol. 4, pp. 74-76, Mar. 2000.
- [90] G. H. Smith and D. Novak, "Broad-band millimeter-wave (38 GHz) fiber-wireless transmission system using electrical and optical SSB modulation to overcome

- dispersion effects," *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 10, pp. 141-143, Jan. 1998.
- [91] S. K. Shin, K. J. Park, and Y. C. Chung, "A novel optical signal-to-noise ratio monitoring technique for WDM networks," *OFC*, vol. 2, pp. 182-184, Mar. 2000.
- [92] W. Chen, R. S. Tucker, X. Yi, W. Shieh, and J. S. Evans, "Optical signal-to-noise ratio monitoring using uncorrelated beat noise," *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 17, no. 11, pp. 2484-2486, Nov. 2005.
- [93] M. Bakaul, R. Chakravorty, and A. Nirmalathas, "Simple, low-cost, in-band OSNR monitor based on digital spectral splice manipulation " *Proc. IEEE topical meeting on Lasers and Electro-Optics Society (LEOS' 2009)*, pp. 131-132, Oct. 2009.
- [94] C. J. Youn, K. J. Park, J. H. Lee, and Y. C. Chung, "OSNR monitoring technique based on orthogonal delayed-homodyne method," *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 14, no. 10, pp. 1469-1479, Oct. 2002.
- [95] H. R. Stuart, "Optical performance monitoring using narrowband radio-frequency analysis at the half-clock frequency," *Journal of Optical Networking*, vol. 3, no. 6, pp. 396-409, Jun. 2004.
- [96] C. Xie, D. C. Kilper, L. Möller, and R. Ryf, "Orthogonal-polarization heterodyne OSNR monitoring insensitive to polarization-mode dispersion and nonlinear polarization scattering," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 25, no. 1, pp. 177-183, Jan. 2007.
- [97] J. H. Lee, H. Y. Choi, S. K. Shin, and Y. C. Chung, "A review of the polarization - nulling technique for monitoring optical signal-to-noise ratio in dynamic WDM networks," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 24, no. 11, pp. 4162-4171, Nov. 2006.
- [98] D. K. Jung, C. H. Kim, and Y. C. Chung, "OSNR monitoring technique using polarization-nulling method," *OFC*, vol. 2, pp. 176-178, Mar. 2000.
- [99] T. B. Anderson, K. Clarke, S. D. Dods, and M. Bakaul, "Robust, low cost, in-band optical signal-to-noise monitoring using polarization diversity," *OFC, OMM3*, pp. 1-3, Mar. 2007.
- [100] J. H. Lee and Y. C. Chung, "Improved OSNR monitoring technique based on polarisation-nulling method," *Electronics Letters*, vol. 37, no. 15, pp. 972-973, Jul. 2001.
- [101] M. H. Cheung, L. K. Chen, and C. K. Chan, "PMD-insensitive OSNR monitoring based on polarization-nulling with off-center narrow-band filtering," *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 16, no. 11, pp. 2562-2564, Nov. 2004.
- [102] C. Floridia, M. D. L. Rocha, J. C. D. Moraes, and E. W. Bezerra, "High accuracy and fast acquisition time of polarisation nulling-based OSNR monitor," *Electronics Letters*, vol. 46, no. 2, pp. 152-153, Jan. 2010.
- [103] C. Floridia and J. C. D. Moraes, "Fast on-line measurements based on polarization-nulling method with downhill simplex algorithm," *Electronics Letters*, vol. 44, pp. 926-927, 2008.
- [104] W. Moench and J. Larikova, "In-service measurement of the OSNR in ROADM-based networks," *White Paper, JDSU*.
- [105] G. He, D. Gariépy, Y. Breton, and G. W. Schinn, "Measuring the in-band signal-to-noise-ratio within narrow optical channels," *Exfo, Technical note 038*, 2009.
- [106] "FTB-5240S, Optical Spectrum Analyzer," *Exfo*, 2009.
- [107] F. Audet and D. Gariépy, "OSNR in Next-Gen Networks: Polarization-Resolved Optical Spectrum Analysis Allows Fast and Accurate In-Band OSNR Measurement," *Application Note 237, Exfo*, Oct. 2010.
- [108] "FTB-5240S/BP Optical Spectrum Analyzers," *Exfo*, 2011.

