HAL
open science

Analyse Expérimentale des Distorsions Non-Linéaires pour la Construction d'un Estimateur de Performances des Réseaux Optiques Cohérents

Philippe Jenneve

▶ **To cite this version:**

Philippe Jenneve. Analyse Expérimentale des Distorsions Non-Linéaires pour la Construction d'un Estimateur de Performances des Réseaux Optiques Cohérents. Optique [physics.optics]. Université Paris Saclay (COmUE), 2016. Français. NNT : 2016SACLO014 . tel-03270810

HAL Id: tel-03270810

https://pastel.hal.science/tel-03270810

Submitted on 25 Jun 2021

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.

NNT : 2016SACLO014

THESE DE DOCTORAT
DE L'UNIVERSITE PARIS-SACLAY

préparée à

L'INSTITUT D'OPTIQUE GRADUATE SCHOOL

ÉCOLE DOCTORALE N°572
Ondes et Matière (EDOM)

Spécialité de doctorat : Physique

par

Philippe JENNEVÉ

Document CONFIDENTIEL jusqu'au 31 décembre 2020

Analyse Expérimentale des Distorsions Non-Linéaires pour la Construction d'un Estimateur de Performances des Réseaux Optiques Cohérents

Thèse présentée et soutenue à Palaiseau, le 14 décembre 2016

Composition du jury :

Christophe PEUCHERET	Président du jury	ENSSAT
Alberto BONONI	Rapporteur	Università degli Studi di Parma
Thibaut SYLVESTRE	Rapporteur	Université de Franche-Comté
Nicolas DUBREUIL	Directeur de thèse	Institut d'Optique Graduate School
Sébastien BIGO	Co-encadrant	Nokia Bell Labs
Yann FRIGNAC	Examinateur	Télécom SudParis
Jean-Luc AUGÉ	Invité	Orange Labs Networks

Résumé

Analyse Expérimentale des Distorsions Non-Linéaires pour la Construction d'un Estimateur de Performances des Réseaux Optiques Cohérents

par Philippe Jennevé

Les réseaux optiques à très haut-débit sont à la base des technologies de l'information d'aujourd'hui et le sujet d'intenses recherches. Alors que l'innovation permet de rendre les transpondeurs flexibles et versatiles, les réseaux de transmission par fibres optiques sont encore configurés manuellement et surtout rarement modifiés au cours de la vie du réseau. Un des points bloquants pour aller vers la reconfiguration et l'automatisation des réseaux optiques est le besoin de prédiction de la performance de tous les liens du réseau de façon précise et rapide. Cependant, la prédiction est rendue plus complexe par la diversité du type de fibres optiques déployées et les régimes de propagation utilisés.

Au cours de mes travaux, j'ai étudié expérimentalement les distorsions du signal provenant des effets non-linéaires de type Kerr, accumulées sur des centaines de kilomètres de fibres optiques. Au travers d'expériences spécifiques et contrôlées, j'ai mesuré et mis en évidence les propriétés fondamentales des distorsions non-linéaires. Ces analyses m'ont permis de concevoir l'estimateur d'un modèle de performance destiné à des liens optiques hétérogènes, qui s'applique pour différents types de fibre et différents régimes de propagation.

La flexibilité des transpondeurs associés à un estimateur de performance permettront de concevoir, d'optimiser et d'adapter de façon dynamique les canaux en fonction de la demande et de la topologie du réseau, ainsi que de calculer la protection et la restauration des chemins.

Les travaux présentés dans le présent manuscrit ont été réalisés dans le cadre d'une thèse industrielle avec un financement CIFRE au sein de l'entreprise Nokia Bell Labs en collaboration avec le Laboratoire Charles Fabry et l'Université Paris-Saclay.

Remerciements

Je souhaite ici rendre hommage et exprimer ma profonde gratitude à tous ceux qui, de près ou de loin, ont contribué à la réalisation et à l'aboutissement de mon doctorat, dont je tiens à rappeler, a été réalisés dans le cadre d'une convention CIFRE, établie entre Nokia Bell Labs, le Laboratoire Charles Fabry et l'Université Paris-Saclay. Avoir été une passerelle entre le monde de la recherche académique et celui de la recherche industrielle m'a beaucoup apporté, et montre de façon évidente la nécessité de collaborer.

En premier lieu, j'aimerais remercier vivement mon directeur de thèse Nicolas Dubreuil, pour sa disponibilité et ses excellents conseils durant toute la thèse. Il a été d'un formidable soutien dans toutes les circonstances et une source d'inspiration. L'encadrement de projets étudiants avec Nicolas a été une expérience très enrichissante et m'a permis d'aborder les challenges différemment.

Je remercie aussi tout particulièrement Sébastien Bigo de Nokia Bell Labs. Tout au long de ce travail, il a su m'apporter un soutien constant, une disponibilité et une écoute. Ses connaissances, ses critiques, et ses conseils constructifs m'ont permis de mener à bien ce travail.

Je tiens à remercier Francesco et Jean-Christophe de m'avoir fait confiance à mes débuts, sans qui cette thèse n'aurait surement jamais vu le jour. Je remercie également Patricia d'avoir perpétué cette confiance jusqu'à la soutenance et même après.

Je ne saurai oublier tous les membres (présents et passés) de l'équipe optique de Nokia Bell Labs avec qui j'ai collaboré. Les expérimentateurs, avec qui rien n'est impossible, et les simulateurs, avec qui tout est possible. Je remercie en particulier : Petros, Fabien, Haïk, Miquel, Nihel, Annalisa, Nicola, Guilhem, Camille, Emmanuel et Jelena.

Je termine par une profonde pensée à mes parents qui sont pour moi une source d'énergie et de quiétude, ainsi que mes soeurs, mon frère et mes amis pour leur soutien durant ces trois ans.

Table des matières

Résumé **ii**

Remerciements **iii**

Introduction **1**

1 Les transmissions optiques cohérentes **6**

1.1 Motivation : Réseaux intelligents et élastiques 6

1.2 Généralités sur les transmissions cohérentes 8

1.3 Les sources de bruits d'une transmission sur fibre optique 10

1.4 Dispersion chromatique et régimes de propagations 16

1.4.1 Un réseau hétérogène en fibre 17

1.4.2 Exemple de lien 20

1.5 L'équation de Schrödinger non-linéaire 21

1.5.1 Méthode perturbative 22

1.5.2 Simulations et exemples 25

1.5.3 Dépendance de la performance avec la puissance 29

1.5.4 Limites du modèle gaussien 31

1.6 Conclusion 32

2 Description statistique des distorsions optiques **34**

2.1 Approche statistique sur les distorsions optiques 35

2.1.1 Le phaseur comme distorsion et ses hypothèses 35

2.1.2 Valeurs moyennes, variances et corrélation 37

2.1.3 Changement de repère : coordonnées polaires 39

2.1.4 Cas de faibles perturbations 42

2.2 Analyse des constellations 43
2.3 Mesure des écarts à une distribution isotrope gaussienne 45
2.3.1 L'anisotropie 45
2.3.2 Skewness 47
2.3.3 Kurtosis 48
2.4 Estimateur de performance face à la diversité des distorsions 49
2.4.1 Cas d'un bruit gaussien circulaire 49
2.4.2 Cas d'un bruit gaussien anisotrope 52
2.5 Observation expérimentale des distorsions 55
2.5.1 Schéma expérimental 55
2.5.2 Transmission mono-canal 56
2.5.3 Transmission 21 canaux 61
2.5.4 Extension du BEP à une distribution non gaussienne 62
2.6 Modèle de cumul des bruits d'une ligne de transmission 66
2.6.1 Modèle de transmission 66
2.6.2 Additivité des variances non-linéaires en régime DU 68
2.6.3 Corrélation des bruits non-linéaires entre tronçons 69
2.7 Conclusion 71

3 Estimateur de non-linéarité élémentaire 73

3.1 Un unique estimateur quel que soit le tronçon 74
3.2 Points de fonctionnements et incertitudes de mesures 77
3.2.1 Impact du nombre d'échantillons sur la qualité d'estimation de la variance 77
3.2.2 Incertitude sur la variance de la distorsion non-linéaire . . . 79
3.3 Estimation des distorsions : émetteur - récepteur 82
3.3.1 Mesure et calibration du bruit 82
3.3.2 Emulation de la dispersion chromatique 85
3.3.3 Modèle de bruit de quantification du convertisseur numérique-analogique 91
3.4 Mesure de la variance du bruit mono-tronçon 95
3.4.1 Dépendance à la puissance du signal 96

3.4.2 Dépendance à la dispersion chromatique 99
3.4.3 Coefficient non-linéaire dans différentes configurations 100
3.4.4 Impact de la CPE sur le coefficient non-linéaire 105
3.4.5 Densité spectrale de puissance du bruit non-linéaire 107
3.5 Conclusion 112

4 Mesure des distorsions multi-tronçons 114
4.1 Modèle et simulations multi-tronçons 115
4.2 Extraction de la covariance des distorsions non-linéaires par excès de bruit 119
4.2.1 Principe de la mesure 119
4.2.2 Dé-corrélation des canaux 120
4.2.3 Schéma expérimental 122
4.2.4 Résultats et importance de la covariance en fonction du régime de propagation 124
4.3 Capture du champ au cours de sa propagation, une nouveauté dans la mesure des transmissions optiques 130
4.3.1 Description du concept de mesure 130
4.3.2 Schéma expérimental 133
4.3.3 Auto-corrélation et PSD des distorsions au cours de la propagation 135
4.3.4 Corrélation des distorsions entre les tronçons 144
4.4 Validation de la prédiction de performance 146
4.5 Conclusion 147

Conclusion 149

Perspectives 152

A Rapport signal sur bruit optique - OSNR 153
A.1 Définition de l'OSNR 153
A.2 Principe de mesure de l'OSNR 154
A.2.1 Généralités 154
A.3 Mesure d'un OSNR en laboratoire 156

A.3.1 Cas d'un unique canal 156
A.3.2 Techniques de mesure dans un cas multiplexé en longueur d'onde (WDM) 157
A.4 Erreurs potentielles de mesure de l'OSNR 160
A.4.1 Le filtrage 160
A.4.2 Effets non-linéaires 161
A.5 Autres approches de mesures 162

B Transmetteur 164
B.1 Le modulateur de Mach-Zehnder 165
B.1.1 Le modulateur de Mach-Zehnder simple 165
B.1.2 Comment obtenir des formats de modulation plus complexes ? 166
B.2 Association de l'électronique rapide avec les modulateurs 168
B.2.1 Le DAC - convertisseur numérique analogique 168
B.2.2 Mise en forme des échantillons à l'émission 169

C Récepteur cohérent 173
C.1 Le come-back 173
C.2 Le mixeur cohérent à diversité de polarisation 174
C.3 Traitement numérique du signal associé à la détection cohérente (DSP) 178
C.3.1 Ré-échantillonnage et reconstruction 179
C.3.2 Compensation de dispersion chromatique 180
C.3.3 Démultiplexage des polarisations et égalisation 181
C.3.4 Estimation de la fréquence et la phase de la porteuse 181
C.3.5 Identification des symboles 183

Acronymes 184

Bibliographie 188

Mes publications 200

Introduction

Les transmissions optiques ont révolutionné les systèmes de communication. Elles sont des éléments incontournables pour construire l'Internet d'aujourd'hui et de demain. L'utilisation de la fibre optique se généralise depuis les années 1980 pour le terrestre en passant par le sous-marin avec le premier câble en 1988, au point de venir aujourd'hui jusque chez le particulier avec la fibre à la maison, *fiber to the home* (FTTH) [1]. Une information numérique échangée à travers le réseau Internet a plus de 99% de chance de transiter à travers un lien optique. D'un côté, la très faible perte des fibres optiques permet des transmissions sur de très grandes distances, et d'un autre côté, la grande bande passante disponible, de plusieurs Téra-Hertz, permet de transporter une grande quantité d'informations dans une seule fibre optique. Le livre [2] estime aujourd'hui que le trafic Internet mondial représente environ 85 000 PBytes/Month (= 85 000 Péta-octets par mois = 85.10^{18} octets par mois) et continue de croître suivant une loi exponentielle comme le montre la figure 1 issue du même ouvrage. Ceci représente un volume équivalent de 6 500 films hautes définitions échangés dans leur intégralité chaque seconde sur le réseau mondial. Pour exprimer le débit d'une communication numérique, on préfèrera utiliser le bit/s (1 octet = 8 bits) et si l'on utilise un unique tuyau pour véhiculer l'ensemble de l'information mondiale, ceci nous donnerait une moyenne de 260 Tbit/s (= 680 Ebit/mois).

Le chiffre de 260 Tbit/s peut finalement nous paraître faible comparé aux 10 Tbit/s que l'on peut aujourd'hui transporter commercialement sur une unique fibre optique (100 canaux à 100 Gbit/s) de quelques milliers de kilomètres avec amplificateurs. En considérant une liaison de longueur équivalente, point à point et constante en débit, avec quelques dizaines de fibres, l'ensemble du trafic moyen mondial pourrait y être transporté. Ce raisonnement est bien évidemment aberrant pour un environnement réel, mais ceci montre l'importance de considérer le réseau dans son ensemble et non les liens de façon unique. La première différence significative est que le réseau est par définition maillé et que le trafic est distribué partout dans le monde. Pour cela, il a été installé 1.5 milliard de kilomètres de

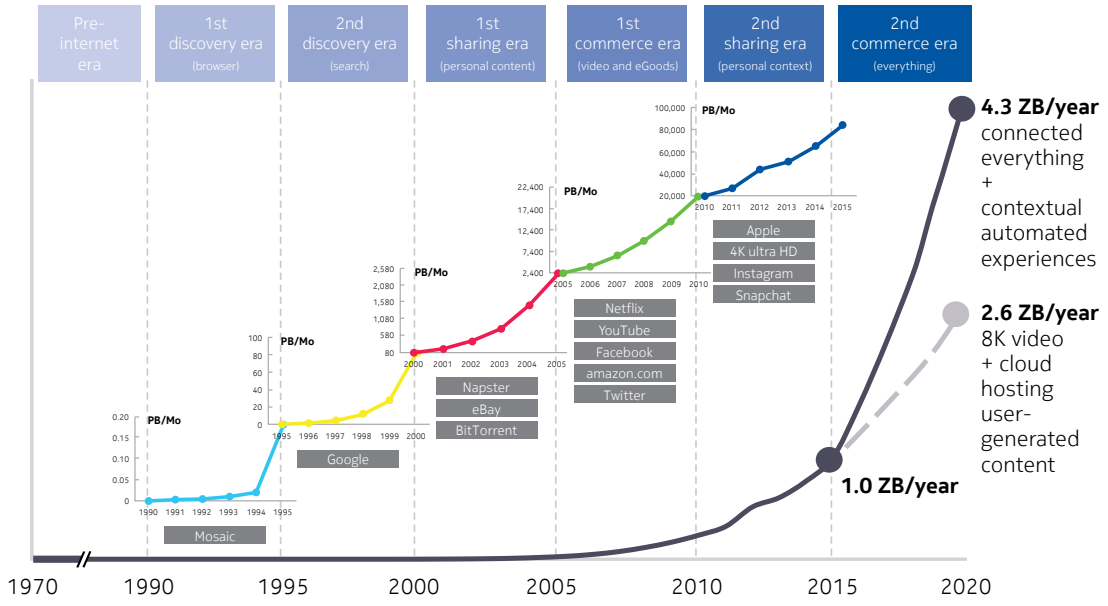

FIGURE 1: Evolution du trafic Internet mondial, extrait du livre de M.K. Weldon, The Future X Network : A Bell Labs Perspective [2]

fibre dans le monde, soit plus de 25 000 fois le tour de la Terre pour acheminer l'information sur l'ensemble du globe et sur de très grandes distances. De plus, l'autre différence majeure, est que le trafic mondial est loin d'être constant dans le temps sur les différents liens et peut varier du simple au quadruple au cours de la journée, comme l'illustre la figure 2. Elle montre l'évolution du trafic sur 48 heures à travers un échangeur Internet d'Amsterdam de l'organisation AMS-IX. On y observe un minimum autour de 5h du matin puis une montée rapide jusqu'à midi pour ensuite atteindre un pic de trafic à 22h le soir, quatre fois plus important que celui à 5h du matin. Ceci illustre bien l'habitude des gens vis à vis de leur utilisation des outils connectés. L'ensemble des fibres déployées dans le monde, ainsi que la variation du trafic dans la journée montrent que les équipements ont un besoin essentiel de s'adapter à leur environnement, plus que d'accroitre de façon significative leur débit.

Les questions de coût et d'environnement sont aussi des facteurs importants. La consommation énergétique de l'infrastructure télécom représente presque 2% de la consommation de l'énergie mondiale [3] et continue de croître de façon importante liée à l'augmentation du trafic. Les efforts réalisés pour diminuer la consommation d'énergie des éléments du réseau ne suffisent pas pour contrebalancer celle liée à l'augmentation du trafic. Il est donc important de rendre les réseaux plus efficaces, même si la part des réseaux de transport optique est relativement faible devant celle des routeurs électroniques. Néanmoins, le coût du transport de l'information baisse

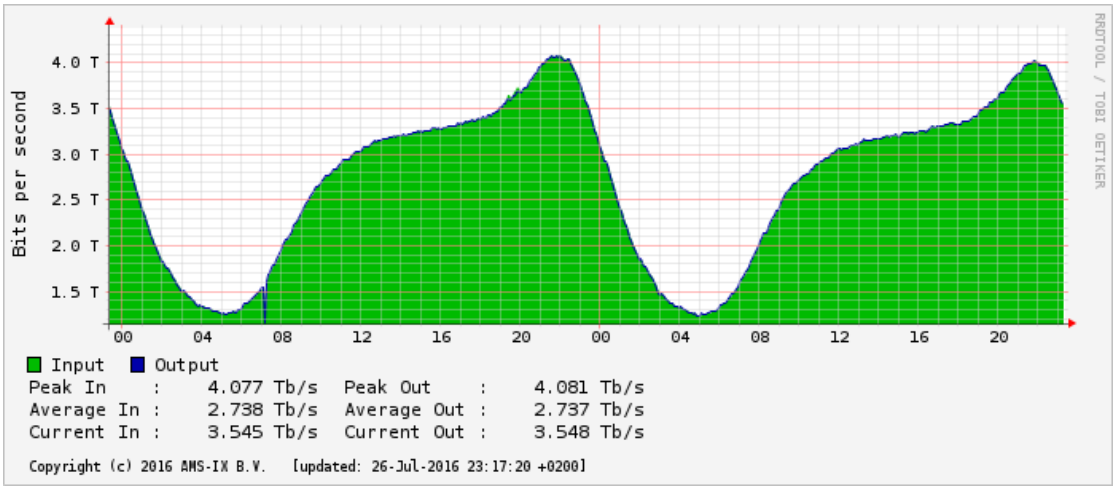

FIGURE 2: Variation du traffic journalier dans l'échangeur Internet d'Amsterdam. Source : `https://ams-ix.net/technical/statistics`

année après année, grâce au développement de nouvelles technologies permettant de transporter plus d'information pour un coût équivalent. L'augmentation des débits permet également de mieux utiliser les fibres optiques déjà déployées et d'en diminuer leur coût. Pour une consommation équivalente, il y a 15 ans on transportait quelques canaux à 2.5 Gbit/s d'information chacun et aujourd'hui on est à plus de 100×200 Gbit/s = 20 Tbit/s sur une même fibre optique. De plus, l'augmentation de la portée des équipements permet d'en diminuer le nombre, en limitant la régénération du signal et ainsi de baisser le coût du réseau.

En considérant un lien optique du réseau, les trois principales parties qui le constituent sont l'émetteur, le canal de transmission et le récepteur. L'émetteur dans notre cas est soit constitué d'une diode laser directement modulée, soit le plus souvent d'un couple laser et modulateur associé à une électronique de mise en forme du signal. La complexité de la technologie utilisée à l'émission dépend de la complexité du format de modulation utilisé, qui permet d'augmenter la quantité d'informations transmises. Ensuite, le canal de transmission est composé d'une alternance de fibres optiques et d'amplificateurs permettant d'atteindre la destination voulue. Chaque section comprise entre deux amplificateurs est appelée un tronçon (ou *span* en anglais). Pour terminer, la réception peut se faire directement à l'aide d'une simple photodiode pour des formats modulés en intensité (typiquement à 10 Gbit/s) ou à l'aide de deux photodiodes associées à un interféromètre pour une détection différentielle (typiquement à 40 Gb/s) [1]. Plus récemment, le récepteur cohérent assisté par un traitement numérique du signal s'est imposé pour les systèmes longues portées transportant des signaux modulés à 100, 200 et 400 Gbit/s (voir annexe C).

Aujourd'hui l'innovation a permis de rendre les transpondeurs flexibles, et ainsi d'adapter le débit ou la portée de la transmission en fonction de la problématique du réseau. Cependant les réseaux de transmission par fibres optiques sont encore configurés manuellement et surtout rarement modifiés au cours de la vie du réseau. Un des points bloquants pour aller vers la reconfiguration et l'automatisation des réseaux optiques est le besoin de prédiction de la performance de tous les liens du réseau de façon précise et rapide. Avant l'établissement ou la reconfiguration d'un lien à travers le réseau, il est nécessaire de savoir si ce lien est possible sans régénération du signal, et de connaitre la marge de performance restante de notre système. Cependant, la prédiction est rendue plus complexe par la diversité du type de fibres optiques déployées et les régimes de propagation utilisés. L'étude et l'estimation des distorsions du signal optique de façon expérimentale seront au cœur de ce manuscrit.

Les travaux présentés dans la suite ont été réalisés dans le cadre d'une thèse industrielle avec un financement CIFRE au sein de l'entreprise Nokia Bell Labs et en collaboration avec le Laboratoire Charles Fabry.

Il est organisé en 4 chapitres qui me permettront d'introduire plus en détails le sujet traité et de présenter les résultats expérimentaux obtenus au cours de ces 3 ans de recherche.

Le chapitre 1, décrit la base des transmissions optiques cohérentes et pose la problématique des réseaux intelligents et élastiques. Il permettra de préciser le cadre de l'étude, qui sera focalisé sur la dernière génération de systèmes de transmission cohérents à haut débit, typiquement 100 Gbit/s par canal, majoritairement utilisés dans les réseaux métropolitains, de cœur et les transmissions sous-marines. Une liste de l'ensemble des distorsions que le signal peut subir au cours de sa propagation sera présentée en décrivant leurs impacts sur la qualité de transmission. Je mettrai également l'accent sur la diversité des réseaux d'aujourd'hui qui complexifie la modélisation de la propagation d'un signal optique. Le modèle gaussien, bien connu de la communauté, sera abordé, tout comme ses avantages et ses limitations.

Le chapitre 2, propose de décrire dans un premier temps la statistique des distorsions que peut subir le signal optique au cours de sa propagation quel que soit l'état du système de transmission. Dans un second temps, des outils d'analyse sur les constellations seront construits pour extraire la performance du système dans l'ensemble des cas possibles. Il amènera également un modèle simple de cumul des bruits dans le but de prédire rapidement la performance d'un lien optique.

Le chapitre 3, se concentrera sur la distorsion non-linéaire élémentaire induite par la propagation sur un unique tronçon de fibre de manière expérimentale. Il présentera une technique pour émuler la propagation d'un signal sur n'importe quel tronçon d'un lien optique. De plus, il décrira un protocole expérimental de mesure de la distorsion non-linéaire sur un tronçon de fibre et sa dépendance avec la dispersion chromatique cumulée du signal.

Le chapitre 4, est dédié à la mesure des distorsions sur une transmission complète de plusieurs tronçons de fibre. Je mettrais en évidence la covariance des distorsions non-linéaires en deux tronçons de fibre. Ensuite, une nouvelle technique expérimentale de mesure des distorsions sera décrite, offrant un grand potentiel pour l'étude de l'accumulation des bruits au cours de la propagation. Quelques premiers résultats seront exposés.

Chapitre 1

Les transmissions optiques cohérentes

1.1 Motivation : Réseaux intelligents et élastiques

Les réseaux optiques sont à la base des technologies de l'information d'aujourd'hui. Alors que l'automatisation se répand rapidement dans notre quotidien via Internet et les applications sur Smartphones, les réseaux de transmission par fibres optiques sont traditionnellement configurés manuellement et surtout rarement modifiés au cours de la vie du réseau. Une fois installé, un canal d'information optique, i.e. une longueur d'onde modulée, ne changera plus de débit, ni de destination, ni même de format ou de fréquence. Le tuyau d'information construit à travers le réseau n'évoluera plus dans le temps et fonctionnera jusqu'à sa désactivation ou son remplacement en fin de vie. Et cela, alors que depuis peu de temps les systèmes de transmission optique sont devenus élastiques, c'est-à-dire programmables en terme de débit transporté et dans la forme du signal généré [4].

Un des points bloquants pour aller vers la reconfiguration voire l'automatisation des réseaux optiques est le besoin de prédiction précise et rapide, en une fraction de seconde typiquement [5], de la faisabilité d'une liaison optique. Notamment, le lien pourra être établi d'un bout à l'autre de façon totalement optique et sans erreur de transmission de données. La prise en compte de tous les effets physiques linéaires, tels que la dispersion chromatique et le filtrage, et les effets non-linéaires, tel que l'effet Kerr, lors d'une transmission sur fibre optique est très complexe. La difficulté de trouver un modèle simple pour la prise en compte des effets physiques

a substantiellement augmenté depuis l'introduction de la technologie cohérente en 2010. En effet, la conception et la physique d'une transmission optique ont été fortement revisitées en compensant la dispersion chromatique au niveau du récepteur et en introduisant de la flexibilité dans le choix des paramètres de transmission (format de modulation, vitesse de modulation, filtre de mise en forme, espacement entre canaux...), ce qui donne lieu à une très grande hétérogénéité des différentes liaisons optiques constituant un réseau optique élastique. D'un lien à un autre les paramètres de transmission peuvent ainsi être adaptés à la longueur de la liaison optique, aux effets physiques de transmission rencontrés, au débit demandé, etc.

La flexibilité des transpondeurs [6] [7] [8] et les modèles de prédiction de performances associés permettront d'adresser de façon dynamique les canaux en fonction de la demande et/ou de la topologie du réseau, et de pré-calculer la protection et la restauration des chemins. De plus, la réduction des marges de conception [9] [10], par des modèles plus précis, pourrait apporter une diminution des ressources utilisées pour une même quantité de trafic transmis. Pour cela, il est nécessaire de mieux connaître les effets physiques sur le réseau et de mieux prédire la faisabilité d'un lien. Cependant, il est important de garantir une non-interruption du trafic pendant la reconfiguration, c'est à dire assurer une reconfiguration en une fraction de seconde [11] [12]. La prédiction de la performance d'un lien devra être déterminée de façon très rapide car elle sera évaluée sur l'ensemble des liens possibles d'un réseau. Les modèles analytiques montrent ici tous leurs intérêts, grâce à leur rapidité en temps de calcul [13] [14]. Ils devront donc être suffisamment précis [15] pour pouvoir réduire les marges, rapides pour la restauration du réseau et rendre les réseaux dynamiques, et adaptables pour leur permettre de fonctionner sur tous les types de liens.

L'avènement des transmissions optiques cohérentes a permis de simplifier la conception des liens de transmission du point de vue matériel, mais la maîtrise des effets physiques est devenue plus complexe par la prise en compte de nouvelles dimensions, telles que l'amplitude, la phase ou la polarisation [16]. Les systèmes cohérents associés au traitement numérique du signal permettent de compenser numériquement dans le récepteur les distorsions du signal liées à la dispersion chromatique. Il n'est donc plus nécessaire de conserver les modules de compensation de dispersion chromatique en ligne nécessaires aux anciens systèmes de transmission basés sur la modulation d'intensité. Les canaux sur un même lien n'ont pas forcément tous un même format de modulation ou une technologie commune, ils sont cohérents ou non et peuvent nécessiter un lien compensé en

dispersion ou non. Tous les canaux, quels que soient leurs formats, vont donc subir le même profil de dispersion chromatique au cours de leur propagation sur une même section de lien. Il pourra être différent suivant le chemin à travers le réseau. C'est pourquoi les perturbations liées à la ligne de transmission comme les effets non-linéaires de type Kerr, provoquant une distorsion du signal optique, vont dépendre du chemin parcouru par le signal. Il est donc important d'étudier les distorsions physiques que les canaux cohérents peuvent subir sur l'ensemble des cas possibles que comportent les réseaux. Les distorsions non-linéaires par effet Kerr sur le signal seront le sujet de ce manuscrit.

1.2 Généralités sur les transmissions cohérentes

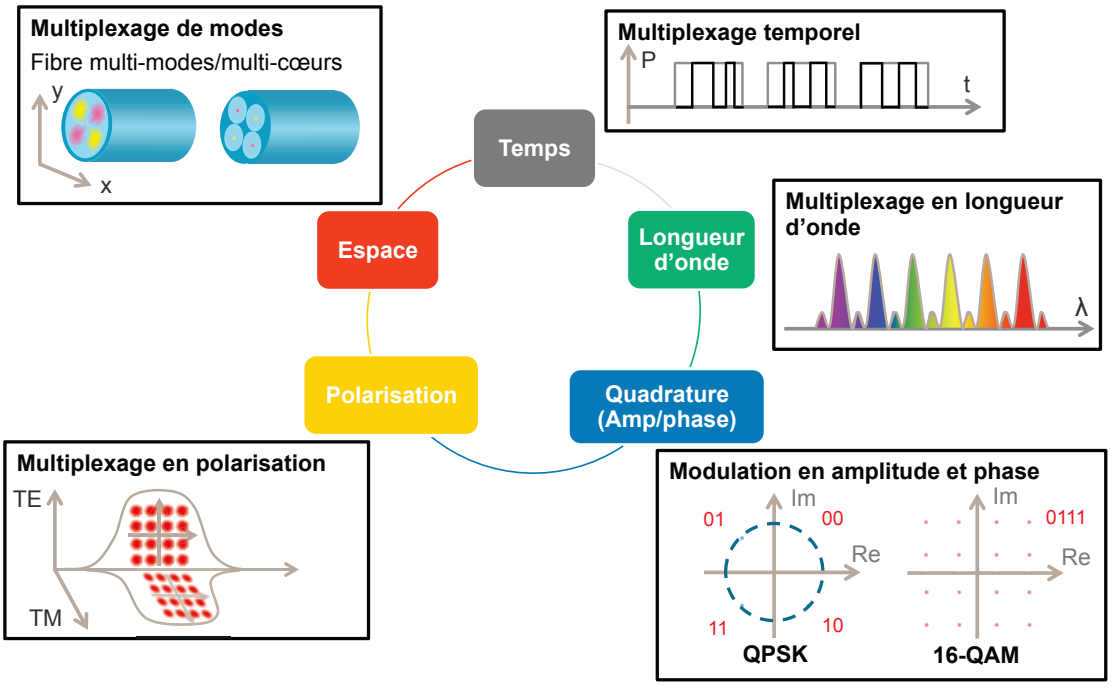

FIGURE 1.1: Les dimensions de la lumière pour coder l'information

Une transmission sur fibre optique est composée de trois groupes d'éléments principaux, à savoir : l'émetteur (Tx) qui va convertir les données numériques en un signal optique, la ligne de transmission sur laquelle le signal va se propager sur des centaines voire plusieurs milliers de kilomètre, et enfin, le récepteur (Rx) qui va permettre de récupérer l'information optique transmise et la reconvertir dans le domaine numérique. Avec l'avènement de la technologie cohérente, dont le nom provient de l'utilisation d'un mixeur cohérent à la réception (voir annexe C), permet d'utiliser toutes les dimensions de la lumière pour coder l'information,

à l'exception du multiplexage de modes qui reste pour le moment à l'état de recherche, comme illustré sur la figure 1.1. Alcatel-Lucent propose en 2010 le premier produit commercial à 100 Gbit/s basé sur cette technologie [17] [18]. Les données numériques sont codées en modulant temporellement l'amplitude et la phase sur les deux polarisations de la lumière (voir annexe B). Le signal optique forme ainsi un canal que l'on multiplexe ensuite en longueur d'onde avec des dizaines voire une centaine d'autres canaux.

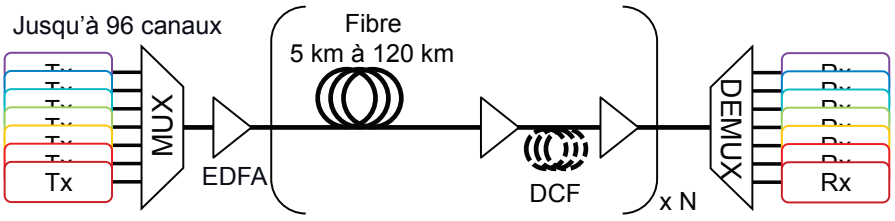

FIGURE 1.2: Schéma général d'une transmission optique

Après multiplexage, le signal est amplifié et injecté dans la ligne de transmission, comme représenté sur le schéma 1.2. La ligne est constituée de tronçons de fibres optiques de longueurs assez disparates entre une dizaine de kilomètres et une centaine de kilomètres (voir figure 1.10 et l'article [19]) entrecoupés d'amplificateurs optiques (triangles sur le schéma), permettant d'atteindre jusqu'à quelques milliers de kilomètres de distance. En fonction du type de lien, on peut trouver entre les deux étages de l'amplificateur une fibre à compensation de dispersion, *dispersion compensating fiber* (DCF). Le signal est réceptionné après démultiplexage des canaux et, au niveau du récepteur, le mixeur cohérent récupère l'amplitude et la phase de notre signal sur deux polarisations orthogonales. Un traitement numérique permet en définitive de retrouver les polarisations d'émission et les données transmises (décrit en annexe C).

Je vais me focaliser sur deux formats de modulations cohérents : le format de modulation à quatre états de phase multiplexé en polarisation, *polarization division multiplexed quadrature phase-shift keying* (PDM-QPSK) et le format de modulation à 16 états d'amplitude et phase multiplexé en polarisation, *polarization division multiplexed 16-level quadrature amplitude modulation* (PDM-16QAM) [20]. Le PDM-QPSK permet de coder 2 bits par polarisation, et modulé à un débit symbole de 28 GBd ou 32.5 GBd en fonction du type de code correcteur d'erreurs utilisé, permet de transmettre 100 Gb/s net d'information [21]. Le PDM-16QAM permet quant à lui de coder 4 bits par polarisation à 32.5 GBd ou 41 GBd et ainsi atteindre 200 Gb/s voir 250 Gb/s net d'informations transmises [22]. La représentation complexe d'un champ modulé d'une polarisation, suivant les deux

formats de modulation, échantillonnée au temps symbole, appelé constellation, est représentée sur la figure 1.3.

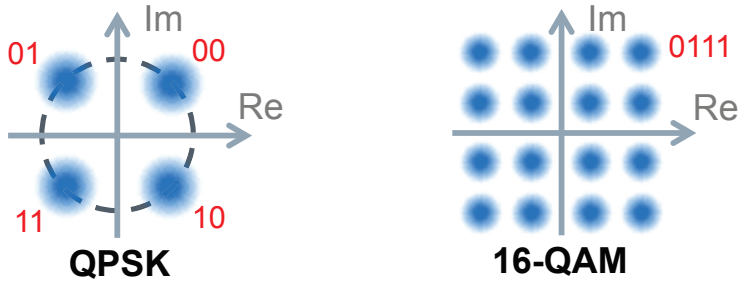

FIGURE 1.3: Constellations des formats de modulation à quatre états de phase, *quadrature phase-shift keying* (QPSK) et modulation à 16 états d'amplitude et phase, *16-level quadrature amplitude modulation* (16QAM)

La constellation est un système d'analyse en deux dimensions de la performance d'un système. Elle est équivalente au diagramme de l'œil pour un signal à une dimension, mais échantillonnée au temps symbole. L'analyse de cette constellation va nous permettre d'extraire les distorsions accumulées lors de la transmission et d'en extraire ses propriétés.

Nous allons voir dans la suite que pour une grande majorité des cas, les distorsions associées aux différents symboles de la constellation pourront être considérées comme un bruit de nature additif, blanc et gaussien.

1.3 Les sources de bruits d'une transmission sur fibre optique

Le bruit visible sur la constellation est la résultante de l'ensemble des distorsions et bruits que le signal subit lors de sa propagation. Il est très difficile d'en extraire et d'isoler la contribution de chaque partie de la transmission, de la génération du signal optique, en passant par la propagation, à sa réception. J'ai dressé une carte heuristique des distorsions et des bruits que le signal peut subir, tant électronique qu'optique, d'un bout à l'autre d'une transmission, figure 1.4. Je considère ici qu'aucun élément de la transmission n'est parfait, chaque élément peut potentiellement distordre ou ajouter un bruit au signal de façon plus ou moins importante en fonction des cas d'applications. Le cercle vert pour chaque catégorie est une estimation approximative du niveau de la recherche reporté par la communauté dans la littérature sur le comportement des distorsions.

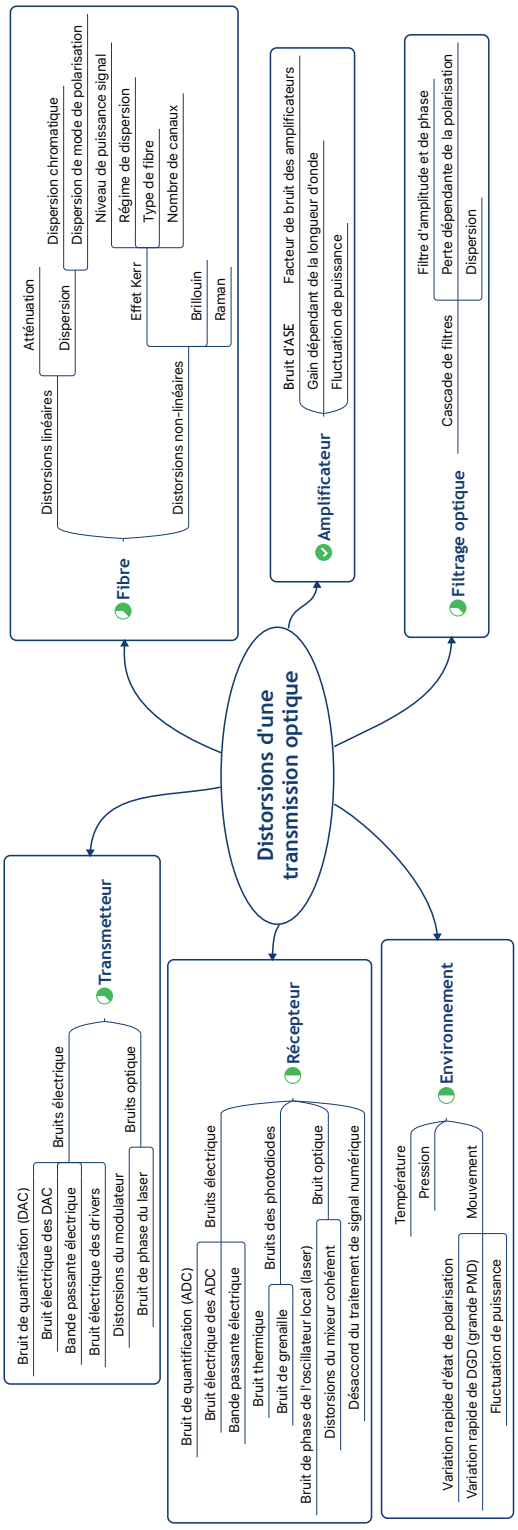

FIGURE 1.4: Carte heuristique des effets perturbateurs d'une transmission optique

Les imperfections du transmetteur. (voir figure 1.5 et annexe B pour plus de détails) Le transmetteur par sa complexité et sa vitesse de modulation (débit symbole), génère une distorsion que l'on pourra dans un premier temps assimiler à un bruit, qui est non négligeable par rapport au signal. La conversion du signal numérique en signal optique ne se fait pas sans perte. On peut mentionner par exemple le bruit de quantification lié à l'utilisation de convertisseur numérique-analogique, *digital-to-analogue converter* (DAC) maintenant quasi omniprésent dans les transmissions cohérentes [23], le bruit électronique des amplificateurs électriques (aussi appelés drivers, D sur la figure 1.5) qui alimentent les modulateurs avec une puissance de signal électrique suffisante, et les distorsions des modulateurs eux-mêmes basés sur des interféromètres dont la réponse est souvent non-linéaire. L'ensemble du système électro-optique possède également une bande passante limitée qui distord le signal. Elle est souvent compensée partiellement à l'émission de façon numérique en contrepartie d'un bruit de quantification légèrement plus élevé [24]. Un filtre supplémentaire de mise en forme peut aussi être utilisé pour changer la forme spectrale du signal et le contenir dans une bande fréquentielle plus étroite (se référer à l'annexe B). On pourra aussi mentionner le bruit de phase du laser utilisé comme porteuse, qui nécessite une étape de récupération de la phase (estimation de la phase de la porteuse, *carrier phase estimation* (CPE)) à la réception (voir l'annexe C).

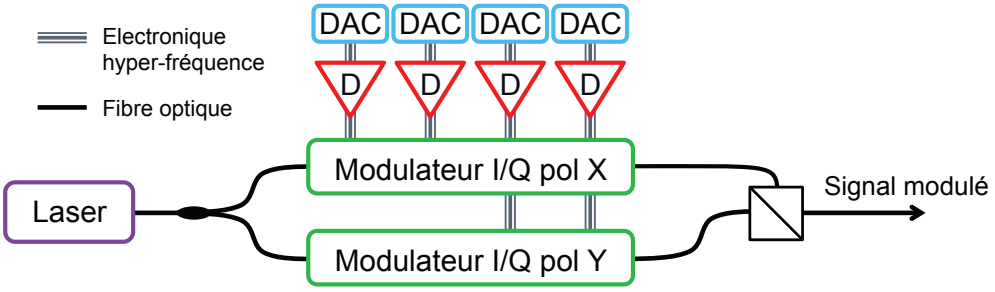

FIGURE 1.5: Schéma d'un transmetteur. DAC : convertisseur numérique - analogique, D : driver ou amplificateur électronique, modulateur I/Q : modulateur sur la partie réel et imaginaire du champ optique.

Les imperfections du récepteur. (voir figure 1.6 et annexe C pour plus de détails) Le récepteur est relativement semblable au transmetteur sur le plan des bruits. La conversion optoélectronique se fait au travers d'un mixeur cohérent dans lequel le signal vient battre avec un oscillateur local de fréquence quasi identique (laser continu) suivi de quatre photodiodes balancées dont les signaux sont échantillonnés ensuite à l'aide de

quatre convertisseurs analogiques-numériques, *analogue-to-digital converters* (ADCs), en l'occurrence en laboratoire un oscilloscope [25] [26]. De la même manière, le signal reçu subit un bruit de phase en battant avec l'oscillateur local qui est compensé par la CPE, auquel vient s'ajouter un bruit thermique et de grenaille (dans de très rares cas) liés aux photodiodes. Il y a également un bruit électronique et des distorsions similaires aux DACs liés aux ADCs. Tout comme au transmetteur, le signal optique étant généralement de plus large bande que la bande électrique du récepteur, il y subit une distorsion supplémentaire. En pratique, pour un signal de 32 GBd (sans mise en forme spectrale particulière), la bande passante électrique des ADCs se situe autour de 20 GHz coupant une partie du signal créant une distorsion supplémentaire.

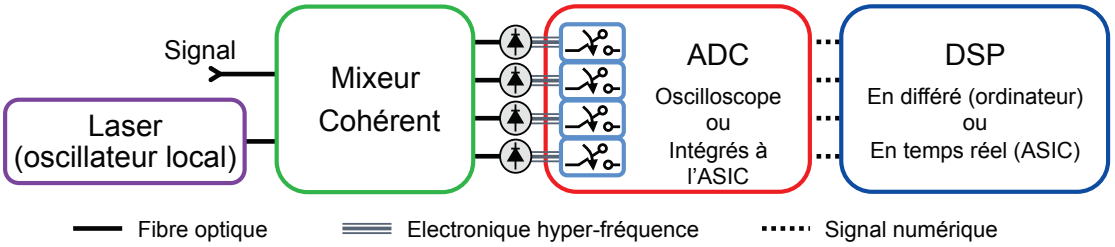

FIGURE 1.6: Schéma d'un récepteur cohérent. ADC : convertisseur analogique - numérique, DSP : traitement numérique du signal, ASIC : circuit intégré dédié au traitement du signal.

Le bruit d'ASE relatif à l'émission spontanée amplifiée, *amplified spontaneous emission* (ASE) est inhérent aux amplificateurs optiques, qui sont omniprésents dans les réseaux optiques aujourd'hui, en particulier les amplificateurs à fibre dopée erbium (EDFAs) [27]. Le bruit d'ASE généré par les amplificateurs à fibre dopée erbium (EDFAs) est considéré comme un bruit blanc gaussien additif [28], qui est dépendant du facteur de bruit des EDFAs et de la puissance du signal optique à l'entrée de l'amplificateur. Il est donc facile de déterminer analytiquement la quantité de bruit d'ASE et ainsi de prédire ce que l'on appelle le rapport signal sur bruit optique, *optical signal-to-noise ratio* (OSNR) dans une certaine bande optique, habituellement 0.1 nm (voir annexe A consacrée à l'OSNR). En supposant que l'ensemble des tronçons sont identiques, l'accumulation du bruit sur une liaison constituée de N tronçons s'évalue à travers la formule suivante qui donne l'évolution du rapport signal sur bruit optique :

$$OSNR_{0.1nm_{dB}} = 58\ dBm + P_{in_{dBm}} - \Gamma_{dB} - NF_{dB} - 10 \times \log_{10}(N) \quad (1.1)$$

où $P_{in_{dB}}$ est la puissance du signal par canal en échelle logarithmique (décibel, dBm) à l'entrée de chacun des tronçons de fibre, Γ_{dB} la perte du tronçon (pour 100 km de fibre, typiquement 20 à 25 dB), NF_{dB} le facteur de bruit des amplificateurs (typiquement autour de 5 dB) et N le nombre de tronçons de fibres que comporte le lien. On peut noter que la formule donne le bruit total sur les deux polarisations car le bruit d'ASE est non polarisé et que l'OSNR est proportionnel à la puissance du signal sur les deux polarisations en entrée de la fibre.

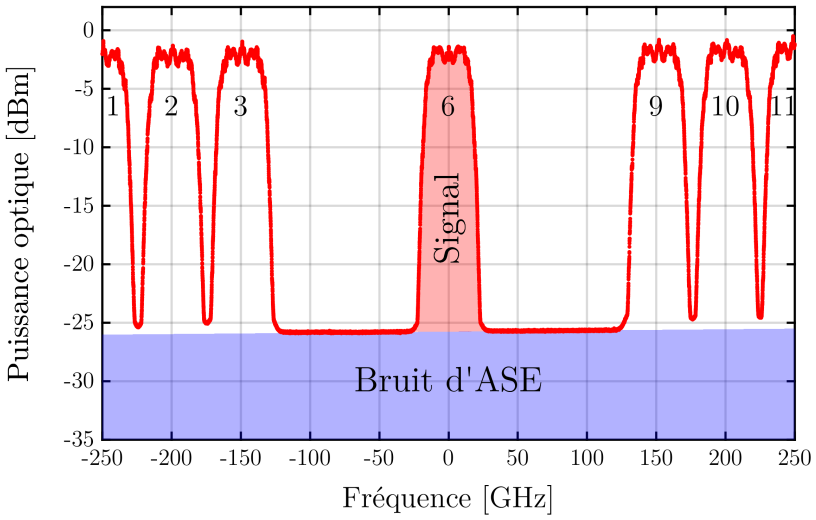

FIGURE 1.7: Mesure d'un spectre optique montrant onze canaux dont quatre éteints, deux de chaque côté du canal central n°6. Grace aux canaux absents, on peut distinguer la puissance optique du signal par rapport au niveau du bruit d'ASE.

On observe sur la figure 1.7 le spectre optique représentant sept canaux cohérents modulés à 100 Gbit/s. Autour du canal central, j'ai volontairement éteint deux canaux de part et d'autre pour laisser apparaître le niveau de bruit provenant de l'ASE. On remarque bien que le bruit est plat sur une bande spectrale équivalente à plusieurs canaux. Quand l'OSNR se dégrade, le niveau de bruit d'ASE augmente par rapport à la puissance du signal et vient "noyer" les canaux dans le bruit. En pratique sur le terrain, il est impossible d'interrompre le trafic et donc d'éteindre des canaux. C'est pourquoi, il est compliqué de mesurer l'OSNR d'un lien en charge de fonctionnement et qu'il est très utile de pouvoir le prédire. Certaines techniques permettent d'estimer l'OSNR d'un lien commercial mais ne sont pas encore très précises et fiables dans toutes les situations [29] [30].

Le filtrage optique est de plus en plus important dans les lignes de transmission dû à l'accroissement du nombre de nœuds optiques des réseaux et à l'augmentation de la vitesse de modulation par rapport à la grille spectrale [31] [32]. Chaque nœud est constitué d'au moins un filtre optique que le signal traverse. Le filtre, souvent un commutateur sélectif en longueur d'onde, *wavelength-selective switch* (WSS), permet de séparer et router les différents canaux ou longueurs d'ondes aux différentes destinations choisies [33]. L'accumulation des filtres optiques va venir distordre et dégrader la performance du signal [34]. La figure 1.8 représente la mesure du spectre du signal à l'émission (Tx) et à la réception après la cascade d'un certain nombre de filtres optiques. On peut y observer une atténuation des bandes latérales du spectre après filtrage, qui se traduit par une perte de puissance et une distorsion du signal.

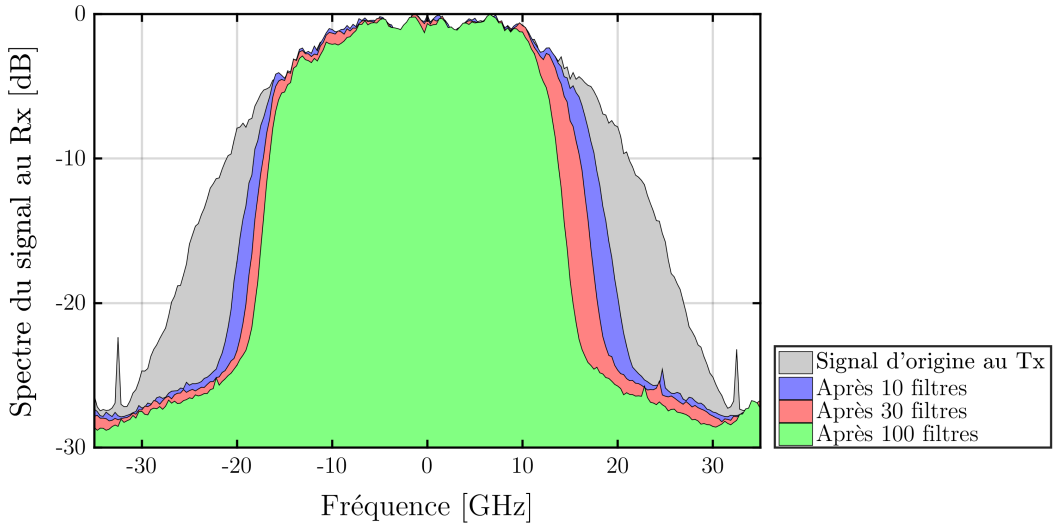

FIGURE 1.8: Spectre du signal à la réception après les ADCs : provenant directement de l'émetteur (Tx) en gris, après 10 filtres optique en bleu, après 30 filtres en rouge, et 100 filtres en vert. Les filtres ont ici une bande spectrale de 50 GHz (que l'on peut approcher par un filtre super gaussien d'ordre 2.5 et de bande passante 43 GHz à -3 dB).

Distorsions liées à l'environnement extérieur : le signal optique se propageant dans la fibre optique n'est pas sensible aux ondes électromagnétiques extérieures, à l'exception des plus fortes, comme la foudre [35] [36] qui produit un changement rapide de l'état de polarisation du signal [37]. De manière générale, les principaux effets environnementaux sont les vibrations et les mouvements de la fibre elle-même. Dans ces cas, on ne parle pas vraiment de bruit ni de distorsion du signal car les effets sont principalement liés

à une modification des propriétés de la fibre comme la biréfringence ou l'atténuation locale. La modification lente de la biréfringence par vibrations ou mouvement de la fibre a un impact très limité sur la qualité de la transmission car les algorithmes de démultiplexage de polarisations permettent de suivre ces variations linéaires. Les variations rapides peuvent, au contraire, provoquer une interruption du trafic par un décrochage des algorithmes de compensation. Dans le cadre de cette thèse, je vais négliger cet aspect.

Distorsions non-linéaires liées à la fibre : les contributions dues aux distorsions non-linéaires sont au cœur de ce manuscrit. Elles peuvent apparaître avec des ondes lumineuses de forte intensité se propageant dans la fibre optique et génèrent des effets non-linéaires du troisième ordre, tels que le mélange à quatre ondes, les diffusions Raman et Brillouin, et l'effet Kerr. C'est ce dernier, l'effet Kerr, qui va nous intéresser plus particulièrement dans ce manuscrit. Il crée avec l'intensité du champ optique une variation de phase venant perturber le signal. Cette variation de phase va interagir différemment avec le signal en fonction de la dispersion chromatique cumulée et se manifeste sous la forme d'interférences inter-symboles.

1.4 Dispersion chromatique et régimes de propagations

La propagation d'une impulsion lumineuse dans un guide d'onde transparent, tel que la fibre optique, dépend principalement, en régime linéaire, de l'indice effectif n du milieu qui varie avec la longueur d'onde. On peut ainsi développer la constante de propagation β autour de la fréquence ω_0 liée à la longueur d'onde de l'impulsion :

$$\beta(\omega) = \frac{n(\omega)\omega}{c} = \beta_0 + \beta_1(\omega - \omega_0) + \frac{1}{2}\beta_2(\omega - \omega_0)^2 + ... \tag{1.2}$$

où $\beta_0 = \beta(\omega_0)$, $\beta_1 = 1/v_g$ est l'inverse de la vitesse de groupe et β_2 le terme de dispersion de la vitesse de groupe. On négligera les termes d'ordres supérieurs du développement de la constante de propagation. Nous allons dans la suite de ce manuscrit prendre comme référence pour le terme de dispersion chromatique, le paramètre de dispersion de vitesse de groupe D défini de la manière suivante :

$$D = -\frac{2\pi c}{\lambda^2}\beta_2 \tag{1.3}$$

où c est la vitesse de la lumière dans le vide et λ la longueur d'onde dans le vide. La raison pour définir la dispersion de cette manière est que D est l'étalement temporel de l'impulsion par unité de bande passante et par unité de distance de propagation dans la fibre, que l'on exprime habituellement en ps/nm/km. De cette façon une dispersion anormale, plus commune dans les fibres standards possède un signe positif [38] [39].

1.4.1 Un réseau hétérogène en fibre

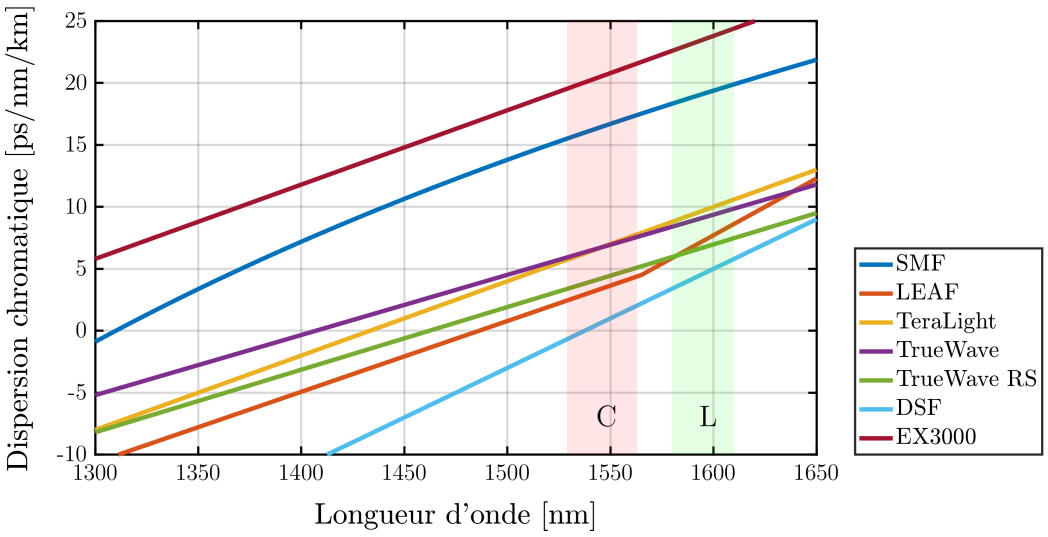

FIGURE 1.9: Dispersion locale de différentes fibres optiques en fonction de la longueur d'onde. La bande C (1530-1565 nm) et la bande L (1580-1610 nm) y sont représentées.

Le déploiement des fibres optiques s'est fait sur de nombreuses années et a subi plusieurs innovations technologiques tant au niveau des systèmes de transmission que sur la fibre elle-même. C'est pourquoi aujourd'hui il existe, en particulier dans les réseaux terrestres, une grande variété de fibre optique mono-mode dont les particularités principales sont la dispersion chromatique locale de la fibre et l'aire effective modale. La figure 1.9 représente la dispersion chromatique locale de différentes fibres optiques utilisées dans les réseaux terrestres et sous-marins en fonction de la longueur d'onde (figure réalisée à partir de données provenant des fabricants).

Effectivement, pour les premiers systèmes de transmission optique non cohérents (10 Gbit/s typiquement) à 1310 nm, il était intéressant d'avoir des fibres faiblement dispersives pour limiter la compensation de la dispersion en ligne. L'utilisation de fibre standard mono-mode, *standard single-mode fiber* (SMF) était appropriée car elle possède autour de 1310 nm une faible dispersion. L'avènement des EDFAs dans la bande C, 1530-1565 nm, a nécessité la recherche de nouvelles fibres à dispersions faibles dans la bande C. Malheureusement, il est délicat de conserver un diamètre de cœur suffisamment grand pour limiter les effets non-linéaires et baisser la dispersion locale de la fibre. Même si certaines fibres atteignent des dispersions faibles pour des diamètres de cœur raisonnables, par exemple la fibre à large aire effective, *large effective area fiber* (LEAF) à $D \simeq 4$ ps/nm/km, il est malgré tout nécessaire d'utiliser des fibres à compensation de dispersion ($D \simeq -80$ ps/nm/km). Plus exotiques, certaines fibres ont même été déployées avec des faibles dispersions normales ($D \simeq -8$ ps/nm/km) pour compenser le *chirp* des lasers directement modulés en intensité.

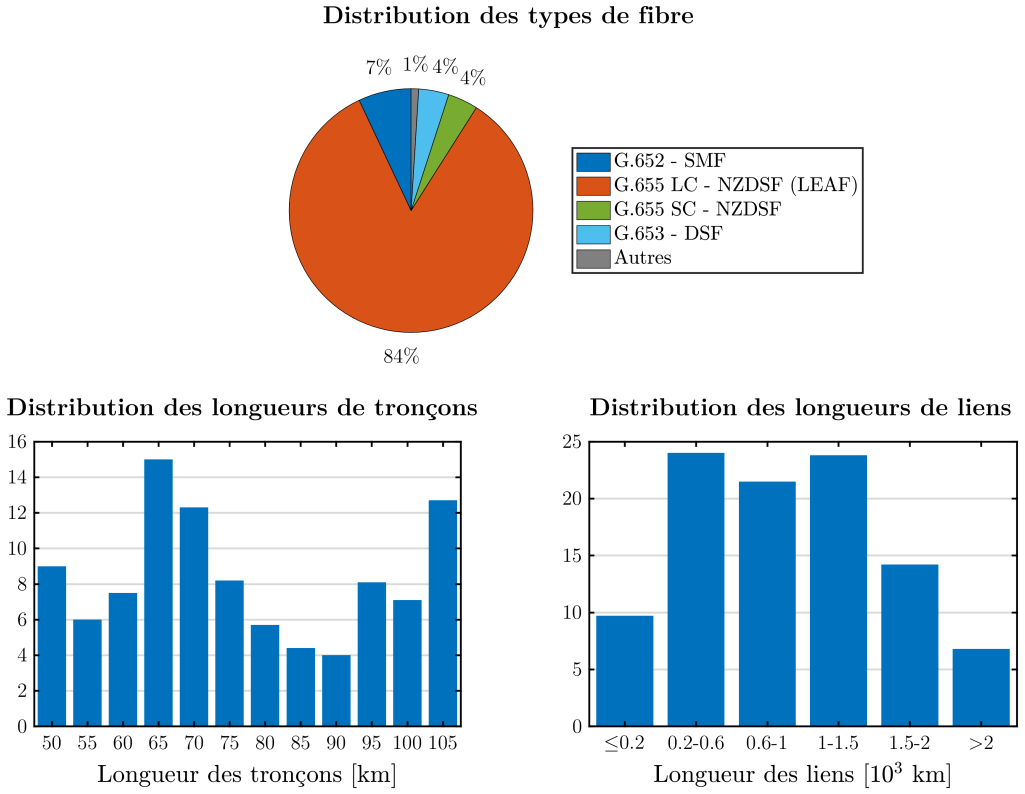

FIGURE 1.10: Une variété de tronçon dans le réseau de cœur Nord-Américain de Microsoft [19]. En haut : types de fibre dans un même réseau et leur proportion. En bas à gauche : distribution de la longueur des tronçons dans le réseau. En bas à droite : distribution de la longueur des liens à travers le réseau.

L'enchainement dans le temps des différentes innovations et technologies a engendré le déploiement dans les réseaux de plusieurs types de fibres optiques et de longueurs différentes, comme on peut le voir sur la figure 1.10 représentant la variété des tronçons du réseau de cœur de Microsoft Nord-Américain [19]. Il y a également différents régimes de propagations liés à l'utilisation de systèmes non-cohérents. Dans les réseaux de cœur et les réseaux métropolitains l'ensemble des systèmes de transmission optique opèrent à présent dans la bande C, celle de l'EDFA traditionnel, et/ou éventuellement dans la bande L (1565-1625 nm) avec des EDFA à bande décalée. Dans les bandes C et L, deux régimes de propagation s'opposent, représenté sur la figure 1.11, celui où la dispersion chromatique du signal est non compensée en ligne (non-géré en dispersion, *dispersion unmanaged* (DU)), en bleu, et un exemple où la dispersion chromatique est compensée après chaque tronçon de fibre (géré en dispersion, *dispersion managed* (DM)), en rouge. Dans le premier régime, DU, la dispersion chromatique cumulée par le signal est compensée numériquement par le récepteur. Cela nécessite une réception cohérente pour permettre de récupérer l'amplitude et la phase du champ du signal. Dans le second régime, DM, la dispersion chromatique cumulée par le signal est compensée partiellement ou presque totalement après chaque tronçon de fibre et est ramenée à zéro à la réception, tout cela à l'aide de fibre à compensation de dispersion, *dispersion compensating fiber* (DCF). Il ne nécessite donc pas de réception cohérente et permet l'utilisation de canaux à détection directe et/ou de conserver d'anciens canaux dans le réseau.

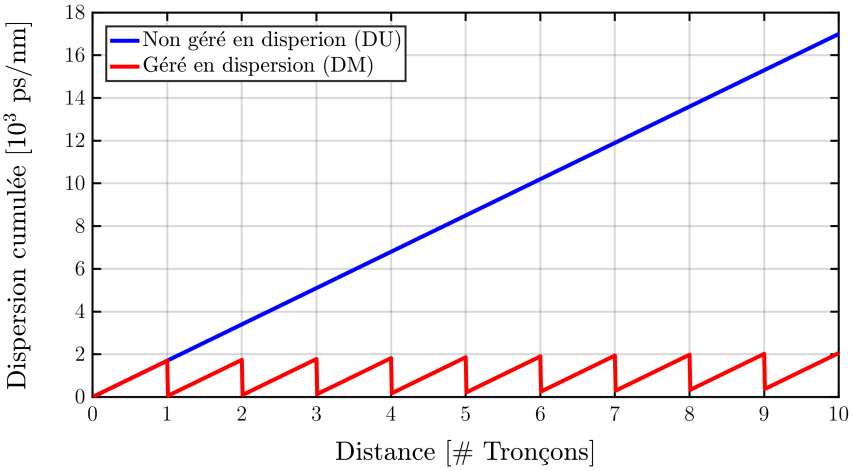

FIGURE 1.11: Les régimes de dispersion. Dispersion cumulée en fonction de la distance pour différent régime : en bleu non-géré en dispersion (DU) et en rouge géré en dispersion (DM).

Les systèmes DU sont aujourd'hui les plus déployés sur le terrain pour les systèmes dits "cohérents". Ils ont l'avantage d'être simples car ils ne nécessitent pas de module de compensation de la dispersion, en laissant croître la dispersion du signal au cours de sa propagation sans la compenser en ligne [40]. L'ensemble de la distorsion apportée par la dispersion chromatique sera compensée de façon numérique, voir annexe C.

Pour simplifier et économiser des ressources, les opérateurs souhaitent également relier leurs réseaux entre eux de façon transparente. C'est-à-dire que le signal optique peut potentiellement parcourir plusieurs types de réseaux, de surcroît plusieurs types de fibre et régimes de propagation sans reconversion dans le domaine électrique, impliquant une diversité des tronçons encore plus importante.

1.4.2 Exemple de lien

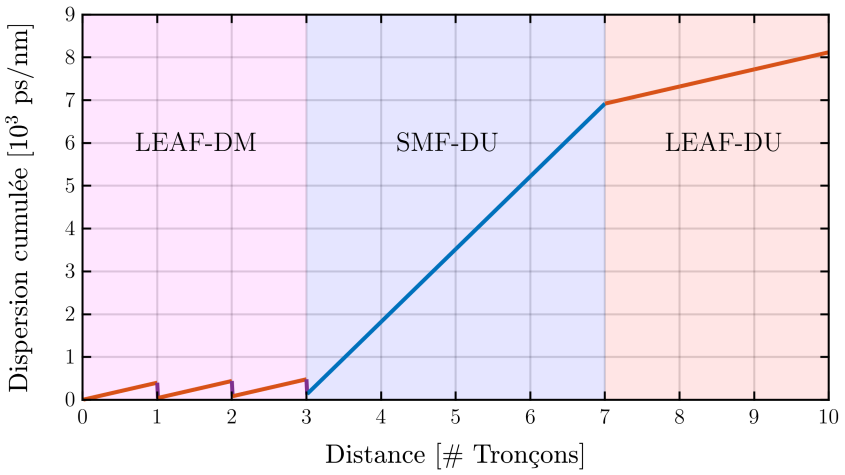

FIGURE 1.12: Exemple de transmission hétérogène constitué de 3 tronçons de LEAF-DM, 4 tronçons de SMF-DM et 3 de LEAF-DU.

Un exemple typique, est une liaison hétérogène entre deux centres de données (*datacenters*) situés dans deux villes distinctes, que l'opérateur souhaite relier de manière transparente. Le premier réseau métropolitain supporte encore des canaux à 10 Gbit/s, il est donc compensé en dispersion et utilise des fibres de type LEAF. Le second réseau métropolitain ne possède plus de canaux à 10 Gbit/s et a ainsi retiré ses compensateurs de dispersion, avec toujours de la fibre LEAF. Le réseau de cœur reliant les villes entre elles, contient lui aussi uniquement des canaux cohérents installés plus récemment, et par conséquent il est non géré en dispersion et utilise de la fibre SMF. Notre liaison transparente entre les deux centres de

données va donc comporter d'abord des tronçons LEAF-DM puis des tronçons SMF-DU et enfin des tronçons LEAF-DU, comme on peut le voir sur la figure 1.12. Cet enchainement de régimes de propagation supportés par une variété de systèmes dispersifs va complexifier grandement la prédiction de la performance et en particulier la modélisation des distorsions otiques non-linéaires.

1.5 L'équation de Schrödinger non-linéaire

En plus des effets dispersifs, le champ optique subira des effets non-linéaires dus à la réponse non-linéaire du troisième ordre de la silice. La propagation de la lumière dans une fibre optique est la propagation d'un champ électromagnétique dans un guide d'onde que l'on peut décrire par l'équation de Schrödinger non-linéaire, *nonlinear Schrödinger equation* (NLSE) ci-dessous [38], en supposant une variation lente de l'enveloppe devant la période de l'oscillation du champ :

$$\frac{\partial A(z,t)}{\partial z} + \frac{1}{2}g(z)A(z,t) + \frac{i\beta_2(z)}{2}\frac{\partial^2 A(z,t)}{\partial t^2} - j\gamma(z)\left|A(z,t)\right|^2 A(z,t) = 0 \qquad (1.4)$$

A est l'amplitude de l'enveloppe du champ optique, z est la distance de propagation du champ le long de la fibre, g est le coefficient de gain ou d'atténuation par unité de longueur (atténuation de la fibre ou gain des amplificateurs), β_2 est le facteur de dispersion de la vitesse de groupe, t est le temps retardé ($t = T - \beta_1 z$) et γ le coefficient non-linéaire d'effet Kerr. Chacun de ces termes peut varier en fonction de la propagation z (typiquement de tronçon en tronçon). On rappelle que cette équation ne tient compte que des non-linéarités de type Kerr optique et néglige les effets de type diffusion Raman et Brillouin.

Il est possible de simuler de façon très précise la transmission du champ optique dans un guide d'onde en utilisant la méthode de Fourier itérative à pas séparés, *split-step Fourier method* (SSFM) [38], qui permet d'obtenir une estimation de la performance quel que soit la configuration du système. Cependant, elle nécessite un temps de calcul relativement important, à savoir plusieurs heures voir dizaines d'heures de temps de calcul avec les processeurs actuels. De plus, pour obtenir un résultat dans un temps raisonnable, on est obligé de se limiter à une bande fréquentielle restreinte (Optilux, `http://optilux.sourceforge.net` [41]) [42]. Avec l'avènement des calculs massivement parallèles sur les processeurs graphiques, la parallélisation de la transformation de Fourier rapide permet de

diminuer de façon significative le temps de calcul et de prendre en compte la totalité de la bande fréquentielle dans un temps raisonnable de quelques heures. Néanmoins, une heure de simulations pour un lien est déjà bien trop long par rapport à l'échelle des quelques millisecondes tolérables pour le modèle de performance requis.

Une autres approche serait de résoudre la NLSE par une méthode perturbative selon certaines hypothèses, pour obtenir ce que l'on appelle le noyau Kerr de la NLSE que l'on va utiliser pour introduire le sujet, ci-dessous.

1.5.1 Méthode perturbative

Le point de départ a été l'observation que pour les systèmes de transmission cohérents longues distances, multiplexés en polarisation et sans compensation de la dispersion en ligne (DU), les distorsions non-linéaires sur le signal provenant des effets Kerr peuvent être perçus comme un bruit blanc gaussien additif [43] [44] [45]. Ceci est d'autant plus vrai que le système est dispersif [46]. Les modèles développés suite à cette constatation dérivent de la méthode perturbative au premier ordre, *first order regular perturbation* (RP1) de la NLSE, en supposant que le signal lui-même est un bruit blanc gaussien additif, *additive white gaussian noise* (AWGN) [47] [48] [49] [50]. En poursuivant ces observations, plusieurs publications de l'équipe de Politecnico di Torino [51], Università degli Studi di Parma [52] [53] et Alcatel-Lucent Bell-Labs (à présent Nokia Bell Labs) [54] ont initié une nouvelle théorie, appelée "modèle gaussien" ou en anglais Gaussian Noise model (GN model).

Je vais donner quelques éléments du développement de la NLSE par la méthode RP1 pour arriver à un résultat très simplifié. Ceci me permet d'introduire la suite du manuscrit, pour plus de détail sur le calcul, je vous invite à vous référer aux papiers suivants : [47] [55] [54] [48] [49] [50].

En partant de la transformée de Fourier de la NLSE (1.4), on obtient [49] [56] :

$$\begin{aligned}\frac{\partial \tilde{A}(z,\omega)}{\partial z} =& \frac{g(z) - j\omega^2\beta_2(z)}{2}\tilde{A}(z,w) \\ &- j\iint_{-\infty}^{+\infty} \gamma(z)\tilde{A}(z,\omega+\omega_1)\tilde{A}(z,\omega+\omega_2)\tilde{A}^*(z,\omega+\omega_1+\omega_2)\frac{\mathrm{d}\omega_1}{2\pi}\frac{\mathrm{d}\omega_2}{2\pi}\end{aligned} \tag{1.5}$$

où $\omega = 2\pi f$ et f la fréquence. Nous pouvons aussi définir le gain accumulé en puissance $G(z)$ du signal :

$$G(z) \triangleq \exp\left(\int_0^z g(s)\mathrm{d}s\right) \tag{1.6}$$

et la dispersion chromatique cumulée normalisée à la distance z, $C(z)$:

$$C(z) \triangleq -R^2 \int_0^z \beta_2(s)\mathrm{d}s = R^2 \frac{\lambda^2}{2\pi c} D(z) \tag{1.7}$$

où R est le débit symbole, λ la longueur d'onde du canal et D la dispersion cumulée définie en (1.3).

Ceci nous permet d'exprimer l'enveloppe du signal de façon normalisée $\tilde{U}(z,\omega)$, comme si le signal était compensé des effets linéaires (atténuation, gain et dispersion chromatique), normalisé aussi par la puissance moyenne P_0 en entrée de la ligne :

$$\tilde{U}(z,\omega) = \left(\sqrt{P_0}\exp\left(\frac{\ln\left(G(z)\right) + jC(z)\omega^2}{2}\right)\right)^{-1} \tilde{A}(z,\omega). \tag{1.8}$$

Ainsi, par changement de variable de (1.8) dans (1.5) et simplifications, on obtient :

$$\begin{aligned}\frac{\partial \tilde{U}(z,\omega)}{\partial z} = -jP_0 \iint_{-\infty}^{+\infty} \gamma(z)G(z)\exp\left(-jC(z)\omega_1\omega_2\right) \\ \cdot \tilde{U}(z,\omega+\omega_1)\tilde{U}(z,\omega+\omega_2)\tilde{U}^*(z,\omega+\omega_1+\omega_2)\frac{\mathrm{d}\omega_1}{2\pi}\frac{\mathrm{d}\omega_2}{2\pi}.\end{aligned} \tag{1.9}$$

On peut également définir la phase non-linéaire, Φ_{NL} :

$$\Phi_{NL}(z) = P_0 \int_0^z \gamma(s)G(s)\mathrm{d}s. \tag{1.10}$$

Elle représente le retard de phase dû aux effets non-linéaires accumulés lors de la propagation entre 0 et z. A présent, nous appliquons l'hypothèse RP1, en considérant que le signal peut s'exprimer, à la distance L, de la façon suivante :

$$\tilde{U}(L,\omega) = \tilde{U}_0(\omega) + \tilde{U}_1(L,\omega) \tag{1.11}$$

où $\tilde{U}_0(\omega) = \tilde{U}(0,\omega)$ est le signal à l'émission et $\tilde{U}_1(L,\omega)$ la perturbation du premier ordre, qui s'écrit :

$$\tilde{U}_1(L,\omega) = -j\Phi_{NL} \iint_{-\infty}^{+\infty} \tilde{\eta}(\omega_1 \cdot \omega_2)\tilde{U}_0(\omega+\omega_1)\tilde{U}_0(\omega+\omega_2)\tilde{U}_0^*(\omega+\omega_1+\omega_2)\frac{\mathrm{d}\omega_1}{2\pi}\frac{\mathrm{d}\omega_2}{2\pi} \tag{1.12}$$

avec $\tilde{\eta}$, le noyau Kerr de la NLSE :

$$\tilde{\eta}(\omega_1 \cdot \omega_2) = \frac{\int_0^L \gamma(z)G(z)\exp\left(-jC(z)\omega_1\omega_2\right)\mathrm{d}z}{\int_0^z \gamma(z)G(z)\mathrm{d}z}. \tag{1.13}$$

Le noyau non-linéaire contient l'ensemble des caractéristiques de la ligne de transmission, tel que le coefficient non-linéaire de la fibre au cours de la propagation, le profil de puissance du signal et le régime de dispersion.

Je rappelle que le modèle gaussien part de la constatation que les distorsions provenant des effets non-linéaires possèdent une distribution circulaire gaussienne pour des transmissions de type QPSK sur des liens non-gérés en dispersion. Ceci est justifié par la contribution des interactions inter-symboles indépendantes entre elles, conséquence de la dispersion. Il est donc naturel d'assimiler ces distorsions à un bruit, dont il est intéressant d'exprimer sa variance, comme le montre l'auteur de [54] :

$$\sigma_{NL}^2 = Var\left((F \otimes U_1)(t)\right) = A_{NL}\Phi_{NL}^2 = \alpha_{NL}P_0^2 \tag{1.14}$$

où F est la fonction de filtrage du récepteur, $A_{NL} = Var\left(\left(F \otimes \left(\frac{U_1(t)}{\Phi_{NL}}\right)\right)(t)\right)$ et α_{NL} le coefficient non-linéaire défini comme :

$$\alpha_{NL} = A_{NL}\left(\int_0^L \gamma(z)G(z)\mathrm{d}z\right)^2. \tag{1.15}$$

On note ici que α_{NL} est indépendant de la puissance du signal et que la variance σ_{NL}^2 liée aux distorsions non-linéaires est proportionnelle à P_0^2, la puissance optique du signal au début du lien. D'une manière équivalente, les auteurs de [47] supposent

que le signal de chaque canal du système de transmission peut être modélisé comme un bruit gaussien, et par conséquence que l'ensemble des canaux est assimilé à un bruit gaussien périodique. Avec une telle hypothèse, ils aboutissent à l'équation (5) de leur papier [47], qui donne une expression de la puissance de bruit non-linéaire, P_{NLI} :

$$P_{NLI} \simeq \left(\frac{2}{3}\right)^3 N_s \gamma^2 L_{eff} P_{Tx,ch}^3 \frac{\log\left(\pi^2 \left|\beta_2\right| L_{eff} N_{ch}^2 R_s^2\right)}{\pi \left|\beta_2\right| R_s^3} B_n \tag{1.16}$$

où $P_{Tx,ch}$ est la puissance par canal, N_{ch} le nombre de canaux, L_{eff} la longueur effective, N_s le nombre de tronçons, β_2 la dispersion locale de la fibre, R_s le débit symbole et B_n le bande passante du bruit. Ainsi, pour une puissance optique par canal en entré de chaque tronçon normalisée par la puissance du canal à la réception, on obtient également que la variance liée aux distorsions non-linéaires est proportionnelle au carré de la puissance du signal :

$$\sigma_{NL}^2 = \frac{P_{NLI}}{P_{Tx,ch}} = \alpha_{NL} \cdot P_{Tx,ch}^2 \tag{1.17}$$

avec dans ce cas présent :

$$\alpha_{NL} = \left(\frac{2}{3}\right)^3 N_s \gamma^2 L_{eff} \frac{\log\left(\pi^2 \left|\beta_2\right| L_{eff} N_{ch}^2 R_s^2\right)}{\pi \left|\beta_2\right| R_s^3} B_n. \tag{1.18}$$

Malgré des hypothèses assez restrictives, la dépendance de la variance des distorsions non-linéaires au carré de la puissance sera montrée expérimentalement dans le chapitre 3 à la section 3.4.1, dans différentes conditions du signal en entrée de la fibre. Cependant les modèles précédents qui portent sur le coefficient non-linéaire α_{NL} ne permettront pas de prédire, avec une grande précision, la performance des liens faiblement dispersifs ou gérés en dispersion.

1.5.2 Simulations et exemples

Pour illustrer les propos de la section 1.5.1 précédente, je vais réaliser une simulation élémentaire à l'aide de la SSFM. Je souhaite montrer la variation de la phase d'un canal par effet Kerr avec la variation de la puissance instantanée du signal total sur un simple tronçon de 100 km de fibre. Pour cela, je propage trois canaux, dont le format de modulation est identique, à savoir PDM-QPSK à

32 GBd sans aucun effet de filtrage espacés de 50 GHz. Seule la dispersion des deux canaux adjacents au canal central est non nulle, comme l'illustre la figure 1.13.

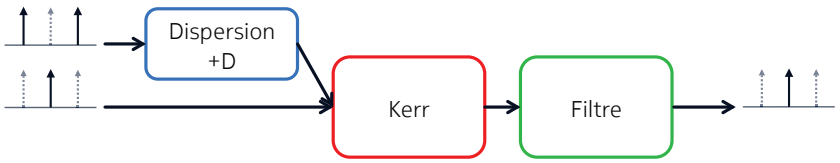

FIGURE 1.13: Schéma de la simulation. Dispersion des canaux adjacents, module d'effet Kerr pur, puis compensation de la dispersion pour les canaux adjacents et étude des distorsions du canal central.

La dispersion des canaux adjacents au canal central se traduit par une variation de puissance sur le champ optique total qui par effet Kerr génère une perturbation en phase sur le canal central. La figure 1.14 montre la variation de puissance temporelle normalisée du canal central non dispersé avant propagation, en bleu, et la variation de puissance temporelle normalisée des trois canaux, en rouge. Les deux canaux extérieurs sont dispersés de 2.10^4 ps/nm avant propagation, en rouge.

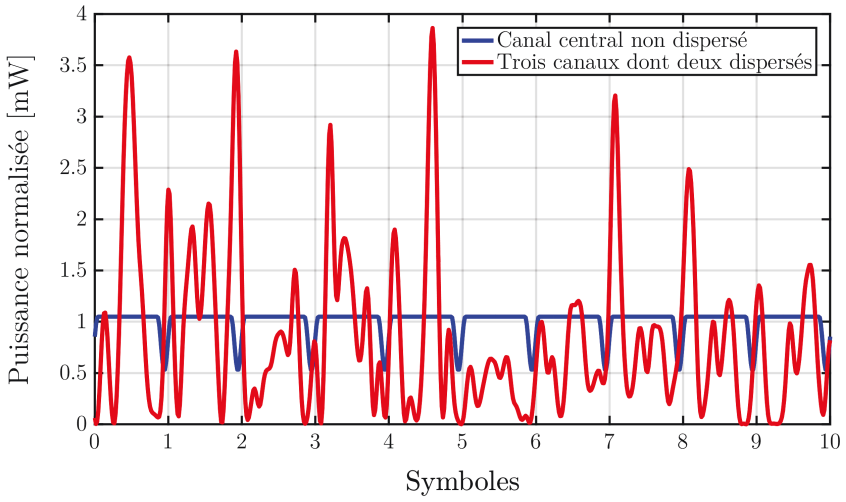

FIGURE 1.14: Trace temporelle de la puissance normalisée du signal avant propagation. En bleu : un canal non dispersé. En rouge : trois canaux dont les canaux extérieurs sont dispersés de 2.10^4 ps/nm.

Au cours de la propagation sur 100 km de fibre optique, les fluctuations de puissance temporelle (en rouge) vont induire des distorsions sur la phase du signal transmis, en particulier sur le canal étudié. Pour l'illustration, je vais négliger dans un premier temps la dispersion de la fibre pour n'avoir que les éléments

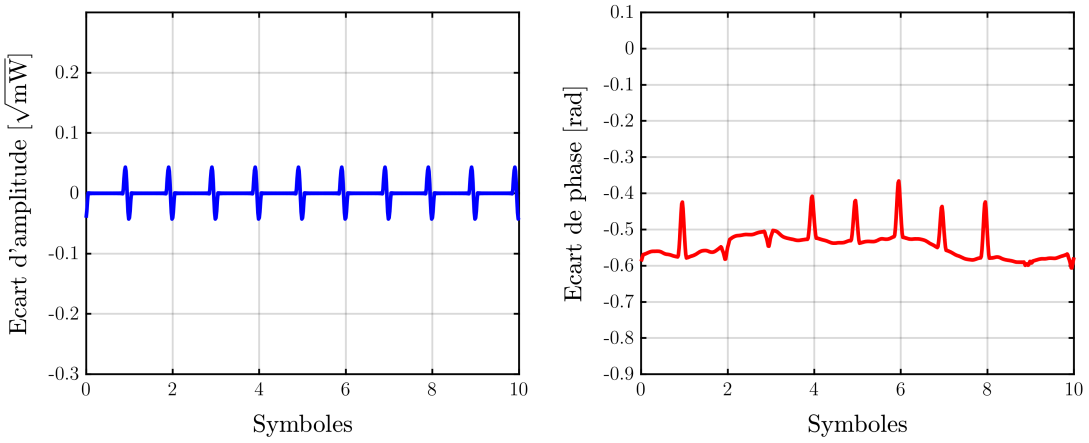

FIGURE 1.15: Trace temporelle de l'amplitude et de la phase du signal après propagation dans une fibre non-linéaire non dispersive.

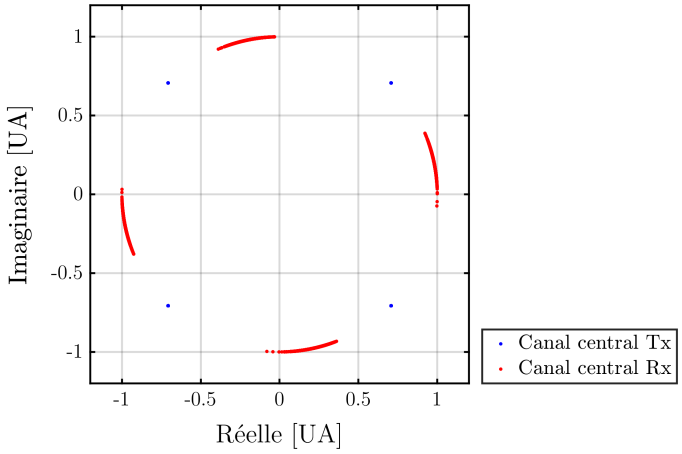

FIGURE 1.16: Constellation du signal à l'émission (bleu) et à la réception (rouge) après propagation dans une fibre non-linéaire non dispersive.

Kerr et d'atténuation (les effets de polarisations croisées ne sont également pas considérés). On prendra comme paramètres non-linéaires ceux d'une fibre SMF, c'est-à-dire une aire effective de $A_{eff} = 80\ \mu\text{m}^2$ et un indice non-linéaire de $n_2 = 2.5.10^{-20}\ \text{m}^2\text{W}^{-1}$. Comme $\gamma = 2\pi \cdot n_2/(\lambda A_{eff})$, on obtient $\gamma = 1.3\ \text{W}^{-1}\text{km}^{-1}$. La figure 1.15 de gauche montre l'écart en amplitude entre le signal reçu et le signal émis du canal central, seules les transitions montrent un écart lié finalement à un décalage de la phase moyenne par effet Kerr. La figure 1.15 de droite représente le résultat de la variation de phase sur quelques symboles, pour la propagation du canal central qui était entouré des canaux perturbateurs. On observe un déphasage moyen correspondant à la puissance moyenne du signal, la variation rapide de la

phase est directement liée à l'amplitude des variations de la puissance provenant des canaux perturbateurs. La constellation 1.16 montre bien que le canal central à la réception (Rx) est perturbé par un bruit de phase uniquement, que l'on peut comparer avant propagation au canal central seul (Tx). On note également la rotation de la constellation liée au bruit de phase non-linéaire moyen.

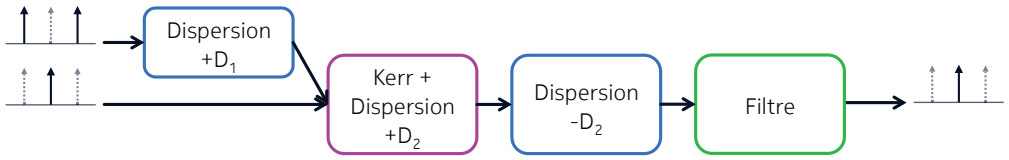

FIGURE 1.17: Schéma de la simulation. Dispersion des canaux adjacents, module d'effet Kerr couplé à la dispersion de la fibre, puis compensation de la dispersion pour atteindre un dispersion nulle et étude des distorsions du canal central.

A titre de comparaison, je réalise la même simulation, en considérant cette fois-ci la dispersion de la fibre. A présent, le signal, en se propageant, va se disperser et générer des interférences inter-symboles qui vont en même temps subir un déphasage lié aux effets Kerr. Les deux effets sont couplés comme sur le schéma 1.17.

Après compensations de la dispersion à la réception (schématisé par le module de dispersion $-D_2$ pour le canal central sur la figure 1.17), les distorsions sur la phase vont se répercuter également en amplitude sur le signal, comme on peut l'observer sur la figure 1.18 de gauche qui montre l'évolution de l'amplitude du signal à la réception. On constate, sur la figure 1.18 de droite, toujours une phase moyenne déterminée par la puissance moyenne du signal et une variation de phase associée à la variation de puissance du signal. Sur la constellation représentée figure 1.19, on remarque également que le nuage de points possède à présent une composante sur l'amplitude du signal, provenant du couplage entre la dispersion et l'effet Kerr.

Si le système devient de plus en plus dispersif, les distorsions sur le signal auront tendance à atteindre un régime dans lequel la distribution des échantillons approche celle d'une gaussienne, pour devenir quasiment circulaire, ce qui nous amène à nouveau aux considérations du modèle gaussien.

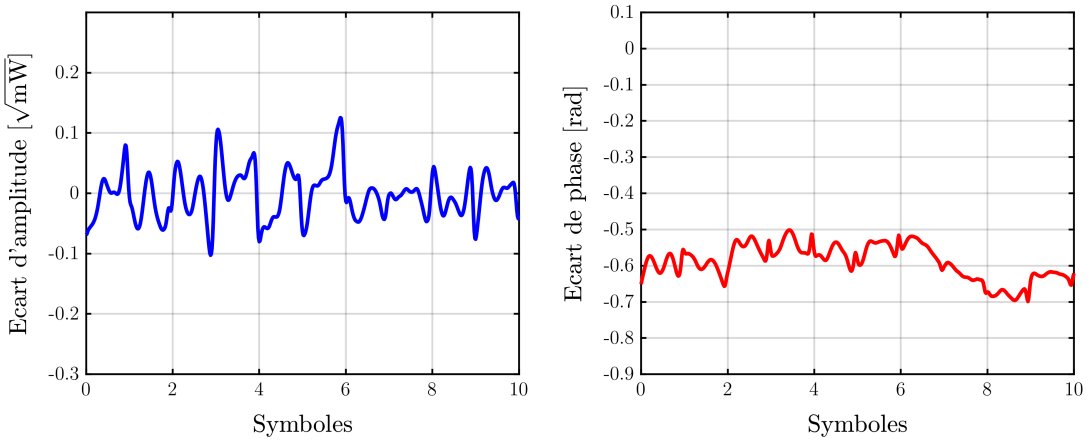

FIGURE 1.18: Trace temporelle de l'amplitude et de la phase du signal après propagation dans une fibre non-linéaire dispersive.

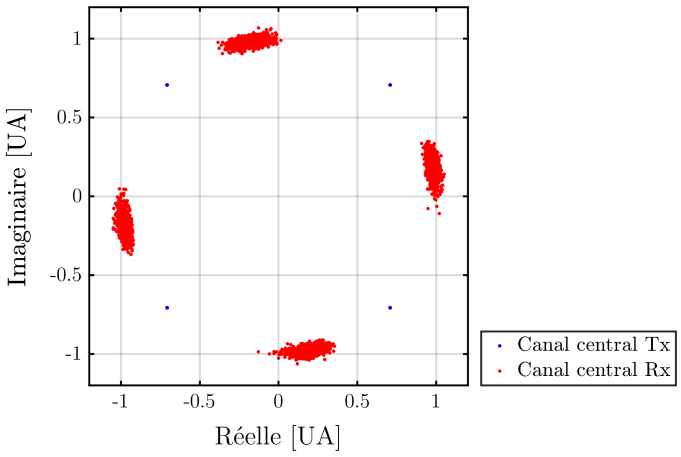

FIGURE 1.19: Constellation du signal à l'émission (bleu) et à la réception (rouge) après propagation dans une fibre non-linéaire dispersive.

1.5.3 Dépendance de la performance avec la puissance

Nous venons de voir que dans le cas des hypothèses du modèle gaussien, la puissance des distorsions non-linéaires est croissante avec le cube de la puissance du signal en entrée de la fibre, plus précisément que la variance normalisée des distorsions non-linéaires est proportionnelle au carré de la puissance du signal. De plus, en se référant à l'équation (1.1) et à l'annexe A, on montre aisément que l'OSNR est proportionnel à la puissance du signal en entrée de la fibre. Considérant

l'ASE et les distorsions non-linéaires comme des sources de bruit totalement indépendantes et additives, on arrive au modèle décrit dans l'article [57] qui donne le rapport signal sur bruit, *signal-to-noise ratio* (SNR) de la transmission :

$$SNR = \frac{P_{sig}}{P_{ASE} + P_{NLI}} = \frac{P_{sig}}{P_{ASE} + \alpha_{NL} P_{sig}^3} \tag{1.19}$$

où P_{sig} est la puissance du signal, P_{ASE} la puissance du bruit d'ASE, P_{NLI} la puissance des distorsions non-linéaires et α_{NL} le coefficient non-linéaire décrit par l'équation (1.15).

En considérant le SNR en fonction de la puissance du signal, on observe deux régimes asymptotiques que l'on nomme : le régime linéaire où $P_{ASE} \gg \alpha_{NL} P_{sig}^3$ et le régime non-linéaire où $P_{ASE} \ll \alpha_{NL} P_{sig}^3$. Ainsi dans le régime linéaire, on obtient un comportement asymptotique dont la performance est proportionnelle à la puissance et limitée par l'ASE, $SNR \simeq P_{sig}/P_{ASE}$. Dans le régime non-linéaire, le comportement asymptotique de la performance est proportionnel cette fois-ci à l'inverse du carré de la puissance, $SNR \simeq P_{sig}/(\alpha_{NL} P_{sig}^3) = 1/(\alpha_{NL} P_{sig}^2)$. En traçant, la performance (SNR) en fonction de la puissance du signal, on aboutit sur la courbe en cloche (*bell curve*) représentée sur la figure 1.20, bien connue de la communauté.

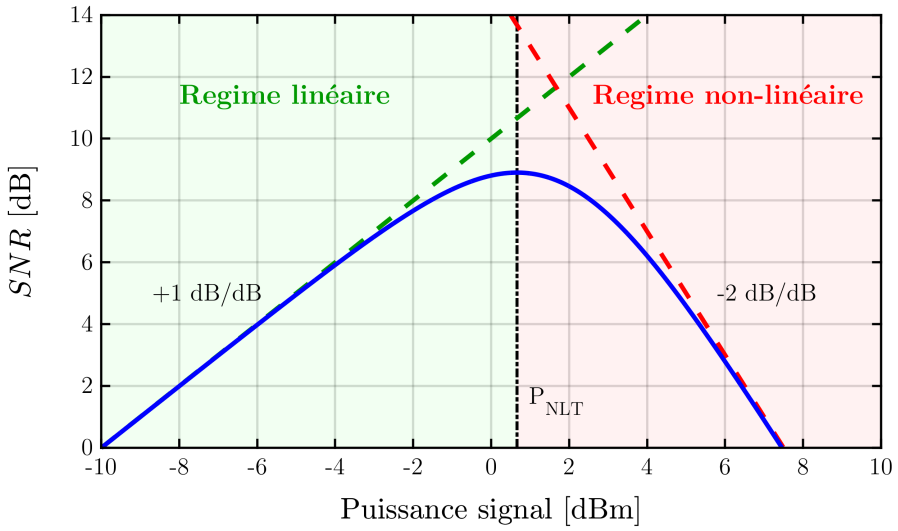

FIGURE 1.20: Illustration de la performance (SNR) en fonction de la puissance du signal avec les hypothèses du modèle gaussien. Appelée courbe en cloche ou *bell curve* par la communauté.

Le SNR croît avec une pente asymptotique de +1 dB/dB dans le régime linéaire pour atteindre la performance maximale autour du seuil non-linéaire, *nonlinear threshold* (NLT) à la puissance P_{NLT}. Ensuite, le SNR décroît avec une pente de -2 dB/dB dans le régime non-linéaire. La puissance optimale, i.e. au NLT, P_{NLT}, sépare les deux régimes de puissance et peut être déterminée en cherchant l'annulation de la dérivée de l'expression (1.19) [57]. Ce qui nous donne :

$$P_{NLT} = \left(\frac{P_{ASE}}{2 \cdot \alpha_{NL}} \right)^{\frac{1}{3}}. \tag{1.20}$$

On peut noter qu'au NLT, la puissance du bruit d'ASE compte pour les 2/3 du bruit total et la puissance des distorsions non-linéaires pour 1/3. Malgré la plus faible contribution des distorsions non-linéaires à l'optimum de performance, il est tout de même important d'en prédire sa contribution car la performance se dégrade deux fois plus vite avec la puissance dans le régime non-linéaire. Ainsi, une mauvaise prédiction dans ce régime de puissance peut être plus critique pour le système. Ceci montre également l'importance du coefficient non-linéaire α_{NL} sur la prédiction de performance qui sera le sujet du chapitre 3.