- [109] InGaAs linear photodiode arrays, SU512LD, <http://downloads.vertmarkets.com/files/downloads/90349684-7f84-4681-acde-8d644b4ebd89/ldldblsbseries.pdf>.
- [110] National Instrument, <http://www.ni.com>.
- [111] A. Texeira, L. Costa, G. Franzl, S. Azodolmolky, I. Tomkos, K. Vlachos, S. Zsigmond, T. Cinkler, G. T. Beleffi, P. Gravey, T. Loukina, J. A. Lazaro, C. Vasquez, J. Montalvo, and E. L. Rouzic, "An Integrated View on Dynamic Monitoring and Compensation for Optical Networks: From Management to Physical Layer," *Photonic Network Communication*, vol. 18, pp. 191-210, 2009.
- [112] W. Rong, "Contrôle de la polarisation pour la compensation de la dispersion modale de polarisation dans les transmissions optiques," Rapport de thèse, Ch. 2, pp. 19, soutenue en mars 2006.
- [113] L. Dupont, J.-L. D. B. D. L. Tocnaye, M. Gadonna, and T. Sansoni, "Fast liquid crystal end-less polarization controller for first order PMD compensation," *Annales des Télécommunications*, pp. 1364-1377, 2003.
- [114] H. Shimizu and K. Kaede, "Endless polarization controller using electro-optic waveplates," *Electronics Letters*, vol. 24, no. 7, pp. 412-413, Mar. 1988.
- [115] C. Xie, "WDM coherent PDM-QPSK systems with and without inline optical dispersion compensation," *Optics Express*, vol. 17, no. 6, pp. 4815-4823, Mar. 2009.
- [116] Y. Miyamoto, "Ultra High Capacity Transmission for Optical Transport Network," *Optical Fiber Communication Conference*, paper OThX4, Mar. 2011.
- [117] S. Chandrasekhar and X. Liu, "400-Gb/s and 1-Tb/s Superchannels using Multi-carrier No-Guard-Interval Coherent OFDM," *OptoElectronics and Communications Conference Technical Digest*, pp. 468-469, Jul. 2010.
- [118] Q. Yang, Y. Tang, Y. Ma, and W. Shieh, "Experimental Demonstration and Numerical Simulation of 107-Gb/s High Spectral Efficiency Coherent Optical OFDM," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 27, no. 3, pp. 168-176, Feb. 2009.
- [119] N. Chitrik, J. M. Oh, L. E. Nelson, and M. Brodsky, "In-Band Interferometric Estimation of OSNR for PolMux QPSK signals with Unknown Filter History," *IEEE Lasers and Electro-Optics Society*, pp. 537-538, Nov. 2008.
- [120] R. C. Jones, "A New Calculus for the Treatment of Optical Systems," *Journal of the Optical Society of America*, vol. 38, no. 8, pp. 671-683, 1948.
- [121] W. Rong, "Contrôle de la polarisation pour la compensation de la dispersion modale de polarisation dans les transmissions optiques," Rapport de thèse, Ch. 2, pp. 97, soutenue en mars 2006.
- [122] M. Anastadiadou, "Imagerie Polarimétrique : Développements Instrumentaux et Applications Biomédicales," Rapport de thèse, Ch. 1, pp. 8, Soutenue le 11 décembre 2007.
- [123] P. J. Winzer and R. J. Essiambre, "Advanced Modulation Formats for High-Capacity Optical Transport Networks," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 24, no. 12, pp. 4711-4728, Dec. 2006.

Publications scientifiques

M. Obeegadoo, P. Gravey, T. Loukina, "Parallel in-band OSNR monitoring of DWDM channels in ROADM-based networks," BONE Summer School on Advances in Core Networks, Krakow, Poland, September 2009.

M. Obeegadoo, T. Loukina, P. Gravey, "Mesure parallèle d'OSNR intra-bande de canaux WDM par un OPM à barrette de détecteurs unique," Journées Nationales d'Optique Guidée (JNOG 2010), Besançon, France, Octobre 2010.