1.5.4 Limites du modèle gaussien

Le modèle gaussien offre une très grande simplicité et une intuition physique pour les concepteurs de systèmes, si bien que la performance des systèmes peut être évaluée de façon instantanée. Cependant, l'hypothèse principale permettant d'aboutir à un tel modèle requiert que le signal optique lui-même soit un bruit blanc gaussien additif [47] [55] [58] [59]. Cette hypothèse ne peut être valide que pour des systèmes dont la dispersion cumulée est très élevée [60] et pour de grandes fréquences de modulation [61]. Pour des systèmes ayant une faible dispersion cumulée, cette hypothèse n'est plus appropriée [62] [63] [64], par exemple pour une propagation de quelques tronçons DU ou pour un système DM [65], le modèle gaussien donne une estimation très imprécise dans ces régimes [66]. Il ne permet donc pas de prédire la performance pour des systèmes DM, que l'on trouve encore aujourd'hui dans les réseaux terrestres et sous-marins, ou des systèmes ayant un faible nombre de tronçons, typiquement un réseau métropolitain.

Dans le passé, les concepteurs de systèmes de transmission se basaient sur des règles de dimensionnement et de prédiction de performance développées pour les systèmes de transmission à 10 Gbit/s équipés de liens gérés en dispersion [67] [68].

La migration vers des systèmes à base de technologies cohérentes avec des formats de modulation plus complexes combinés à des liens non gérés en dispersion est une stratégie suivie pour le déploiement de nouveaux systèmes [69]. Cependant, un scénario très courant est la mise à niveau d'infrastructure existante fonctionnant à 10 Gbit/s par canal en ajoutant ou remplaçant des canaux par des canaux de type cohérent fonctionnant à 100 Gbit/s ou plus. La préservation des canaux à 10 Gbit/s impose aux canaux cohérents de se propager sur des liens gérés en dispersion et la performance de ces canaux a besoin d'être évaluée et prédite même en présence de compensation de dispersion en ligne.

Aujourd'hui, les outils de conception et les algorithmes de routage utilisent deux estimateurs totalement différents pour prédire la performance et garantir la faisabilité d'un lien : un outil spécifique pour les canaux 10 Gbit/s avec gestion de la dispersion en ligne et un dérivé du modèle gaussien pour les canaux cohérents sans gestion de la dispersion en ligne. C'est deux estimateurs fonctionnent parfaitement dans leur cadre d'application, mais dans ce contexte il est hautement désirable d'avoir un estimateur de la performance pour les canaux cohérents qui fonctionne pour tout type de régime de dispersion, géré ou non, et également une concaténation de plusieurs régimes et types de fibre différents.

1.6 Conclusion

Le réseau de demain demande à être plus efficace, plus flexible et plus dynamique. Pour être plus efficace, il est nécessaire de réduire les marges de design et ainsi mieux optimiser les ressources. Pour être plus flexible, il est important de mieux connaitre son réseau et accorder la capacité au plus proche de la limite de fonctionnement. Pour être plus dynamique, il est décisif d'adapter dans le temps les ressources aux besoins du réseau. La réduction des marges de design et la flexibilité des liens nécessitent un modèle précis. La diversité des fibres et des régimes de dispersion nécessite un modèle adaptable, capable de fonctionner sur tous les liens existants dans les réseaux. De plus, la future dynamique des réseaux exige un modèle rapide pouvant s'allier avec les nouveaux algorithmes de routage et de calcul des chemins optiques.

Des progrès conséquents ont été réalisés à l'aide de la méthode perturbative de l'équation de Schrödinger non-linéaire (RP1) ou avec l'approche de la SSFM mais ces approches restent soit imprécises dans certain cas, soit beaucoup trop complexes et gourmandes en temps de calcul pour être utilisées. Le modèle

gaussien a aussi beaucoup apporté [70] [71], néanmoins il est restreint aux systèmes cohérents sur des liens non gérés en dispersion à grandes distances. Un estimateur basé sur un modèle analytique est le candidat idéal pour conserver une bonne précision de prédiction, tout en étant rapide et apte à toutes les situations.

Une approche inédite est décrite dans ce manuscrit car totalement expérimentale. Plusieurs validations expérimentales du modèle gaussien, basé sur la RP1 de la NLSE, ont été rapportées dans le cas de transmission de plusieurs tronçons non gérés en dispersion [72] [73] [74] [75]. Cependant dans le domaine des télécommunications optiques, aucun article, à ma connaissance, n'a utilisé l'expérience comme un outil de construction d'estimateurs. A partir d'expériences contrôlées et spécifiques, il est possible d'émuler des situations mettant en lumière certaines valeurs ou dépendances intéressantes des distorsions. Mon approche est basée sur une calibration du système à partir d'une transmission sur un unique tronçon de fibre pour construire un estimateur élémentaire des distorsions non-linéaires. Une seconde étude se focalisera sur la mise en correspondance des distorsions élémentaires. L'estimateur pourra ensuite être utilisé pour la prédiction de la transmission sur un lien dans son intégrité. L'utilisation d'estimateurs expérimentaux a l'avantage de pouvoir représenter de façon beaucoup plus fidèle la réalité d'une transmission. L'autre intérêt est qu'il est aisé de conserver une approche simple et donc rapide à calculer.

Chapitre 2

Description statistique des distorsions optiques

Ce chapitre introduit la notion de statistique du bruit que l'on observe sur une constellation, dans le but d'en déduire la performance d'un système de transmission. La constellation est une des données expérimentales qui traduit la performance globale de notre système, par conséquent il est important d'en maîtriser ses propriétés. Mes travaux expérimentaux présentés dans les chapitres 3 et 4 reposent sur la manipulation et la mesure de ces statistiques dans le cas des transmissions cohérentes.

Expérimentalement, il n'est pas possible de séparer sur la constellation, de façon simple, les différentes contributions de bruits. Comme au préalable, une description de certaines propriétés statistiques du bruit est nécessaire. Pour ce faire, on s'appuit sur l'ouvrage de Goodman intitulé "Statsistical Optics" [76] qui décrit les phénomènes liés au speckle. Sa transposition aux distorsions et aux bruits sur une porteuse optique modulée, permet de retrouver certains résultats tels que la propriété gaussienne de la distribution complexe ou celle sur l'isotropie du bruit sur les symboles, moyennant certaines hypothèses sur la statistique des phaseurs.

Cependant et comme nous le verrons, il est possible que toutes les hypothèses ne soient pas vérifiées en pratique et que la statistique du bruit montre un écart à un bruit blanc gaussien additif. Je vais donc développer des solutions permettant de mesurer ces écarts et d'identifier leurs impacts sur l'estimation de la performance et, si possible, de prendre en compte l'effet non désiré pour corriger l'estimation de la performance. On distinguera deux dérives possibles, un écart à l'isotropie du bruit et un écart à la propriété gaussienne du bruit. Enfin, un modèle de prédiction

de la performance sera proposé, en se basant sur les variances des bruits qui seront estimées de façon expérimentale.

2.1 Approche statistique sur les distorsions optiques

Nous allons à l'aide d'outils utilisés couramment dans le domaine de l'optique statistique [76] [77] venir décrire les distorsions que subit le champ optique lors de sa propagation dans les fibres. On va utiliser une approche différente par rapport à la méthode RP1 de l'équation de Schrödinger non-linéaire qui est très bien décrite dans de nombreux articles [51] [55] [58] [78]. L'optique statistique a l'avantage d'être moins complexe et plus directe mais ne permet pas d'extraire directement l'origine physique des perturbations. Elle est en correspondance avec le cadre de mon étude, car expérimentalement il est impossible sur la constellation de venir discriminer les différentes sources de bruit. En effet, dans les chapitres 3 et 4, je serais amené à faire des mesures statistiques sur la constellation obtenue après un certain nombre de tronçons optiques et qui contiendront des sources de bruits multiples. Une approche de type simulation en utilisant la SSFM permet de n'émuler que les sources de bruit voulues, et de façon très aisée. A la différence de la simulation, expérimentalement il est impossible de retirer certains phénomènes générateurs de bruit, pourtant il est essentiel de s'en affranchir. C'est pourquoi, une description statistique du champ optique et de sa constellation sera nécessaire dans le cadre de cette approche.

On rappelle que la constellation est la représentation dans le plan complexe d'une polarisation du champ optique, dans la bande d'un canal, normalisé en puissance et échantillonné au temps symbole. Comme exemple de constellation, on peut se référer à la figure 2.10 ou à l'annexe C. C'est également le signal échantillonné avant l'étape de décision et de son passage au travers du code correcteur d'erreurs pour récupérer l'information envoyée. On peut observer sur la constellation, l'ensemble des distorsions non compensées que le signal a subies au cours de sa propagation.

2.1.1 Le phaseur comme distorsion et ses hypothèses

On va partir du concept de phaseurs aléatoires [76] pour décrire les distorsions telles que celles apportées par l'effet Kerr et la dispersion induit dans la fibre

optique sur un symbole. Cela ne permettra pas d'expliquer l'origine de ces distorsions, en opposition aux modèles perturbatifs. Toutefois dans le cas présent, il n'est pas utile de connaître l'origine physique des distorsions, mais seulement de décrire les propriétés statistiques de ces distorsions. Comme l'illustre la figure 2.1, un symbole émis sera considéré comme distordu par une multitude de phaseurs, c'est-à-dire, une somme de petites perturbations de l'onde en amplitude et en phase.

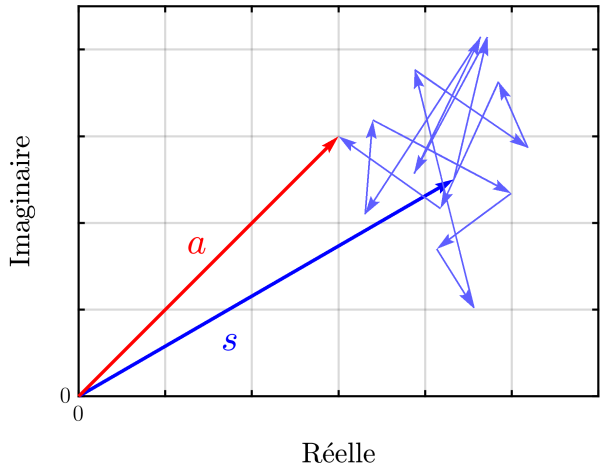

FIGURE 2.1: Addition d'un symbole $\vec{s}$, phaseur constant, plus d'une somme de phaseurs aléatoires, donnant un phaseur résultant $\vec{a}$.

On considère un symbole $s = s_r + js_i$, comme un phaseur constant, perturbé par un grand nombre N de phaseurs complexes d'amplitudes aléatoires $\alpha_k/\sqrt{N}$ et de phases aléatoires ϕ_k. On obtient alors (figure 2.1), un phaseur résultant $\vec{a}$ d'amplitude a et de phase θ :

$$\vec{a} = ae^{j\theta} = s + \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=1}^{N} \alpha_k e^{j\phi_k}. \tag{2.1}$$

Trois propriétés statistiques sur les phaseurs seront considérées pour aboutir à une distribution de bruit gaussienne. Il est aussi possible de relâcher des contraintes sur ces hypothèses pour arriver à un résultat quasi-similaire, mais par souci de simplicité nous allons retenir les hypothèses suivantes :

- L'amplitude et la phase de chaque phaseur sont considérées comme indépendantes entre elles, et également entre les amplitudes et les phases de tous les autres phaseurs.

- Les amplitudes α_k sont uniformément distribuées pour tous les k avec une moyenne $\bar{\alpha}$ et une variance σ^2.
- Les phases ϕ_k sont uniformément distribuées entre $]-\pi, \pi]$.

Nous pouvons définir la partie réelle r et imaginaire i du phaseur résultant, comme suit :

$$\begin{aligned} r &\triangleq \Re\left(ae^{j\theta}\right) = s_r + \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=1}^{N} \alpha_k \cos\phi_k \\ i &\triangleq \Im\left(ae^{j\theta}\right) = s_i + \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=1}^{N} \alpha_k \sin\phi_k. \end{aligned} \tag{2.2}$$

Les grandeurs $\alpha_k \cos\phi_k$ et $\alpha_k \sin\phi_k$ sont des suites de variables aléatoires réelles définies sur le même espace de probabilité, indépendantes et identiquement distribuées suivant la même loi. Les variables $r - s_r$ et $i - s_i$ sont toutes les deux des sommes d'un grand nombre de variables aléatoires, alors on peut conclure d'après le théorème central limite [79] que les deux variables aléatoires $r - s_r$ et $i - s_i$ suivent approximativement une loi normale quand $N \to \infty$, dont on va chercher à déterminer les moyennes et les variances.

2.1.2 Valeurs moyennes, variances et corrélation

Dans cette section, nous allons chercher à déterminer les valeurs moyennes, les variances des deux variables aléatoires r et i, ainsi que leur corrélation. Nous commençons par déterminer la valeur moyenne du phaseur résultant :

$$\begin{aligned} \langle r \rangle &= s_r + \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=1}^{N} \langle \alpha_k \cos\phi_k \rangle = s_r + \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=1}^{N} \langle \alpha_k \rangle \langle \cos\phi_k \rangle \\ &= s_r + \sqrt{N} \langle \alpha \rangle \langle \cos\phi \rangle \\ \langle i \rangle &= s_i + \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=1}^{N} \langle \alpha_k \sin\phi_k \rangle = s_i + \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=1}^{N} \langle \alpha_k \rangle \langle \sin\phi_k \rangle \\ &= s_i + \sqrt{N} \langle \alpha \rangle \langle \sin\phi \rangle . \end{aligned} \tag{2.3}$$

On rappelle que nous avons considéré que l'amplitude et la phase de chaque phaseur sont des variables indépendantes entre elles et entre chaque élément d'indice k. De plus, nous avons considéré que la phase Φ est distribuée de façon uniforme sur $]-\pi, \pi]$, d'où les moyennes $\langle \cos\phi_k \rangle = \langle \sin\phi_k \rangle = 0$ et donc :

$$\begin{aligned} \langle r \rangle &= s_r \\ \langle i \rangle &= s_i. \end{aligned} \tag{2.4}$$

La valeur moyenne de la résultante des phaseurs est centrée autour du phaseur constant $\langle \vec{a} \rangle = s$. On peut noter que ce résultat est indépendant de la distribution des amplitudes α_k.

On va maintenant déterminer les variances, σ_r^2 et σ_i^2 associées aux parties réelles et imaginaires du phaseur, en évaluant le moment d'ordre deux des variables aléatoires centrées, $\left\langle (r - \langle r \rangle)^2 \right\rangle$ et $\left\langle (i - \langle i \rangle)^2 \right\rangle$:

$$\begin{aligned} \left\langle (r - \langle r \rangle)^2 \right\rangle &= \frac{1}{N} \sum_{k=1}^{N} \sum_{n=1}^{N} \langle \alpha_k \alpha_n \rangle \langle \cos\phi_k \cos\phi_n \rangle \\ \left\langle (i - \langle i \rangle)^2 \right\rangle &= \frac{1}{N} \sum_{k=1}^{N} \sum_{n=1}^{N} \langle \alpha_k \alpha_n \rangle \langle \sin\phi_k \sin\phi_n \rangle . \end{aligned} \tag{2.5}$$

De même que précédemment, en supposant que la distribution de la phase est uniforme et que les phases des phaseurs entres eux sont indépendantes, on a :

$$\langle \cos\phi_k \cos\phi_n \rangle = \langle \sin\phi_k \sin\phi_n \rangle = \begin{cases} \langle \cos\phi_k \rangle \langle \cos\phi_n \rangle &= 0 \quad & k \neq n \\ \langle \cos^2\phi_k \rangle &= 1/2 \quad & k = n \end{cases} .$$

Ainsi, on obtient :

$$\sigma_r^2 = \sigma_i^2 = \left\langle (r - \langle r \rangle)^2 \right\rangle = \left\langle (i - \langle i \rangle)^2 \right\rangle = \frac{\langle \alpha^2 \rangle}{2} \triangleq \sigma^2. \tag{2.6}$$

Enfin, on évalue la corrélation entre les composantes réelle et imaginaire centrées :

$$\langle (r - \langle r \rangle)(i - \langle i \rangle) \rangle = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^{N} \sum_{n=1}^{N} \langle \alpha_k \alpha_n \rangle \langle \cos \phi_k \sin \phi_n \rangle \tag{2.7}$$

or, toujours comme précédemment, la distribution de la phase est uniforme et les phases des phaseurs entres eux sont indépendantes,

$$\langle \cos \phi_k \sin \phi_n \rangle = \begin{cases} \langle \cos \phi_k \rangle \langle \sin \phi_n \rangle = 0 & k \neq n \\ \\ \frac{1}{2} \langle \sin (2\phi_k) \rangle = 0 & k = n \end{cases} \tag{2.8}$$

donc,

$$\langle (r - \langle r \rangle)(i - \langle i \rangle) \rangle = 0. \tag{2.9}$$

On obtient que les parties réelle et imaginaire du phaseur résultant ne présente pas de corrélation, car les grandeurs r et i sont des variables indépendantes. De plus, le théorème central limite stipule que r et i suivront des lois de probabilités gaussiennes. Nous pouvons donc écrire une loi de densité jointe p_{RI} comme le produit de deux densités de probabilités gaussiennes centrées autour de s_r et s_i et de même écart type σ suivant la relation (2.6). Ainsi la probabilité de densité jointe, p_{RI} est la suivante :

$$p_{RI}(r, i) = \frac{1}{2\pi\sigma^2} \exp\left(-\frac{(r - s_r)^2 + (i - s_i)^2}{2\sigma^2} \right) \tag{2.10}$$

où $\sigma^2 = \frac{\langle \alpha^2 \rangle}{2}$.

Ainsi partie réelle R et imaginaire I sont des variables aléatoires indépendantes et la variable aléatoire complexe $\vec{a}$ représentant le phaseur résultant tend vers une variable aléatoire complexe gaussienne circulaire, comme illustré sur la figure 2.2.

2.1.3 Changement de repère : coordonnées polaires

A la suite, il sera nécessaire d'appliquer une transformation de repère pour la représentation des grandeurs, en l'occurrence un changement de repère en coordonnées polaires, ceci afin de déterminer les propriétés statistiques de l'amplitude

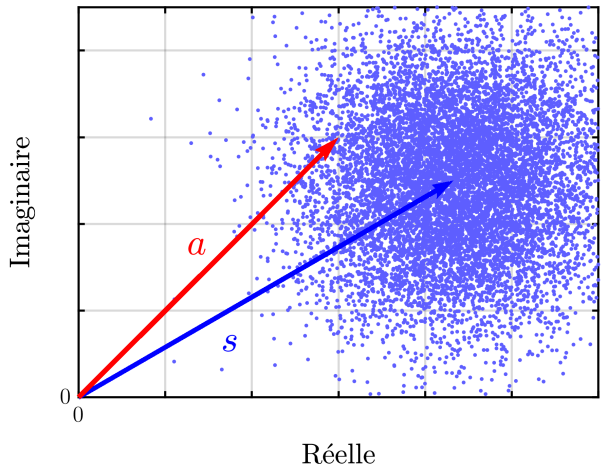

FIGURE 2.2: Distribution gaussienne de la fonction de probabilité de densité jointe.

a, dit bruit en phase, et la phase θ résultante, dit bruit en quadrature. Le changement de repère donne :

$$\begin{aligned} a &= \sqrt{r^2 + i^2} \\ \theta &= \tan^{-1}\left(\frac{i}{r}\right) \end{aligned} \tag{2.11}$$

dont la fonction inverse est,

$$\begin{aligned} r &= a\cos\theta \\ i &= a\sin\theta \end{aligned} \tag{2.12}$$

et la matrice Jacobienne associée à la transformation est,

$$|J| = \left\| \begin{matrix} \cos\theta & -a\sin\theta \\ \sin\theta & \cos\theta \end{matrix} \right\| = a. \tag{2.13}$$

D'où, la fonction de densité de probabilité jointe s'écrit de la façon suivante [76] :

$$p_{A\Theta}\left(a,\theta\right) = p_{RI}\left(r = a\cos\theta, i = a\sin\theta\right) \times a \tag{2.14}$$

et on obtient,

$$p_{A\Theta}\left(a,\theta\right) = \begin{cases} \dfrac{a}{2\pi\sigma^2}\exp\left[-\dfrac{\left(a\cos\theta - s_r\right)^2 + \left(a\sin\theta - s_i\right)^2}{2\sigma^2}\right] & \begin{array}{c} -\pi < \theta \leq \pi \\ a > 0 \end{array} \\ 0 & \text{sinon.} \end{cases} \tag{2.15}$$

Il est possible de calculer les fonctions de probabilités marginales pour A, $p_A(a) = \int_{-\infty}^{\infty} p_{A\Theta}(a,\theta)d\theta$ et Θ, $p_\Theta(\theta) = \int_0^{\infty} p_{A\Theta}(a,\theta)da$. Avant cela, on va simplement effectuer une rotation de l'ensemble des phaseurs de façon à avoir le symbole (le phaseur constant) sur l'axe de la partie réelle, $s = s_r$, comme représenté sur la figure 2.3. Ceci simplifiera grandement les calculs et ne change en rien le résultat.

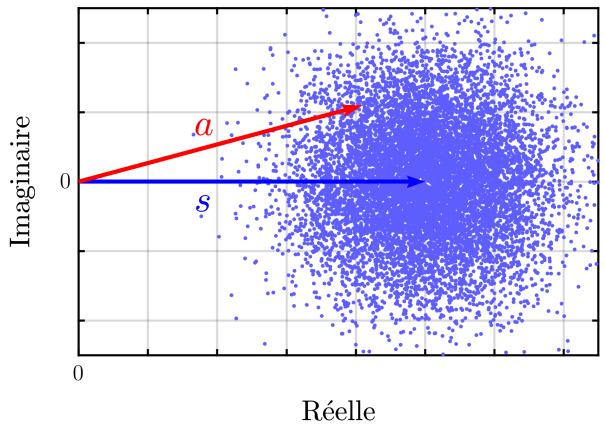

FIGURE 2.3: Changement de repère et rotation des phaseurs

Ainsi, p_A s'écrit à l'aide de la fonction de Bessel modifiée de première espèce et d'ordre zéro, noté $I_0(.)$:

$$p_A\left(a\right) = \begin{cases} \dfrac{a}{\sigma^2}\exp\left(-\dfrac{a^2+s^2}{2\sigma^2}\right) I_0\left(\dfrac{as}{\sigma^2}\right) & a > 0 \\ 0 & \text{sinon} \end{cases} \tag{2.16}$$

et p_Θ s'écrit à l'aide de la fonction d'erreur, noté erf(.) :

$$\begin{aligned} p_\Theta(\theta) &= \frac{1}{2\pi}\exp\left(-\frac{s^2}{2\sigma^2}\right) \\ &+\sqrt{\frac{1}{2\pi}}\frac{s}{\sigma}\exp\left(-\frac{s^2}{2\sigma^2}\sin^2\theta\right)\frac{\cos\theta}{2}\left[1+\mathrm{erf}\left(\frac{s\cos\theta}{\sqrt{2}\sigma}\right)\right] \end{aligned} \tag{2.17}$$

pour $-\pi < \theta \leq \pi$.

Les expressions obtenues ci-dessus sont trop complexes pour être manipulées de façon simple. De plus, les phaseurs, représentant les distorsions d'un symbole de la constellation, ne peuvent être trop importants dans un système de transmission. Par exemple pour une constellation QPSK, ayant un symbole par quadrant, l'écart type σ des phaseurs devra être considérer comme petit devant $\pi/4$ pour détecter les symboles avec un taux d'erreurs acceptable pour le code correcteur d'erreurs, *forward error correction* (FEC). On va donc effectuer de faire une dernière approximation, celle d'une faible perturbation, qui nous permettra d'approcher la phase par sa tangente.

2.1.4 Cas de faibles perturbations

Dans le cas de faibles perturbations, le phaseur constant correspondant au symbole transmis est considéré comme beaucoup plus grand que la somme des phaseurs aléatoires. On peut ainsi supposer que $|s| \gg \sigma$. Dans cette situation, illustrée sur la figure 2.4, la principale variation de l'amplitude a du phaseur résultant est liée à la partie réelle de la somme des phaseurs aléatoires. De façon identique, la phase θ est principalement modifiée par la partie imaginaire de la somme des phaseurs aléatoires.

On obtient par simplification le résultat suivant pour p_A :

$$p_A(a) \approx \frac{1}{\sqrt{2\pi}}\exp\left[-\frac{(a-s)^2}{2\sigma^2}\right] \tag{2.18}$$

et de même avec l'approximation suivante,

$$\theta \approx \tan\theta \approx \frac{i}{s}$$

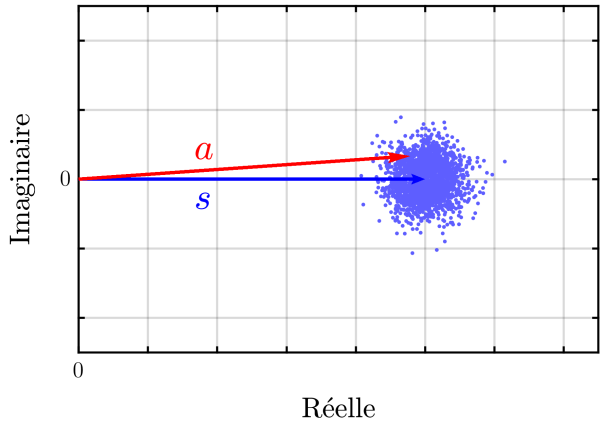

FIGURE 2.4: Approximation dans le cas d'une faible perturbation du signal

on obtient donc pour la phase :

$$p_\Theta(\theta) \approx s p_I(i = s\theta) \approx \frac{s}{\sqrt{2\pi}\sigma} \exp\left(-\frac{s^2\theta^2}{2\sigma^2}\right). \tag{2.19}$$

On peut en conclure que dans ce cas où $|s| \gg \sigma$ les deux variables aléatoires A et Θ suivent des lois de distribution de probabilité gaussienne. L'amplitude moyenne vaut $\langle a \rangle = s$ et la variance $\sigma_a^2 = \sigma^2$, quant à la phase, la moyenne est nulle $\langle \theta \rangle = 0$ et la variance $\sigma_\theta^2 = \sigma^2/s^2$. De plus, dans le cas d'une constellation normalisée en puissance $|s| \simeq 1$, ainsi $\sigma_a^2 = \sigma_\theta^2 = \sigma^2$.

Cette approche nous permet de déterminer rapidement la nature du bruit sur les points de la constellation en partant de seulement quelques hypothèses sur la phase et l'amplitude des distorsions. Il peut paraître évident d'obtenir un tel résultat mais il m'a paru important de reprendre les différentes hypothèses qui sous-tendent la description et les propriétés du bruit.

2.2 Analyse des constellations

Après avoir obtenu une description statistique du bruit, il existe des outils permettant de vérifier la qualité de la distribution sur la constellation. Je rappelle que l'on observe sur la constellation, l'ensemble des distorsions non compensées que

le signal a subit au cours de sa propagation. C'est pourquoi, il est intéressant de construire des indicateurs de performance basés sur la statistique des échantillons.

Dans le cas d'un format de modulation de type QPSK, les symboles étant équiprobables et ayant une distorsion semblable, il est intéressant de combiner les quatre points de la constellation QPSK en un unique nuage de points [80] [81]. Je rappelle deux techniques, utilisées dans la communauté scientifique, pour rassembler les échantillons des différents symboles d'une constellation QPSK ou 16QAM :

Partie réelle et imaginaire : la technique la plus simple à mettre en œuvre en laboratoire pour n'obtenir qu'un seul nuage de points, est de retrancher à chaque échantillon complexe reçu, le symbole complexe théorique émis. On obtient donc un nuage de points centré autour de la position (0,0) rassemblant les quatre symboles de la constellation, comme le montre le graphe de gauche sur la figure 2.5. Le problème de cette technique est qu'elle ne permet pas une observation correcte de la non circularité du bruit et de la différence de bruit entre la phase et l'amplitude, le cas échéant. Ce que permet la seconde transformation.

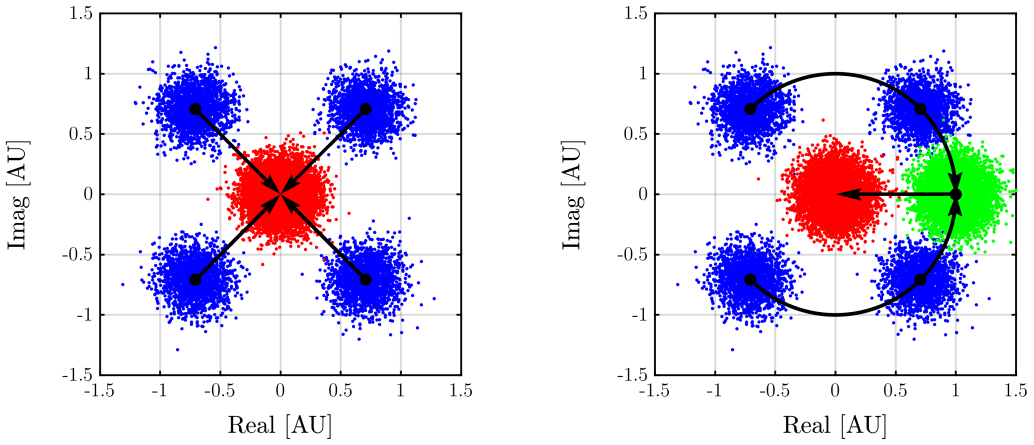

FIGURE 2.5: Analyse de la constellation en rassemblant les symboles suivant une transformation, à gauche : de la partie réelle et imaginaire, à droite : en phase et en quadrature.

En phase et en quadrature : Le bruit en phase représente le bruit d'amplitude du signal (i.e. c'est le bruit à une phase donnée) et le bruit en quadrature représente le bruit de phase [80] [81]. Cette technique nécessite plusieurs étapes. Dans un premier temps, on retire aux échantillons reçus uniquement la phase théorique du symbole envoyé, pour ramener l'ensemble des

échantillons sur l'axe de la partie réelle. Dans un second temps, on retranche aux échantillons l'amplitude du symbole envoyé (dans le cas du format QPSK ici considéré, l'amplitude est unitaire), pour obtenir un nuage de points centré autour de la position (0,0), voir figure 2.5 de droite. De cette manière, la superposition des distorsions des différents symboles permet une meilleure évaluation du bruit en quadrature. On pourra dans la suite se placer dans le cas de faibles perturbations et considérer que le bruit en quadrature est équivalent au bruit sur la partie imaginaire.

Dans la suite du manuscrit, la seconde transformation, en phase et en quadrature, sera utilisée systématiquement pour donner un sens plus physique sur la nature des bruits considérés.

2.3 Mesure des écarts à une distribution isotrope gaussienne

Même si dans la majorité des transmissions cohérentes, on observe un bruit totalement blanc additif gaussien sur les constellations, en particulier sur les systèmes non gérés en dispersion, il se peut que dans certains cas, gérés en dispersion par exemple, les hypothèses soient mises en défaut. Il est donc important de s'équiper d'outils pour venir évaluer les propriétés de la distribution du bruit. Je vais introduire trois outils permettant le contrôle des hypothèses de circularité et de gaussianité des distorsions non-linéaires du signal.

2.3.1 L'anisotropie

Dans l'ensemble des bruits optiques, certains bruits produisent sur le champ optique uniquement un bruit de phase dont la puissance diffère du bruit en amplitude. On peut mentionner par exemple : le résidu de bruit de phase des lasers, ou les distorsions non-linéaires liées à l'effet Kerr qui dans le cas de faible dispersion chromatique produisent un bruit de phase plus important que sur l'amplitude [63]. Cela a pour conséquence d'observer une anisotropie du bruit résultant sur la constellation. On se placera toujours dans le cas de faibles perturbations où le bruit de phase pourra être approché par sa tangente. Dans le cas d'une analyse en phase et en quadrature, le bruit en quadrature est équivalent au bruit suivant la partie imaginaire, comme on peut l'observer à droite sur la figure 2.6.

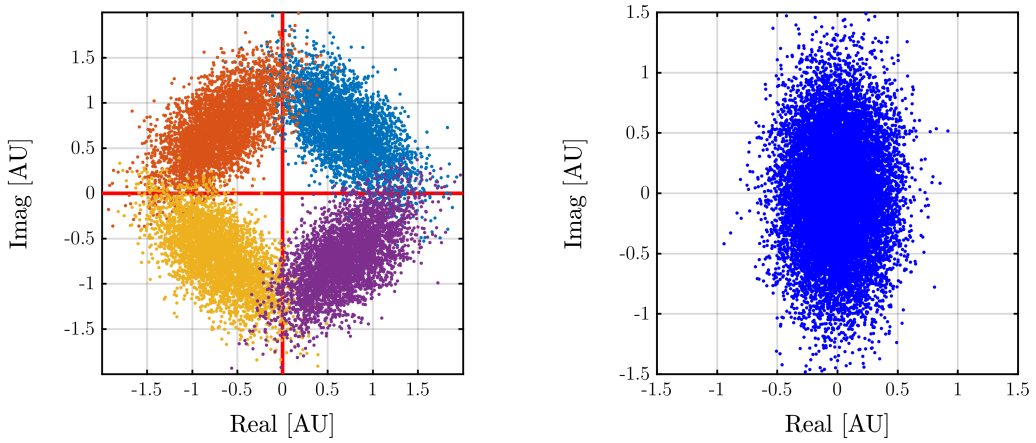

FIGURE 2.6: Illustration d'un bruit anisotrope suivant le bruit en quadradature. A gauche : constellation simulée dont le bruit en quadrature est plus important ($b = 2$). A droite : transformation en phase et en quadrature pour analyse, mettant en évidence le bruit plus important sur la partie imaginaire.

Une mesure simple de l'anisotropie de la distribution du bruit serait de comparer la variance en phase σ_{IP}^2 et la variance en quadrature σ_{IQ}^2 d'un symbole ou de la combinaison des symboles suivant la méthode "en phase et en quadrature" (décrite en section 2.2). Le coefficient d'anisotropie, b, est défini de la façon suivante :

$$b = \frac{\sigma_{IQ}^2}{\sigma_{IP}^2} \tag{2.20}$$

En revanche, cette méthode ne permet pas d'observer des anisotropies ayant un axe privilégié différent des axes en phase et en quadrature comme l'illustre l'allure de la constellation de la figure 2.7. On va donc définir d'une façon plus générale le coefficient d'anisotropie b, comme le ratio des valeurs propres, σ_1^2 et σ_2^2, de la matrice de covariance du bruit suivant la partie réelle r et la partie imaginaire i. On prendra comme convention d'avoir $0 \leq \sigma_1^2$, $0 \leq \sigma_2^2$ et les vecteurs propres associés $\overrightarrow{v_1}$ et $\overrightarrow{v_2}$ normalisés. Ceci revient à faire une analyse du bruit en composantes principales [82].

L'axe principal de la distribution du bruit est défini par le vecteur propre $\overrightarrow{v_2}$ associé à la plus grande des valeurs propres. On peut ainsi déterminer l'angle de l'anisotropie, ψ, entre le vecteur propre $\overrightarrow{v_1}$ et l'axe de la partie réelle $\overrightarrow{x} = (0, 1)$.

$$\psi = \arccos\left(\frac{\overrightarrow{v_1}.\overrightarrow{x}}{\|\overrightarrow{v_1}\|\,\|\overrightarrow{x}\|}\right) = \arccos\left(\overrightarrow{v_1}.\overrightarrow{x}\right) \tag{2.21}$$

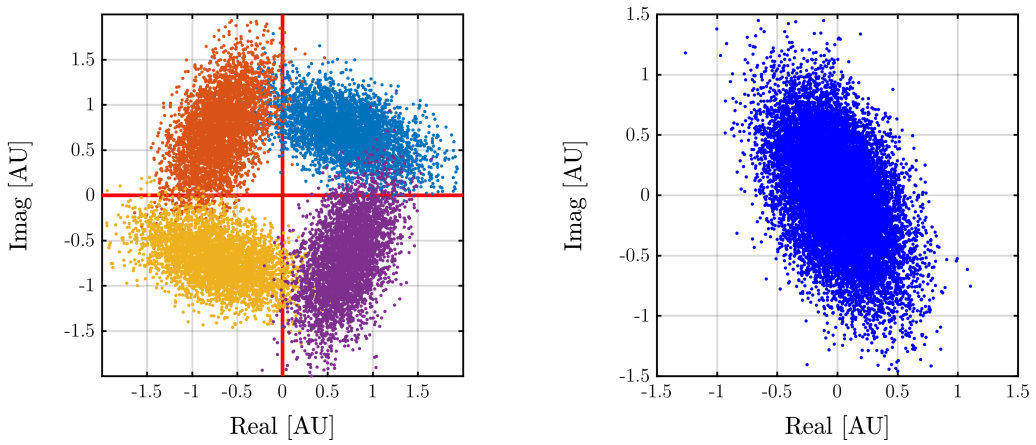

FIGURE 2.7: Illustration d'un bruit anisotrope suivant un axe à 22° de la partie imaginaire. A gauche : constellation simulée ($b = 2$, $\psi = 22°$). A droite : transformation en phase et en quadrature.

On pourra utiliser ces outils pour analyser les constellations ayant une anisotropie. Cependant, dans la grande majorité des cas, le bruit sera isotrope ou plus important en quadrature. Le cas échant, nous montrerons dans la section 2.4.2 que l'anisotropie peut être facilement prise en compte pour l'estimation de la performance.

A présent, on va s'intéresser à la distribution même des échantillons suivant un axe et évaluer l'écart par rapport à une distribution gaussienne.

2.3.2 Skewness

Le coefficient de dissymétrie ou skewness, γ_1, correspond à une mesure de l'écart à la symétrie de la distribution [83]. C'est le moment d'ordre trois de la variable aléatoire centrée réduite, que l'on définit de la façon suivante :

$$\gamma_1 = \mathbb{E}\left[\left(\frac{X-\mu}{\sigma}\right)^3\right] = \frac{\mu_3}{\sigma^3} \tag{2.22}$$

où X est la variable aléatoire de moyenne μ et de variance σ^2. $\mu_3 = \mathbb{E}\left[(X-\mu)^3\right]$ représente le moment centré d'ordre trois de la distribution. Le coefficient de dissymétrie d'une distribution est positive si la queue de droite est plus importante que celle de gauche, comme sur la figure 2.8, et inversement, négative si la queue de gauche est plus importante que celle de droite. Dans le cas d'une distribution

parfaitement gaussienne, le coefficient de dissymétrie est nul. Il permet donc d'évaluer un écart à la symétrie de la distribution. Il est rare d'observer un bruit dont la distribution est dissymétrique de façon significative dans le cas des transmissions cohérentes.

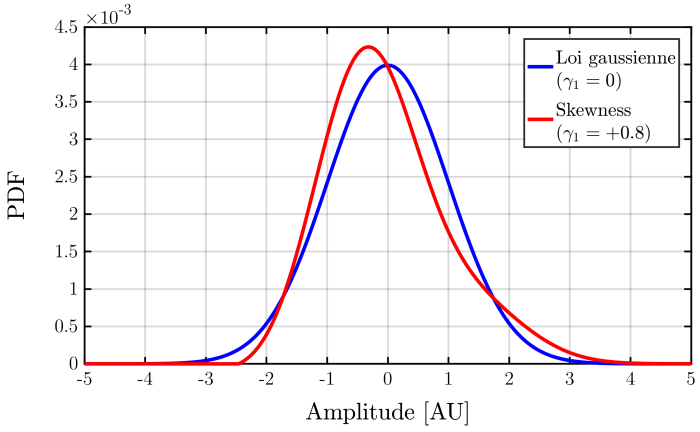

FIGURE 2.8: Illustration d'une distribution gaussienne et d'une distribution ayant dissymétrie de $\gamma_1 = +0.8$.

2.3.3 Kurtosis

Le kurtosis, β_2, est le moment d'ordre quatre de la variable aléatoire centré réduite [83]. Il traduit un coefficient d'aplatissement ou au contraire de la "pointicité" de la distribution. Il est une mesure de la répartition des masses autour de la moyenne. Il est définit mathématiquement de la façon suivant :

$$\beta_2 = \mathbb{E}\left[\left(\frac{X-\mu}{\sigma}\right)^4\right] = \frac{\mu_4}{\sigma^4} \tag{2.23}$$

où X est la variable aléatoire de moyenne μ et de variance σ^2. $\mu_4 = \mathbb{E}\left[(X-\mu)^4\right]$ est le moment centré d'ordre quatre de la distribution.

Dans le cas d'une distribution gaussienne, le kurtosis vaut exactement 3. C'est pourquoi, on lui préfère souvent l'excès de kurtosis ou le kurtosis normalisé, γ_2, que le l'on définit comme :

$$\gamma_2 = \frac{\mu_4}{\sigma^4} - 3 \tag{2.24}$$

Dans le cas d'un kurtosis normalisé positif (comme sur la figure 2.9), la distribution est plus piquée au centre et les queues ou pieds de la distribution sont plus importants qu'une distribution gaussienne. Au contraire, dans le cas d'un kurtosis normalisé négatif, la distribution et plus large au centre et les pieds plus petits. On verra dans la section suivante, que dans certain cas précis, il est possible de rencontrer un kurtosis positif lié aux distorsions non-linéaires.

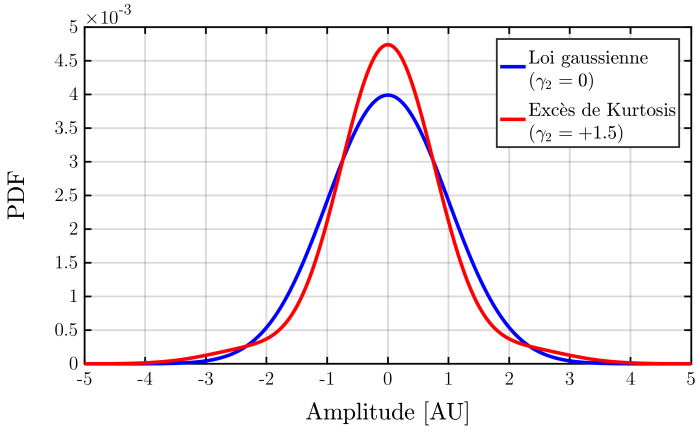

FIGURE 2.9: Illustration d'une distribution gaussienne et d'une distribution ayant un excès de kurtosis de $\gamma_2 = +1.5$.

2.4 Estimateur de performance face à la diversité des distorsions

2.4.1 Cas d'un bruit gaussien circulaire

Dans le cas d'un bruit blanc gaussien additif, *additive white gaussian noise* de moyenne nulle, le bruit est totalement décrit par sa variance [84] [85]. La figure 2.18 illustre une constellation QPSK distordue par un bruit AWGN. En haut à gauche, on peut voir la constellation et à droite la fonction de densité de probabilité, *probability density fonction* (PDF) à deux dimensions des échantillons. En bas à gauche, les PDFs d'un symbole de la constellation suivant la partie réelle et imaginaire sont représentés. Pour comparaison, les distributions gaussiennes de même variance que les PDFs ont été ajoutées, concordant parfaitement avec les PDFs. En bas à droite, on montre les PDFs du bruit en phase et en quadrature qui concordent également parfaitement avec leurs gaussiennes de même variance. Ainsi, en évaluant la variance de chacun des symboles de la constellation, il est

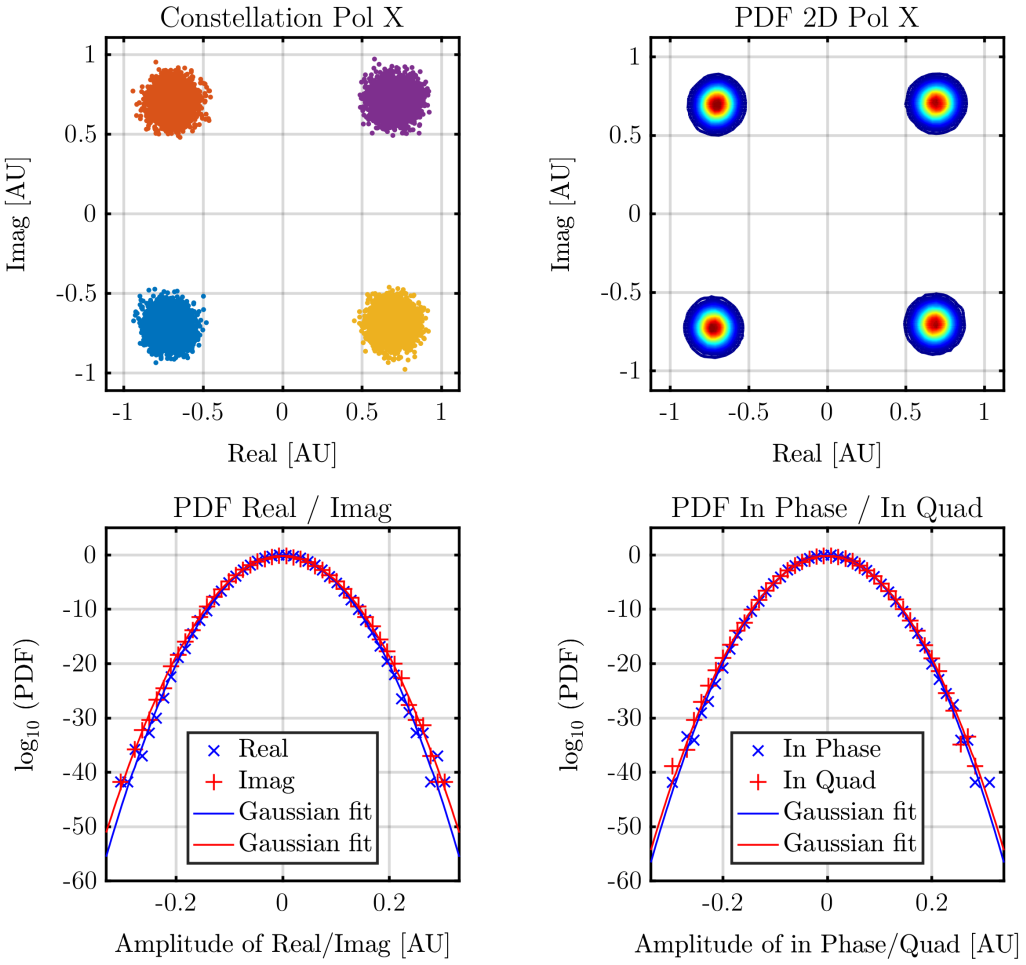

FIGURE 2.10: En haut à gauche : constellation d'une polarisation d'un signal QPSK. En haut à droite : PDF à 2 dimensions de la constellation. En bas à gauche : PDF de la partie réelle et Imaginaire d'un symbole de la constellation ainsi que les ajustements gaussiens des distributions. En bas à droite : PDF de la partie en phase et en quadrature d'un symbole de la constellation ainsi que leurs ajustements gaussiens.

possible d'en évaluer la performance globale. Les symboles étant équiprobables et en considérant un bruit AWGN, on peut estimer que chaque symbole va avoir la même distribution de bruit. Il est donc possible à partir de la mesure de la variance du bruit, de déduire dans un premier temps le rapport signal sur bruit pour ensuite en déduire la probabilité d'erreur binaire, *binary error probability* (BEP) [85] qui sera un estimateur du taux d'erreur binaire, *binary error rate* (BER) de notre transmission.

Le SNR est lié à la variance du bruit σ^2_{noise} :

$$SNR = \frac{\langle P_{sig} \rangle}{2 \times \sigma^2_{noise\ 1D}} = \frac{\langle P_{sig} \rangle}{\sigma^2_{noise\ 2D}} \tag{2.25}$$

où $\langle P_{sig} \rangle$ est la puissance moyenne du signal. Le facteur deux sur la variance permet de tenir compte de la bi-dimensionnalité de la constellation (partie réelle et imaginaire ou en phase et en quadrature). Dans la suite nous allons considérer une variance à deux dimensions qui prendra en compte directement la bi-dimensionnalité de la constellation. Par conservation de l'énergie, on pourra également considérer que la puissance moyenne totale reçue, $\langle P_{tot} \rangle$, est la somme de la puissance moyenne du signal et du bruit. On obtient ainsi la relation suivante :

$$SNR = \frac{\langle P_{tot} \rangle - \sigma^2_{noise}}{\sigma^2_{noise}}. \tag{2.26}$$

Ainsi en fonction du format de modulation, plusieurs relations nous permettent d'en déduire le BEP pour une détection directe ou différentielle [85] :

QPSK :

$$BEP_{dir} = \frac{1}{2}\text{erfc}\left(\sqrt{\frac{SNR}{2}}\right) \qquad BEP_{diff} = \text{erfc}\left(\sqrt{\frac{SNR}{2}}\right) \tag{2.27}$$

16QAM :

$$BEP_{dir} = \frac{1}{4}\text{erfc}\left(\sqrt{\frac{SNR}{10}}\right) \qquad BEP_{diff} = \frac{5}{12}\text{erfc}\left(\sqrt{\frac{SNR}{10}}\right) \tag{2.28}$$

où erfc(.) est la fonction erreur complémentaire.

Il est aussi intéressant de travailler avec ce que l'on appelle le facteur de qualité (Q^2-factor) pour travailler avec une valeur équivalente aux transmissions en modulation d'intensité, qui dans le cas des transmissions cohérentes, n'est qu'une simple conversion fictive du BER ou du BEP suivant la relation [57] :

$$Q^2 = 20 \times \log_{10}\left(\sqrt{2} \times \text{erfcinv}\left(2 \times BER\right)\right) \tag{2.29}$$

où erfcinv(.) est l'inverse de la fonction erreur complémentaire.

On peut noter que dans le cas particulier d'un format de modulation QPSK en détection directe, et uniquement dans ce cas, on a l'équivalence suivante : $Q^2 = 10 \times \log_{10}(SNR) = SNR_{dB}$.

2.4.2 Cas d'un bruit gaussien anisotrope

Les travaux de cette sous section ont été réalisés par un collègue, Petros Ramantanis, que je remercie pour son apport scientifique. Ils sont actuellement disponibles sous la forme d'un rapport interne et fera l'objet d'une publication scientifique ultérieure.

Nous allons nous contenter de décrire les orientations de bi-variance suivant les axes en phase et en quadrature ($\psi = 0$), ce qui signifie que la contribution en phase et en quadrature sont dé-corrélées et donc indépendant. Il est courant pour de faibles dispersions d'observer ce phénomène car les distorsions non-linéaires en quadrature n'interfèrent pas suffisamment avec les symboles voisins pour donner lieu à du bruit en phase [63]. Une possibilité s'offre à nous pour traiter ce problème. On peut, dans le cas présent, prendre la somme de la variance en phase, σ_{IP}^2 et en quadrature, σ_{IQ}^2 pour obtenir la variance à deux dimensions :

$$SNR = \frac{\langle P_{sig} \rangle}{\sigma_{IP}^2 + \sigma_{IQ}^2} \tag{2.30}$$

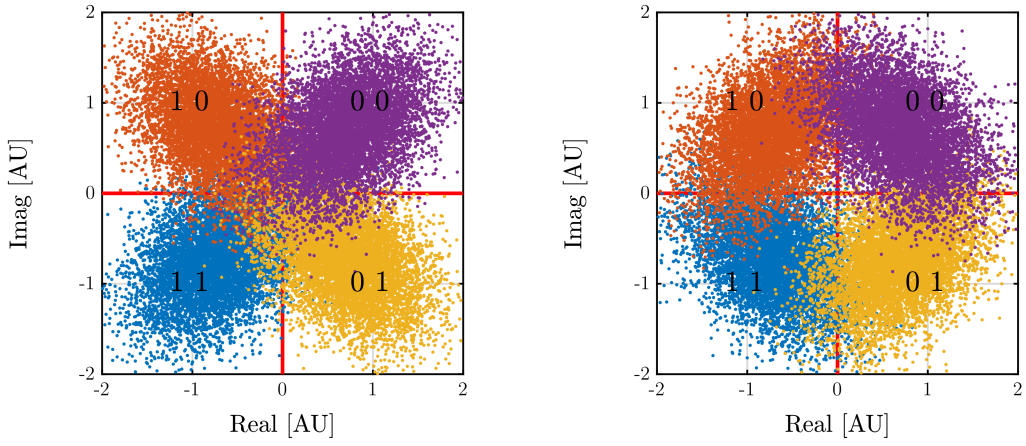

FIGURE 2.11: Illustrations d'un bruit anisotrope sur la constellation pour $b = 2/3$, à gauche et $b = 3/2$ à droite. Il y est représenté en trait rouge les axes de décision pour une constellation QPSK. Chaque symbole est codé sur deux bits suivant un codage de Gray.

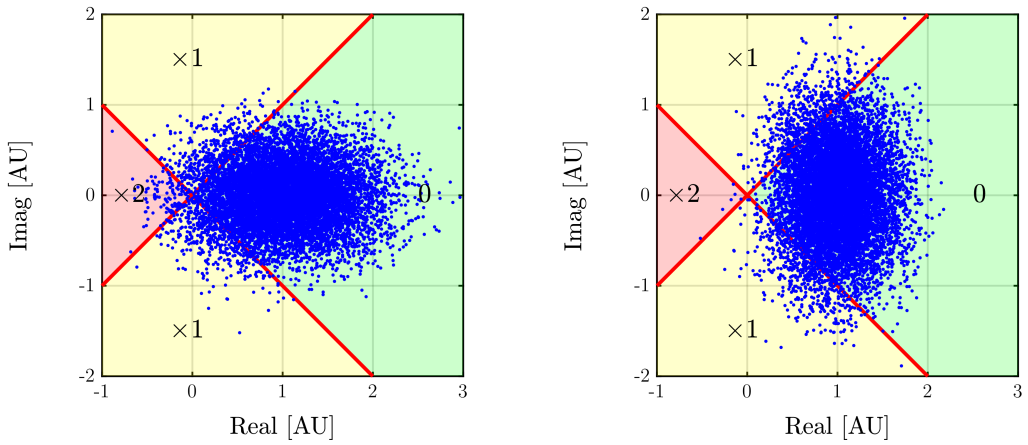

FIGURE 2.12: Illustrations d'un bruit anisotrope pour $b = 2/3$, à gauche et $b = 3/2$ à droite. Il y est représenté la répartition des échantillons par rapport aux axes de décision pour un seul symbole d'une constellation QPSK tournée de 45°. La zone rouge représente les erreurs doubles, la jaune les erreurs simples et la verte aucune erreur.

Dans le cas d'un format de modulation de type QPSK le codage optimal des bits sur la constellation suit un codage de Gray, comme illustré sur la figure 2.11. Lors de la réception d'un échantillon en dehors des seuils de décision, il y a erreur sur le symbole. Avec un bruit AWGN, le codage de Gray permet de limiter les erreurs vers le symbole dont les deux bits sont erronés. Ainsi certains échantillons engendrent des erreurs simples (un bit faux par symbole), d'autres des erreurs doubles (deux bits faux par symbole), comme représenté sur la figure 2.12 pour deux valeurs d'anisotropies. Il est n'est pas évident de savoir laquelle des anisotropies va engendrer le plus d'erreurs sachant que la somme de variances est conservée constante, $\sigma_{IP}^2 + \sigma_{IQ}^2 = \sigma^2$. On va donc comparer, à l'aide d'une simulation, le BER à partir du comptage d'erreurs et le BEP estimé à partir du SNR exprimé plus haut, équation (2.30), en faisant varier l'anisotropie du bruit.

La figure 2.13 représente l'erreur commise en évaluant la performance à partir de la somme des variances, en comparant le BER à partir du comptage d'erreurs et le BEP estimé à partir du SNR déterminé depuis la somme des variances en phase, σ_{IP}^2 et en quadrature, σ_{IQ}^2 en fonction du coefficient d'anisotropie du bruit $b = \sigma_{IQ}^2/\sigma_{IP}^2$. On observe que l'on ne commet aucune erreur d'estimation peu importe la valeur de l'anisotropie en prenant la somme des variances. Ceci s'explique par le fait que les erreurs simples compensent les erreurs doubles comme on va le voir sur la figure 2.14.

La figure 2.14 montre l'évolution de la probabilité d'erreur symbole, *symbole error*

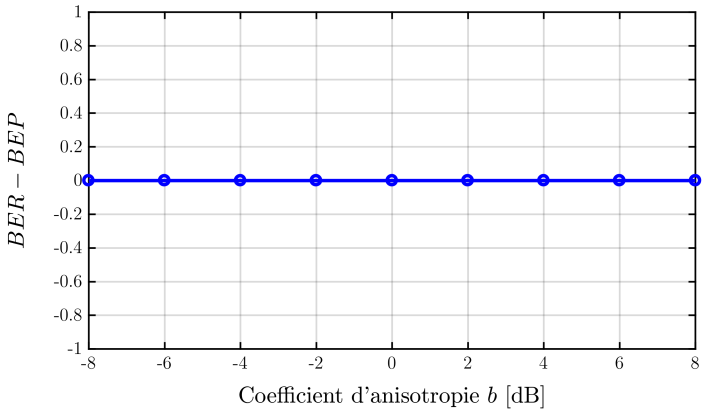

FIGURE 2.13: Différence entre le BER (par comptage d'erreurs) et le BEP (estimé à partir de la somme des variances en phase et en quadrature) en fonction du coefficient d'anisotropie b.

probability (SEP) pour les erreurs simples (tirets bleus) et doubles (tirets rouges) en fonction du coefficient d'anisotropie. En trait plein, la conversion des SEP en BEP est représentée en trait plein (bleu pour les erreurs simples et rouge pour les erreurs doubles). Dans le cas des erreurs simples, une erreur sur le symbole ne produit qu'une erreur sur les deux bits, d'où le facteur deux entre le SEP et le BEP. Pour les erreurs doubles, une erreur de symbole produit deux erreurs sur deux bits, donc le SEP et le BEP sont identiques. Enfin, le BEP total de la constellation est la somme des erreurs binaires simples et doubles. On remarque bien le BEP d'erreurs doubles, en rouge, compense parfaitement le BEP d'erreurs simples, en bleu, quel que soit la valeur du coefficient d'anisotropie b, également illustré par le fait que le BEP total, en vert, est constant. De plus, le BEP d'erreurs doubles est supérieur au BEP d'erreurs simples pour des $b < 0.1$ (-10 dB) et devient négligeable pour $b \geq 1$ (0 dB).

Pour conclure, en prenant la somme de la variance en phase, σ_{IP}^2, et de la variance en quadrature, σ_{IQ}^2, du bruit, on s'affranchit de l'anisotropie du bruit sur la constellation. On prendra donc systématiquement cette méthode pour éviter tout problème d'estimation.

Dans le cas d'une orientation de la bi-variance différente des axes en phase et en quadrature ($\psi \neq 0$), le résultat présenté ici n'est pas valable. Il est cependant intéressant de mener des travaux semblables dans un cas plus général de distorsions potentiellement corrélées en phase et en quadrature.

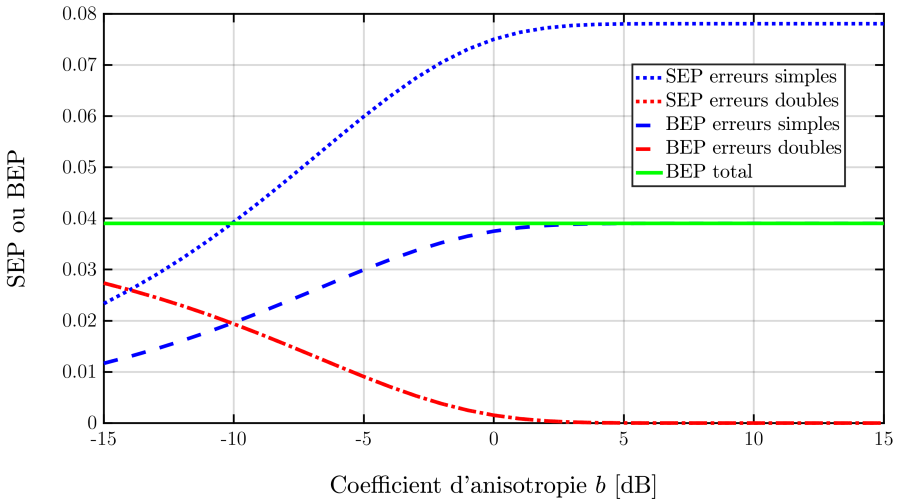

FIGURE 2.14: SEP et BEP pour les erreurs simples et les erreurs doubles en fonction du coefficient d'anisotropie b, pour une variance total $\sigma_{IP}^2 + \sigma_{IQ}^2$ constante.

2.5 Observation expérimentale des distorsions

Lors d'une transmission multiplexée en longueur d'onde, *wavelength-division multiplexing* (WDM) totalement chargée en canaux cohérents, typiquement 80 canaux PDM-QPSK à 28 GBd, sur un lien non-géré en dispersion, les auteurs de [72] ont montré qu'après 15 tronçons de SMF ou LEAF le bruit est considéré blanc, gaussien et additif, quel que soit le régime de puissance. Cependant, aucun résultat n'existait pour un nombre plus faible de canaux. C'est pourquoi à l'aide d'une expérience, je vais observer les distorsions sur le signal pour un lien non géré en dispersion, avec une transmission mono-canal et une transmission de 21 canaux. Je vais montrer, qu'après propagation, le bruit sur la constellation est parfaitement gaussien et circulaire dans le régime linéaire et qu'il s'écarte doucement d'une distribution gaussienne dans le régime non-linéaire. L'augmentation du nombre de canaux diminue cet effet jusqu'à l'annuler pour une transmission de 80 canaux comme observé dans l'article [72].

2.5.1 Schéma expérimental

La figure 2.15 représente le schéma du dispositif expérimental. L'émetteur est constitué d'un laser semi-conducteur à cavité externe et d'un modulateur QPSK alimenté par deux séquences pseudo-aléatoires de longueur 2^{15} à 28 GBd. Le

multiplexage de polarisation est ensuite réalisé à partir d'un émulateur pour générer un signal PDM-QPSK à 112 Gbit/s incluant 12% de code correcteur d'erreurs et de protocole.

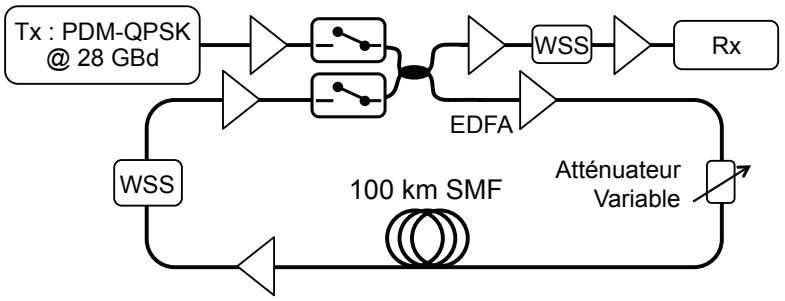

FIGURE 2.15: Schéma du dispositif expérimental

Dans le cas d'une transmission de 21 canaux, le signal est en plus multiplexé avec 20 autres canaux de bourrage ayant le même format de modulation, comme dans l'article [72]. Le ou les canaux sont amplifiés à l'aide d'un EDFA et injectés dans une boucle à recirculation composée d'un tronçon de 100 km de fibre SMF, de trois EDFAs et d'un commutateur sélectif en longueur d'onde, *wavelength-selective switch* (WSS) pour équilibrer la distribution spectrale du bruit d'ASE. La puissance optique du signal injecté est variée de -5 dBm à 10 dBm et la distance de 100 km à 3000 km. Le récepteur est constitué d'un mixeur cohérent dont les 8 sorties sont reliées à 4 photodiodes équilibrées et un second laser à cavité externe est utilisé comme oscillateur local. Le signal de détection est échantillonné à 40 GS/s à l'aide d'un oscilloscope de 20 GHz de bande passante. Des séries d'échantillons de 100 μs sont enregistrées et traitées numériquement sur un ordinateur. Le traitement numérique permet la séparation des polarisations, la compensation du décalage en fréquence et la récupération de la phase de la porteuse.

La détermination de la performance s'effectue en appliquant deux méthodes : (a) un comptage des erreurs via un processus de décision (BER), (b) une estimation à partir de la distribution des échantillons du champ pour chaque symbole de la constellation (BEP), comme définit en sous-section 2.4.2. En comparant les résultats, on pourra évaluer la justesse de notre estimateur de performance.

2.5.2 Transmission mono-canal

Je vais présenter dans cette sous-section les résultats obtenus pour une transmission mono-canal. Pour évaluer le régime de propagation en fonction de la puissance,

j'effectue dans un premier temps une mesure du SNR total, en utilisant la relation (2.25), à la réception en variant la puissance du signal pour plusieurs distances de propagation. La figure 2.16 illustre l'évolution du SNR en fonction de la puissance pour une variété de distance. On y observe deux régimes de propagation distincts. Le régime linéaire, dans lequel la performance croît avec la puissance du signal due à l'augmentation de l'OSNR. Puis le régime non-linéaire, dans lequel cette fois la performance se dégrade avec la puissance du signal, liée à l'augmentation des effets non-linéaire de type Kerr dans la fibre. Le seuil non-linéaire, *nonlinear threshold* (NLT) sépare deux régimes de puissance et indique l'optimum de performance. On observe une diminution de la valeur du NLT avec la distance de propagation, de 8 dBm pour un tronçon, 6 dBm pour 2 tronçons et 4.5 dBm pour 16 tronçons.

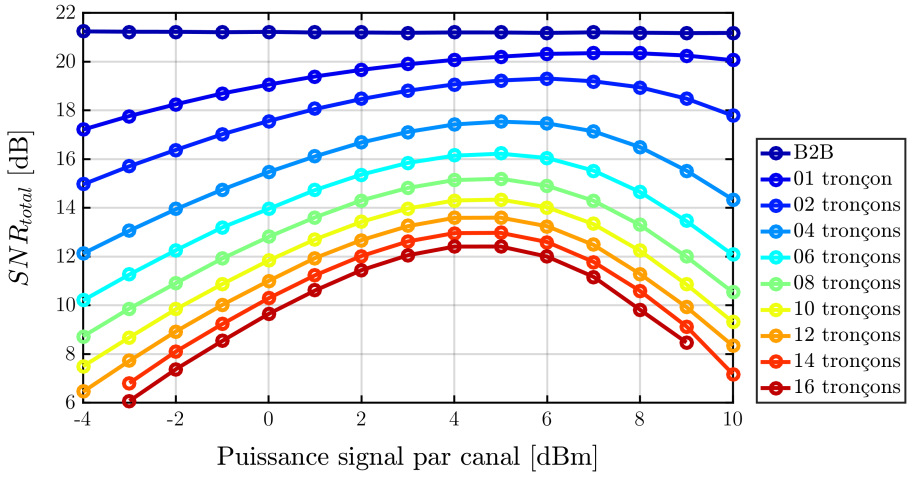

FIGURE 2.16: Performance à la réception estimé à l'aide de la variance du bruit en fonction de la puissance du signal en entrée du tronçon pour différentes distances.

Je vais m'intéresser à l'évaluation de la performance suivant les deux méthodes proposées précédemment (sous-section 2.5.1). En comparant les deux méthodes, je vais pouvoir évaluer la qualité de l'estimateur dans un cas extrême, celui d'une transmission mono-canal.

La figure 2.17 représente l'écart entre le facteur Q^2 obtenu par comptage d'erreurs (BER) et celui estimé à partir des variances de bruits (BEP) en fonction de la puissance injectée, pour toutes les distances sondées. Alors que l'écart reste inférieur à 0.2 dB pour des puissances inférieures à 3 dBm par canal, il grimpe à 1.5 dB pour des puissances autour de 8 et 9 dBm. On note que l'estimation par les variances surestime les performances du système.

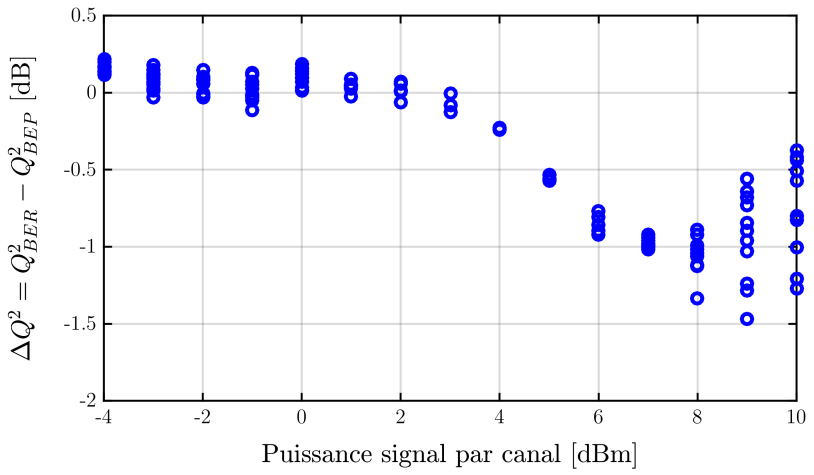

FIGURE 2.17: Différence entre la performance réelle obtenu par comptage d'erreur (BER) et estimé à partir des variances (BEP) en fonction de la puissance du signal, pour une transmission mono-canal.

L'estimateur de la performance est vérifié dans le régime linéaire car on respecte bien l'hypothèse d'une distribution de bruit gaussienne. Le régime linéaire est illustré sur la figure 2.18 après une distance parcourue de 1000 km, pour une puissance de 0 dBm. Le bruit présent sur la constellation provient majoritairement du bruit d'ASE des amplificateurs optiques, bien connu comme un bruit AWGN [27]. On le vérifie bien sur la PDF du bruit pour les deux types d'analyses de la constellation, représenté en bas à gauche et à droite de la figure 2.18.

Pour comprendre l'origine d'un tel désaccord, nous testons la nature du bruit pour notre système en observant sur la figure 2.19 la PDF à deux dimensions de la constellation QPSK et des PDFs du bruit pour les deux types d'analyses de la constellation dans un régime non-linéaire. Le régime non-linéaire s'observe avec une puissance de 9 dBm et une distance parcourue de 800 km. Bien que le facteur Q^2_{BER} provenant du comptage d'erreur soit sensiblement identique dans les deux régimes (11.8 dB), l'estimation faite à partir du calcul des variances fournit un facteur Q^2_{BEP} pour les régimes linéaire et non-linéaire respectivement égal à 11.8 dB et 13.1 dB.

En calculant le coefficient d'anisotropie entre les variances des parties réelle et imaginaire ou alternativement entre les variances associées aux signaux en phase et en quadrature, seul un écart maximal de 6% ($|b-1| < 0.06$) est mesuré, comme on l'a vu précédemment ceci n'a aucun impact sur l'estimation de la performance. Bien que souvent mise en cause dans le cas où la modulation de phase croisée domine [63], l'anisotropie des distributions de bruit ne peut expliquer

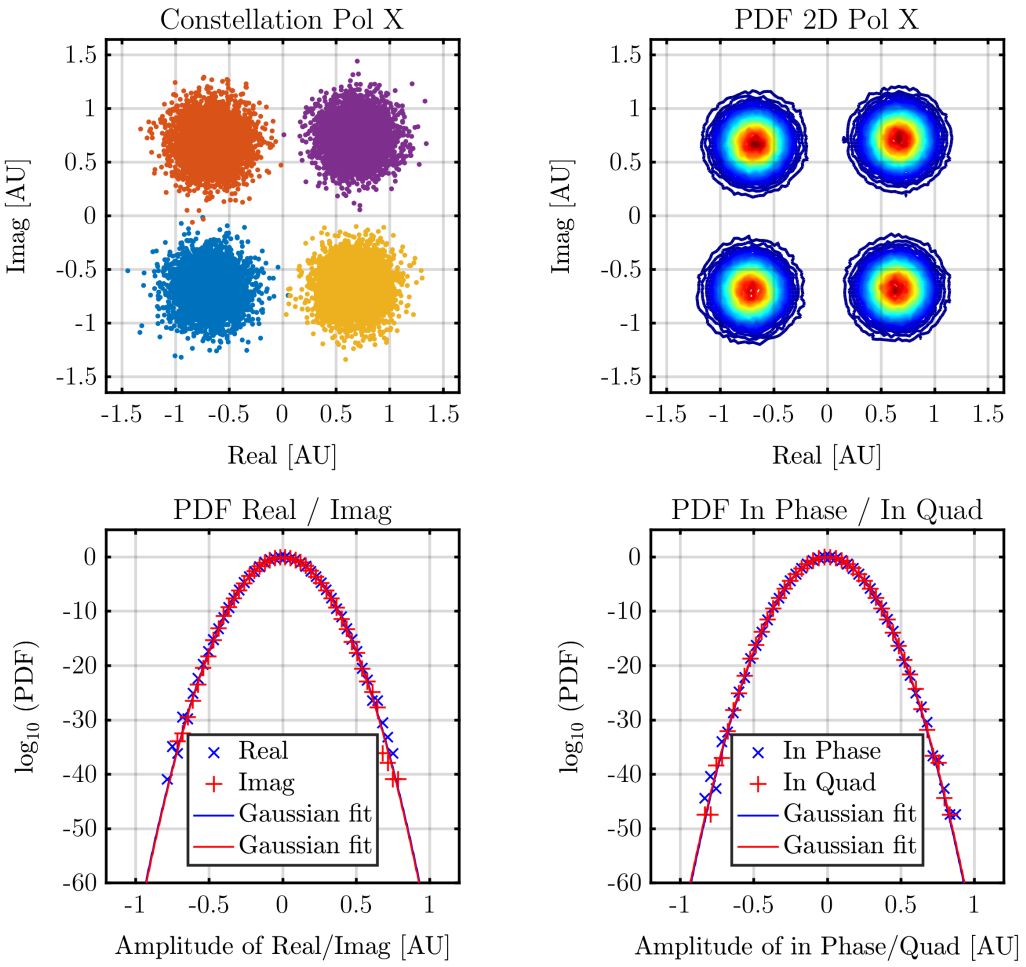

FIGURE 2.18: Réception d'un signal en régime linéaire (0 dBm, Q^2_{BER} = 11.8 dB). En haut à gauche : constellation d'une polarisation d'un signal QPSK. En haut à droite : PDF à 2 dimensions de la constellation. En bas à gauche : PDF de la partie réelle et Imaginaire d'un symbole de la constellation ainsi que les ajustements gaussiens des distributions. En bas à droite : PDF de la partie en phase et en quadrature d'un symbole de la constellation ainsi que leurs ajustements gaussiens.

l'écart de performance observé, comme nous avons pu le voir dans la partie 2.4.2. En revanche, la figure 2.19 montre qu'en régime non-linéaire les PDFs du bruit s'écartent d'une loi gaussienne au niveau des pieds de la distribution.

En régime linéaire, ces PDF suivent parfaitement une distribution gaussienne comme le montre la figure 2.18. J'ai choisi d'évaluer l'écart à une distribution gaussienne en calculant les moments d'ordre supérieur de la PDF, tel que la skewness, et l'excès de kurtosis [83]. La figure 2.20 présente l'évolution de ces deux coefficients en fonction de la puissance incidente et pour l'ensemble des

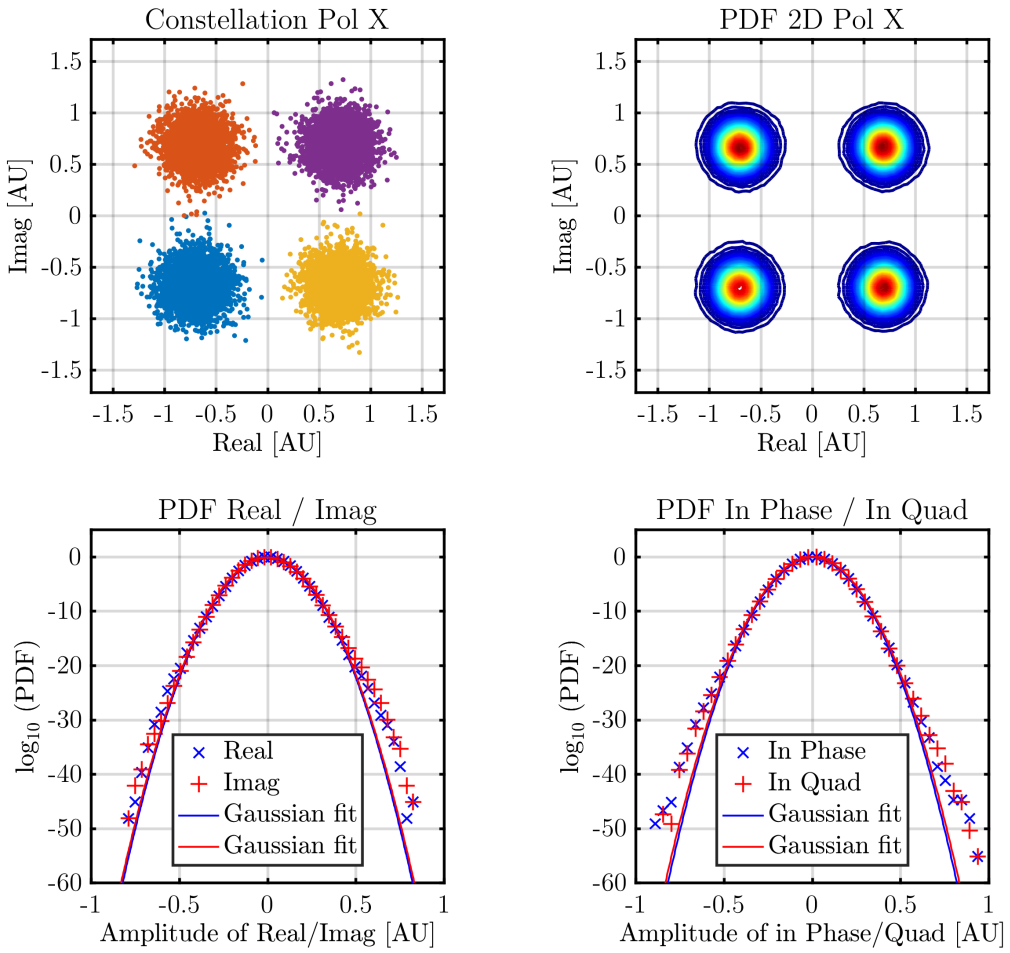

FIGURE 2.19: Réception d'un signal en régime non-linéaire (9 dBm, Q^2_{BER} = 11.8 dB). En haut à gauche : constellation d'une polarisation d'un signal QPSK. En haut à droite : PDF à 2 dimensions de la constellation. En bas à gauche : PDF de la partie réelle et Imaginaire d'un symbole de la constellation ainsi que les ajustements gaussiens des distributions. En bas à droite : PDF de la partie en phase et en quadrature d'un symbole de la constellation ainsi que leurs ajustements gaussiens.

distances testées. Comme nous l'anticipions, leurs valeurs restent quasiment nulles en régime linéaire, car le bruit est AWGN, mais augmentent pour des puissances supérieures à 3 dBm, valeur qui est à rapprocher du NLT. L'écart sur l'estimation de la performance est donc lié à un écart de la distribution à celle d'une distribution gaussienne, en particulier au niveau des queues de la distribution.

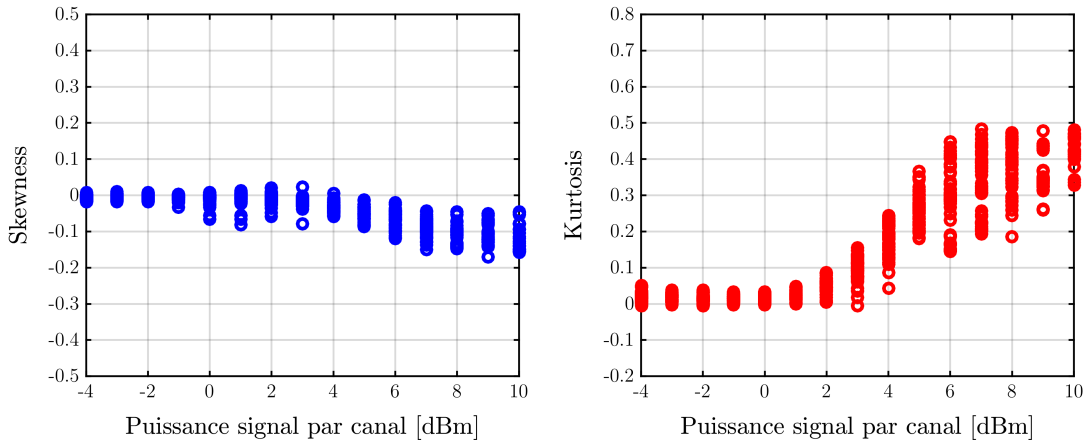

FIGURE 2.20: A gauche : skewness de la distribution de bruit en fonction de la puissance du signal pour différentes distances. A droite : kurtosis de la distribution de bruit en fonction de la puissance du signal pour différentes distances.

2.5.3 Transmission 21 canaux

La question se pose à présent pour une transmission de 21 canaux. La même expérience est réalisée pour les 21 canaux en comparant les méthodes de mesure de la performance. On observe sur la figure 2.21 l'écart entre l'estimation de la performance à partir des variances (BEP) et à partir du comptage des erreurs (BER). L'erreur d'estimation est beaucoup plus faible que dans le cas d'une transmission mono-canal quel que soit le régime de puissance. Le seuil de 0.5 dB d'erreur est franchi uniquement pour les plus fortes valeurs de puissance.

De même sur la figure 2.22, la skewness et en particulier le kurtosis sont plus faibles quel que soit la puissance du signal que pour une transmission mono-canal.

On observe de façon assez évidente que le bruit sur le signal d'une transmission 21 canaux possède une distribution assez proche d'un gaussienne, donnant une erreur d'estimation inférieur à 0.7 dB pour des puissances allant jusqu'à 5 dBm par canal. Pour une transmission de 80 canaux, la distribution est totalement gaussienne pour des puissances allant jusqu'à 4 dBm par canal, comme le montre les auteurs de [72].

Il serait intéressant de déterminer un critère qui fixerait une limite sur la quantité d'excès de kurtosis tolérable pour considérer que la distribution des distorsions est gaussienne et ainsi en déduire un nombre de canaux minimal. Nous allons considérer dans la suite du manuscrit qu'un total de 21 canaux sera suffisant.

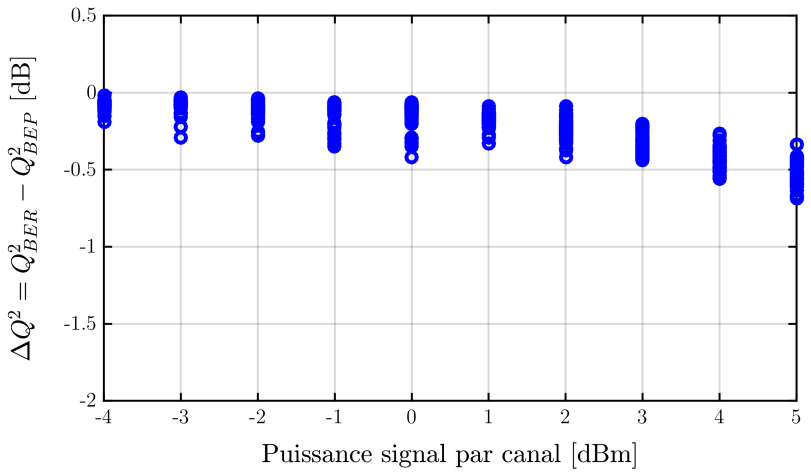

FIGURE 2.21: Différence entre la performance réelle obtenue par comptage d'erreurs (BER) et estimée à partir des variances (BEP) en fonction de la puissance du signal, pour une transmission de 21 canaux.

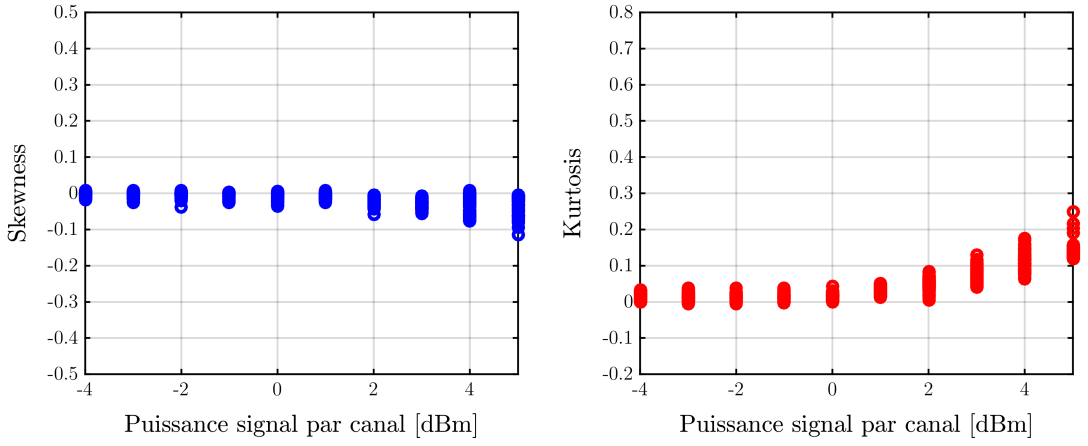

FIGURE 2.22: A gauche : skewness de la distribution de bruit en fonction de la puissance du signal pour différentes distances. A droite : kurtosis de la distribution de bruit en fonction de la puissance du signal pour différentes distances.

2.5.4 Extension du BEP à une distribution non gaussienne

En vue d'établir un estimateur du BEP étendu au régime non-linéaire ayant un faible nombre de canaux, en prenant en compte l'écart à la gaussianité, la formule du BEP est corrigée en ajoutant les ordres supérieurs de la distribution comme correction. Ainsi la PDF de la distribution n'est plus totalement gaussienne, et est déterminée pas un développement limité au moyen de la série d'Edgeworth [86].

La série s'exprime en fonction des polynômes d'Hermite dont je vais rappeler les termes utilisés ici :

$$\begin{aligned}
H_0(x) &= 1 \\
H_3(x) &= x^3 - 3x \\
H_4(x) &= x^4 - 6x^2 + 3 \\
H_6(x) &= x^6 - 15x^4 + 45x^2 - 15.
\end{aligned} \tag{2.31}$$

Ainsi le développement de la PDF de la distribution s'écrit :

$$\begin{aligned}
PDF(x) =& \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \exp\left(-\frac{(x-\mu)^2}{2\sigma^2}\right) \\
&\cdot \left(1 + \frac{\gamma_1}{6} H_3\left(\frac{x-\mu}{\sigma}\right) + \frac{\gamma_2}{24} H_4\left(\frac{x-\mu}{\sigma}\right) + \frac{\gamma_1^2}{72} H_6\left(\frac{x-\mu}{\sigma}\right)\right)
\end{aligned} \tag{2.32}$$

Pour obtenir le BEP corrigé, BEP_c, j'intègre la queue de la nouvelle distribution au-delà du seuil de décision c'est à dire entre $-\infty$ et 0 :

$$BEP_c = \int_{-\infty}^{0} PDF(x)\mathrm{d}x \tag{2.33}$$

Après calcul, je constate que le coefficient de dissymétrie (skewness) a une très faible influence sur le BEP. De plus, nous avons constaté que expérimentalement la mesure du coefficient de dissymétrie est beaucoup plus faible que la kurtosis. Je vais donc établir une expression pour la correction du BEP qui négligera le coefficient de dissymétrie et ne tiendra compte que de l'excès de kurtosis, γ_2 :

$$\begin{aligned}
BEP_c =& \int_{-\infty}^{0} \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \exp\left(-\frac{(x-\mu)^2}{2\sigma^2}\right) \mathrm{d}x \\
&+ \int_{-\infty}^{0} \frac{\gamma_2}{24} H_4\left(\frac{x-\mu}{\sigma}\right) \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \exp\left(-\frac{(x-\mu)^2}{2\sigma^2}\right) \mathrm{d}x
\end{aligned} \tag{2.34}$$

Pour le premier terme de l'équation (2.34), on obtient directement le BEP standard pour un bruit AWGN.

$$
\begin{aligned}
BEP_c &= BEP_{AWGN} \\
&\quad + \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma}\frac{\gamma_2}{24}\int_{-\infty}^{0} H_4\left(\frac{x-\mu}{\sigma}\right)\exp\left(-\frac{(x-\mu)^2}{2\sigma^2}\right)\mathrm{d}x \\
&= BEP_{AWGN} \\
&\quad + \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma}\frac{\gamma_2}{24}\int_{-\infty}^{0}\left(\left(\frac{x-\mu}{\sigma}\right)^4 - 6\cdot\left(\frac{x-\mu}{\sigma}\right)^2 + 3\right)\exp\left(-\frac{(x-\mu)^2}{2\sigma^2}\right)\mathrm{d}x \\
&= BEP_{AWGN} \\
&\quad + \frac{1}{\sqrt{2\pi}}\frac{\gamma_2}{24}\left(\frac{\mu^3}{\sigma^3} - 3\cdot\frac{\mu}{\sigma}\right)\exp\left(-\frac{\mu^2}{2\sigma^2}\right). \qquad (2.35)
\end{aligned}
$$

Ce qui nous donne après intégration la relation suivante [87], en faisant intervenir le SNR qui dans notre cas vaut $SNR = \mu^2/\sigma^2$:

$$
BEP_c = BEP_{AWGN} + \frac{\gamma_2}{24\sqrt{2\pi}}\sqrt{SNR}\,(SNR-3)\exp\left(-\frac{SNR}{2}\right). \qquad (2.36)
$$

Comme le montre la figure 2.23 pour une transmission mono-canal et la figure 2.24 pour une transmission de 21 canaux, ce nouvel estimateur du BEP diminue l'erreur d'estimation avec la valeur réelle, qui reste ainsi inférieure à 0.5 dB, pour toutes les puissances et toutes les distances, à l'exception de quelques cas très isolés pour la transmission mono-canal.

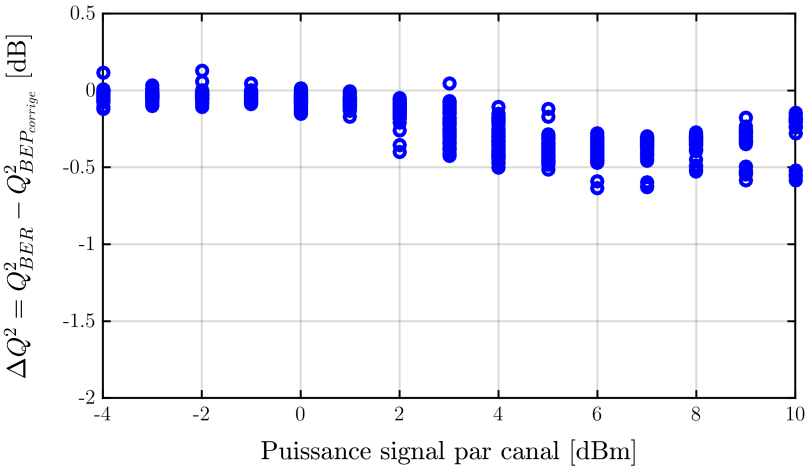

FIGURE 2.23: Transmission mono-canal. Différence entre la performance réelle obtenue par comptage d'erreur (BER) et l'estimation à partir des variances (BEP) corrigée avec la kurtosis en fonction de la puissance du signal.

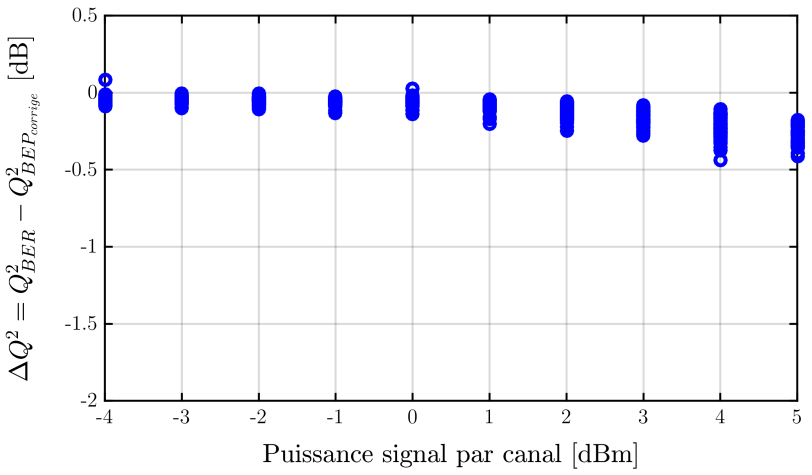

FIGURE 2.24: Transmission 21 canaux. Différence entre la performance réelle obtenue par comptage d'erreur (BER) et l'estimation à partir des variances (BEP) corrigée avec la kurtosis en fonction de la puissance du signal.

J'ai pu montrer expérimentalement que même dans un cas extrême, mono-canal, l'écart à une distribution gaussienne reste faible jusqu'au seuil non-linéaire et influence l'estimateur à partir des variances d'une valeur inférieure à 0.5 dB. L'augmentation du nombre de canaux rend cet écart encore plus faible, comme on a pu le voir avec une transmission de 21 canaux. De plus, pour les liens complètement chargés, ayant 80 canaux, il a été montré [72] [88] que la distribution du bruit est parfaitement gaussienne pour toutes les puissances atteignables avec des EDFAs standard (jusqu'à 21 dBm de puissance total). Egalement, la variation de performance d'un système liée à une variation de puissance est deux fois plus importante dans le régime non-linéaire que dans le régime linéaire, on peut se référer à la section 1.5. C'est pourquoi, il est préférable d'opérer les systèmes de transmission au voisinage du NLT par valeur inférieure et le moins possible dans le régime non-linéaire. Nous allons donc considérer dans la suite que l'information sur la variance du bruit sera suffisante pour obtenir une précision satisfaisante sur l'estimation de la performance dans tous les cas réalistes que l'on peut rencontrer dans les réseaux optiques.

2.6 Modèle de cumul des bruits d'une ligne de transmission

2.6.1 Modèle de transmission

Nous allons considérer dans toute la suite que les bruits individuels sont des bruits blancs gaussiens isotropes et additifs. Ainsi, le bruit total, σ^2_{total}, de la transmission, dans ce cas, est la somme des variances de chacun des termes de bruit, qui ont été identifiés précédemment (1.3) :

$$\sigma^2_{total} = \sigma^2_{ASE} + \sigma^2_{TRx} + \sigma^2_{NL} \tag{2.37}$$

où σ^2_{ASE} est la variance de bruit de l'ASE, σ^2_{TRx} la variance liée aux imperfections du transmetteur et du récepteur et σ^2_{NL} la variance liée aux distorsions non-linéaires de type Kerr.

On peut à partir de la variance total de bruit σ^2_{total} exprimer le SNR_{total}, comme à l'équation (2.25) :

$$SNR_{total} = \frac{P_{signal}}{\sigma^2_{total}} = \frac{P_{total} - \sigma^2_{total}}{\sigma^2_{total}} \tag{2.38}$$

où P_{signal} est la puissance du signal, et P_{total} la puissance totale de signal et de bruit. On note également que $\sigma^2_{total} = \sigma^2_{Re} + \sigma^2_{Im} = \sigma^2_{IQ} + \sigma^2_{IP}$ dans le cas d'un bruit AWGN.

De même pour chacun des termes de bruit, on obtient une relation équivalente :

- Le bruit d'ASE provenant des EDFAs peut être directement lié à la mesure de l'OSNR dans 0.1 nm que l'on obtient à l'aide de l'analyseur de spectre optique, *optical spectrum analyzer* (OSA) (voir Annexe A), ou du modèle de prédiction.

$$\sigma^2_{ASE} = \frac{P_{signal}}{SNR_{ASE}} = \frac{P_{signal}}{\xi \times OSNR_{0.1nm}} \tag{2.39}$$

  où ξ est un coefficient de conversion de la bande de 0.1 nm dans la bande du signal, $\xi = \frac{0.1\text{nm in GHz}}{BR} = \frac{12.47\text{ GHz}}{BR}$ où BR est la fréquence symbole (en GBd) du signal.

- Le bruit provenant du transmetteur et du récepteur :

$$SNR_{TRx} = \frac{P_{signal}}{\sigma^2_{TRx}}. \tag{2.40}$$

- Le bruit provenant des distorsions non-linéaires dues aux effets Kerr :

$$SNR_{NL} = \frac{P_{signal}}{\sigma^2_{NL}}. \tag{2.41}$$

En replaçant dans l'équation (2.37), on obtient :

$$\frac{P_{signal}}{SNR_{total}} = \frac{P_{signal}}{\xi \times OSNR_{0.1nm}} + \frac{P_{signal}}{SNR_{TRx}} + \frac{P_{signal}}{SNR_{NL}} \tag{2.42}$$

et ainsi :

$$\frac{1}{SNR_{total}} = \frac{1}{\xi \times OSNR_{0.1nm}} + \frac{1}{SNR_{TRx}} + \frac{1}{SNR_{NL}}. \tag{2.43}$$

Or les auteurs de [72] observent expérimentalement un écart entre la somme de chaque contribution et la contribution totale. Ceci est principalement lié à un écart du filtre total de la transmission, comprenant le transmetteur, les filtres optiques et le récepteur, avec un filtre idéal. Il est donc nécessaire d'introduire un coefficient, que l'on va nommer μ, qui va exprimer l'écart entre la somme des mesures individuelles des bruits et la mesure du bruit total. Le coefficient μ est compris entre $0 \leq \mu \leq 1$ et prend la valeur 1 dans le cas où le système est idéal. Globalement pour un système de transmission de bonne qualité à 100 Gb/s il se situe autour de $\mu = 0.9$. Il est placé en facteur de l'ensemble des termes de bruit car il influe sur tous les termes. Lors de mon étude une calibration de ce terme sera suffisant, mais mon souhait serait dans le futur, d'explorer plus en détail ce coefficient afin de mieux comprendre sa provenance et ainsi pourvoir améliorer la performance du transmetteur et du récepteur.

Ainsi la formule (2.37) devient :

$$\sigma^2_{total} = \frac{1}{\mu}\left(\sigma^2_{ASE} + \sigma^2_{TRx} + \sigma^2_{NL}\right) \tag{2.44}$$

et l'équation (2.43) devient :

$$\frac{1}{SNR_{total}} = \frac{1}{\mu}\left(\frac{1}{\xi \times OSNR_{0.1nm}} + \frac{1}{SNR_{TRx}} + \frac{1}{SNR_{NL}}\right). \tag{2.45}$$

L'équation (2.45) est le modèle global de la transmission. Certains termes, comme μ ou le SNR_{TRx} pourront être obtenus à partir de calibrations. L'$OSNR_{0.1nm}$ pourra soit être mesuré directement à la réception de la ligne de transmission (se référer à l'annexe A), soit prédit directement à partir de la formule (1.1). On va à présent chercher à détailler et obtenir un estimateur du terme de distorsion non-linéaire SNR_{NL} ou σ^2_{NL}.

2.6.2 Additivité des variances non-linéaires en régime DU

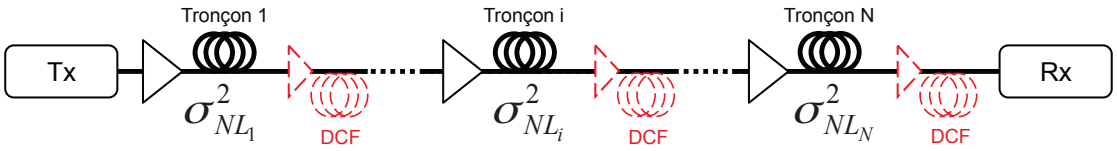

FIGURE 2.25: Contribution au terme de distorsions non-linéaires de chacun des tronçons de la transmission.

Nous allons considérer que le terme de distorsion non-linéaire est une somme de distorsions générées par chacun des tronçons qui constituent la ligne de transmission, comme illustré sur la figure 2.25 [89]. On va également supposer dans un premier temps que les distorsions générées par chacun des tronçons sont indépendantes entre elles. Cette considération est semblable au modèle gaussien proposé par [51]. Cependant, les deux approches diffèrent sur la détermination de la contribution de chacun des tronçons même. La référence [51] considère une variance de bruit non-linéaire constante, indépendante du format de modulation et de la dispersion du signal. Nous allons justement considérer la dépendance à la dispersion de la variance des distorsions non-linéaires, car je rappelle que l'effet Kerr et la dispersion ont des contributions mutuelles dans l'équation NLSE. Cette dépendance nous permettra d'apporter plus de précision à notre estimateur.

Ainsi, le terme de distorsions non-linéaires peut être décomposé comme une somme de variances :

$$\frac{1}{SNR_{NL}} = \sigma^2_{NL} = \sum_{i=1}^{N} \sigma^2_{NL_i} \tag{2.46}$$

où N est le nombre de tronçons que constitue la ligne de transmission et $\sigma^2_{NL_i}$ la contribution du tronçon i à la distorsion non-linéaire globale.

Je vais chercher dans le chapitre 3 à estimer la contribution d'un unique tronçon de mon lien de transmission sur les distorsions non-linéaires. Nous allons voir dans le chapitre 4 que ce modèle fonctionne très bien pour les systèmes non gérés en dispersion (DU), mais pose problème pour les systèmes gérés en dispersion (DM).

2.6.3 Corrélation des bruits non-linéaires entre tronçons

Dans le cas des systèmes DMs, je vais quantifier expérimentalement dans le chapitre 4 les contributions de chacun des tronçons ne sont pas indépendantes entre elles. Les distorsions du signal provoquées par un tronçon peuvent être corrélées avec les distorsions générées par les autres tronçons, comme le montre l'article [90]. C'est pourquoi il est nécessaire de prendre en compte la covariance existante entre les bruits des différents tronçons qui composent le lien, comme l'introduit l'article [90]. On montrera également que cette covariance dépend de la différence de dispersion cumulée du signal entre deux tronçons.

Donc la formule précédente devient :

$$\frac{1}{SNR_{NL}} = \sigma^2_{NL} = \sum_{i=1}^{N} \sigma^2_{NL_i} + \sum_{j=1}^{N} \sum_{\substack{k=1 \\ k \neq j}}^{N} \mathrm{Cov}_{jk} \tag{2.47}$$

où $\sigma^2_{NL_i}$ est la variance des distorsions générées par le tronçon i et cov_{jk} est la covariance entres les distorsions générées par le tronçon j et k.

Enfin, exprimé à l'aide du coefficient de corrélation ρ_{jk}, qui est la covariance cov_{jk} normalisée par la racine carrée des variances σ^2_j et σ^2_k des deux tronçons considérés j et k :

$$\sigma^2_{NL} = \sum_{i=1}^{N} \sigma^2_{NL_i} + \sum_{j=1}^{N} \sum_{\substack{k=1 \\ k \neq j}}^{N} \sigma_{NL_j} \sigma_{NL_k} \rho_{jk} \tag{2.48}$$

La prise en compte des termes de covariance a un impact important sur la performance d'un système comme nous allons le voir sur un exemple. Il est donc primordial de prendre en compte cette corrélation et si possible la prédire. La

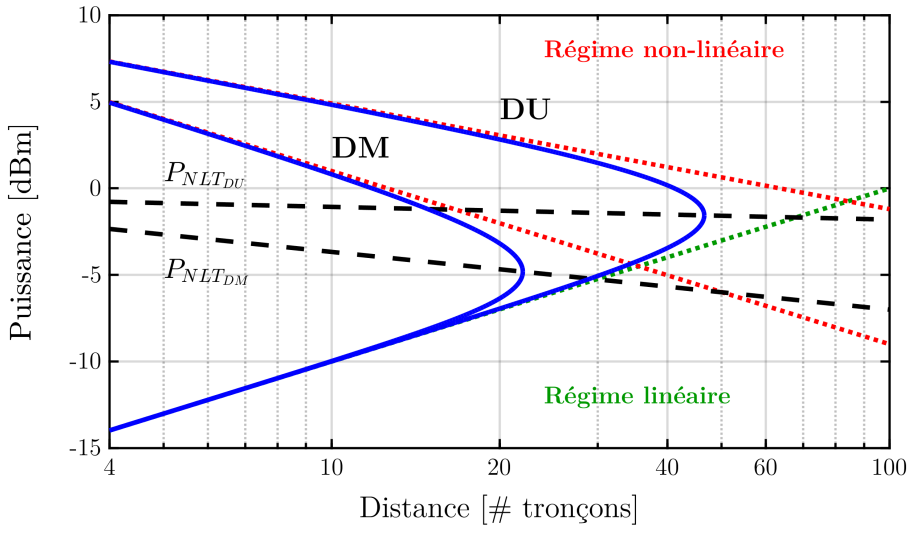

FIGURE 2.26: Puissance et distance possible pour un SNR total donné, i.e. puissances possibles pour une distance donné et un SNR cible dans un régime DU et DM.

figure 2.26, montre le couple distance et puissance du signal possible pour une performance donnée [91]. Comme on a pu le voir dans la section 1.5.3 deux régimes s'opposent, le régime linéaire que l'on retrouve ici dans la partie basse du graphe et le régime non-linéaire que l'on retrouve dans la partie haute du graphe. A la différence de la courbe 1.20 de la section 1.5.3, ce n'est pas la performance qui importe ici, mais la distance atteignable pour une puissance donnée, qui est indiquée sur l'axe des abscisses. Comme le montre la figure 2.26, les deux régimes de propagation, DU et DM, ne se comportent pas de la même manière dans le régime non-linéaire, ce qui modifie de façon significative la distance atteignable pour une performance donnée. Cette différence de performances entre les liens DU et DM est directement liée aux effets de la corrélation entre les distorsions. En plus d'un diminution de la distance maximale atteignable sur des liens DM, on observe également que la puissance optimale, c'est-à-dire la puissance au NLT, P_{NLT}, varie de façon significative avec le régime de propagation. Cette variation nécessite d'opérer les réseaux différemment suivant le type de lien pour en augmenter l'efficacité.

2.7 Conclusion

Dans le but d'extraire un estimateur de la performance de notre transmission, ce chapitre a permis de poser les bases de l'analyse de constellations à l'aide d'une description statistique des distorsions.

Dans un premier temps, j'ai justifié la nature statistique des bruits présents sur la constellation à l'aide d'outils utilisés couramment dans le domaine de l'optique statistique. L'approche via le concept de phaseurs aléatoires pour décrire les distorsions est originale dans le domaine d'application des télécoms optiques. En considérant certaines hypothèses sur la nature statistique des phaseurs, il m'a été possible de montrer que la distribution des échantillons suit une loi gaussienne et isotrope dans le plan complexe. Cependant, il est primordial de pouvoir analyser les données expérimentales qui peuvent ne pas respecter de telles propriétés. C'est pourquoi, j'ai introduit des nouveaux outils d'analyse de l'écart à l'isotropie et la gaussianité de la distribution des échantillons, comme le coefficient d'anisotropie, la skewness et le kurtosis.

Pour obtenir un estimateur de la performance dans le cas d'un bruit gaussien parfaitement circulaire, il est possible de dériver le rapport signal sur bruit à partir de la variance du bruit mesurée sur la constellation de manière très directe. Cependant, dans le cas d'une distribution gaussienne anisotrope, i.e. possédant un bruit plus important suivant l'un des axes en phase ou en quadrature, il est indispensable de tenir compte de la contribution des deux variances de chaque axe principal. La prise en compte des variances de chaque composante, dans le cas d'une constellation QPSK, nous garantit d'obtenir l'estimation exacte de la performance de notre système, quel que soit l'anisotropie du nuage d'échantillons.

D'autre part, j'ai observé et déterminé de façon expérimentale les limites de validité de la considération d'une distribution gaussienne du bruit. A partir d'une transmission mono-canal j'ai montré que l'hypothèse d'avoir constamment une distribution gaussienne était inexacte. En utilisant les outils développés, en particulier le kurtosis, j'ai mis en évidence un écart de l'estimation de la performance. J'ai ainsi développé un nouvel estimateur de la performance qui prend en compte un écart à la distribution gaussienne, tel que le kurtosis. On pourra retenir également qu'une transmission possédant au moins 21 canaux ne sera pas affectée par un tel écart et pourra être considérer comme parfaitement gaussien.

En définitive, un modèle de prédiction de la performance a été proposé, utilisant un estimateur des distorsions, en particulier la variance des bruits. En connaissant la variance des distorsions et leur corrélation, il sera possible de prédire la performance de liens, qu'ils soient gérés en dispersion ou non. La suite de manuscrit sera consacrée à la caractérisation et la détermination par l'expérience de la variance des distorsions, plus spécifiquement la contribution non-linéaire des effets Kerr, et de la corrélation entre ces distorsions.

Chapitre 3

Estimateur de non-linéarité élémentaire

Dans le chapitre précédent, nous avons pu voir une dépendance des distorsions non-linéaires avec plusieurs paramètres dont la dispersion chromatique. C'est pourquoi, je vais m'intéresser à présent aux propriétés des distorsions non-linéaires et sa dépendance à la dispersion du signal, pour permettre de prédire sa contribution sur n'importe quel tronçon de fibre d'un lien [89]. Pour cela, nous allons mettre en œuvre une expérience de propagation d'un ou plusieurs canaux à 100 Gb/s sur un unique tronçon de fibre. Sur les systèmes de transmissions terrestres ou sous-marins, les distorsions non-linéaires sont cumulées sur de grandes distances de propagation, i.e. de 100 km à 10000 km de propagation, et sont donc non négligeables devant les autres sources de bruit. De plus, elles représentent environ un tiers du bruit total pour un régime de fonctionnement proche de l'optimum de performance. C'est pourquoi la mesure à faible distance nécessite une grande précision, ainsi que de trouver un point de fonctionnement qui met en avant les distorsions non-linéaires. La diversité et l'addition des autres distorsions, tel que le bruit d'ASE, que subit le signal rend la mesure et le discernement de ces dernières plus complexes. Un protocole de mesure sera présenté et également, plusieurs résultats en fonction du type de fibre utilisé, de la dispersion chromatique cumulée par le signal et du nombre de canaux injectés.

Le protocole expérimental mis en place dans ce chapitre est inédit pour la construction d'un estimateur d'effet non-linéaire. Aucun papier, à ma connaissance, ne rapporte un tel travail. Le protocole proposé nécessite une grande rigueur, dont la difficulté a été d'émuler les conditions du signal en particulier la dispersion chromatique et d'obtenir une précision suffisante sur les mesures avec

les contraintes du matériel disponible. Je propose dans ce chapitre une solution permettant d'émuler la dispersion cumulée en estimant son impact, une évaluation des incertitudes sur les résultats et un protocole de mesure de la variance des distorsions non-linéaires sur un tronçon.

3.1 Un unique estimateur quel que soit le tronçon

Nous avons vu dans le chapitre précédent que nous allons considérer la contribution non-linéaire de chaque tronçon. Nous allons ainsi découper notre système en une multitude de tronçons élémentaires dont chaque section va apporter une distorsion non-linéaire. Il est donc intéressant d'avoir un estimateur de la contribution d'un tronçon unique, peu importe sa position dans le lien et le type de la ligne de transmission. Comme on peut le voir sur l'illustration 3.1 nous allons isoler un tronçon et obtenir un estimateur qui permettra de prédire l'apport de non-linéarité du tronçon en fonction des paramètres du signal entrant et du tronçon lui-même.

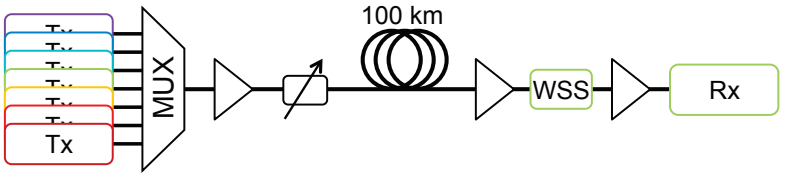

FIGURE 3.1: Schéma expérimental de la mesure des distorsions sur un unique tronçon

La quantité de non-linéarité générée sur un tronçon dépend d'un nombre important de paramètres, au point de devoir sélectionner les paramètres essentiels. A l'aide de simulations nous avons pu distinguer les paramètres les plus importants pour restreindre la quantité de mesure et ainsi conserver un estimateur simple. Comme le résume le tableau 3.1, on a identifié les paramètres, leurs impacts, leurs domaines de valeurs possibles et les valeurs sondées dans ce manuscrit.

Comme vu au chapitre 1, les distorsions non-linéaires sont issues d'un processus non-linéaire de type Kerr. Ainsi à l'aide de l'équation de Schrödinger non-linéaire (1.4) nous pouvons voir une dépendance évidente avec la puissance du champ optique et un lien avec la dispersion chromatique cumulée par le signal. De plus, des simulations montrent une nécessité d'approfondir en détail ces deux paramètres de façon relativement large. Je vais donc sonder pour la puissance le régime

Paramètres	Impact	Domaine des possibles	Valeurs expérimentales
Puissance du signal	+++	Régime linéaire et non-linéaire	$[-5; 8]$ dBm/canal
Dispersion chromatique	+++	Dispersions réseaux terrestres et sous-marins	$[0; 10^6]$ ps/nm
Format de modulation	+	Formats cohérents	PDM-QPSK
Vitesse de modulation	++	1 GBd à 100 GBd+	32.48 GBd
Nombre de canaux	+	[0 ; 100+] canaux	21 et 80 canaux
Type de fibre	++	Tout type de fibre monomode	SMF et LEAF
Longueur du tronçon	+	[0 ; 100] km	10 et 100 km

Table 3.1: Paramètres et une estimation de leurs impacts sur les distorsions non-linéaires

linéaire et un régime non-linéaire de plusieurs dB au-delà du NLT pour étudier son comportement à forte puissance, i.e. plus de 5 dBm par canal. Pour la dispersion chromatique, je ne souhaitais pas me limiter uniquement aux valeurs de dispersion chromatique que l'on rencontre dans un réseau terrestre mais également des valeurs beaucoup plus grandes que l'on rencontre dans de très longs liens sous-marins.

Les formats de modulation cohérents, c'est-à-dire, multiplexés en polarisation, modulés en amplitude et en phase à des débits symbole de l'ordre de 28 à 45 GBd et utilisés de nos jours pour transporter des débits de 100 à 300 Gbit/s, ont un comportement très similaire entre eux. Je vais donc me concentrer dans ce manuscrit au format de modulation PDM-QPSK à 32.48 GBd. Le nombre de canaux a plus d'impact que le format de modulation, mais pour limiter les possibles, je vais me concentrer sur le cas pessimiste d'un système complètement chargé à 80 canaux. J'effectuerai par la suite des mesures sur un tronçon à seulement 21 canaux pour une raison de manque de puissance disponible, car +5 dBm par canal avec 80 canaux nécessite une puissance totale de 24 dBm inaccessible avec les amplificateurs disponibles au laboratoire. Je détaillerai ce point dans la section 3.2 suivante.

Le type de fibre a également un impact évident par son aire modale et sa dispersion locale. Une fibre dont le diamètre de cœur est plus faible va générer plus d'effet non-linéaire qu'une fibre ayant un plus gros cœur (toujours mono-mode). Je vais donc me concentrer sur deux fibres en particulier, la fibre standard mono-mode, *standard*

single-mode fiber (SMF) (ITU-T G.652 ou SMF-28) et une fibre à dispersion décalée non nulle, *non-zero dispersion-shifted fiber* (NZDSF) (ITU-T G.655), en particulier la fibre à large aire effective, *large effective area fiber* (LEAF), dont les caractéristiques ont été soit mesurées en laboratoire ou soit extraites de la documentation, représentées dans le tableau 3.2.

	SMF	LEAF
Atténuation (dB/km)	0.21	0.22
Aire effective (µm^2)	85	72
Indice de réfraction @ 1550 nm	1.4682	1.4693
Dispersion chromatique @ 1530 nm (ps/nm/km)	15.6	2.5
Dispersion chromatique @ 1550 nm (ps/nm/km)	16.8	4.2

TABLE 3.2: Caractéristiques des fibres étudiées

La longueur du tronçon de fibre influence au contraire bien moins la quantité totale de distorsion non-linéaire. En raison de l'atténuation du signal au cours de sa propagation dans la fibre optique, la majorité des distorsions non-linéaires est cumulée sur les premiers kilomètres de propagation et que l'on peut relier à la longueur effective, L_{eff}, qui correspond à l'intégration de la puissance normalisée sur le tronçon :

$$L_{eff} = \int_0^L e^{-\alpha z} dz = \frac{1 - e^{-\alpha L}}{\alpha} \tag{3.1}$$

où L est la longueur du tronçon et α le coefficient d'atténuation linéique de la fibre. Pour une fibre de 100 km, d'atténuation 0.21 dB/km qui équivaut à 0.0484 km^{-1} d'atténuation linéique, on obtient une longueur effective de $L_{eff} = 20.5$ km. Pour une variation de longueur de moins de 20 km, soit 80 km de longueur totale, la longueur effective ne change que de très peu, ici $L_{eff} = 20.2$ km. On ne considérera donc principalement que des tronçons de 100 km dans les mesures qui vont suivre et éventuellement certaines mesures avec des très courts tronçons de 10 km.

3.2 Points de fonctionnements et incertitudes de mesures

3.2.1 Impact du nombre d'échantillons sur la qualité d'estimation de la variance

L'estimation de la puissance du bruit total est réalisée en mesurant la variance du nuage de points sur la constellation. Il est important de s'intéresser à la précision que l'on va obtenir sur la variance en fonction du nombre d'échantillons disponibles. Pour cela, je vais considérer une variable aléatoire X telle que $\mathbb{E}[X] = m$ et $\mathrm{Var}(X) = \sigma^2$. Un estimateur de la variance, S_n^2, en fonction du nombre d'échantillon n s'exprime de la façon suivante :

$$S_n^2 = \frac{1}{n}\sum_{k=1}^{n}(X_k - m)^2 . \tag{3.2}$$

S_n^2 est bien un estimateur sans biais de la variance σ^2. On peut le vérifier :

$$\mathbb{E}\left[S_n^2\right] = \mathbb{E}\left[\frac{1}{n}\sum_{k=1}^{n}(X_k - m)^2\right] = \frac{1}{n}\sum_{k=1}^{n} Var\left(X_k\right) = \sigma^2. \tag{3.3}$$

De plus, on néglige l'effet mémoire du bruit (bruit considéré AWGN), et donc les échantillons sont bien tous indépendants. La variance de notre estimateur de variance est ainsi déterminée par :

$$\begin{aligned}\mathrm{Var}\left(S_n^2\right) &= \frac{1}{n}\sum_{k=1}^{n} Var\left((X_k - m)^2\right)\\ &= \frac{1}{n}\left(\mathbb{E}\left[(X-m)^4\right] - \mathbb{E}\left[(X-m)^2\right]^2\right)\\ &= \frac{1}{n}\left(\mu_4 - \sigma^4\right)\end{aligned} \tag{3.4}$$

où μ_4 est le moment centré d'ordre quatre, définit précédemment (équation 2.23).

Or on considère que la variable aléatoire est gaussienne. Comme on l'a vu dans la section sur le Kurtosis (section 2.3.3), $\mu_4 = 3\times\sigma^4$ pour une distribution gaussienne.

De là, on en déduit l'écart à 99.7% (3 écarts-types) de confiance de l'estimation de la variance, $\delta\sigma^2$:

$$\delta\sigma^2 = 3 \times \sqrt{\frac{\mu_4 - \sigma^4}{n}} = 3 \times \sqrt{\frac{2\sigma^4}{n}} = 3\sigma^2 \times \sqrt{\frac{2}{n}}. \tag{3.5}$$

On note que la précision dépend de la valeur de la variance même. L'incertitude, en échelle logarithmique (échelle dB), qui est la différence entre les valeurs à ± 3 écarts-types et la vraie valeur, ne dépend finalement plus de la variance, et donne :

$$\begin{aligned}
\left(\delta\sigma^2\right)_{dB} &= 10 \times \log_{10}\left(\sigma^2 \pm 3\sigma^2 \times \sqrt{\frac{2}{n}}\right) - 10 \times \log_{10}\left(\sigma^2\right) \\
&= 10 \times \log_{10}\left(\frac{\sigma^2 \pm 3\sigma^2 \times \sqrt{\frac{2}{n}}}{\sigma^2}\right) \\
&= 10 \times \log_{10}\left(1 \pm 3 \times \sqrt{\frac{2}{n}}\right)
\end{aligned} \tag{3.6}$$

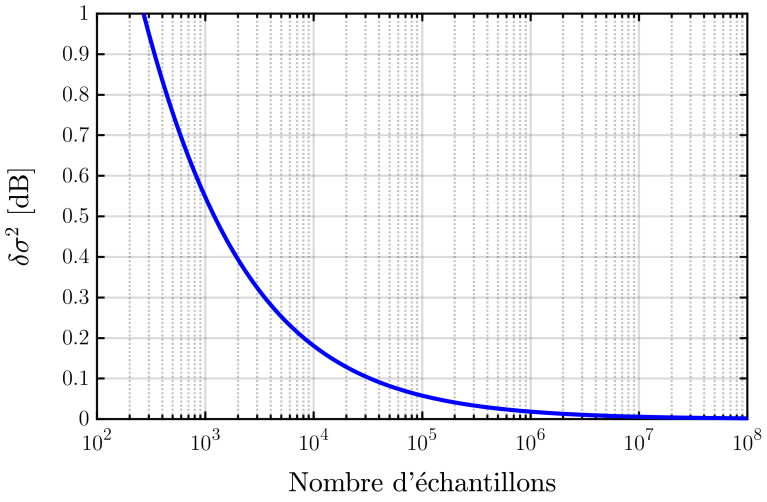

FIGURE 3.2: Précision de l'estimation de la variance sur la constellation en fonction du nombre d'échantillons

La figure 3.2 illustre l'incertitude à 99.7% (3 écarts-types) sur l'estimation de la variance en fonction du nombre d'échantillons. De façon évidente la précision augmente avec le nombre d'échantillons, et ceci de façon exponentielle.

Expérimentalement, les traces provenant des oscilloscopes auront au moins 10^5 échantillons au total sur la constellation si bien qu'on aura une précision meilleure que 0.059 dB sur l'estimation de la variance. Par simplification, on prendra une incertitude de 0.1 dB sur l'estimation de la variance sur la constellation, qui s'avèrera largement suffisant par la suite.

3.2.2 Incertitude sur la variance de la distorsion non-linéaire

La faible puissance des distorsions non-linéaires nécessite de prendre des précautions particulières pour leurs estimations expérimentales. Lors de la mesure du bruit sur une constellation après réception, il est impossible de trouver une configuration où il y a seulement la présence de distorsions non-linéaires. Il est par contre possible de se placer dans une situation où l'on est capable d'extraire la variance des distorsions non-linéaires de l'ensemble des autres bruits en ayant au préalable calibré ces derniers. Nous allons considérer le modèle décrit précédemment dans la section 2.5 pour fixer les points de mesures. En reprenant le modèle de transmission précédent (2.45), le rapport signal à bruit total est donné par la relation :

$$\frac{1}{SNR_{total}} = \frac{1}{\mu}\left(\frac{1}{\xi \times OSNR_{0.1nm}} + \frac{1}{SNR_{TRx}} + \frac{1}{SNR_{NL}}\right). \tag{3.7}$$

Nous pouvons voir que le terme de distorsions non-linéaires, SNR_{NL}, est apparié avec le terme de bruit d'ASE, $\xi \times OSNR_{0.1nm}$, et le terme de bruit provenant du transmetteur et du récepteur, SNR_{TRx}. La puissance relative de bruit entre ces trois termes va déterminer la précision de la mesure que l'on a sur le terme de distorsions non-linéaires.

Dans cette partie, nous allons considérer les variances directement et non les SNRs pour une question de simplicité :

$$\sigma^2_{NL} = \mu \times \sigma^2_{total} - \sigma^2_{ASE} - \sigma^2_{TRx}. \tag{3.8}$$

L'incertitude sur le terme non-linéaire, $\delta\sigma^2_{NL}$, est liée à l'incertitude de la mesure du σ^2_{ASE} au travers de l'$OSNR_{0.1nm}$, de la mesure du σ^2_{total} sur la constellation, et de la calibration du σ^2_{TRx}. La précision du σ^2_{ASE} en laboratoire est estimée à environ ± 0.5 dB (voir annexe A). L'incertitude sur le σ^2_{total} est rattachée au nombre

d'échantillon de la constellation que l'on prend pour le calcul de la variance, comme nous l'avons précédemment analysée dans la section 3.2.1, ici inférieur à 0.1 dB. Quant-à l'incertitude sur le σ^2_{TRx}, elle est estimée à moins de ± 0.2 dB comme on le verra dans la section 3.3.

Il est important de traduire les incertitudes qui sont exprimées en dB en échelle linéaire. En échelle linéaire, l'incertitude ne sera pas constante mais dépendra de la valeur même de la variance du bruit considéré, comme on va le voir avec la différentielle de la fonction de conversion.

La conversion en échelle logarithmique (linéaire vers dB) emploie la formule suivante :

$$x_{dB} = 10 \times \log_{10}(x_{lin}). \tag{3.9}$$

Ainsi l'inverse donne :

$$x_{lin} = 10^{\frac{x_{dB}}{10}} = e^{x_{dB}\frac{\ln 10}{10}} \tag{3.10}$$

et la différentielle :

$$\delta x_{lin} = \frac{\ln 10}{10} \cdot \exp\left(x_{dB}\frac{\ln 10}{10}\right) \cdot \delta x_{dB} = \frac{\ln 10}{10} \cdot x_{lin} \cdot \delta x_{dB}. \tag{3.11}$$

En considérant que les bruits sont indépendants nous pouvons additionner leurs incertitudes de façon quadratique [92], et donc :

$$\begin{aligned}\delta\sigma^2_{NL_{lin}} = \frac{\ln 10}{10}\Big[&\left(\sigma^2_{total_{lin}}\right)^2\left(\delta\sigma^2_{total_{dB}}\right)^2 \\ &+ \left(\sigma^2_{ASE_{lin}}\right)^2\left(\delta\sigma^2_{ASE_{dB}}\right)^2 \\ &+ \left(\sigma^2_{TRx_{lin}}\right)^2\left(\delta\sigma^2_{TRx_{dB}}\right)^2\Big]^{1/2}.\end{aligned} \tag{3.12}$$

On s'aperçoit bien que la précision sur l'estimation de la puissance de bruit provenant des non-linéarités est dépendante de la variance même des autres bruits et de leurs incertitudes. Sur la figure 3.3, on illustre un cas dans lequel on néglige

l'ASE, ce qui en pratique est tout à fait raisonnable avec des $OSNR_{0.1nm} > 30$ dB que l'on aura pendant les mesures de ce chapitre.

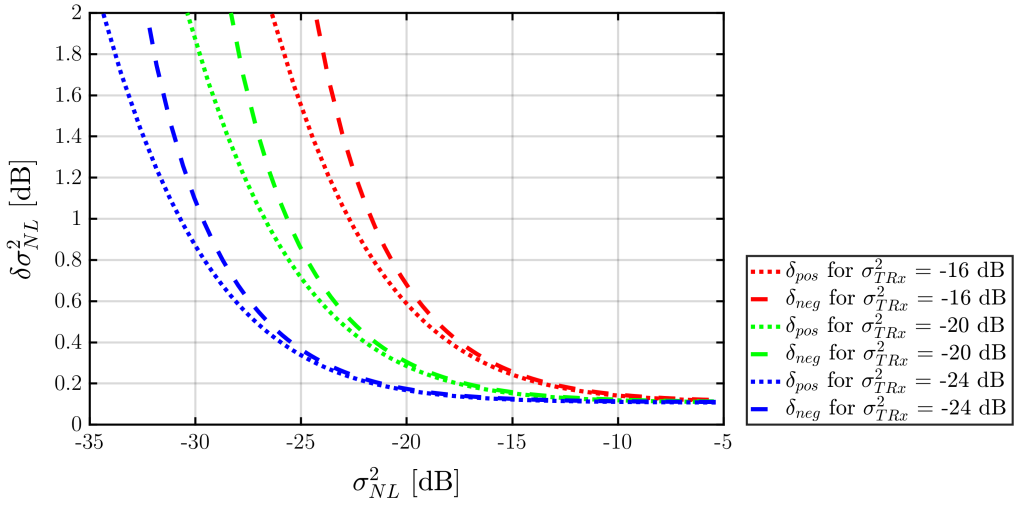

FIGURE 3.3: Incertitude positive et négative de l'estimation de la puissance de bruit non-linéaire en fonction de la valeur même de la puissance du bruit non-linéaire pour différentes valeurs de bruit du couple TRx.

En reconvertissant en échelle logarithmique, on note que l'incertitude positive δ_{pos} n'est pas identique à l'incertitude négative δ_{neg}, ce que l'on observe bien sur la figure 3.3 en particulier pour les variances de bruit σ^2_{NL} faibles. Ceci est lié à la conversion des valeurs à 3σ en échelle logarithmique qui ne sont plus à égale distance de la valeur moyenne. De plus, on remarque que la précision sur l'estimation des non-linéarités dépend grandement du σ^2_{TRx} qui est, dans ce cas, l'unique autre bruit en compétition. Ceci démontre bien la nécessité de garder un σ^2_{TRx} le plus petit possible pour obtenir la meilleure précision sur l'estimation du σ^2_{NL}. Nous verrons dans la suite que le terme σ^2_{NL} est proportionnel au carré de la puissance du signal, en conséquence, pour augmenter la précision sur son estimation en conservant un σ^2_{TRx} fixe, il sera nécessaire d'augmenter la puissance du signal. Or ceci ne sera pas toujours possible, par rapport à la puissance maximale atteignable des EDFAs et du nombre de canaux.

3.3 Estimation des distorsions : émetteur - récepteur

L'émetteur et le récepteur font intervenir plusieurs types de distorsion sur le signal. Initialement, le signal se trouve sous une forme numérique sans bruit. Chaque bit est associé à un point de la constellation pour créer un signal numérique complexe. Le signal peut ensuite être filtré numériquement pour changer la forme des impulsions temporelles et ainsi occuper un espace spectral plus faible. Il peut également être pré-distordu de façon numérique pour compenser la bande passante analogique relativement faible des DACs et des drivers (amplificateur électronique attaquant le modulateur) ou en changer la dispersion chromatique, par exemple. Enfin, il est quantifié pour être émis par les DACs. De façon équivalente, côté récepteur, le signal est amplifié électriquement (dans notre cas dans l'oscilloscope) et échantillonné à l'aide des ADCs puis numérisé.

Je vais considérer dans un premier temps l'ensemble des dégradations du signal provenant du transmetteur et du récepteur comme une unique source de bruit blanc gaussien, $\sigma^2_{TRx} = 1/SNR_{TRx}$. Dans un second temps, je développerai ce terme de bruit pour l'émulation de la dispersion chromatique, nécessaire pour la suite de mes mesures. Il est également nécessaire de mesurer le coefficient μ principalement lié à la bande passante électrique limité du transmetteur et du récepteur (dans le cas où le filtrage optique intermédiaire est négligeable).

3.3.1 Mesure et calibration du bruit

Nous allons voir qu'à partir qu'une calibration dos à dos, *back-to-back* (B2B), il est possible d'en extraire les deux termes suivant : μ et SNR_{TRx}.

La configuration B2B consiste à brancher le transmetteur directement au récepteur via un atténuateur et un amplificateur (type EDFA) pour nous permettre de faire varier la quantité de bruit d'ASE, comme on peut le voir sur le schéma 3.4. Un coupleur 1% est utilisé après l'amplificateur pour permettre d'analyser le spectre du signal sur un OSA. A partir de la trace de l'OSA, on pourra déterminer le ratio de quantité d'ASE dans 0.1 nm par rapport à la puissance de signal et ainsi en déduire l'$OSNR_{0.1nm}$. Je vous invite à lire l'Annexe A qui détaille les mesures d'OSNR pour les différentes situations.

Dans mon cas, le transmetteur est constitué de quatre DACs 8 bits, comme illustré dans le chapitre 1, figure 1.5 ou en annexe B, dont la fréquence d'échantillonnage

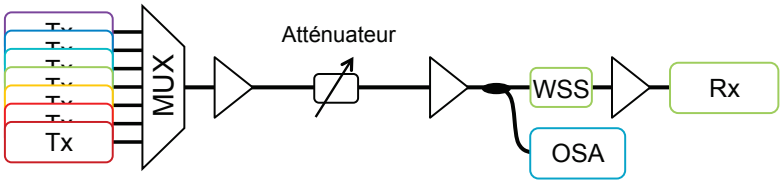

FIGURE 3.4: Schéma expérimental de la calibration des distorsions provenant de l'émetteur et du récepteur en B2B.

est de 64.96 GS/s possédant chacun une mémoire interne de 2^{18} échantillons lus en boucle. La bande passante réelle des DACs est de 12 GHz à -3 dB et le nombre de bits effectif, *effective number of bits* (ENOB) se situe autour de 5.5 dépendant de la fréquence. Le signal en sortie des DACs est relativement faible, autour de 500-600 mVpp, et nécessite donc un driver qui est un amplificateur électrique analogique pour attaquer le modulateur. Le modulateur est constitué de plusieurs interféromètres de Mach Zehnder imbriqués pour pouvoir moduler les deux polarisations de la lumière dans tout le plan complexe, comme illustré dans l'annexe C. Le laser alimentant le modulateur est un laser semi-conducteur ayant une cavité étendue permettant de s'accorder sur toute la bande C avec une largeur de raie inférieure à 100 kHz et une puissance de sortie de 14.5 dBm. Un système de contrôle automatique des biais du modulateur est utilisé pour suivre les fluctuations de phase des interféromètres avec la température. En sortie du modulateur, le signal optique est relativement faible est nécessite d'être amplifié à l'aide d'un EDFA. Pour plus de détails sur le transmetteur, voir l'annexe B.

Le récepteur est constitué d'un mixeur cohérent en espace libre dont l'oscillateur local est un laser de même caractéristique que celui utilisé pour le transmetteur. Les huit sorties du mixeur cohérent sont reliées à 4 photodiodes balancées de bande passante 45 GHz à -3 dB directement connectées aux 4 entrées de l'oscilloscope. Les voies de l'oscilloscope amplifient et échantillonnent sur 8 bits à 40 GS/s les signaux électriques provenant des quatre photodiodes. L'oscilloscope possède une bande passante de 20 GHz à -3 dB et une mémoire de maximum 20 MS (Méga échantillons) par voie. Il n'est pas nécessaire d'utiliser la totalité de la mémoire de l'oscilloscope, seulement 2 à 8 MS par voie est suffisant pour obtenir une bonne précision sur la mesure de variance, comme vu dans la section 3.2.1.

La configuration B2B n'ayant pas de propagation, il n'y a plus de terme de non-linéarité provenant des effets Kerr. La formule générale (3.7) appliquée au B2B devient donc :

$$\frac{1}{SNR_{total}} = \frac{1}{\mu}\left(\frac{1}{\xi \times OSNR_{0.1nm}} + \frac{1}{SNR_{TRx}}\right). \tag{3.13}$$

Nous avons à présent une simple relation affine entre $1/(\xi\, OSNR_{0.1nm})$ et $1/SNR_{total}$ dont la pente est déterminée par le coefficient $1/\mu$ et l'ordonnée à l'origine par $1/(\mu\, SNR_{TRx})$.

Les mesures suivantes ont été réalisées avec un format de modulation PDM-QPSK à 32.48 GBd. Les impulsions sont filtrées par un filtre racine carrée de cosinus surélevé, *root-raised-cosine* (RRC) d'affaiblissement (roll-off) 0.4 pour n'occuper spectralement que 45.5 GHz et ainsi éviter la diaphonie entre les canaux adjacents, alignés sur une grille de 50 GHz. Dans le cas présent avec un signal à 32.48 GBd le coefficient de conversion de bande $\xi = 12.47$ GHz / 32.48 GBd $= 0.38$.

En faisant varier l'atténuation et ainsi la puissance du signal optique à l'entrée de l'amplificateur, on fait varier la quantité d'ASE et par conséquent l'$OSNR_{0.1nm}$. Je rappelle que le SNR_{total} est lié à la variance du bruit mesurée sur la constellation après réception.

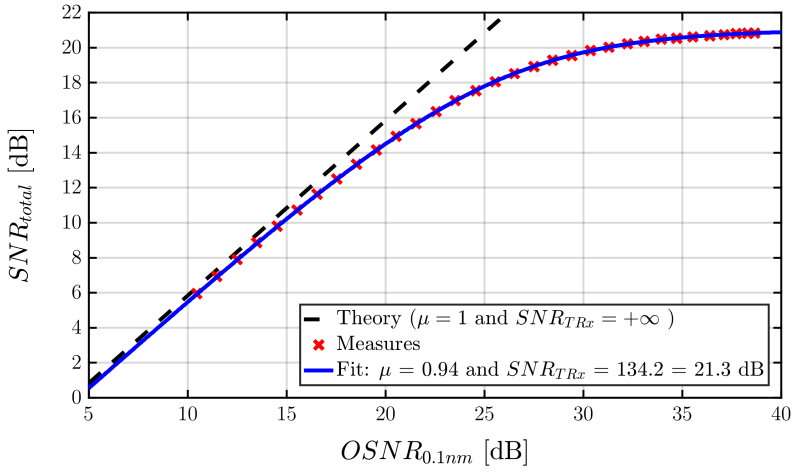

FIGURE 3.5: Calibration en B2B du système pour obtenir μ et le SNR_{TRx}. Performance totale du système estimée à partir de la variance, SNR_{total} en fonction de l'$OSNR_{0.1nm}$ mesuré à l'OSA. En tirets noirs la performance théorique maximale, en croix rouges les mesures du système et en trait plein bleu l'ajustement du modèle en faisant varier μ et le SNR_{TRx}.

On observe sur la figure 3.5 la mesure du SNR_{total} en fonction de l'$OSNR_{0.1nm}$ en échelle logarithmique. Les croix rouges représentent les points de mesures et le trait plein bleu représente l'ajustement du model. L'ajustement du modèle aux mesures est réalisé en minimisant la moyenne des écarts quadratiques entre chaque

point de mesure et le modèle. On obtient, dans le cas présent, une valeur de $SNR_{TRx} = 134.2 = 21.3$ dB et de $\mu = 0.94$.

Je rappelle que dans le cas d'un émetteur et récepteur (TRx) parfait ayant une bande passante idéale et un bruit nul, le coefficient $\mu = 1$ et $SNR_{TRx} = +\infty$. Dans ce cas, la performance globale du système est directement reliée au bruit d'ASE et donc : $SNR_{total} = \xi\ OSNR_{0.1nm}$. On peut noter que dans le cas réaliste, le coefficient μ représente l'écart entre le couple TRx idéal et le couple TRx réel pour de faible OSNR car le terme $1/SNR_{TRx}$ est négligeable devant le terme d'OSNR, $1/SNR_{TRx} \ll 1/OSNR_{0.1nm}$. Par ailleurs, pour de grandes valeurs d'OSNR, le terme $1/OSNR_{0.1nm}$ devient négligeable devant $1/SNR_{TRx}$, ce qui fait apparaitre un comportement asymptotique convergeant vers $\mu\ SNR_{TRx}$ et donne le plafond de performance du système, dont on peut observer la constellation sur la figure 3.6.

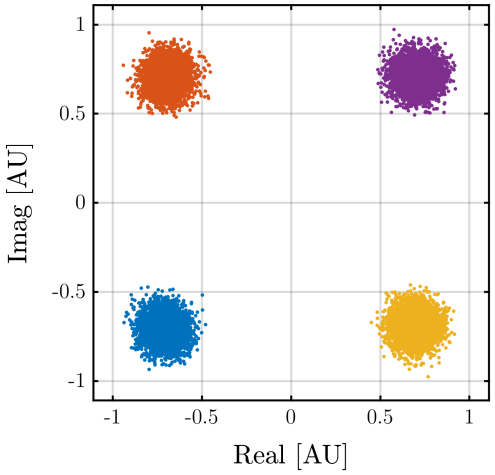

FIGURE 3.6: Constellation représentant la performance maximale atteignable avec le couple TRx utilisé ($SNR_{total} = 21.0$ dB).

3.3.2 Emulation de la dispersion chromatique

Pour explorer le domaine de dispersion chromatique souhaité, il me faut un moyen de disperser les canaux sans impacter la mesure des distorsions non-linéaires. Il existe plusieurs options pour disperser le signal :

Des kilomètres de fibre : il est possible de disperser le signal en se propageant sur des kilomètres de fibre à grande dispersion. Cependant, les fibres excédant

très difficilement les 20 ps/mn/km, pour disperser notre signal au-delà des 10^5 ps/nm il faudrait se propager sur plus de 5000 km. La propagation sur cette distance nécessite d'entrer dans la fibre avec une faible puissance pour ne pas générer de distorsions non-linéaires supplémentaires. Cela viendrait dégrader notre OSNR et il ne serait plus possible d'extraire les distorsions non-linéaires du bruit total.

Des réseaux de Bragg : les réseaux de Bragg ne permettent pas de dépasser les 2000 ps/nm de dispersion par module pour plus de 5 dB d'atténuation minimum. Il serait nécessaire d'utiliser un grand nombre de modules pour atteindre les dispersions voulues. De la même manière que précédemment, ceci dégraderait fortement l'OSNR et il ne serait plus possible d'extraire la contribution non-linéaire. De plus, le réseau de Bragg est un filtre optique qui viendrait impacter notre performance.

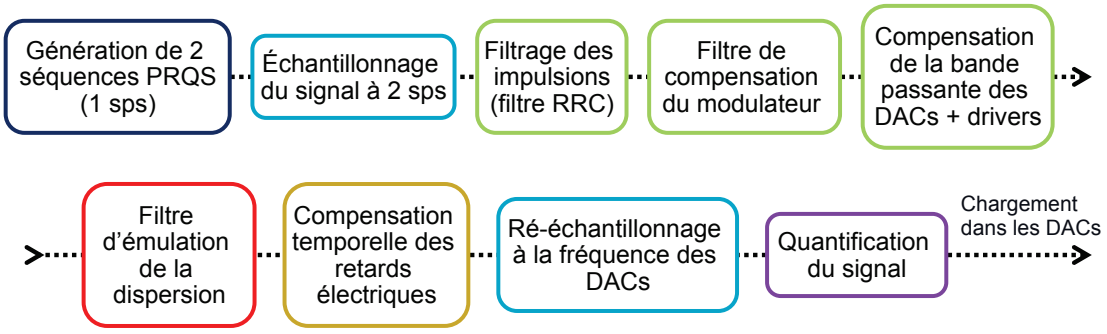

FIGURE 3.7: Schéma de génération du signal numérique qui est chargé dans les DACs avec ajout de l'émulation de la dispersion chromatique.

Une dispersion numérique du signal : il est possible grâce aux DACs du transmetteur de distordre le signal numérique avant de le quantifier et de le charger dans la mémoire du DAC. En appliquant numériquement un filtre de phase, je peux disperser le signal de la valeur souhaitée. La figure 3.7 illustre les étapes de génération de la séquence d'échantillons à charger dans la mémoire des DACs. La première étape est de générer les quatre séquences aléatoire à transmettre ou, dans le cas présent, une séquence par polarisation et d'associer les bits aux symboles de la constellation. Le signal complexe de chaque polarisation est échantillonné à deux échantillons par symbole pour pouvoir travailler de façon analogique sur l'onde générée. Ensuite plusieurs filtres sont appliqués : le filtrage des impulsions pour lui donner une forme spectrale particulière (format Nyquist par exemple, se référer à l'annexe B), un filtre de compensation de la réponse sinusoïdale des modulateurs, un

filtre de compensation de la bande passante des DACs et drivers (se référer également à l'annexe B) et enfin le filtre d'émulation de la dispersion. Le filtre d'émulation de la dispersion est exactement le même que celui dans le récepteur pour compenser numériquement la dispersion accumulée. Le filtre est réalisé dans le domaine de Fourier pour une question de rapidité de calcul. Ensuite, un décalage temporel entre les deux tributaires de chaque polarisation est réalisé pour compenser les différences de chemins électriques inhérents aux câbles, drivers et modulateur. Un ré-échantillonnage du signal à la fréquence des DACs est réalisé avant de finir par la quantification de chaque tributaire des deux polarisations. Les quatre séquences d'échantillons peuvent à présent être chargées dans les DACs. Cette technique d'émulation de la dispersion ne dégrade pas l'OSNR directement puisqu'il n'ajoute pas de perte supplémentaire à la ligne de transmission. Par contre, comme l'émulation est faite au niveau du transmetteur, il est important de vérifier son impact sur les paramètres liés à la performance en B2B.

Les figures 3.8 et 3.9, illustrent un signal numérique pour des dispersions de 0 ps/nm, 50 ps/nm, 150 ps/nm et 1000 ps/nm. En haut à gauche on observe la constellation du signal échantillonné et quantifié, en haut à droite, un extrait de 64 échantillons de la trace temporelle d'un DAC du signal est représenté, en bas le graphe montre l'histogramme des niveaux de quantification d'un DAC. Pour une dispersion de 0 ps/nm, le signal est parfait et n'occupe que deux niveaux de quantification par DAC et la trace temporelle laisse très bien apercevoir la valeur des symboles. En se dispersant, les impulsions s'étalent et augmentent les interférences inter-symboles provoquant une distorsion du signal, principalement observable sur la constellation et la trace temporelle. Quand le signal est dispersé de 50 ps/nm et 150 ps/nm les interférences inter-symboles engendrant sur la constellation une figure qui ressemble à une fractale. Lorsque l'on augmente la dispersion de façon considérable, l'étalement des impulsions est tellement important (sur plusieurs centaines voire milliers de symboles) qu'il produit un très grand nombre d'interférences et atteint de cette manière un régime proche d'un signal aléatoire gaussien que l'on observe avec une dispersion supérieure à 1000 ps/nm. De même, l'histogramme des niveaux des DACs se rapproche d'une distribution gaussienne. L'étalement de la gaussienne dépend de la valeur maximale du signal, elle-même dépend de l'interférence inter-symbole la plus grande possible qui se réalisera en fonction de la séquence choisie.

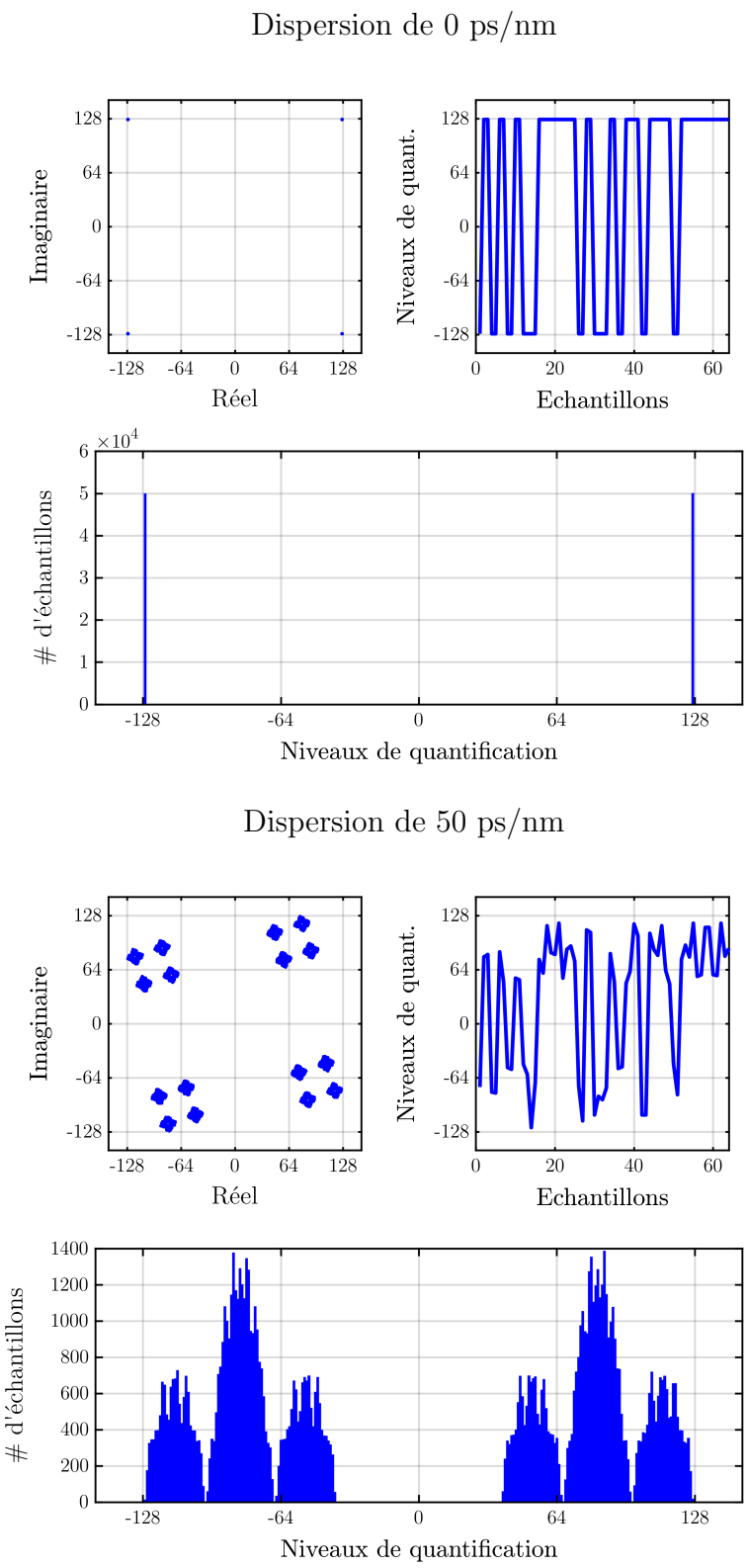

FIGURE 3.8: Signal résultant après émulation de la dispersion. En haut à gauche : constellation des échantillons ; en haut à droite : partie réelle de quelques échantillons ; en bas : histogramme des échantillons sur les niveaux de quantification.

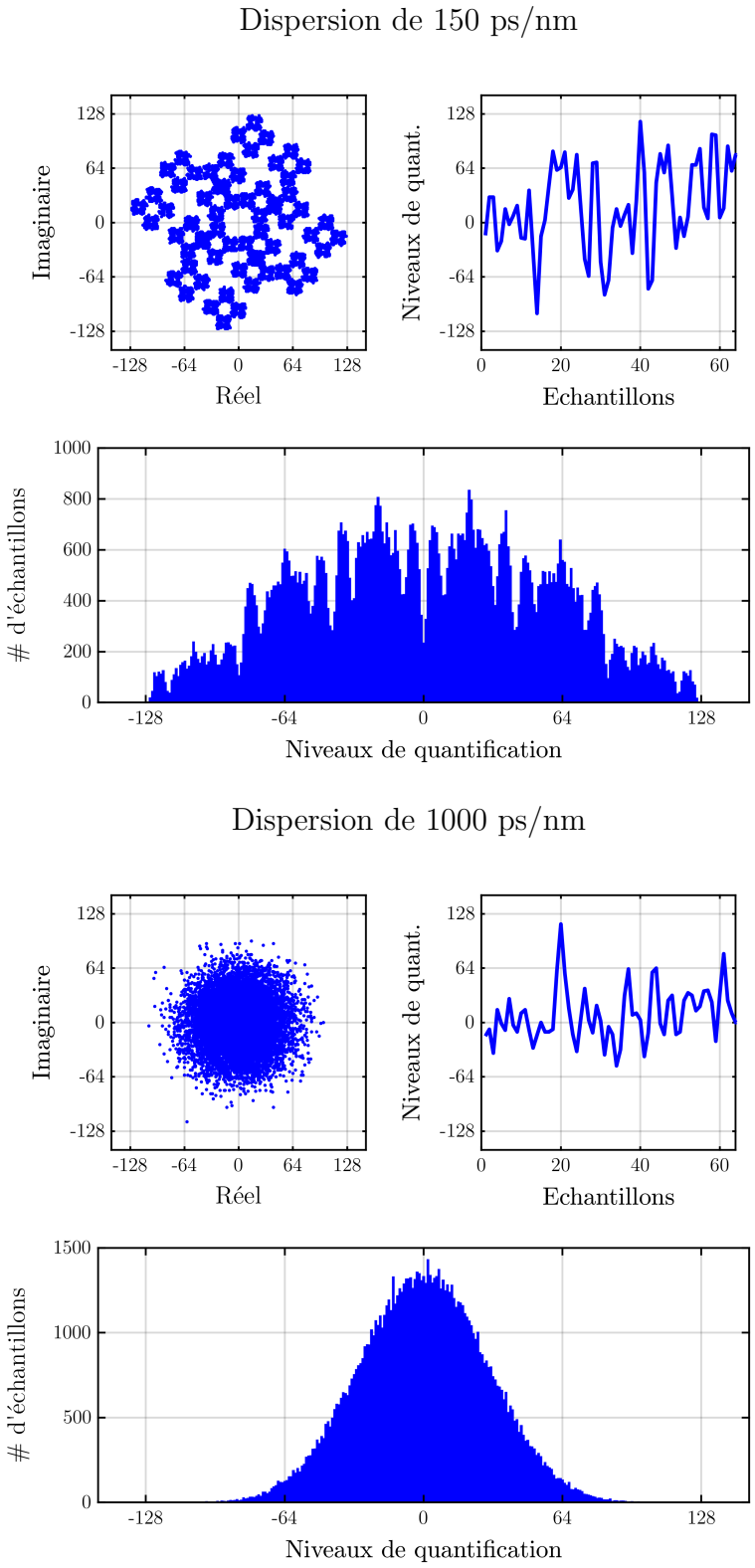

FIGURE 3.9: Signal résultant après émulation de la dispersion. En haut à gauche : constellation des échantillons ; en haut à droite : partie réelle de quelques échantillons ; en bas : histogramme des échantillons sur les niveaux de quantification.

Il est important de mesurer l'impact de l'émulation de la dispersion sur les performances du transmetteur. Je vais donc effectuer une calibration en B2B des paramètres μ et SNR_{TRx} comme précédemment pour chaque dispersion émulée. La dispersion émulée est bien évidemment compensée à la réception de façon numérique également pour entrer avec une dispersion nulle dans le démultiplexage de polarisation. La compensation de la dispersion est réalisée à l'aide d'un filtre de dispersion de valeur fixe, égale à l'opposé de la dispersion émulée au transmetteur.

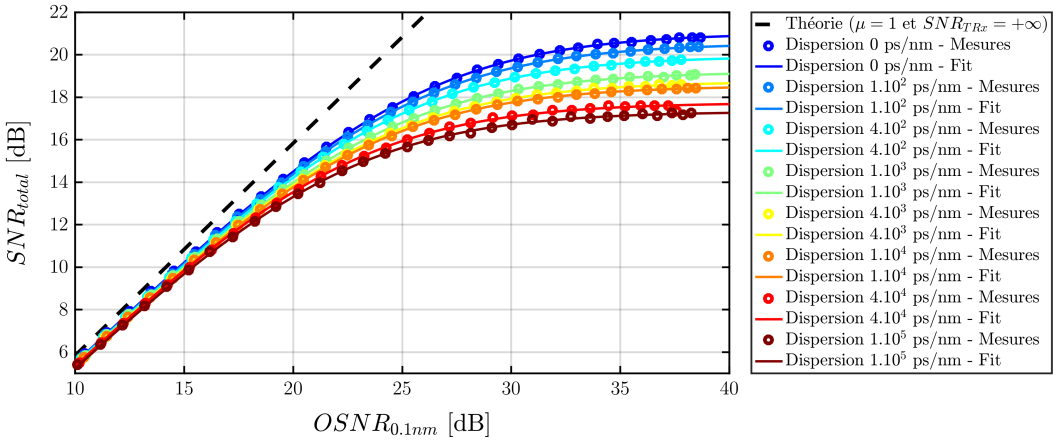

FIGURE 3.10: Calibration des paramètres μ et SNR_{TRx} en B2B pour chaque dispersion émulée par le transmetteur.

Sur la figure 3.10 je n'ai représenté que quelques dispersions pour une question de lisibilité. On observe dans un premier temps que pour les faibles OSNR toutes les mesures sont superposées, c'est-à-dire que le paramètre μ est identique pour n'importe quelle dispersion. On peut observer sur la figure 3.11 qu'effectivement le paramètre μ ne varie que très peu en fonction de la dispersion. Ce paramètre est un écart du système au filtre de transmission idéal, un ajout de dispersion n'a aucune influence sur le filtre en amplitude de la transmission car c'est une distorsion linéaire en phase, de plus compensée à la réception.

Par contre, on peut observer sur la figure 3.10 que pour les grandes valeurs d'OSNR l'émulation de la dispersion a une influence non négligeable. La performance maximale du couple TRx est modifiée par l'ajout de la dispersion. En représentant le paramètre SNR_{TRx} en fonction de la dispersion émulée, comme sur la figure 3.11, on peut observer une variation de plus de 3 dB de la performance. Pour des dispersions faibles l'impact est faible également et on conserve un SNR_{TRx} proche de 21 dB, mais pour des dispersions supérieures à 4.10^4 ps/nm on atteint moins de 18 dB de performance optimale. Effectivement, pour de faibles dispersions, le bruit de quantification lié à la forme de la distribution d'occupation des niveaux

est plus faible que pour de grandes dispersions qui atteignent une dispersion quasi-gaussienne.

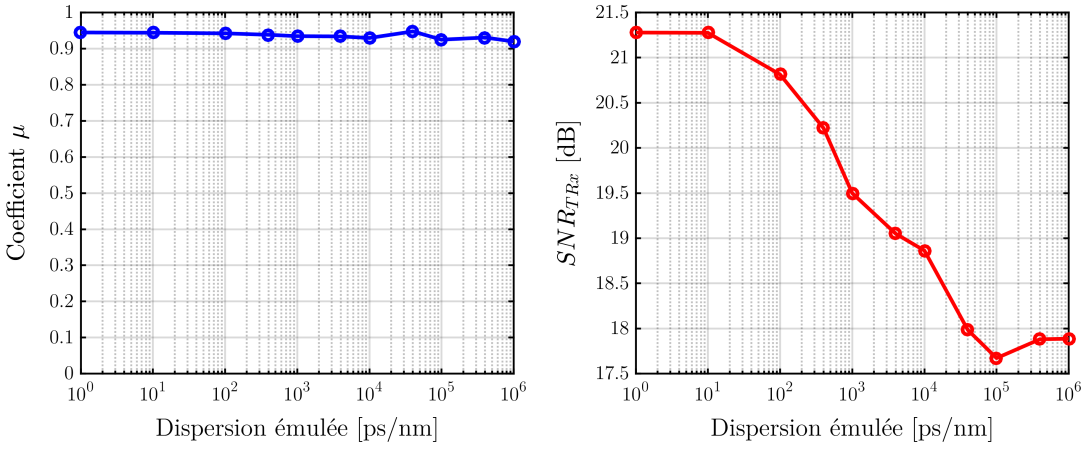

FIGURE 3.11: Variation des paramètres μ (figure de gauche) et SNR_{TRx} (figure de droite) en fonction de la dispersion émulée par le transmetteur.

Il est donc nécessaire pour la suite des mesures de prendre en compte la dépendance de la performance du transmetteur avec la dispersion que l'on émule. Je vais donc considérer un μ constant et un $SNR_{TRx}(C_e)$ dépendant de la dispersion C_e émulée par le transmetteur.

3.3.3 Modèle de bruit de quantification du convertisseur numérique-analogique

Il est possible de construire un modèle pouvant prédire la dégradation de la performance en fonction de la dispersion émulée. La pénalité que l'on obtient provient d'un bruit de quantification supplémentaire lié au changement de la distribution du signal sur les niveaux de quantification du DAC [93]. Comme on peut l'observer sur les figures 3.8 et 3.9, la dispersion étale le signal sur les niveaux de quantification des DACs. Pour de grandes dispersions, la distribution du signal sur les niveaux de quantification atteint une forme gaussienne.

Il existe dans la littérature une formule de prédiction du bruit de quantification en fonction du facteur de crête du signal, *peak-to-average power ratio* (PAPR), qui est le rapport du carré de la valeur crête par rapport à la variance du signal [23]. Le signal doit être centré, c'est-à-dire de moyenne nulle. De ce fait, on définit le PAPR en fonction de X_{max} la valeur maximale en absolue des échantillons du signal et σ_x^2 la variance du signal.

$$PAPR = \frac{X_{max}^2}{\sigma_x^2} \tag{3.14}$$

On peut noter que le PAPR est invariant par normalisation et ne dépend donc pas de la puissance du signal. La figure 3.12 illustre le PAPR pour chaque tributaire en fonction de la dispersion émulée, dans le cas d'un signal parfait (i.e. sans filtrage ou autres pré-compensations). On observe une dépendance évidente entre le PAPR et la dispersion jusqu'à $10^3 - 10^4$ ps/nm de dispersion, au-delà, la distribution du signal est devient totalement gaussienne et le PAPR sature. Pour une dispersion nulle et un signal non retour à zéro, *non-return-to-zero* (NRZ) parfait comme illustré en 3.8, le PAPR vaut exactement 1 (0 dB).

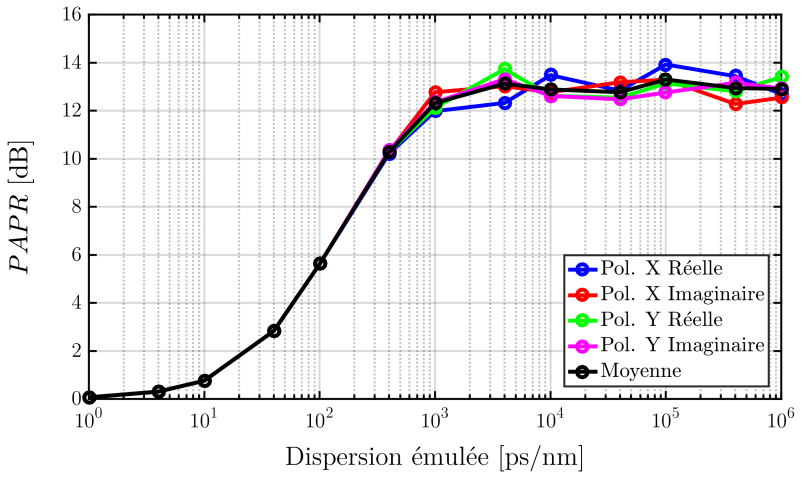

FIGURE 3.12: PAPR d'un signal NRZ théorique parfait en fonction de la dispersion chromatique cumulée du signal pour la partie réelle et imaginaire des deux polarisations (X et Y), et sa moyenne.

Cependant, la distribution du signal va également dépendre d'autres paramètres, comme la pré-compensation du filtrage, la forme des impulsions et le format de modulation. C'est pourquoi, la figure 3.13 représente le PAPR réel du signal chargé dans les DACs. On remarque pour une dispersion nulle, c'est à dire sans filtre de dispersion et uniquement les filtres de compensation et de formatage des impulsions, le PAPR est déjà de 6 dB. Pour les plus fortes dispersions, le PAPR atteint quasiment 16 dB.

La formule (3.15), extraite de [23], permet de prédire la pénalité liée à la quantification. La formule de base est donnée en émettant l'hypothèse que la distribution du signal est uniforme sur les niveaux de quantification, ce qui n'est pas vérifier dans notre cas. Toutefois, l'écart de la distribution du signal à la

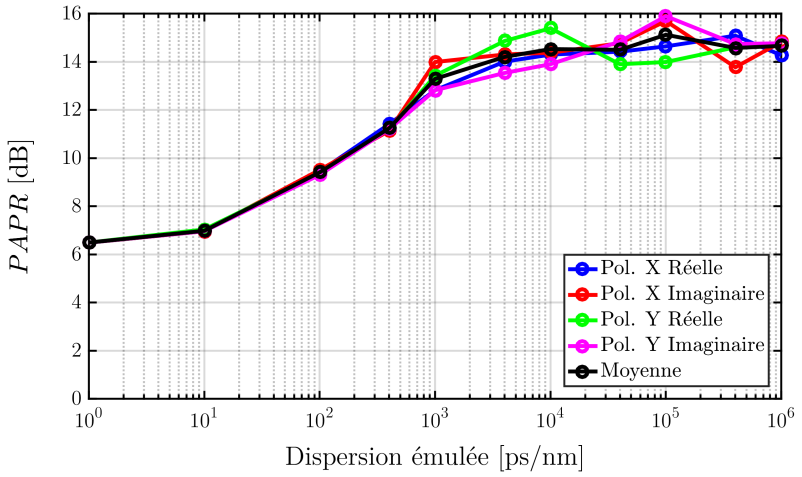

FIGURE 3.13: PAPR du signal pré-compensé chargé dans les DACs en fonction de la dispersion chromatique cumulée du signal pour la partie réelle et imaginaire (I et Q) des deux polarisations (X et Y), et sa moyenne.

distribution uniforme peut être pris en compte par l'ajout d'un terme correctif dépendant du PAPR du signal. Néanmoins cette correction n'est valide que pour un faible écart, nous allons donc vérifier le domaine de validé. Effectivement, pour de grandes dispersions, la distribution n'est pas uniforme mais gaussienne, comme on vient de le voir. Le rapport signal sur bruit, SNR_Q, provenant du bruit de quantification peut s'exprimer de la façon suivante :

$$SNR_{Q_{dB}} = 6.02 \times N_{eff} + 4.77 - 10 \times \log_{10}(PAPR) \tag{3.15}$$

où N_{eff} est le nombre de bit effectif du DAC (ENOB).

Pour appliquer la formule précédente, il est nécessaire de connaitre l'ENOB des DACs. Les constructeurs de DACs communiquent que très rarement l'ENOB de leur composant, en particulier ceux ayant des fréquences d'échantillonnages très élevées, typiquement plus de 50 GS/s. En partie car il est difficile de maintenir un ENOB correct à ces fréquences d'échantillonnages. Par ailleurs, il dépend souvent lui-même de la fréquence du signal à générer. Pour ce type de composant, un DAC de 8 bits à 65 GS/s, un ENOB caractéristique se situe entre 4 et 7 pour un signal à 32 GBd. Je vais donc choisir d'évaluer l'ENOB à l'aide du modèle (3.15) et considérer que le SNR_{TRx} se découpe en deux termes de bruit indépendants : un bruit de quantification, $1/SNR_Q$, et un bruit électrique, $1/SNR_E$ indépendant du signal généré, de la façon suivante :

$$\frac{1}{SNR_{TRx}} = \frac{1}{SNR_Q} + \frac{1}{SNR_E}. \tag{3.16}$$

En considérant que le bruit électrique ne dépend pas du signal généré, ceci revient à supposer que quel que soit le PAPR du signal le SNR_E est constant. Ainsi en appliquant le modèle aux mesures de SNR_{TRx} obtenu dans la section 3.3.2 (figure 3.11) et en cherchant à conserver le SNR_E constant quel que soit la dispersion, on obtient le résultat représenté sur la figure 3.14. On retrouve le SNR_{TRx} en fonction de la dispersion émulée de la figure 3.11 en bleu, auquel on a aussi représenté le SNR_Q et le SNR_E en fonction de la dispersion émulée. On remarque que le SNR_E est constant jusqu'à 10^4 ps/nm de dispersion. En revanche, il est impossible de maintenir la valeur du SNR_E constant pour les dispersions supérieures à 4.10^4 ps/nm sans changer la valeur de l'ENOB, or cette dernière est une valeur fixe pour un DAC donné. Ce résultat montre que le modèle fonctionne parfaitement pour les dispersions inférieures à 10^4 ps/nm. Néanmoins, la limite de validité du modèle est atteinte pour des dispersions supérieures à 4.10^4 ps/nm, car la distribution du signal est trop éloignée d'une distribution uniforme puisque qu'elle tend vers une distribution gaussienne. Ainsi pour les grandes dispersions émulées, on constate que la prise en compte du PAPR seul n'est pas suffisante. L'ENOB trouvé, pour arriver à ce résultat, est de $N_{eff} = 5.2$ qui semble tout à fait correct par rapport à la valeur attendu.

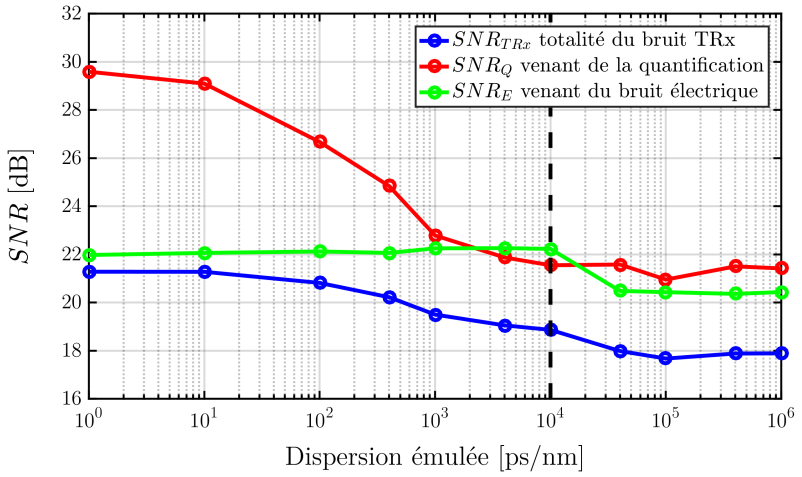

FIGURE 3.14: Evolution du SNR_{TRx} en fonction de la dispersion cumulée émulée et séparation du SNR_{TRx} en la contribution d'un SNR_Q et SNR_E pour un ENOB de 5.2.

Le modèle proposé offre la possibilité de prédire la quantité de bruit liée au bruit de quantification en connaissant l'ENOB. Ainsi, il est possible de connaitre

la dégradation ou l'amélioration de la performance liée au DAC en changeant certains paramètres du signal qui modifient son PAPR. Inversement, il permet aussi d'évaluer l'ENOB des DACs qui est un paramètre important pour ce type de composant et rarement donné dans les documentations. Dans le cadre de cette étude, la calibration du SNR_{TRx} sera utilisée directement.

3.4 Mesure de la variance du bruit mono-tronçon

Notre système est maintenant complètement calibré et nous avons une totale connaissance de l'ensemble des autres bruits, à l'exception des distorsions non-linéaires qui est l'objet de cette partie. Pour cela, j'ajoute après l'atténuateur, un tronçon de 100 km de fibre, SMF ou LEAF, comme sur la figure 3.15, ce qui revient dans le modèle à ajouter le terme de distorsions non-linéaires. Nous avons choisi un tronçon de 100 km de long, car il représente bien la longueur des tronçons typiques d'un réseau de cœur, on peut se référer à la figure 1.10. Les mesures présentées dans cette section ont été réalisées avec un tronçon de 100 km de fibre LEAF. Les 21 canaux sont espacés de 50 GHz, dont le canal central se situe à la longueur d'onde 1545.32 nm (194000 GHz), tous de format PDM-QPSK à 32.5 GBd. Ils possèdent un pré-filtrage RRC d'affaiblissement 0.4, garantissant une largeur de canal de 45.5 GHz, évitant la diaphonie linéaire entre les canaux. Dans la sous-section 3.4.3 d'autres configurations y sont présentées.

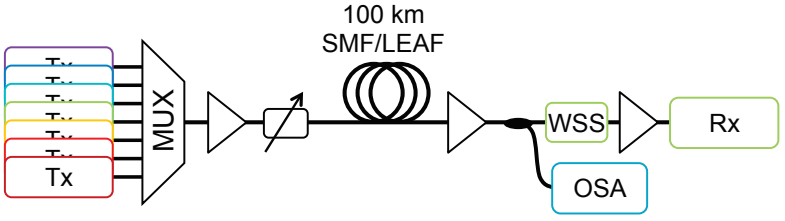

FIGURE 3.15: Schéma expérimental de la mesure des distorsions sur un unique tronçon.

L'ensemble des sources de bruit autres que non-linéaire sont mesurées ou calibrées en B2B, comme décrit précédemment. Il est à présent possible de venir extraire la quantité de distorsion non-linéaire en mesurant l'excès de bruit après transmission sur un tronçon.

$$\frac{1}{SNR_{NL}} = \frac{\mu}{SNR_{total}} - \frac{1}{\xi \times OSNR_{0.1nm}} - \frac{1}{SNR_{TRx}\left(C_e\right)} \tag{3.17}$$

Pour chaque dispersion du signal émulée par les transmetteurs (C_e), je vais faire varier l'atténuation avant le tronçon de fibre qui va modifier la puissance du signal injecté dans la fibre. De plus, pour chaque atténuation, je vais mesurer l'$OSNR_{0.1nm}$ à l'aide de l'OSA en réception (voir annexe A) et mesurer le SNR_{total} depuis la constellation à la réception. L'expérience étant automatisée et pour éviter des problèmes de déclenchement de l'oscilloscope et d'autres problèmes, cinq acquisitions sont réalisées pour chaque point de mesure, i.e. chaque dispersion et chaque puissance. Ceci permettra également de moyenner les acquisitions et de limiter les erreurs de mesure associées à des variations lentes. Les acquisitions sont ensuite traitées individuellement. Le traitement numérique de la réception cohérente est réalisé à l'aide d'ordinateurs et d'algorithmes réalisés en MATLAB©. Une constellation par polarisation est obtenue pour chaque acquisition réalisée et un SNR_{total} est déduit comme nous l'avons vu au chapitre 1. Ayant à présent le SNR_{total} et l'$OSNR_{0.1nm}$ pour chaque point, le coefficient μ du système et le $SNR_{TRx}\left(C_e\right)$ associés à chaque dispersion émulée, on est capable d'en extraire le SNR_{NL} ou la variance normalisée associée $\sigma_{NL}^2 = 1/SNR_{NL}$.

3.4.1 Dépendance à la puissance du signal

Je représente sur la figure 3.16 l'évolution de la variance des distorsions non-linéaires normalisée en puissance en fonction de la puissance du signal en entrée du tronçon de fibre, pour une dispersion nulle. Je rappelle que les barres d'erreurs ont été calculées à l'aide de la formule (3.12).

On observe sur la figure 3.16, que la variance normalisée liée aux distorsions non-linéaires croît avec le carré de la puissance du signal, comme le prédit le modèle perturbatif (RP1) de la section 1.5, équation (1.17). On vérifie ainsi que ces distorsions proviennent bien des effets Kerr de la fibre. On s'attend à ce que la puissance des distorsions non-linéaires soient bien proportionnelles au cube de la puissance du signal, et donc que la variance normalisée en puissance au carré de la puissance du signal, comme décrit dans la section 1.5.1. On constate bien une pente de 2 dB/dB en échelle logarithmique, synonyme d'une dépendance en P_{signal}^2. On observe également que la précision sur la mesure des non-linéarités n'est pas identique en fonction de la puissance. Effectivement, la quantité de bruit non-linéaire dépend du carré de la puissance du signal et est en compétition

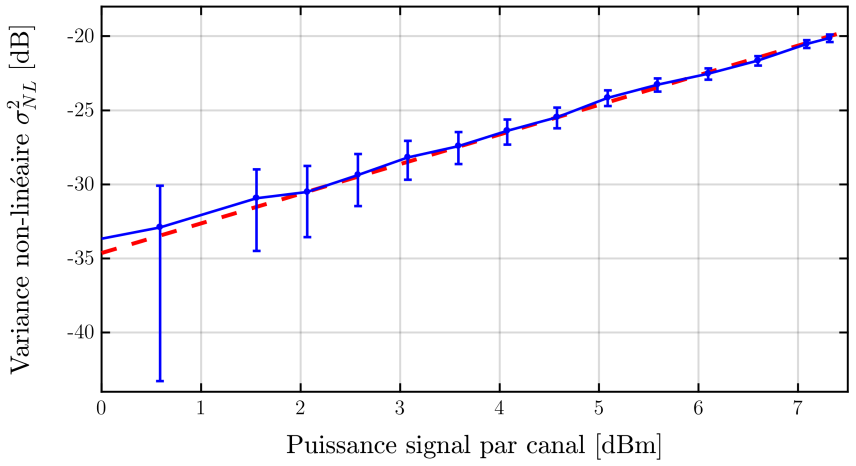

FIGURE 3.16: En bleu : mesure de la variance de bruit non-linéaire en fonction de la puissance de signal par canal à l'entrée du tronçon de fibre pour 21 canaux. Les barres d'erreurs représentent l'incertitude à $\pm 3\sigma$ (99.7% de confiance). En tirets rouges, régression linéaire des mesures en forçant une pente de 2 dB/dB, illustrant la dépendance de la variance non-linéaire au carré de la puissance.

principalement avec le bruit lié au couple TRx. Une puissance par canal plus importante permettra d'augmenter l'écart entre le bruit TRx et le bruit non-linéaire et obtenir une meilleure précision sur l'estimation. Il est donc possible de : soit réduire le nombre de canaux pour une même puissance, ce qui pose problème sur la fidélité avec un lien WDM commercial ; soit d'augmenter la puissance totale, qui dans notre cas est limitée par la puissance maximale de l'EDFA. Cependant avec un EDFA plus puissant, il faudra vérifier si la variance non-linéaire évolue toujours avec le carré de la puissance pour de très grandes puissances, ce qui n'est pas évident car extrait d'un modèle de faibles perturbations.

A présent, je vais effectuer les mêmes mesures pour toutes les dispersions chromatiques. La figure 3.17 regroupe les résultats obtenus pour chacune des dispersions.

La dépendance des distorsions non-linéaires au carré de la puissance du signal est bien respectée pour toutes les dispersions. Il est donc possible de s'affranchir de la dépendance à la puissance. On peut donc introduire le terme du coefficient non-linéaire, α_{NL}, homogène à des W^{-2}, qui va être indépendant de la puissance du signal :

$$\sigma^2_{NL} = \alpha_{NL} \times P^2_{signal}. \tag{3.18}$$

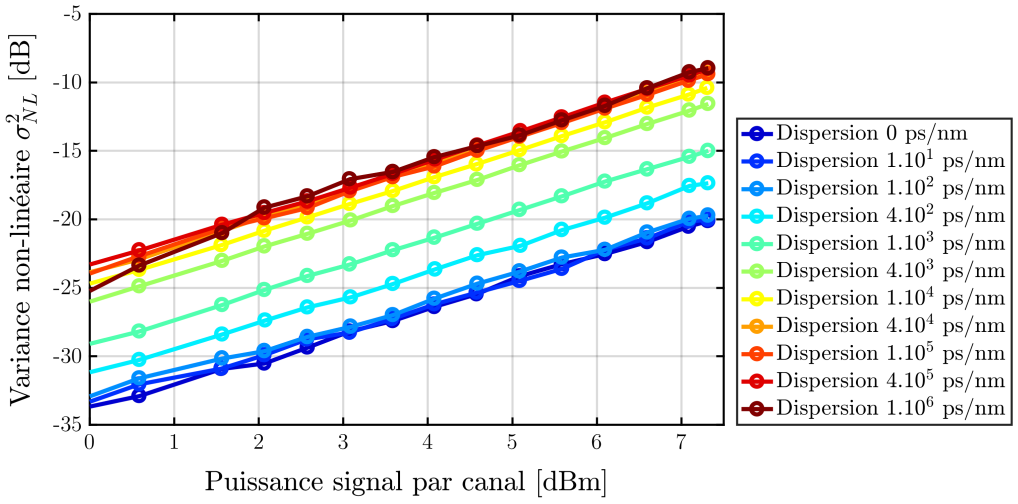

FIGURE 3.17: Mesure de la variance de bruit non-linéaire en fonction de la puissance de signal par canal à l'entrée du tronçon de fibre pour les différentes dispersions chromatiques.

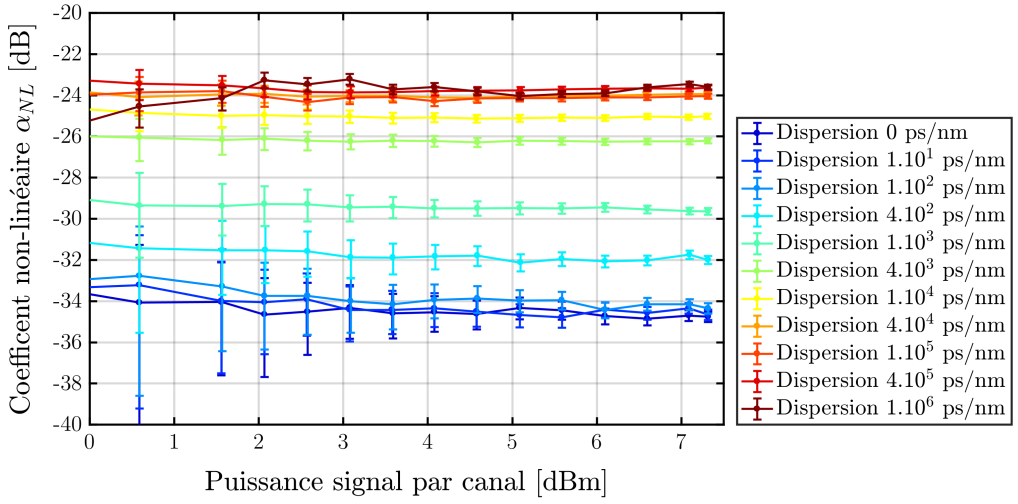

FIGURE 3.18: Coefficient non-linéaire α_{NL} en fonction de la puissance par canal du signal en entrée du tronçon, pour les différentes dispersions cumulées. Les barres d'erreurs représentent l'incertitude à 99.7% de confiance (3σ).

Le coefficient non-linéaire dépend lui toujours de plusieurs paramètres du système, comme la dispersion chromatique. On constate sur la figure 3.18, que le coefficient non-linéaire est bien indépendant de la puissance du signal, car constant. On peut noter aussi que pour les faibles puissances, ici inférieures à 3 dBm, on observe un léger désaccord et une incertitude assez importante de plus de 2 dB. Ceci est dû au manque de précision sur l'estimation de la variance non-linéaire pour de faibles

puissances du signal, expliqué auparavant. Les barres d'erreurs sur la figure 3.18 le montrent bien.

3.4.2 Dépendance à la dispersion chromatique

On distingue bien une dépendance du coefficient non-linéaire avec la dispersion chromatique des canaux que je vais mettre en évidence expérimentalement sur la figure 3.19 en traçant le coefficient non-linéaire en fonction de la dispersion chromatique cumulée par le signal avant d'entrer dans le tronçon de fibre [89].

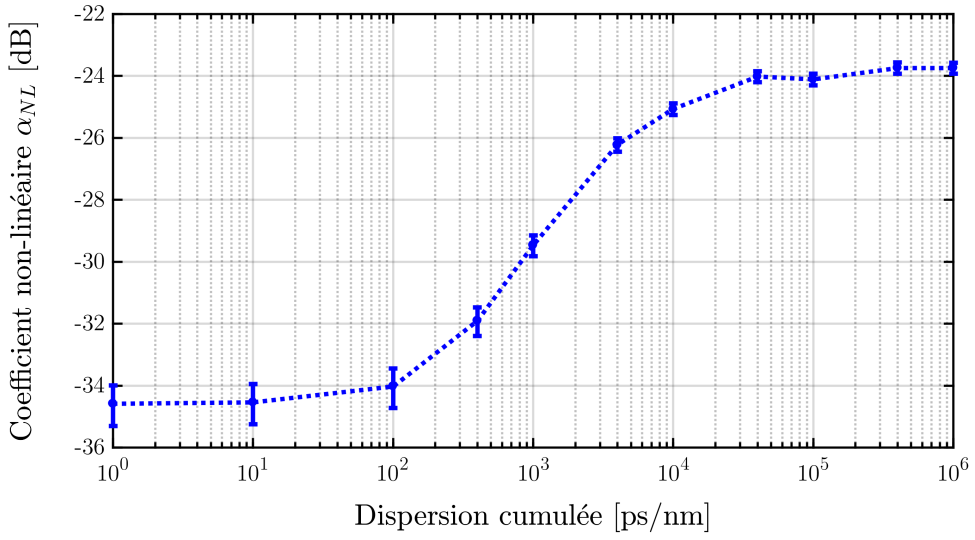

FIGURE 3.19: Coefficient non-linéaire α_{NL} en fonction de la dispersion chromatique cumulée du signal en entrée du tronçon, estimé par moyennage pour les puissances supérieures à 5 dBm. Les barres d'erreurs représentent l'incertitude à 99.7% de confiance (3σ).

La courbe de la figure 3.19, en forme de sigmoïde ou courbe en "S", comporte deux régimes de propagation différents, celui des faibles dispersions chromatiques et celui des fortes dispersions chromatiques. Pour les faibles dispersions, le PAPR du signal est faible et va générer peu de distorsions non-linéaires. Au contraire, pour de fortes dispersions, le signal possède un PAPR important, qui implique des pics de puissance instantanée engendrant des distorsions non-linéaires par effet Kerr beaucoup plus importantes.

Cette courbe dépend de plusieurs paramètres comme : le type de fibre, la longueur du tronçon de fibre, du nombre de canaux et du format de modulation (incluant le débit symbole et la forme d'impulsion) [94].

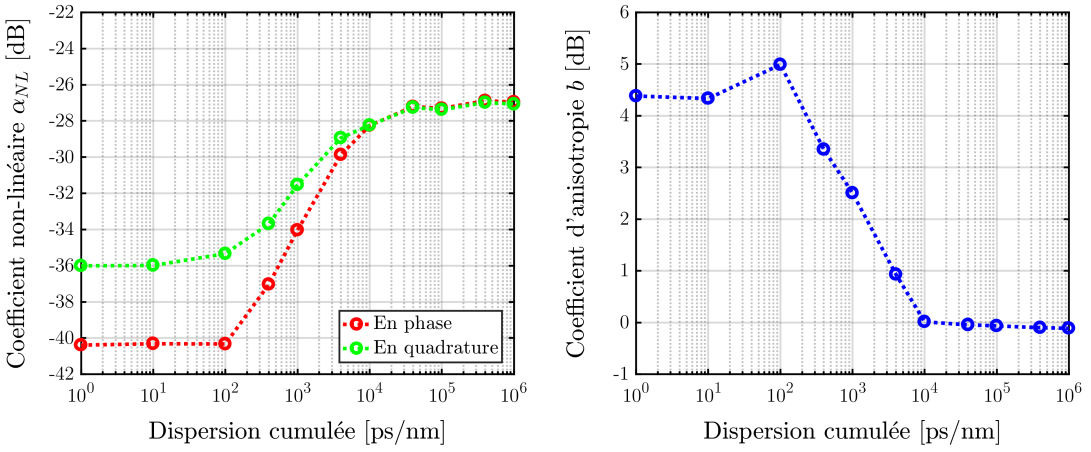

FIGURE 3.20: A gauche : contribution en phase et en quadrature du coefficient non-linéaire α_{NL} en fonction de la dispersion cumulée. A droite : évolution du coefficient d'anisotropie en fonction de la dispersion cumulée.

La figure 3.20 de gauche met en avant la contribution des distorsions non-linéaires sur le bruit en phase et en quadrature en fonction de la dispersion cumulée du signal en entrée de tronçon. N'étant pas identiques, je représente sur la figure 3.20 de droite, le coefficient d'anisotropie b (définit par l'équation (2.20)) en fonction de la dispersion cumulée. Pour de faibles dispersions le bruit en quadrature est 4 dB plus important que le bruit en phase. Dans ce régime de dispersion, la propagation du signal est modifiée principalement par le terme de phase non-linéaire provenant de la NLSE, comme décrit dans la section 1.5.1. De cette façon, les distorsions du signal agissent majoritairement sur les quadratures, donnant une constellation avec un bruit de forme elliptique sur la constellation (comme illustré sur la figure 1.16). A mesure que la dispersion augmente, le couplage entre les effets Kerr et la dispersion font tendre les distorsions non-linéaires vers des contributions plus équilibrées de bruit en phase et en quadrature sur la constellation. L'écart se réduit pour des dispersions plus élevées jusqu'à devenir complètement identique ($b = 1 = 0$ dB) pour des dispersions supérieures à 10^4 ps/nm où la dispersion permet de rendre le bruit totalement circulaire.

3.4.3 Coefficient non-linéaire dans différentes configurations

Dans les figures 3.21, 3.22, 3.23, 3.24, 3.25 et 3.26, je montre l'évolution du coefficient non-linéaire avec la dispersion cumulée dans quelques autres configurations, à savoir LEAF, 10 et 100 km, 21 et 80 canaux et SMF 10 et 100 km pour 21

canaux. La fibre SMF n'a pas été mesurée avec 80 canaux, car le coefficient non-linéaire de la fibre SMF est plus faible que celui de la fibre LEAF, si bien que la puissance par canal disponible est insuffisante avec un tel nombre de canaux et rend la mesure trop imprécise. Les canaux sont espacés de 50 GHz et ont un format PDM-QPSK à 32.5 GBd possédant une pré-distorsion RRC 0.4 pour éviter la diaphonie linéaire entre les canaux. La taille de la fenêtre de l'algorithme de estimation de la phase de la porteuse, *carrier phase estimation* (CPE) est fixée ici avec une fenêtre de 101 symboles (se référer à l'annexe C pour plus de détails). On observe que la LEAF, ayant une aire effective plus faible que la SMF, possède un coefficient non-linéaire plus élevé à configuration identique par rapport à la SMF quel que soit la dispersion initiale, en comparant les figures 3.23 et 3.26. De plus, de façon évidente le coefficient non-linéaire est également plus faible pour des distances de 10 km par rapport à un tronçon de 100 km, par exemple sur les figures 3.21 et 3.23 pour la LEAF.

Avec une fibre SMF et 80 canaux, l'erreur de mesure du coefficient non-linéaire α_{NL} est trop importante et ne permet de l'obtenir de façon convenable. Le bruit du couple TRx est de l'ordre de grandeur des distorsions non-linéaires aux puissances atteignables avec un amplificateur standard (+21 dBm total). Pour mesurer le coefficient non-linéaire avec une précision de l'ordre du dB, il serait nécessaire d'avoir au moins +5 dBm par canal de puissance optique or à 80 canaux cela fait une puissance totale de +26 dBm. Malheureusement, on ne peut atteindre cette puissance avec les amplificateurs disponibles dans notre laboratoire tout en maintenant un gain plat sur l'ensemble de la bande C.

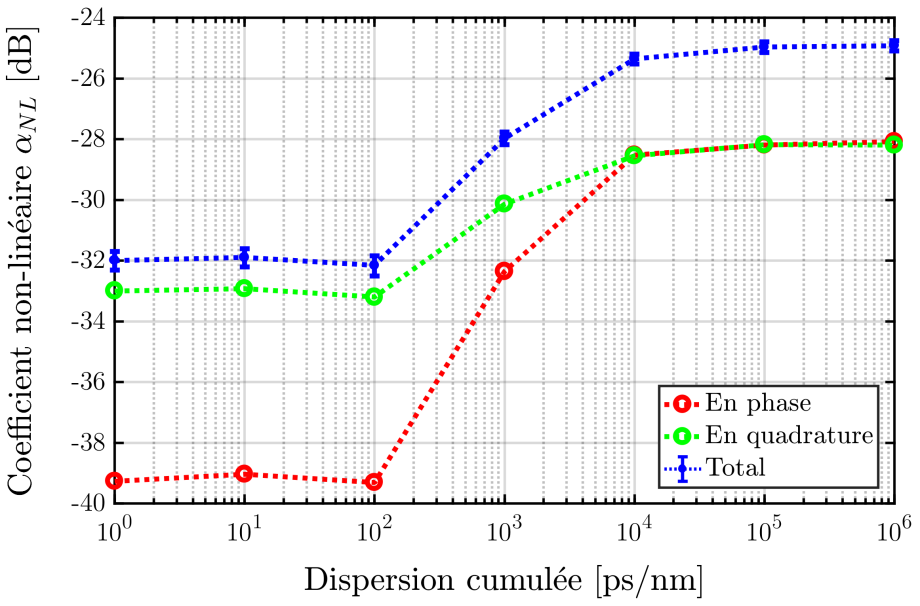

FIGURE 3.21: Coefficient non-linéaire α_{NL} en fonction de la dispersion cumulée avec les paramètres suivants : fibre LEAF de 10 km et 21 canaux.

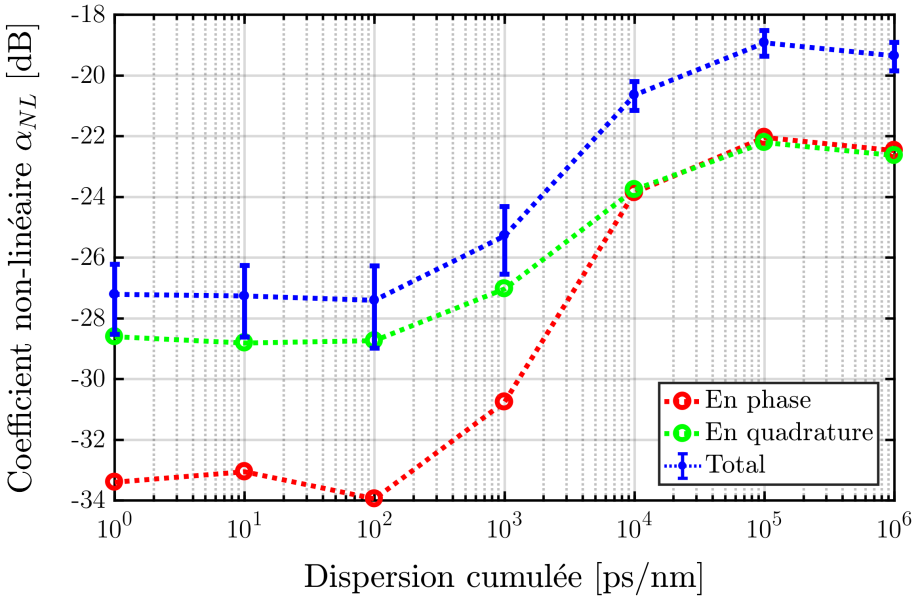

FIGURE 3.22: Coefficient non-linéaire α_{NL} en fonction de la dispersion cumulée avec les paramètres suivants : fibre LEAF de 10 km et 80 canaux.

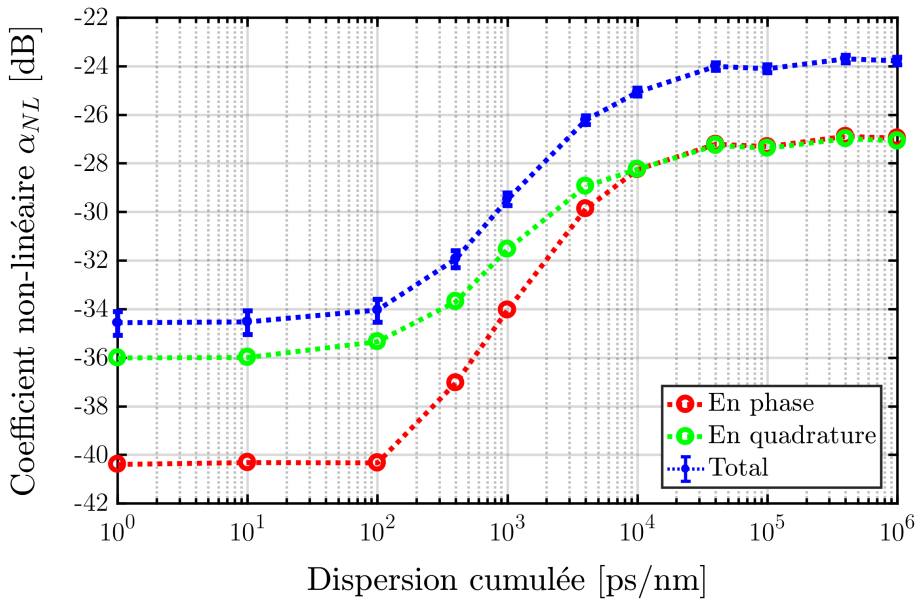

FIGURE 3.23: Coefficient non-linéaire α_{NL} en fonction de la dispersion cumulée avec les paramètres suivants : fibre LEAF de 100 km et 21 canaux.

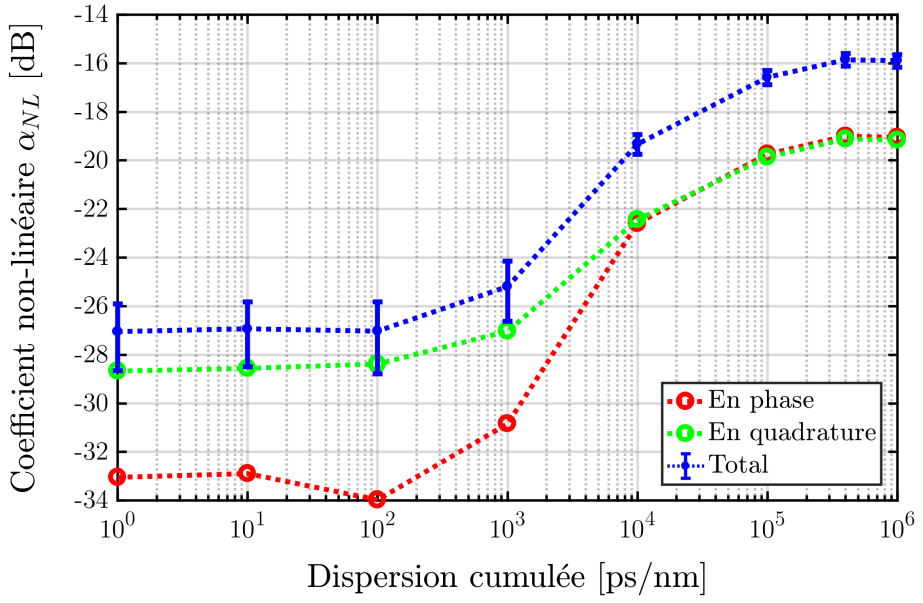

FIGURE 3.24: Coefficient non-linéaire α_{NL} en fonction de la dispersion cumulée avec les paramètres suivants : fibre LEAF de 100 km et 80 canaux.

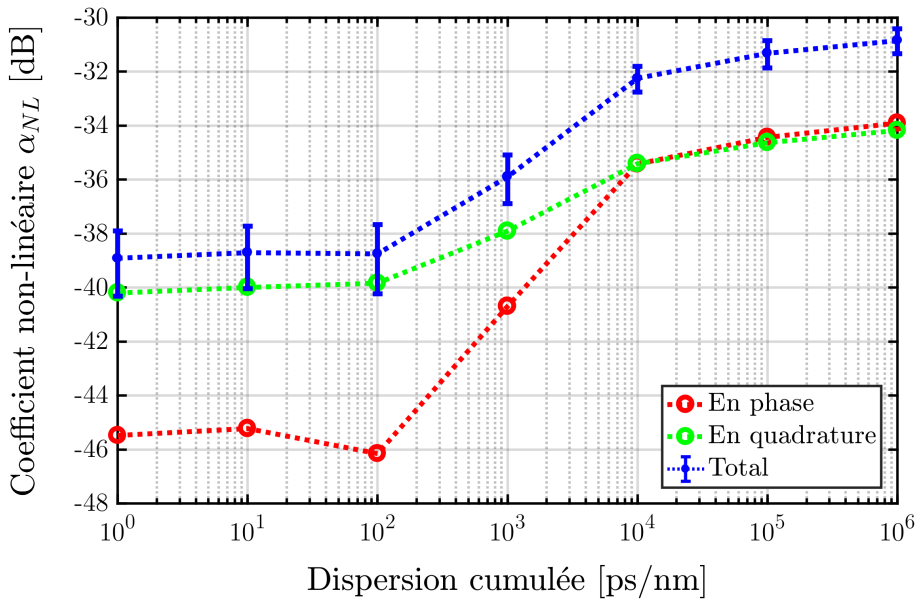

FIGURE 3.25: Coefficient non-linéaire α_{NL} en fonction de la dispersion cumulée avec les paramètres suivants : fibre SMF de 10 km et 21 canaux.

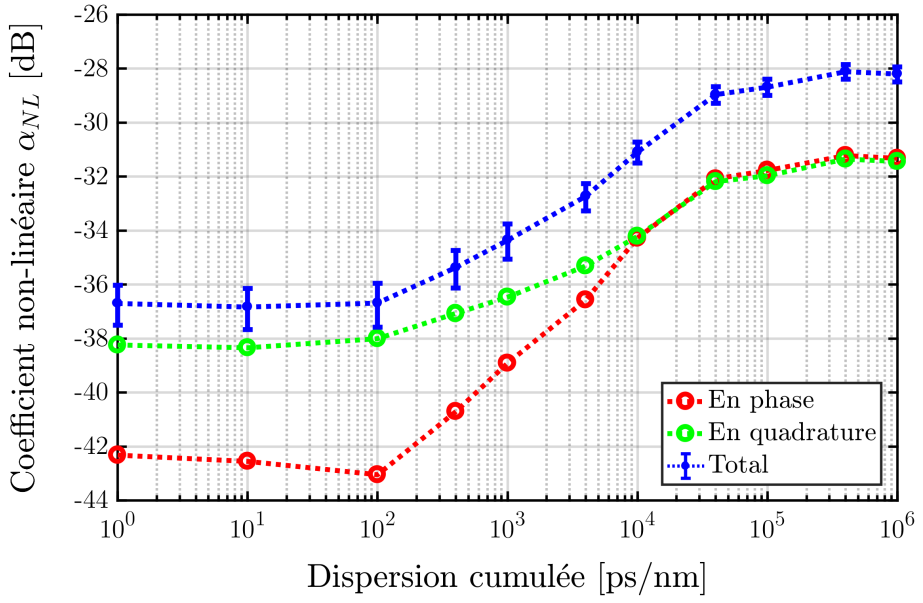

FIGURE 3.26: Coefficient non-linéaire α_{NL} en fonction de la dispersion cumulée avec les paramètres suivants : fibre SMF de 100 km et 21 canaux.

3.4.4 Impact de la CPE sur le coefficient non-linéaire

Les mesures précédentes ont été présentées avec une taille de fenêtre de l'estimation de la phase de la porteuse, *carrier phase estimation* (CPE) fixe, à savoir 101 coefficients au total (101 taps). Dans cette partie, je vais évaluer l'impact de la CPE sur la mesure du coefficient non-linéaire.

La CPE [95] est un filtre sur la phase du signal construit pour récupérer les variations de phase liées aux bruits de phase du laser d'émission et par battement avec celui utilisé comme oscillateur local côté réception. Le filtre corrige les variations de phase lentes, i.e. maximum quelques mégahertz ou kilohertz des lasers. Cependant, il se peut que dans certains cas il corrige aussi les variations lentes de phase liées à d'autres effets, tel que les effets non-linéaires, et ainsi augmenter artificiellement la performance des systèmes. Le filtre peut être assimilé à un filtre passe haut, dont la fréquence de coupure dépend de la taille de la fenêtre [96]. Pour une taille de fenêtre importante (typiquement 301 taps) la fréquence de coupure est très petite et ne compense que les très basses fréquences. Inversement pour une taille de fenêtre petite (typiquement 3 taps) la fréquence de coupure est beaucoup plus grande et permet aussi de compenser des variations rapides de phase. L'avantage d'une petite taille de fenêtre est de suivre l'ensemble des variations de phase, lentes ou rapides, quel que soit leurs provenances et améliore la performance des systèmes. Toutefois, le filtre ne moyenne plus dans le temps les sauts rapides de phase, et peut par erreur associer un saut de phase à une vraie discontinuité de phase et ainsi induire une erreur de phase de $\pi/2$ (ordre de la symétrie de la constellation), ce qui donne lieu à ce que l'on appelle un glissement de cycle (ou "cycle slip" en anglais). Ce phénomène a pour effet de changer la référence de phase à chaque glissement de cycle et d'introduire des erreurs supplémentaires. Il existe donc un optimum sur la taille de la fenêtre de la CPE, qui d'un côté optimise la performance et de l'autre limite la quantité de saut de phase. Cependant, la mesure de la variance ne fonctionne pas en cas de glissement de cycle. Pour remédier à cela, ils sont corrigés artificiellement en détectant une suite de dix erreurs consécutives.

Pour étudier son impact, je vais reprendre les données réalisées avec la fibre LEAF de 100 km et 21 canaux que je vais traiter avec différents nombres de coefficients (# taps) de la CPE. Le résultat obtenu est représenté sur la figure 3.27. L'impact le plus important réside pour les faibles dispersions cumulées. Un faible nombre de coefficients de CPE permet de compenser partiellement l'excès de bruit en quadrature pour de faibles dispersions. Cependant, l'impact de la CPE est négligeable pour des fortes valeurs de dispersions.

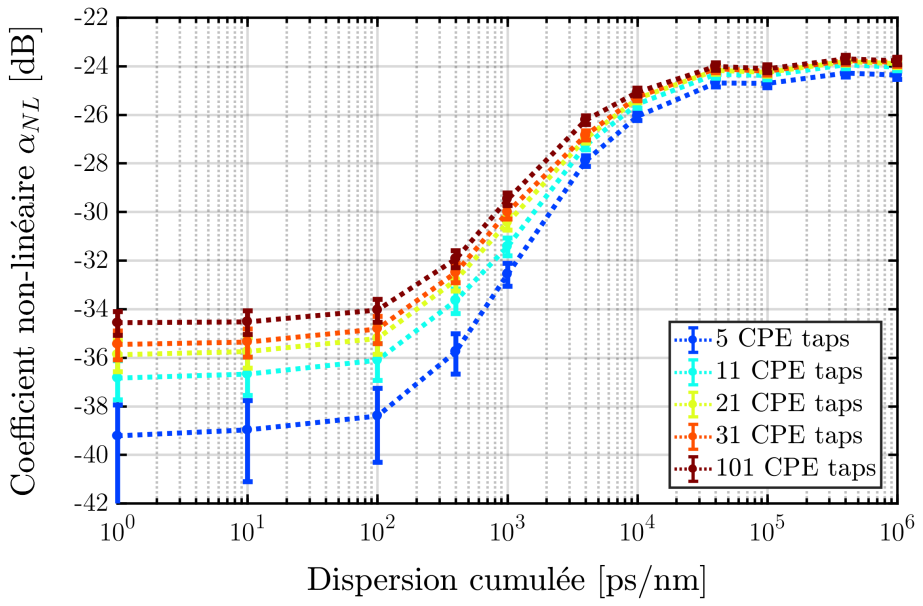

FIGURE 3.27: Coefficient non-linéaire α_{NL} en fonction de la dispersion cumulée pour différents nombres de coefficients de CPE (# taps).

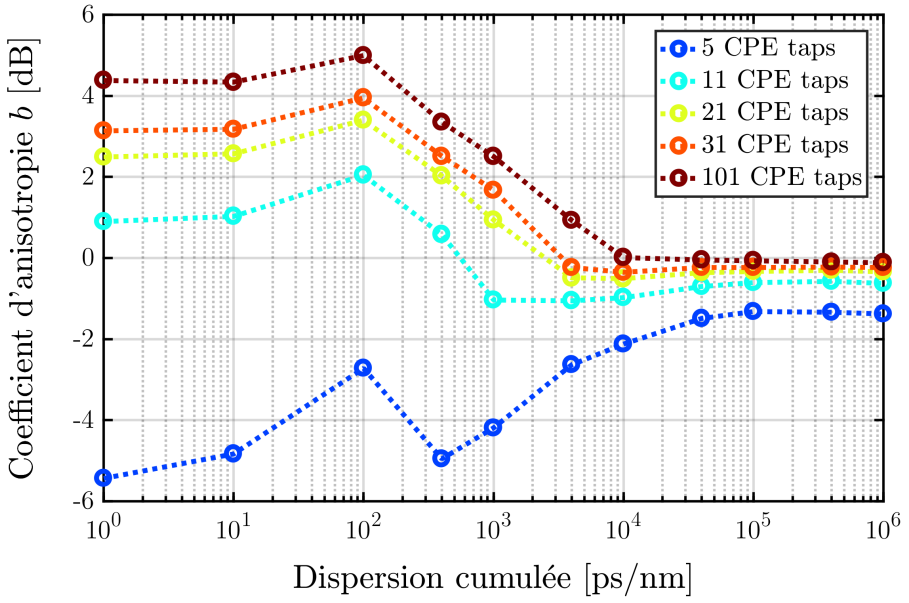

FIGURE 3.28: Coefficient d'anisotropie b en fonction de la dispersion cumulée pour différents nombres de coefficients de CPE (# taps).

La figure 3.28 monte le coefficient d'anisotropie en fonction de la dispersion pour les différents coefficients de CPE. Une baisse de l'anisotropie est observée pour de faibles dispersions lorsque le nombre de coefficients de CPE diminue,

or pour de grandes dispersions aucun impact n'est observé et le bruit conserve une distribution circulaire [97]. Pour une valeur de 5 taps la CPE compresse artificiellement la phase du bruit d'où l'inversion de l'anisotropie observée avec un $b < 0$ dB. Dans l'autre cas extrême, pour une valeur de 101 taps, la CPE ne compense que les dérives de phase de très basses fréquences et n'a donc aucun impact sur la compensation des effets non-linéaires, d'où une grande anisotropie positive (la composante en quadrature est plus importante que la composante en phase).

On a montré l'influence de la CPE sur la compensation des effets non-linéaires, réduisant les distorsions en quadrature, en particulier lorsque la dispersion cumulée et faible, i.e. inférieure à 10^4 ps/nm. Pour de grandes dispersions cumulées, l'impact de la CPE devient négligeable.

3.4.5 Densité spectrale de puissance du bruit non-linéaire

La CPE est équivalente à un filtre passe haut [96], comme expliqué dans la section précédente, dont la fréquence de coupure dépend du nombre de coefficients de la CPE (# taps). Pour mieux comprendre pourquoi la CPE a un impact sur le coefficient non-linéaire, je vais vous présenter la densité spectrale de puissance, *power spectral density* (PSD) du bruit total dans différents régimes de dispersion. La PSD est déterminé à partir de segments tronquées du champ $x(t)$:

$$x_T(t) \triangleq \begin{cases} x(t) & \text{pour} \quad |t| \leq T \\ 0 & \text{pour} \quad |t| > T \end{cases} \tag{3.19}$$

dont la longueur des segments T est de 1024 symboles pour obtenir une résolution spectrale convenable. Un estimateur non biaisé de la PSD est calculée en prenant le carré du module de la transformée de Fourier de $x_T(t)$ que l'on normalise par le temps symbole, ce qui revient à prendre la transformée de Fourier de l'autocorrélation, Γ, (Théorème de Wiener-Khintchine) :

$$\tilde{\Gamma}(f) = |\tilde{x}(f)|^2 \tag{3.20}$$

où $\tilde{x}(f)$ est la transformée de Fourier de $x(t)$, et ainsi $\tilde{\Gamma}$ est la PSD du champ. Pour une meilleure précision de la PSD, on moyenne la PSD de plusieurs segments du même champ.

Les PSD présentées sont pour un tronçon de 100 km de fibre LEAF avec 21 canaux comme précédemment, à une puissance de 7.3 dBm par canal pour avoir majoritairement la contribution non-linéaire. Avant cela, je vais montrer la PSD du bruit total dans le cas d'une transmission B2B à très grand OSNR pour mettre en évidence la PSD du bruit provenant du TRx (figure 3.29), et à très faible OSNR pour mettre en évidence la PSD du bruit d'ASE (figure 3.30).

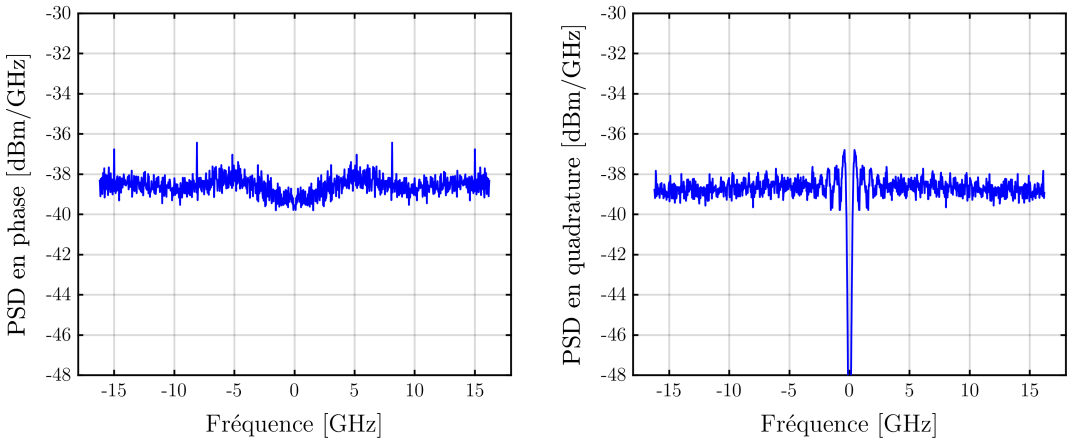

FIGURE 3.29: Densité spectrale de puissance du bruit total à la réception en B2B avec un bruit d'ASE négligeable, donc majoritairement un bruit provenant du couple TRx. A gauche la partie réelle (en phase) et à droite la partie imaginaire (quadrature).

Sur la PSD du bruit TRx, figure 3.29, on peut distinguer, en particulier sur la partie en phase, plusieurs raies à ± 8.12 GHz et ± 15 GHz. Les raies à ± 8.12 GHz proviennent d'un sous multiple de la fréquence d'échantillonnage du DAC à 64.96 GHz. Ceci montre de façon évidente une fuite d'horloge provenant du transmetteur. Nos futures générations de transmetteur ne devraient plus observer un tel problème, car les amplificateurs électroniques seront connectés en différentiels (D et $\overline{D}$) aux DACs permettant la suppression des perturbations additives telles que les horloges. De la même façon, les raies à ± 15 GHz sont des résidus de l'horloge du récepteur, ici un oscilloscope dont la fréquence de base est de 5 GHz (un résidu est également observable à ± 5 GHz sur la PSD). Sur la PSD en quadrature, on observe la marque de la CPE pour les faibles fréquences [96]. En écartant les horloges résiduelles, notre hypothèse d'un bruit TRx blanc est quasiment vérifiée à ± 1 dB que ça soit en phase et en quadrature.

La figure 3.30 représente la PSD pour un fort bruit d'ASE en phase et en quadrature (en bleu) et le bruit TRx à titre de comparaison (en gris). Dans le cas présent une grande quantité de bruit d'ASE a été ajoutée pour l'observer plus

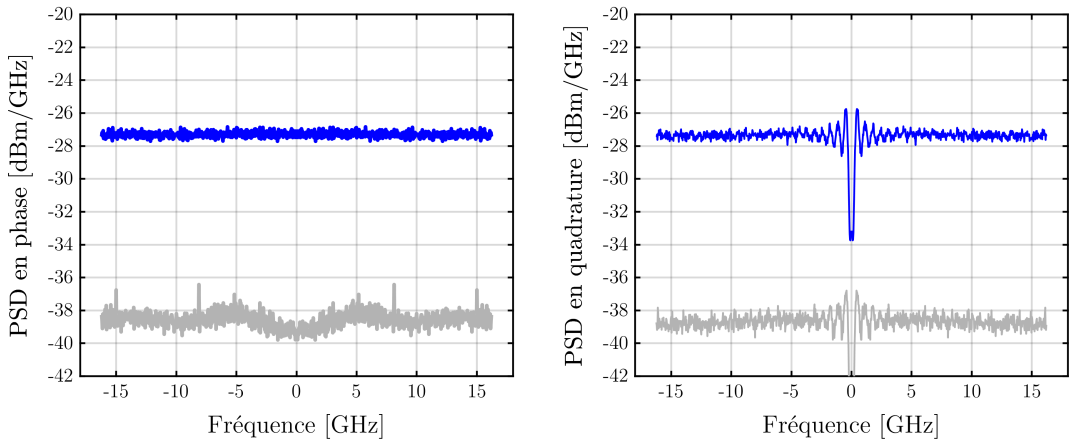

FIGURE 3.30: Densité spectrale de puissance du bruit total à la réception en B2B avec un faible OSNR (ici $OSNR_{0.1nm}$ = 13.5 dB), donc majoritairement un bruit provenant de l'ASE. A gauche la partie réelle (en phase) et à droite la partie imaginaire (quadrature). En gris, PSD du bruit TRx (figure 3.29).

aisément, d'où l'augmentation significative de la PSD du bruit. De plus, le bruit d'ASE est un bruit blanc, ce que l'on confirme par la constatation d'une PSD totalement plate en phase et en quadrature. Egalement, on observe très bien le filtre de la CPE sur la partie en quadrature, coupant les composantes continues et les basses fréquences (environ inférieur à 200 MHz, dépendant du nombre de coefficients de la CPE).

Les figures 3.31, 3.32, 3.33, 3.34 et 3.35 montrent l'évolution de la PSD en phase et en quadrature du bruit total avec la dispersion cumulée, pour lesquelles le bruit est majoritairement non-linéaire (bruit TRx inférieur voir négligeable en fonction de la dispersion et bruit d'ASE totalement négligeable). Il est à ce jour compliqué d'expliquer la PSD du bruit en phase en fonction de la dispersion, car elle est la transposition indirect d'un bruit en quadrature lié aux effets Kerr. Quant à la PSD du bruit en quadrature, il est intéressant d'observer que le bruit est majoritairement de plus basses fréquences pour les faibles dispersions (PSD de forme triangulaire) alors qu'il devient de plus en plus blanc lorsque la dispersion augmente. A faible dispersion, le fait que les distorsions non-linéaires soient marquées par une contribution en quadrature plus importante est consistant avec l'allure de la distribution du bruit sur la constellation observée dans la sous-section précédente 3.4.4, à savoir une anisotropie positive. Au contraire, pour une grande dispersion cumulée représentée sur la figure 3.35, on observe que les spectres du bruit en phase et en quadrature sont de même puissance entre eux et semblables à ceux d'un bruit blanc sur la bande d'analyse de 32 GHz (quasiment de

même nature que le bruit d'ASE de la figure 3.30), consistant avec un bruit quasi isotrope (anisotropie nulle). Quelle que soit la dispersion, on peut voir également l'effet de la CPE sur les contributions en quadrature, autour de la fréquence nulle. Le filtre passe haut de la CPE coupe plus de puissance de bruit pour de faibles dispersions cumulées que pour de grandes dispersions cumulées, d'où la dépendance de l'impact de la CPE en fonction de la dispersion cumulée observée dans la sous-section précédente 3.4.4.

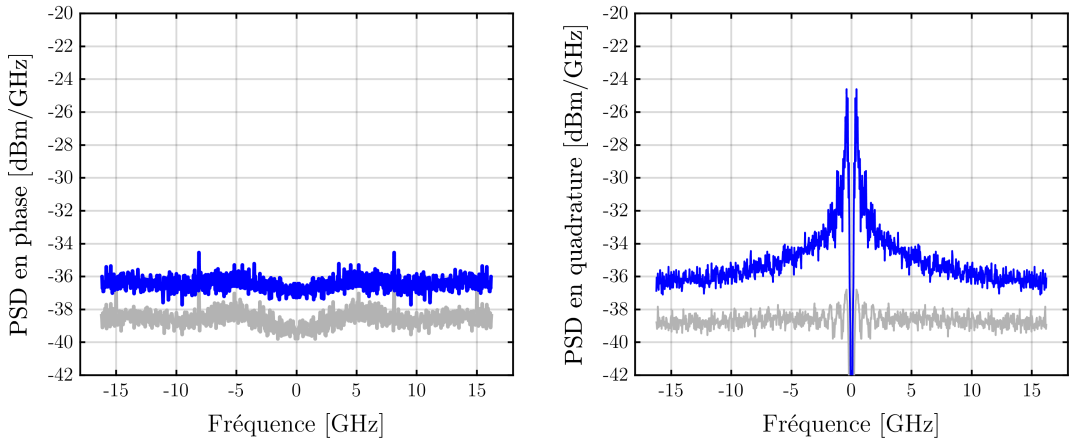

FIGURE 3.31: Densités spectrales de puissance du bruit total à la réception pour une dispersion de 0 ps/nm. A gauche la partie en phase et à droite la partie en quadrature. En gris, PSD du bruit TRx (figure 3.29).

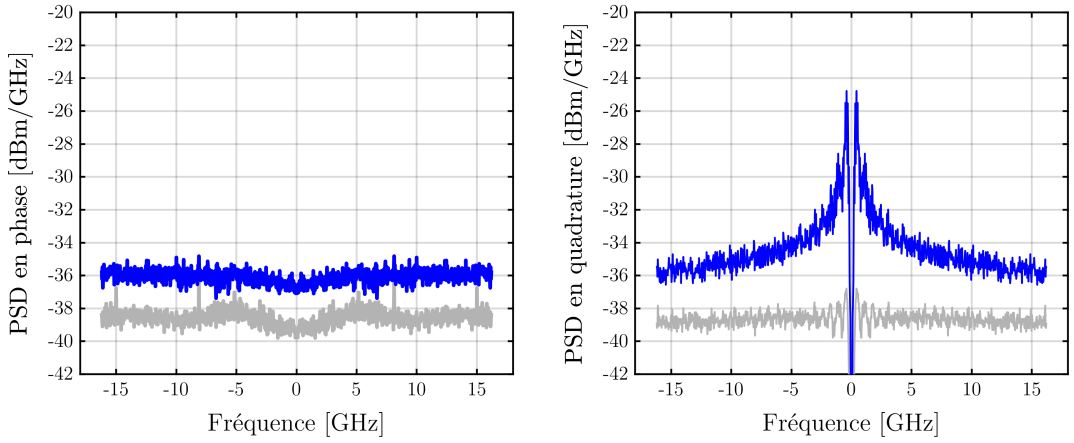

FIGURE 3.32: Densités spectrales de puissance du bruit total à la réception pour une dispersion de 10^2 ps/nm. A gauche la partie en phase et à droite la partie en quadrature. En gris, PSD du bruit TRx (figure 3.29).

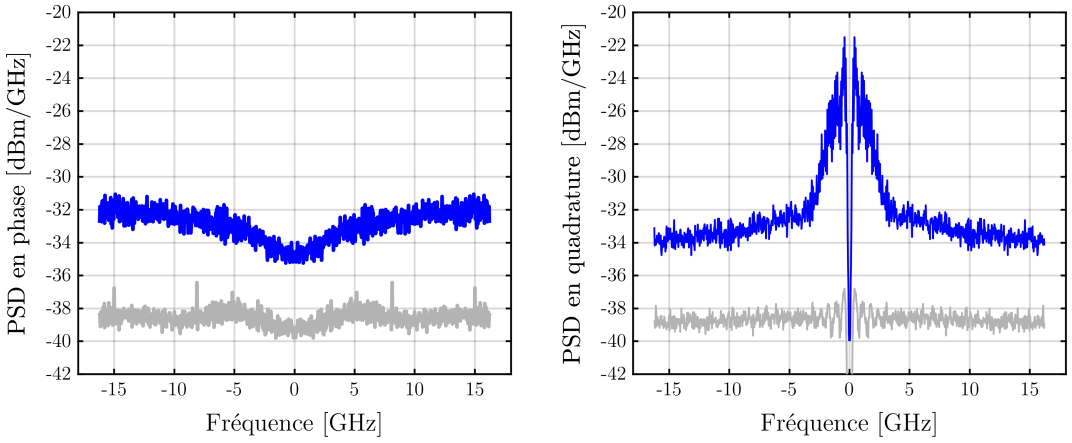

FIGURE 3.33: Densités spectrales de puissance du bruit total à la réception pour une dispersion de 10^3 ps/nm. A gauche la partie en phase et à droite la partie en quadrature. En gris, PSD du bruit TRx (figure 3.29).

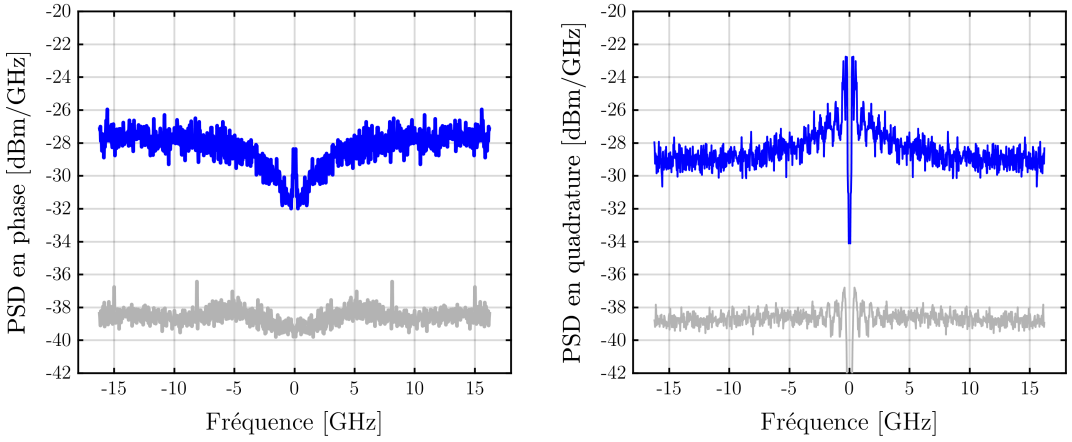

FIGURE 3.34: Densités spectrales de puissance du bruit total à la réception pour une dispersion de 10^4 ps/nm. A gauche la partie en phase et à droite la partie en quadrature. En gris, PSD du bruit TRx (figure 3.29).

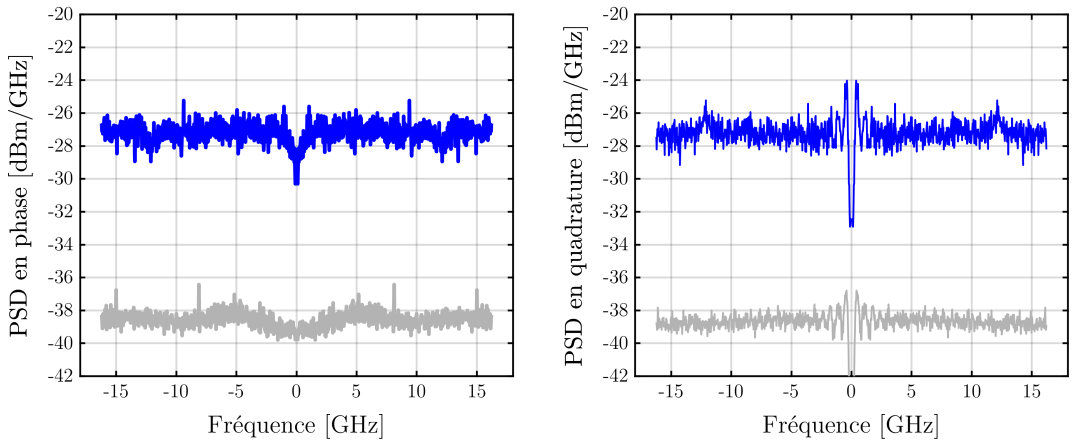

FIGURE 3.35: Densités spectrales de puissance du bruit total à la réception pour une dispersion de 10^5 ps/nm. A gauche la partie en phase et à droite la partie en quadrature. En gris, PSD du bruit TRx (figure 3.29).

3.5 Conclusion

J'ai présenté dans ce chapitre un protocole expérimental de mesure de la variance des distorsions non-linéaires cumulées sur un unique tronçon de fibre en fonction de plusieurs paramètres, tels que la puissance du signal et la dispersion chromatique en entrée du tronçon. Il s'est avéré que la variance non-linéaire peut dans certain cas être négligeable devant les autres bruits et donc très difficile à estimer en particulier pour un grand nombre de canaux pour la fibre SMF et pour de faibles dispersions cumulées.

Pour mettre en œuvre une telle expérience de mesure de la variance des distorsions non-linéaires sur un lien aussi court, j'ai dû déterminer des points de fonctionnement bien particuliers pour être capable de les mesurer de façon suffisamment précise. A partir de calculs d'incertitudes, j'ai établi le régime de puissance nécessaire en fonction du nombre de canaux et du type de fibre.

La seconde étape avant la mesure en tant que telle, est la calibration des distorsions autres que celle provenant des effets non-linéaires de type Kerr. Une transmission en B2B a été choisie pour caractériser l'ensemble des bruits autres que les distorsions non-linéaires. De plus, pour faire varier la dispersion en entrée du tronçon de fibre, j'ai adopté une émulation de la dispersion de façon électronique au niveau du transmetteur, qui s'avère être la meilleure possibilité du point de vue de la dégradation de la performance. Cependant, il a été indispensable de calibrer

notre système pour chacune des dispersions émulées pour prendre en compte son impact. Un modèle simple a même été utilisé et vérifié dans le cadre de cette application pour quantifier l'impact de l'émulation de la dispersion sur la qualité du signal généré.

Les mesures réalisées confirment de façon nette la dépendance de la variance non-linéaire avec le carré de la puissance du signal, comme introduit dans la section 1.5.1 avec le modèle perturbatif. De plus, à partir de ces mesures, il a été possible d'estimer de façon expérimentale pour la première fois le coefficient non-linéaire en fonction de la dispersion cumulée du signal en entrée du tronçon. Je l'ai mesuré dans différentes configurations pour évaluer sa variabilité pour différentes longueurs de fibre, types de fibre et nombre de canaux. J'ai également évalué l'impact de l'estimation de la phase sur la potentielle compensation des effets non-linéaires et donc sur la variance des distorsions non-linéaires. Par ailleurs, l'étude des densités spectrales de puissances ont permis d'apprécier si les distorsions non-linéaires peuvent être assimilées à un bruit blanc.

La mesure du coefficient non-linéaire est un point clé pour la construction de notre estimateur de performance puisqu'il représente la contribution individuelle de chacun des tronçons que constitue notre lien.

Chapitre 4

Mesure des distorsions multi-tronçons

Nous avons évalué dans le chapitre précédent les propriétés de la variance des distorsions non-linéaires sur un unique tronçon quel que soit son emplacement dans le réseau du point de vue de la dispersion cumulée. Pour être exploité sur un lien complet, il faut vérifier la non-corrélation des bruits générés par chacun des tronçons qui constituent le lien, comme introduit dans la section 2.6 sur le modèle du cumul des distorsions. Dans ce chapitre, je vais donc explorer expérimentalement les propriétés des distorsions, telles que la corrélation et les interactions des distorsions non-linéaires générées par chacun des tronçons qui constituent la ligne de transmission. L'ensemble des travaux présentés dans ce chapitre, tout comme le chapitre précédent, sont issus d'expériences qui ont été spécifiquement conçues et contrôlées dans le but d'extraire les propriétés souhaitées, telle que la corrélation des distorsions entres elles et son profil fréquentiel.

Une première approche mettra en évidence la dépendance de la covariance des distorsions non-linéaires entre deux tronçons. Cette estimation sera effectuée par une mesure de l'excès de bruit généré sur une transmission constituée de deux tronçons après caractérisation de chacun des tronçons individuellement. A travers cette expérience, je vais justifier le domaine de validité où l'on peut considérer les distorsions non-linéaires indépendantes entre les tronçons. Nous verrons que pour les systèmes DUs la covariance des distorsions est négligeable contrairement au régime DM.

Dans un second temps, je présente une approche innovante et alternative aux mesures traditionnelles, pour accéder à des paramètres encore aujourd'hui jamais estimés de façon expérimentale. Dans le cadre de mon étude, il est intéressant de regarder l'auto-corrélation temporelle des distorsions qui montre de façon évidente l'étalement des distorsions non-linéaires avec la dispersion. Nous montrerons également que les distorsions non-linéaires s'écartent grandement d'un bruit blanc dans certains régimes de dispersion.

Pour finir, l'ensemble des travaux de ce manuscrit a permis l'élaboration et le paramétrage d'un modèle de prédiction de performance fonctionnant dans toutes les situations disponibles dans les réseaux d'aujourd'hui. Pour des raisons de confidentialité, seule une validation expérimentale du modèle montrera sa fiabilité dans les régimes DU et DM.

4.1 Modèle et simulations multi-tronçons

Dans les exemples d'illustration de la section 1.5.2, on avait considéré la propagation de canaux modulés à travers un milieu dispersif suivi d'un milieu présentant un effet Kerr. Dans un second exemple, le milieu d'effet Kerr a été remplacé par un milieu combinant les deux effets comme dans une fibre optique. Je rappelle que nous avons pu observer dans le chapitre 1 sur la figure 1.19 le couplage en phase et en quadrature des distorsions lié à l'action couplée de la dispersion avec les effets Kerr. Par ailleurs, nous nous sommes intéressés à la variance des distorsions qui nous informe sur la puissance des fluctuations subies par le signal, que l'on a assimilé ensuite comme une puissance de bruit. J'ai pu ainsi déterminer un protocole pour l'étude expérimentale sur la dépendance de la variance des distorsions non-linéaires avec la dispersion du signal dans le cas d'une transmission sur un unique tronçon.

Dans ce chapitre, nous nous intéressons en particulier sur l'étendue temporelle de ces fluctuations, caractérisée par la grandeur statistique qu'est la corrélation ou la covariance des distorsions. On parle également de la mémoire du canal non-linéaire de transmission. L'intérêt principal de caractériser une telle grandeur est de pouvoir la prendre en compte dans notre estimateur de performance et ainsi améliorer la précision de la prédiction. Les simulations, qui vont suivre, justifient l'intérêt de pouvoir les prendre en compte dans notre estimateur, en particulier dans le cas des liens gérés en dispersion. De plus, des mesures sur la durée de corrélation des distorsions non-linéaires permettrait d'adapter les algorithmes de

traitements numériques à la réception pour la compensation des distorsions non-linéaires sur le signal, telles que les méthodes de rétro-propagation. Il est également possible de se baser sur ces mesures pour adapter les filtres utilisés dans les algorithmes de traitement afin de gagner en performance ou en efficacité.

Afin d'illustrer l'évolution de la covariance et de la durée de corrélation des distorsions ; nous reprenons la configuration simulée dans la section 1.5.2. En particulier nous allons nous focaliser sur la dépendance de la covariance des distorsions avec la quantité de dispersion introduite sur le canal étudié. Je vais reprendre l'exemple de simulation des 3 canaux PDM-QPSK à 32 GBd de la section 1.5.2 que l'on disperse tous de la même manière à $D = 1000$ ps/nm. Une distorsion sera introduite par un premier milieu présentant un noyau Kerr pur modélisant la fibre de façon très simple, comme l'illustre le schéma 4.1. A l'aide d'un second module de dispersion, le champ des trois canaux sera modifié de façon plus ou moins importante avec la quantité de dispersion ΔD appliquée, pour entrer dans un second milieu d'effet Kerr pur. A la réception, la totalité de la dispersion appliquée est compensée.

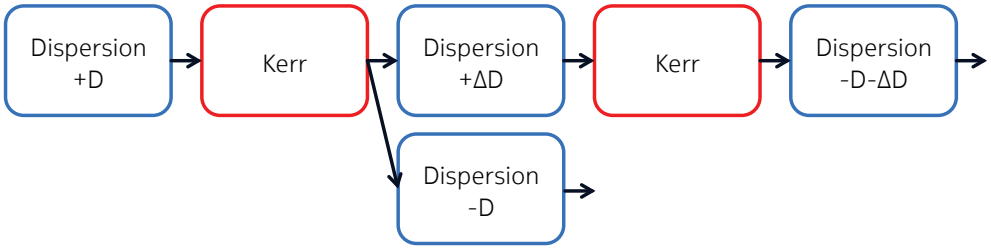

FIGURE 4.1: Schéma de la simulation. Dispersion des canaux, premier module d'effet Kerr pur, puis second module de dispersion suivi d'un module d'effet Kerr pur et enfin un module de compensation de la dispersion totale.

Le champ optique a donc subit deux distorsions provenant des deux modules d'effet Kerr avec des dispersions en entrée plus ou moins différentes en fonction de la dispersion appliquée en entrée du second milieu d'effet Kerr. Il est donc légitime de s'interroger sur la corrélation entre ces distorsions en fonction de la différence de dispersion du champ entre les deux milieux Kerr à une dispersion cumulée totale nulle. La corrélation de deux distorsions u_1 et u_2 s'exprime de la façon suivante :

$$\rho_{1,2} = \frac{\mathrm{Cov}_{1,2}}{\sqrt{\sigma_1^2 \cdot \sigma_2^2}} = \frac{\mathrm{E}[(u_1 - \mathrm{E}[u_1])\,(u_2 - \mathrm{E}[u_2])]}{\sqrt{\sigma_1^2 \cdot \sigma_2^2}} \tag{4.1}$$

où $\mathrm{Cov}_{1,2}$ est la covariance entre les distorsions u_1 et u_2, E[.] désigne l'espérance mathématique, et σ_1^2 et σ_2^2 sont les variances des distorsions de u_1 et u_2, respectivement.

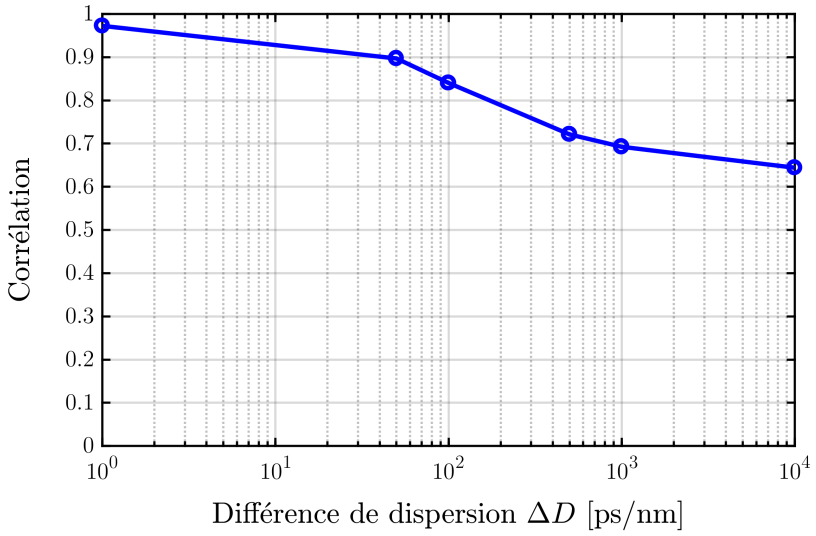

FIGURE 4.2: Corrélation entre les distorsions générées après le premier module d'effet Kerr et après les deux modules d'effet Kerr en fonction de la différence de dispersion en entrée du premier et du second module d'effet Kerr.

La figure 4.2 montre la corrélation entre les distorsions induites en sortie du premier et en sortie du second module d'effet Kerr en fonction de la différence de dispersion en entrée du premier et du second milieu d'effet Kerr. On rappelle que la dispersion en entrée du premier est fixé à $D = 1000$ ps/nm ainsi, avec une différence de dispersion nulle ($\Delta D = 0$), le signal entre dans les deux modules Kerr avec la même dispersion de $D = 1000$ ps/nm. Dans le cas d'une faible différence de dispersion, la simulation est à rapprocher d'une transmission sur un lien DM, alors que dans le cas d'une grande différence de dispersion à un lien DU. Bien évidemment, ceci de manière très approchée car les modules Kerr simulés ne sont pas dispersifs. On note dans un premier temps que la corrélation est non-nulle et montre donc un impact qui sera potentiellement à prendre en compte dans la prédiction de la performance. On peut se rappeler également que dans le cas d'une transmission DM les distorsions non-linéaires sont très semblables. Cet exemple simple, nous montre bien que pour une différence de dispersion faible ($\Delta D \simeq 0$) la corrélation est quasiment égale à 1. En ajoutant une dispersion supplémentaire au signal à l'entrée du second module Kerr, on modifie les fluctuations d'intensité du champ total, de sorte que les distorsions vues par le canal étudié dans le deuxième module Kerr sont différentes de celles vues dans le premier module Kerr, et donc décorrélées en moyenne. L'évolution du graphe 4.2 est donc parfaitement concordante

avec la tendance attendue. C'est pourquoi dans la suite nous étudierons l'évolution de la corrélation sur les distorsions en fonction de la différence des dispersions cumulées entre une propagation sur un et deux tronçons et conformément à l'article [90].

Dans l'exemple, nous trouvons une corrélation des distorsions très forte, mais je rappelle que la fibre dans cet exemple n'est modélisée que par un module d'effet Kerr. Or pour se rapprocher de la réalité il aurait fallu considérer un milieu d'effet Kerr couplé à un module de dispersion. Dans ce cas, les corrélations entre les distorsions introduites par le premier et le deuxième tronçon seront beaucoup plus faibles, et on peut s'attendre à ce que cette courbe tende vers une corrélation nulle pour de grandes différences de dispersion. L'exemple donné surévalue donc la corrélation des effets, mais permet de bien d'illustrer le phénomène. On montrera expérimentalement dans ce chapitre la contribution réelle de la corrélation des distorsions qui s'avèrera totalement non négligeable dans certain cas.

Dans le cas où les distorsions sont corrélées le modèle simple considérant des bruits indépendants, décrit en section 2.6.2, ne sera plus valable et il sera donc nécessaire de prendre le modèle plus complet de la section 2.6.3, [90].

L'étude sur les corrélations entre les distorsions non-linéaires ont fait l'objet de quelques travaux sur des transmissions ayant différents types de fibre dans un régime de gestion de la dispersion en ligne, mais sur des transmissions à 10 Gb/s et 40 Gb/s non cohérentes [98]. Ces travaux ont abouti à un critère de phase non-linéaire pondérée pour chaque sous système, pour prédire la performance du système complet. D'autres travaux sur des systèmes cohérents non compensés en dispersion ont été réalisés par les auteurs de [90]. Ils se sont basés sur un modèle semi-analytique et des simulations pour prédire la performance des systèmes cohérents (PDM-QPSK) comportant un mixe de type de fibre mais uniquement en régime DU. Le modèle proposé est celui décrit précédemment dans la section 2.6.3. Cependant il n'existe dans la littérature aucun modèle prenant en compte les liens cohérents gérés en dispersion et encore moins avec un mixe de type de fibre.

Dans la suite de ce manuscrit, je vais vous présenter deux démarches expérimentales pour la mesure des propriétés de corrélation. Premièrement, en partant d'une mesure systématique des contributions des distorsions non-linéaires sur un tronçon, je vais extraire les termes de covariance à partir des excès de bruit mesurés sur des liaisons de deux tronçons. Dans un second temps, je présenterai une nouvelle méthode de mesure qui permet de mesurer directement la corrélation

entre le signal échantillonné en sortie de chaque tronçon. En définitive, ces mesures permettent une caractérisation très fine des distorsions non-linéaires, telle que la variance et la covariance, et m'ont permis de mettre au point un estimateur de la prédiction des non-linéarités. Je vais montrer qu'à l'aide du modèle présenté et ces estimateurs nous allons pouvoir prédire de façon très précise la performance des liens non gérés en dispersion et plus particulièrement ceux gérés en dispersion.

4.2 Extraction de la covariance des distorsions non-linéaires par excès de bruit

4.2.1 Principe de la mesure

La première approche permet de mesurer la covariance des distorsions non-linéaires entre deux tronçons par excès de bruit. Elle nécessite 2 étapes de mesures. Au préalable, il est indispensable de mesurer la variance non-linéaire de chacun des deux tronçons de façon séparée, comme réalisé au chapitre 3. Ensuite, on procède à une seconde mesure de la variance non-linéaire totale des deux tronçons mis bout à bout, séparés par un amplificateur. Enfin, le terme de covariance des distorsions non-linéaires est déduit par la soustraction des variances non-linéaires de chaque tronçon à la variance non-linéaire totale des deux tronçons assemblés. L'excès de bruit obtenu est la covariance des distorsions non-linéaires entre les deux tronçons de fibre.

Ainsi, en mesurant séparément la variance du premier tronçon $\sigma^2_{NL_1}$, du second tronçon $\sigma^2_{NL_2}$, puis, des deux tronçons raccordés $\sigma^2_{NL_{1+2}}$, pour une même puissance signal, on obtient la relation suivante venant de l'équation (2.47) :

$$\sigma^2_{NL_{1+2}} = \sigma^2_{NL_1} + \sigma^2_{NL_2} + \mathrm{Cov}_{NL_{1,2}} + \mathrm{Cov}_{NL_{2,1}} \tag{4.2}$$

avec $\mathrm{Cov}_{NL_{1,2}} + \mathrm{Cov}_{NL_{2,1}}$ la covariance entre les distorsions non-linéaires générées par le premier tronçon et le second tronçon. En considérant que la covariance a une forme symétrique nous pouvons la simplifier par :

$$\sigma^2_{NL_{1+2}} = \sigma^2_{NL_1} + \sigma^2_{NL_2} + 2 \times \mathrm{Cov}_{NL_{1,2}}. \tag{4.3}$$

Pour s'affranchir de la puissance du signal, je peux l'exprimer à l'aide du coefficient non-linéaire décrit dans la section 3.4.1 :

$$\sigma^2_{NL_{1+2}} = \alpha_{NL_1} P^2_{signal} + \alpha_{NL_2} P^2_{signal} + 2 \times \mathrm{Cov}_{NL_{1,2}}. \tag{4.4}$$

Ainsi j'exprime la covariance normalisée par le carré de la puissance signal, $\zeta_{NL_{1,2}}$:

$$\zeta_{NL_{1,2}} = \frac{\mathrm{Cov}_{NL_{1,2}}}{P^2_{signal}} = \frac{1}{2}\left(\frac{\sigma^2_{NL_{1+2}}}{P^2_{signal}} - \alpha_{NL_1} - \alpha_{NL_2}\right). \tag{4.5}$$

Comme nous l'avons vu précédemment, la variance des distorsions non-linéaires montre une dépendance évidente avec la dispersion cumulée du signal. En outre, les simulations faites dans la section 4.1 ont montré l'intérêt d'étudier la covariance en fonction de la dispersion cumulée du signal en entrée de chaque tronçon. Pour faire varier la dispersion cumulée du signal à l'entrée du premier tronçon, je vais émuler la dispersion cumulée de la même manière que dans le chapitre 3, c'est-à-dire en distordant le signal numérique à l'aide des DACs du transmetteur. Pour le second tronçon, je ne peux changer la dispersion cumulée du signal uniquement à l'aide de fibre optique. La plage de dispersion cumulée accessible sera donc beaucoup plus limitée. Cependant, et comme les simulations du 4.1 le suggèrent, la covariance dépend principalement de la différence de dispersion cumulée entre deux tronçons [90]. On peut se rappeler que la covariance des distorsions non-linéaires entre les tronçons d'un système non-géré en dispersion, *dispersion unmanaged* (DU) est négligeable. Or la différence de dispersion entre deux tronçons d'un lien DU est toujours supérieure ou égale à la dispersion cumulée d'un tronçon. C'est pourquoi, une variation de plus ou moins la dispersion d'un tronçon sera suffisante pour explorer les valeurs de covariance [90]. Cette plage de dispersion est tout à fait accessible avec des fibres à dispersion positive (SMF par exemple) ou négative (DCF par exemple).

4.2.2 Dé-corrélation des canaux

Dans ce chapitre, un effort supplémentaire de dé-corrélation des canaux entre eux a été réalisé pour limiter au maximum les artefacts provenant du transmetteur sur la mesure de la covariance. J'ai créé, avec le matériel disponible, quatre jeux de canaux indépendants. Dans la très grande majorité des papiers expérimentaux

sur des études standards, ils ne considèrent que deux jeux de canaux. C'est-à-dire que chacun des canaux est entouré par deux canaux ayant exactement la même modulation qui est donc synchrone. Une telle configuration n'a que peu d'influence sur les mesures dès lors que les systèmes étudiés possèdent de grandes dispersions. En revanche, dans la situation du régime de corrélation qui nous intéresse, il est important de dé-corréler les canaux pour représenter au mieux des situations réelles, mais aussi pour minimiser tout effet de corrélation qui serait dû à des corrélations avec la séquence des canaux voisins. Ainsi dans l'expérience deux canaux adjacents n'auront pas la même séquence et le deuxième voisin, quel que soit le canal, aura la même séquence mais décalée temporellement d'environ un quart ou un huitième de séquence à l'aide de fibre. Du point de vue de la polarisation, seulement les canaux modulo quatre auront un état de polarisation similaire avec le canal considéré. Pour finir, le canal central de mesure sera lui totalement indépendant, en terme de séquences et de polarisation, des canaux de bourrages.

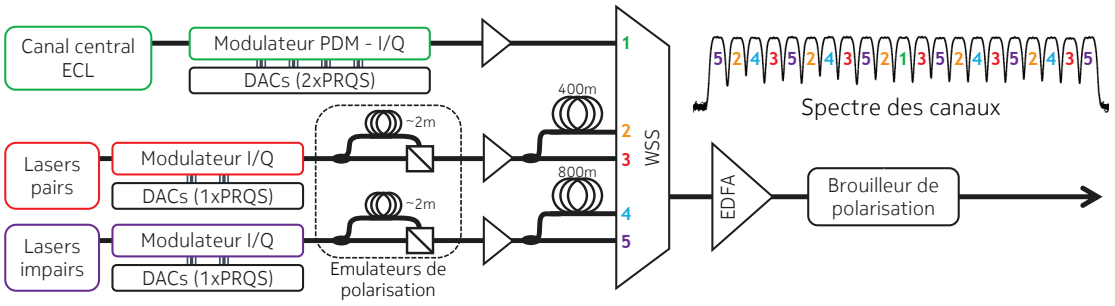

FIGURE 4.3: Schéma expérimental de génération du peigne de canaux et le spectre de l'ensemble des canaux.

Le schéma expérimental de la génération des canaux est représenté figure 4.3. Les vingt canaux de bourrage sont tous générés à partir de lasers à rétroaction distribuée, *distributed feedback* (DFB) polarisés linéairement et les canaux pairs, respectivement les canaux impairs, espacés de 100 GHz chacun sont multiplexés entre eux en maintenant la polarisation. Les canaux pairs et impairs alimentent chacun un modulateur de type Mach Zehnder QPSK à une seule polarisation. Les canaux pairs et impairs sont modulés séparément à partir de deux séquences pseudo-aléatoires quaternaires, *pseudo-random quaternary sequences* (PRQSs) différentes et non corrélées [99]. Le multiplexage en polarisation est réalisé à l'aide d'un système d'émulation qui sépare en deux le signal mono-polarisation, décale temporellement un bras par rapport à l'autre, puis couple les deux signaux orthogonalement l'un par rapport à l'autre. Ensuite, les deux peignes sur une grille de 100 GHz chacun sont amplifiés, dupliqués et l'une des copies est décalée

temporellement d'un quart de séquence pour les pairs et d'un huitième pour les impairs. Nous obtenons un jeu de quatre canaux indépendants, et non-corrélés par paires comme représenté sur le spectre de la figure 4.3 dont l'espacement entre canaux est de 50 GHz.

Le canal central de test, quant-à-lui, est généré à partir d'un laser accordable à cavité externe, de longueur d'onde 1545.32 nm (194000 GHz), qui est modulé séparément par un modulateur à diversité de polarisation. Sur chaque polarisation du canal de test, une séquence PRQS différente et également différente des canaux de bourrage est codée sur la porteuse. Le canal de test passe ensuite par un amplificateur et un interrupteur optique pilotable pour couper le canal lors de la mesure de l'OSNR.

A présent, les cinq lignes de canaux sont envoyées vers un WSS pour multiplexer l'ensemble des canaux suivant le schéma de la figure 4.3 et ainsi obtenir un peigne non-corrélé jusqu'au quatrième voisin. Le multiplex est amplifié à nouveau et passe dans un brouilleur de polarisation qui permet d'émuler les variations lentes de polarisation d'un système réel installé sur le terrain.

4.2.3 Schéma expérimental

Maintenant que la partie génération des canaux a été modifiée en conséquence pour éviter toute corrélation entre les canaux voisins, je vais pouvoir procéder à la mesure de la covariance. Je vais effectuer la mesure de la covariance des distorsions non-linéaires entre deux tronçons identiques de 100 km de fibre LEAF. Les 21 canaux espacés de 50 GHz sont modulés à 100 Gbit/s, de format PDM-QPSK à 32.48 GBd avec un filtre de mise en forme RRC de roll-off 0.4 pour éviter la diaphonie. Pour commencer, je procède à la calibration de la variance non-linéaire pour chacun des tronçons séparément en suivant la procédure décrite au chapitre 3. J'obtiens donc la mesure du coefficient non-linéaire en fonction de la dispersion, dans notre cas on peut se référer à la figure 3.23 de la section 3.4.3 pour les deux tronçons, qui a été réalisée pour les besoins de cette expérience.

Pour mesurer la variance totale des distorsions non-linéaires des deux tronçons, le multiplexe de 21 canaux est envoyé dans un premier tronçon de 100 km de fibre LEAF, comme on peut le voir sur la figure 4.4. Le signal est ensuite amplifié à l'aide d'un EDFA à double étages. Entre les deux étages de l'EDFA, un module à compensation de dispersion variable, *tunable dispersion compensating module* (TDCM) y est inséré. Il est basé sur des commutateurs optiques et des morceaux

FIGURE 4.4: Schéma expérimental de la mesure de la variance des distorsions non-linéaires sur deux tronçons.

de fibre DCF de différentes longueurs, permettant de compenser de 0 à 675 ps/nm par pas de 45 ps/nm. On négligera les non-linéarités générées dans les DCFs car la longueur des fibres est bien plus courte (inférieure à 7 km) que les tronçons, et la puissance injectée dans les DCFs est au minimum 6 dB plus faible que dans les tronçons. Après une compensation partielle de la dispersion, le signal est amplifié par le second étage de l'EDFA pour être injecté dans le second tronçon de 100 km de fibre LEAF. A la réception, le signal est amplifié, puis filtré pour isoler le canal de mesure et envoyé vers le mixeur cohérent. L'oscilloscope, faisant office d'ADCs, dispose d'une bande passante de 20 GHz à -3 dB et d'une fréquence d'échantillonnage de 40 GS/s. Des traces de 100μs sont enregistrées et conditionnées sur des serveurs de calculs pour y accomplir les étapes de traitement du signal.

La dispersion cumulée du signal en entrée du premier tronçon, C_1, n'est déterminée que par l'émulation de la dispersion par le transmetteur C_{Tx}. A l'entrée du second tronçon la dispersion, C_2, est déterminée par la somme de la dispersion émulée par le transmetteur C_{Tx}, de la dispersion du premier tronçon $L \times D_{LEAF}$ (L longueur du tronçon et D_{LEAF} la dispersion locale de la fibre LEAF) et celle du module de compensation de dispersion C_{TDCM}. Ainsi on obtient pour les dispersions :

$$\begin{aligned} C_1 &= C_{Tx} \\ C_2 &= C_{Tx} + L \times D_{LEAF} + C_{TDCM} \\ C_{total} &= C_{Tx} + 2 \times L \times D_{LEAF} + C_{TDCM}. \end{aligned} \tag{4.6}$$

Or il a été montré par simulation que la covariance dépend principalement de la différence de dispersion cumulée en entrée des deux tronçons [90], donc de $C_2 - C_1 = L \times D_{LEAF} + C_{TDCM}$. De plus, pour une différence de dispersion supérieure

à la dispersion d'un tronçon de fibre, ici environ 400 ps/nm, la covariance devient négligeable. Avec le TDCM disponible, la plage de différence de dispersion entre les deux tronçons est donc de -275 ps/nm à +400 ps/nm de dispersion (+400 ps/nm étant un lien DU et 0 ps/nm un lien totalement compensé en dispersion).

La puissance optique du signal en entrée de chacun des tronçons sera identique. Elle sera fixée par la puissance maximale atteignable par les amplificateurs, de façon à obtenir la meilleure précision possible sur l'estimation de la covariance, c'est-à-dire 20 dBm total, i.e. 6.8 dBm par canal. On pourra se référer à la section 3.2 pour le calcul de précision.

4.2.4 Résultats et importance de la covariance en fonction du régime de propagation

Pour extraire la variance des distorsions non-linéaires sur un unique tronçon, j'ai dû me placer dans des conditions d'expérience bien déterminées. Il en est de même pour les covariances, sachant qu'à présent une source supplémentaire d'incertitude s'ajoute à celle du second tronçon. Il est encore plus compliqué d'extraire la covariance de deux bruits, de l'ensemble des bruits de la transmission qui seront soit mesurés soit calibrés. De la même manière que dans la section 3.2 sur la précision de mesure, j'évaluerai l'incertitude à 3σ (99.7%).

La mesure de la covariance a été réalisée pour plusieurs valeurs de pré-dispersion, c'est-à-dire la dispersion cumulée en entrée du premier tronçon émulée par le transmetteur, qui permet d'émuler expérimentalement les distorsions générées par n'importe quel couple de tronçons dans la ligne de transmission. Pour chaque pré-dispersion, une série de mesures est acquise pour chaque valeur de compensation de dispersion du TDCM. Ainsi on balaye les valeurs de $\Delta C_{12} = C_2 - C_1 = L \times D_{LEAF} + C_{TDCM}$ qui est la différence de dispersion cumulée du signal entre les deux tronçons, i.e. on change le régime de dispersion du lien émulée. La covariance normalisée (exprimée équation (4.5)) des distorsions non-linéaires entre les deux tronçons est représentée sur les figures 4.5 et 4.6, dont la pré-dispersion est respectivement égale à 0 ps/nm et 100 ps/nm et, 10^3 ps/nm et 4.10^4 ps/nm.

On note dans un premier temps que pour les faibles valeurs de pré-dispersion, c'est-à-dire la figure 4.5, la précision des mesures de la covariance est plus faible que pour les grandes pré-dispersions, en particulier pour des grandes valeurs de différence de dispersion. Ceci est lié à l'imprécision plus importante sur l'estimation de la variance sur un tronçon pour les faibles dispersions et également à la faible valeur

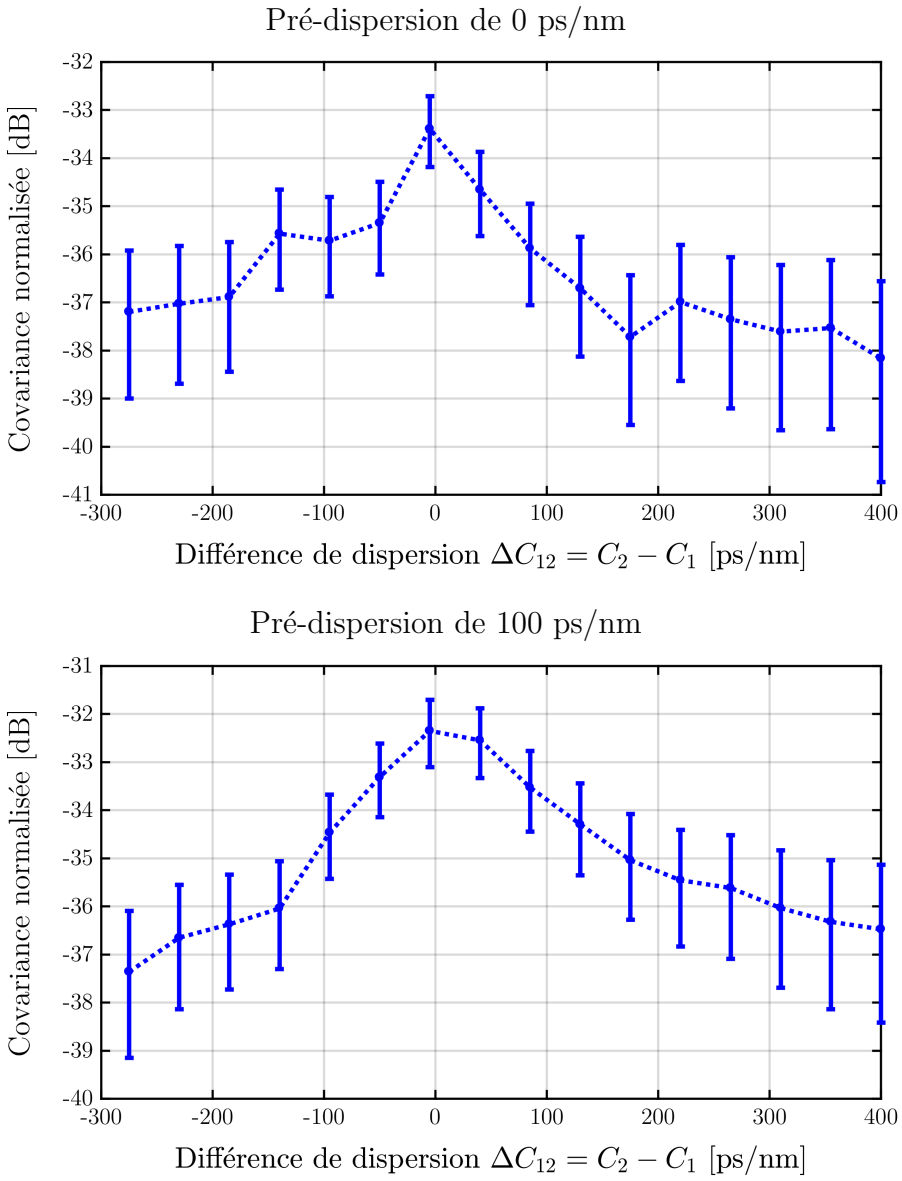

FIGURE 4.5: Covariance normalisée des distorsions non-linéaires entre deux tronçons en fonction de la différence de dispersion cumulée entre les deux tronçons, pour une pré-dispersion de 0 ps/nm et 100 ps/nm. (Les barres d'erreurs représentent l'incertitude à 3σ, i.e. 99.7%.)

des distorsions non-linéaires après deux tronçons par rapport au bruit d'ASE (qui augmente de 3 dB par rapport à une transmission sur un tronçon). Pour des pré-dispersions plus importantes, figure 4.6, la mesure de la covariance normalisée atteint une précision meilleure que $\pm$ 2 dB, excepté lorsque la covariance devient totalement négligeable devant la variance (figure 4.6 pour la pré-dispersion de 4.10^4 ps/nm et pour une différence de dispersion supérieur à +200 ps/nm).

Malgré une précision de mesure dans certain cas plus faible que pour celle de

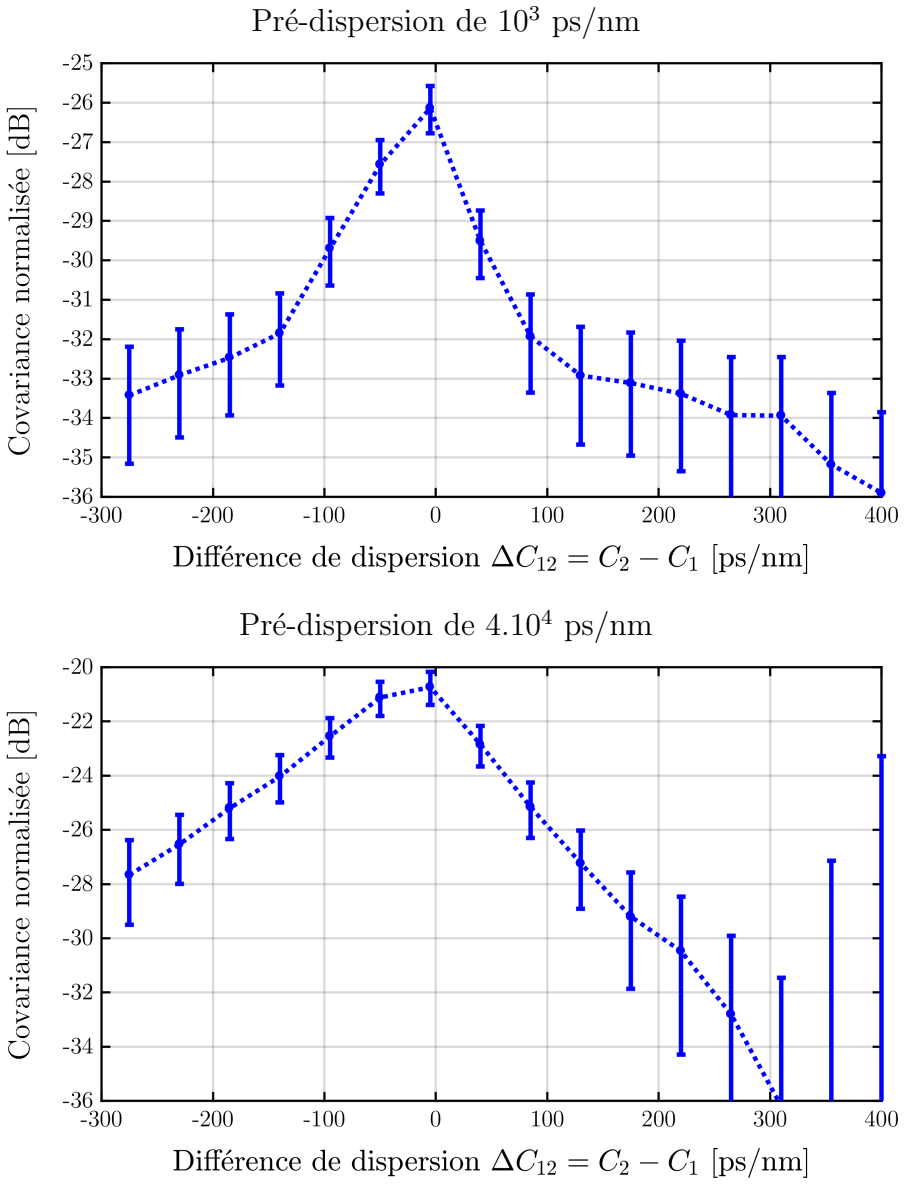

FIGURE 4.6: Covariance normalisée des distorsions non-linéaires entre deux tronçons en fonction de la différence de dispersion cumulée entre les deux tronçons, pour une pré-dispersion de 10^3 ps/nm et 4.10^4 ps/nm. (Les barres d'erreurs représentent l'incertitude à 3σ, i.e. 99.7%.)

la variance mono-tronçon, les mesures représentées sur les figures 4.5 et 4.6, nous donne des informations très intéressantes sur le comportement des distorsions non-linéaires. Pour l'analyse de ces résultats nous allons faire l'hypothèse que la totalité de l'excès de bruit mesuré est associé à la covariance du bruit non-linéaire. On peut observer dans un premier temps que la covariance pour une différence de dispersion nulle est maximal quel que soit la pré-dispersion. Dans le cas d'une différence de dispersion nulle, le champ du signal est quasi identique à l'entrée de chacun des

tronçons, à la différence près de la distorsion non-linéaire provenant du premier tronçon et de l'ASE. On peut donc considérer que les distorsions non-linéaires générées par chacun des tronçons vont être identiques et ainsi totalement corrélées. Par ailleurs, en augmentant la différence de dispersion entre les deux tronçons, le champ en entrée du second tronçon diffère du premier tronçon par sa dispersion, ainsi la distorsion non-linéaire est différente de celle générée par le premier tronçon et la covariance des distorsions diminue. La chute de la covariance s'observe très bien quel que soit la pré-dispersion du signal jusqu'à devenir totalement négligeable devant le coefficient non-linéaire dans un régime DU, comme nous l'anticipions dans la section 4.1 où nous avions tracé l'évolution de la covariance en fonction de la dispersion dans un cas élémentaire. Ceci est plus évident en écrivant le modèle décrit par l'équation (4.3) avec la covariance normalisée :

$$\frac{\sigma^2_{NL_{1+2}}}{P^2_{signal}} = \alpha_{NL_1} + \alpha_{NL_2} + 2 \times \zeta_{NL_{1,2}}. \tag{4.7}$$

Ceci montre que pour un système non géré en dispersion, les distorsions non-linéaires de chaque tronçon sont non-corrélées grâce à la différence de dispersion en entrée des tronçons modifiant la forme temporelle du signal. Cependant, pour de faibles différences de dispersion comme dans les systèmes gérés en dispersion, la covariance normalisée n'est plus négligeable devant les coefficients non-linéaires des deux tronçons et doit être prise en compte pour éviter de commettre une erreur sur l'estimation des distorsions non-linéaires et donc de la performance du système. Le comportement est quasi symétrique et dépend donc principalement de la valeur absolue de la différence de dispersion. On remarque tout de même une covariance légèrement plus importante pour les différences de dispersion négatives, i.e. une surcompensation de la dispersion entre les tronçons. Ce phénomène est probablement lié à la combinaison des effets de dispersion et de Kerr, qui dans un régime de surcompensation de la dispersion ne permet plus de compenser une partie des effets Kerr. Il peut également potentiellement être lié à un écart de compensation de la pente de la dispersion qui dans le régime surcompensé est plus important. Cependant, le régime de surcompensation de la dispersion n'existe quasiment pas dans les liens télécoms, nous n'allons donc pas nous intéresser plus en détail à ce régime.

On peut noter également une dépendance de la covariance à la différence de dispersion nulle avec la pré-dispersion. Cette dépendance est du même ordre que la variation des coefficients non-linéaires de chacun des tronçons pris individuellement avec la pré-dispersion. En supposant toujours que la totalité de l'excès de bruit est

assimilable à la covariance, il est possible de normaliser la covariance par la racine de la variance de chacun des tronçons et obtenir ainsi une estimation indirecte du coefficient de corrélation :

$$\rho_{NL_{1,2}} = \frac{\mathrm{Cov}_{NL_{1,2}}}{\sigma_{NL_1}\sigma_{NL_2}} = \frac{1}{\sqrt{\alpha_{NL_1}\alpha_{NL_2}}}\zeta_{NL_{1,2}}. \tag{4.8}$$

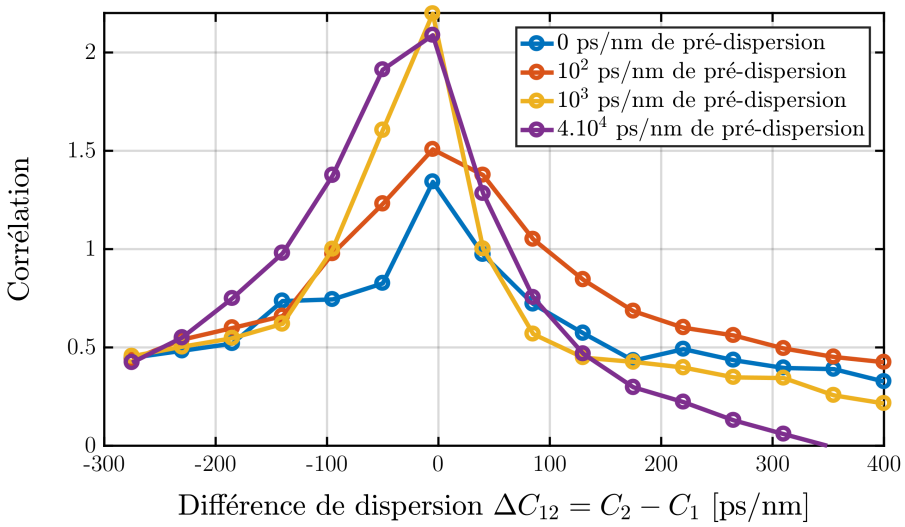

FIGURE 4.7: Correlation des distorsions non-linéaires entre tronçons en fonction de la différence de dispersion entre les tronçons pour plusieurs pré-dipersions.

La figure 4.7 représente les corrélations extraites des mesures effectuées, toujours en fonction de la différence de dispersion entre les deux tronçons. On observe une tendance similaire à la covariance de façon évidente. Toutefois, on note un coefficient de corrélation supérieur à 1. Ceci est en théorie impossible, or je rappelle que son estimation dérive d'une mesure d'un excès de bruit. C'est-à-dire l'estimation de la corrélation présuppose qu'aucune autre source de bruit est en compétition et vient perturber l'excès de bruit. On le voit bien, une autre source de bruit est présente ou des bruits autres que les distorsions non-linéaires peuvent être corrélés entre eux. Malheureusement avec l'expérience actuelle, il est impossible d'estimer la corrélation des autres bruits entre eux. Voici quelques pistes de réflexion sur la provenance de ce terme supplémentaire : les non-linéarités dans les DCF ne seraient pas négligeables, le bruit du transmetteur considéré comme blanc serait corrélé avec les distorsions non-linéaires, ou encore l'hypothèse de faibles perturbations ne tiendrait plus et l'interaction entre les distorsions et le signal générerait un bruit supplémentaire.

Quoiqu'il en soit cette expérience est la première à mettre en évidence la corrélation des distorsions non-linéaires dans le cas d'un système de transmission cohérent. A partir de cette expérience, il est également possible de montrer pour quels régimes de dispersion la simple prise en compte des variances est suffisante pour prédire de façon satisfaisante la performance de notre lien (avec 0.5 dB de précision sur le SNR).

En considérant une erreur de 0.5 dB sur l'estimation de la performance et que le système fonctionne à son optimum de performance, i.e. au NLT, on a une tolérance d'estimation sur la variance des non-linéarités de 1.5 dB. En se référant à la section 1.5.3, je rappelle qu'au NLT, en suivant le modèle gaussien, le bruit total est constitué d'environ 2/3 d'ASE et 1/3 de distorsions non-linéaires. Ainsi en prenant une tolérance de 1.5 dB sur la contribution non-linéaire totale et en considérant une précision infinie sur la variance non-linéaire, les covariances entre tronçons ne doivent pas excéder 1/3 de la variance des tronçons, i.e. doivent être -4.8 dB plus faible que les variances. En considérant, une totale corrélation des distorsions non-linéaires à une différence de dispersion nulle, on obtient une limite de validité entre 60 ps/nm et 100 ps/nm de dispersion résiduelle par tronçon, *residual dispersion per span* (RDPS) dépendant de la pré-dispersion. Ainsi avec un régime ayant une RDPS supérieur à 100 ps/nm, la seule connaissance des variances est suffisante. En deçà de 60 ps/nm, l'erreur commise est plus grande que 0.5 dB sur l'estimation de la performance. Dans la zone intermédiaire, entre 60 ps/nm et 100 ps/nm, la précision sur la performance va dépendre la pré-dispersion du système.

Nous avons pu mettre en évidence et mesurer pour la première fois une mesure de la corrélation des distorsions non-linéaires entre deux tronçons d'un lien optique. Ceci nous a permis de justifier le fonctionnement du modèle gaussien dans les régimes DU et de fixer une limite de validité de ce modèle pour les systèmes DM. Pour arriver à estimer la corrélation des distorsions non-linéaires de façon plus précise et mieux comprendre leurs comportements, il est essentiel de trouver une autre technique de mesure de la corrélation, telle que celle présentée dans la section suivante.

4.3 Capture du champ au cours de sa propagation, une nouveauté dans la mesure des transmissions optiques

Je vais présenter dans cette section, une toute nouvelle technique expérimentale de mesure de bruit sur un lien optique qui possède un très grand potentiel. Elle permet d'extraire le signal et ses distorsions au cours de sa propagation le long d'un lien constitué de plusieurs tronçons. Dans un premier temps, je vais décrire le principe de cette innovation. Dans un second temps, je vais montrer une application de ce principe pour la mesure de covariance du bruit avec son dispositif expérimental. Enfin, je vais présenter quelques premiers résultats obtenus avec cette technique.

4.3.1 Description du concept de mesure

Contrairement aux techniques de mesures en boucle à recirculation utilisées actuellement (figure 4.8), la méthode proposée capture à chaque tour de boucle la propagation du même champ optique. La difficulté pour mettre en place une telle mesure est la synchronisation du récepteur avec le système de gestion de la boucle et la profondeur mémoire de l'oscilloscope utilisé comme récepteur. Plusieurs ingéniosités ont été nécessaires pour la mise en place d'un tel système de mesure, avec les instruments et le matériel disponibles.

Figure 4.8: Schéma de boucle à recirculation

La figure 4.9 représente une séquence complète d'une boucle à recirculation. Dans l'exemple de la figure 4.8, la boucle est constituée d'un unique tronçon de 100 km de fibre, ce qui donne un temps de propagation d'environ 500 μs (temps de vol dans la fibre d'indice environ 1.5). Le temps d'injection du signal doit nécessairement être supérieur au temps de boucle pour la remplir totalement, lui-même déterminé par la longueur de la boucle, donc supérieur à 500 μs, on prendra ici 1 ms. Pendant

l'injection, l'interrupteur d'injection (SW_{inj}) est fermé tandis que celui de fin de boucle est ouvert (SW_{loop}), permettant au champ de se propager jusqu'à la fin de la boucle. Après les 1 ms d'injection, on bascule l'interrupteur d'injection (SW_{inj}) en position ouvert et celui de fin de boucle (SW_{loop}) en position fermé. Le signal optique va à présent circuler uniquement dans la boucle et y effectuer ainsi autant de tour que nécessaire. A noter, il est important d'ajuster correctement la puissance d'injection avec la puissance de fin de boucle, afin d'éviter une oscillation provenant d'une instabilité des amplificateurs optiques. Ces derniers utilisent un système de rétroaction permettant de maintenir une puissance de sortie constante et une variation de puissance de l'ordre de la milliseconde les rend instable. Après un certain nombre de tours de boucle choisi, la même séquence est répétée en continue permettant de garantir pour la même raison une stabilité du système.

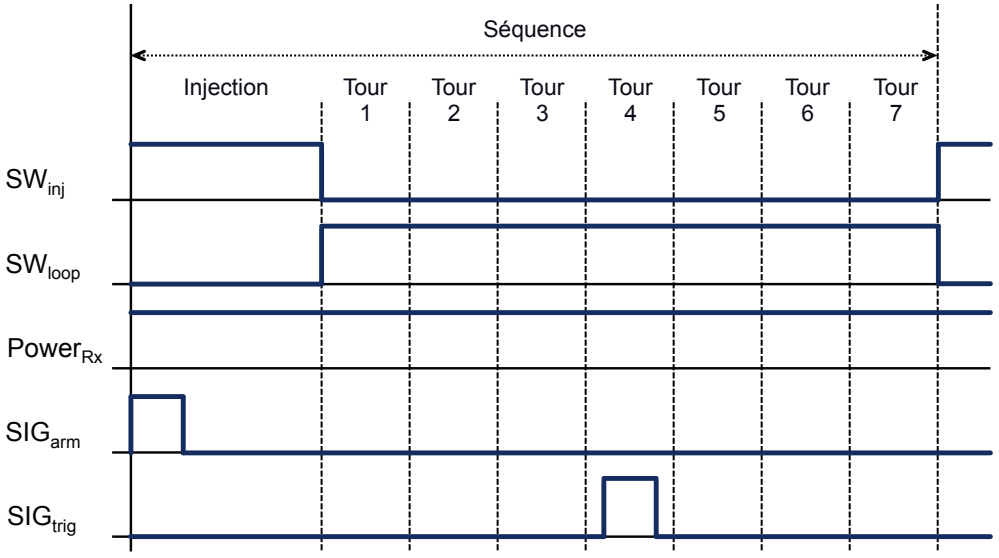

FIGURE 4.9: Séquençage d'une boucle traditionnelle : déclenchement de l'interrupteur d'injection, déclenchement du retour de boucle, puissance du signal optique sur le récepteur, armement de l'oscilloscope et déclenchement de l'acquisition.

Dans une boucle à recirculation traditionnelle, l'oscilloscope est armé au début de la séquence et effectue une unique acquisition d'environ 100 μs à un nombre de tour de boucle choisi. L'oscilloscope est déclenché par un signal électrique synchronisé avec les interrupteurs d'injection et de recirculation de la boucle. Cette méthode ne permet d'acquérir qu'un unique tour de boucle à chaque répétition de la séquence. Il est donc nécessaire d'attendre plusieurs répétitions de la séquence pour obtenir une acquisition pour chaque tour de boucle, i.e. après chaque tronçon.

La méthode proposée permet d'enregistrer une acquisition à chaque tour de boucle d'une même séquence, i.e. du même champ optique qui se propage dans la boucle. Une façon simple de réaliser ceci serait de déclencher l'acquisition au début de la séquence et d'enregistrer la séquence complète puis d'en extraire les différents tours. Or aujourd'hui, la mémoire des oscilloscopes ne dépasse pas les 1 GS (Giga échantillons) par voie, ce qui est insuffisant pour enregistrer plusieurs millisecondes à une fréquence d'échantillonnage capable de décoder notre signal optique, typiquement 80 ou 160 GS/s. Dans notre cas, on n'arriverait pas à dépasser les 10 tours de boucle d'enregistrement. De plus, les traces obtenues auraient une taille de 1 Go par voie (1 GS codés sur 8 bits), donc 4 Go de données à traiter numériquement pour chaque acquisition, ce qui n'est pas très efficace pour ne traiter que quelques méga échantillons par voie et par tour de boucle.

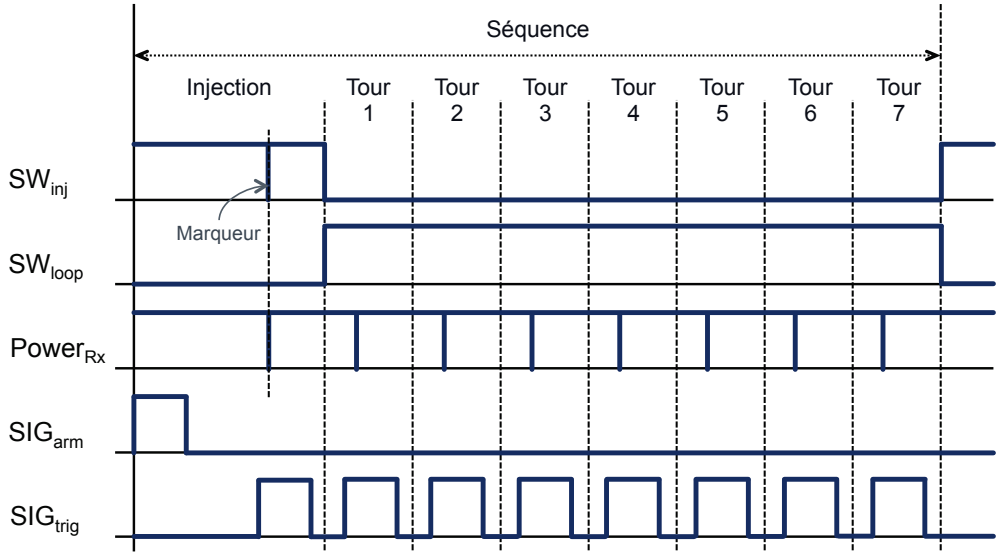

FIGURE 4.10: Proposition de séquençage de boucle : déclenchement de l'interrupteur d'injection, déclenchement du retour de boucle, puissance du signal optique sur le récepteur, armement de l'oscilloscope et déclenchement de l'acquisition. Le marqueur, une coupure de l'injection de moins de 1 μs, permet de repérer la propagation du champ dans la boucle et de synchroniser correctement $\mathrm{SIG_{trig}}$.

Je suggère donc un système de multi déclenchements, permettant d'enregistrer plusieurs segments de quelques méga échantillons à chaque tour de boucle dans une même séquence, piloté par le système de gestion boucle. La figure 4.10 représente le principe de génération des signaux de déclenchement. L'oscilloscope est armé avec un premier signal en accord avec l'interrupteur d'injection ($\mathrm{SIG_{arm}}$). Ensuite, un segment de 16 MS (100 μs à 160 GS/s) est acquis à chaque déclenchement du signal $\mathrm{SIG_{trig}}$ synchronisé avec le temps de boucle. Une trace contenant l'injection

et les tours de boucle souhaités est enregistrée dans un fichier pour être traité par la suite. Avec cette méthode le fichier résultant ne dépasse pas 500 Mo par voie pour l'injection et 30 tours de boucle, i.e. 30 tronçons de fibre. Il est donc possible d'observer le signal sur un lien complet de plusieurs milliers de kilomètres avec une taille de fichier raisonnable.

Cependant un dernier point pose problème, celui de la synchronisation du système de déclenchement des interrupteurs et de l'oscilloscope avec le temps de boucle. Il est important de retrouver exactement le même champ optique, c'est-à-dire de retrouver la même séquence de données envoyées tour après tour. La précision requise sur la synchronisation est donc déterminée par la longueur temporelle de la séquence des données, ici de 2^{16} à 32.48 GBd donc 2.02 μs. Pour éviter toute ambiguïté sur la séquence, la synchronisation devra être réalisée avec une erreur de moins d'une demi-séquence de données, i.e. 1 μs. La synchronisation au temps symbole sera réalisée à l'aide d'une corrélation croisée de la trace reçue après traitement du signal avec la séquence des symboles envoyés. Le système de déclenchement est opéré à l'aide d'une carte de sortie numérique fonctionnant à 10 MS/s, i.e. avec une précision théorique de 100 ns, mais dont la bande passante limite la précision à 500 ns. Il est donc théoriquement possible de synchroniser le système de déclenchement avec le temps de boucle de façon suffisamment précise. La synchronisation est réalisée par la mise en place d'un interrupteur sur le canal de mesure pour ajouter un marqueur (une coupure de l'injection de moins de 1 μs) sur le signal optique à l'injection. En se propageant le marqueur permet de connaitre précisément le temps de boucle et de régler le déclencheur des acquisitions avec la précision requise. Par souci de vérification et de robustesse, le marqueur ne gênant en rien le bon fonctionnement, il sera conservé pendant les mesures.

4.3.2 Schéma expérimental

L'expérience sur la corrélation entre les champs extraient après chaque tronçon ne doit tenir compte que de la corrélation due aux distorsions et non celle entre les séquences de données utilisées pour les différents canaux. Pour cela, je réutilise le même schéma de génération des canaux que dans la section précédente 4.2.2 pour garantir au mieux une non corrélation des canaux entre eux. Les canaux ont un format de modulation PDM-QPSK à 32.5 GBd avec un filtrage des impulsions du type RRC d'affaiblissement 0.01, donc de forme spectrale quasi rectangulaire (appelée format Nyquist). L'interruption de l'injection des canaux sera réalisée par

un modulateur acousto-optique pour garantir un taux d'extinction élevé (> 50 dB) et un temps de commutation rapide (< 120 ns).

Figure 4.11: Schéma expérimental de la boucle.

Les canaux sont injectés dans une boucle à recirculation utilisée pour émuler des distances plus importantes et également permettre de capturer le champ au cours de sa propagation après chaque tour de boucle, i.e. après chaque tronçon, comme décrit précédemment. La boucle à recirculation, figure 4.11, est constituée d'un unique tronçon de 100 km de fibre, soit de type SMF ou soit de type LEAF, d'amplificateurs, d'un WSS pour l'égalisation des canaux en puissance, d'un brouilleur de polarisation pour émuler au mieux la variation de polarisation d'un système de transmission réel et d'un modulateur acousto-optique pour piloter le retour de la boucle à recirculation. Un module de compensation de la dispersion chromatique pourra être inséré entre les deux étages de l'amplificateur en fin de tronçon, pour faire varier le régime de dispersion du signal. On note que la synchronisation des déclencheurs devra être ajustée pour chaque régime de dispersion car l'ajout de fibre à compensation de dispersion modifie la longueur de la boucle et donc le temps de boucle (1 km $\sim$ 5 μs) d'une quantité suffisante pour perdre la synchronisation à la demi-séquence près.

La partie réception est constituée d'un amplificateur auquel on a placé un filtre optique entre les deux étages pour sélectionner le canal que l'on souhaite ré-amplifier avant réception, en l'occurrence ici notre canal de test. Pour obtenir une mesure plus large spectralement des distorsions non linéaires et ne pas être pénalisé par les bords du filtre, il sera réglé sur une largeur de 100 GHz. Il laissera passer une partie des canaux adjacents, mais ne posera aucun problème de diaphonie avec l'utilisation de la détection cohérente. Pour finir, le signal vient battre avec un laser à cavité externe comme oscillateur local dans un mixeur cohérent en espace libre. Les huit sorties sont détectées via 4 photodiodes balancées de 70 GHz branchées à un oscilloscope de bande passante 65 GHz et de fréquence d'échantillonnage de

160 GS/s sur 8 bits. La grande bande passante de l'oscilloscope n'est pas nécessaire pour la réception du signal en lui-même (avec un signal à 32.48 GBd et un filtre RRC d'affaiblissement (roll-off) 0.1, une bande passante de 17 GHz aurait été suffisante), mais l'oscilloscope possède une mémoire suffisamment importante de 1 GS par voie pour mesurer le champ jusqu'à 20 tours de boucle. La grande bande passante de l'oscilloscope pourra être utilisée en modifiant le traitement numérique à la réception et ainsi accéder aux distorsions sur une bande plus large.

A titre d'information, une réalisation dans une configuration précise génère 1.4 Go de données à traiter : 21 segments (20 tours + l'injection) de 100 μs échantillonnés à 160 GS/s sur 8 bit et sur 4 voies. Sachant que l'on réalise 3 acquisitions pour chaque configuration pour éviter des problèmes de synchronisation, et que pour chaque régime de dispersion on mesure le système dans 8 configurations de puissance. J'ai également fait varier le nombre de canaux : mono-canal, 21 canaux et 80 canaux ; le type de fibre : LEAF et SMF ; et plusieurs régimes de dispersion : 5 régimes différents pour la LEAF et 2 régimes différents pour SMF. Au total ceci donne plus de 1 To de données à traiter numériquement.

Chaque séquence récupérée de l'oscilloscope est constituée de plusieurs segments de 100 μs chacun échantillonnés à 160 GS/s. Le premier segment contient le champ à l'injection et les segments suivants le champ après les différents tours de boucle. Ayant un unique tronçon dans notre boucle, ceci revient à avoir le champ après chaque tronçon. Je vais dans un premier temps synchroniser les différents segments à la demi-séquence des données près à l'aide du marqueur, comme décrit dans la section précédente. Un traitement numérique standard est réalisé pour corriger la dispersion, dé-multiplexer les polarisations, et compenser l'écart en fréquence et en phase de la porteuse. Les champs du signal distordu sont ensuite synchronisés à l'aide de corrélations avec la séquence des données envoyées, que l'on retire suivant la méthode en phase et en quadrature (voir section 2.2). Finalement, il nous est maintenant possible d'analyser seulement les distorsions d'un même morceau de champ optique se propageant tronçon après tronçon dans notre ligne de transmission.

4.3.3 Auto-corrélation et PSD des distorsions au cours de la propagation

Je présente à la suite quelques premières analyses des distorsions du champ optique obtenues à l'aide de cette nouvelle méthode de mesure. La méthode permet

d'extraire bien plus que ce qui sera présenté ici. Le traitement des données est toujours en cours et fera l'objet d'une publication ultérieure.

Pour mieux comprendre la corrélation des distorsions et en particulier sa dépendance à la dispersion, je vais commencer par déterminer les traces d'auto-corrélation temporelle des distorsions qu'un signal mono-canal a subi au cours de sa propagation dans des tronçons de LEAF pour différents régimes de dispersion. Le résultat des auto-corrélations temporelles est représenté sur la figure 4.12. La colonne de gauche représente l'auto-corrélation des distorsions dans un régime linéaire, ici 0 dBm de puissance totale, principalement constituées du bruit d'ASE. La colonne de droite, au contraire, représente l'auto-corrélation des distorsions dans un régime non-linéaire, ici 10 dBm de puissance totale, dont la variance de bruit d'ASE est négligeable devant la variance des distorsions non-linéaires. Du haut vers le bas, on fait varier le régime de dispersion en augmentant la RDPS à l'aide du module de compensation de dispersion variable dans la boucle (en diminuant la compensation).

Pour commencer, on observe que dans le régime linéaire, quel que soit la RDPS, l'auto-corrélation du bruit est nulle quel que soit le décalage, exceptée en 0 où il est par définition égal à 1. Le bruit dans le régime linaire est très majoritairement un bruit d'ASE qui est blanc, d'où le fait que l'auto-corrélation soit nulle partout sauf en 0. Dans le régime non-linéaire, on observe que l'auto-corrélation n'est pas nulle en particulier pour des faibles décalages temporels de quelques symboles à l'exception du B2B qui est totalement blanc. On en déduit que les distorsions non-linéaires ne peuvent pas être assimilées à un bruit blanc. On peut remarquer que les distorsions s'étalent sur les symboles adjacents sous l'effet de la dispersion et modifient les propriétés du bruit. Pour une RDPS nulle, l'effet de la dispersion est apporté uniquement par la dispersion des tronçons de fibre. La dispersion cumulée du signal est ramenée à une valeur nulle après chaque tronçon, elle ne peut donc pas excéder 400 ps/nm, celle d'un tronçon pour la LEAF. A une fréquence de modulation de 32.5 GBd et une forme spectrale rectangulaire, la largeur du signal ne dépasse pas les 0.3 nm. Donc l'étalement des impulsions n'excède pas les 120 ps, c'est-à-dire moins de 4 symboles, c'est bien ce que l'on observe sur l'auto-corrélation avec une RDPS nulle. Lorsque la RDPS augmente l'étalement temporel des distorsions non-linéaires croît, de même que pour une RDPS non-nulle lorsqu'on augmente le nombre de tronçon. D'où le fait que les traces d'auto-corrélation s'étendent sur plusieurs symboles.

Pour observer le phénomène des distorsions non-linéaires entre les canaux, on passe d'une transmission mono-canal à une transmission de 21 canaux PDM-QPSK à

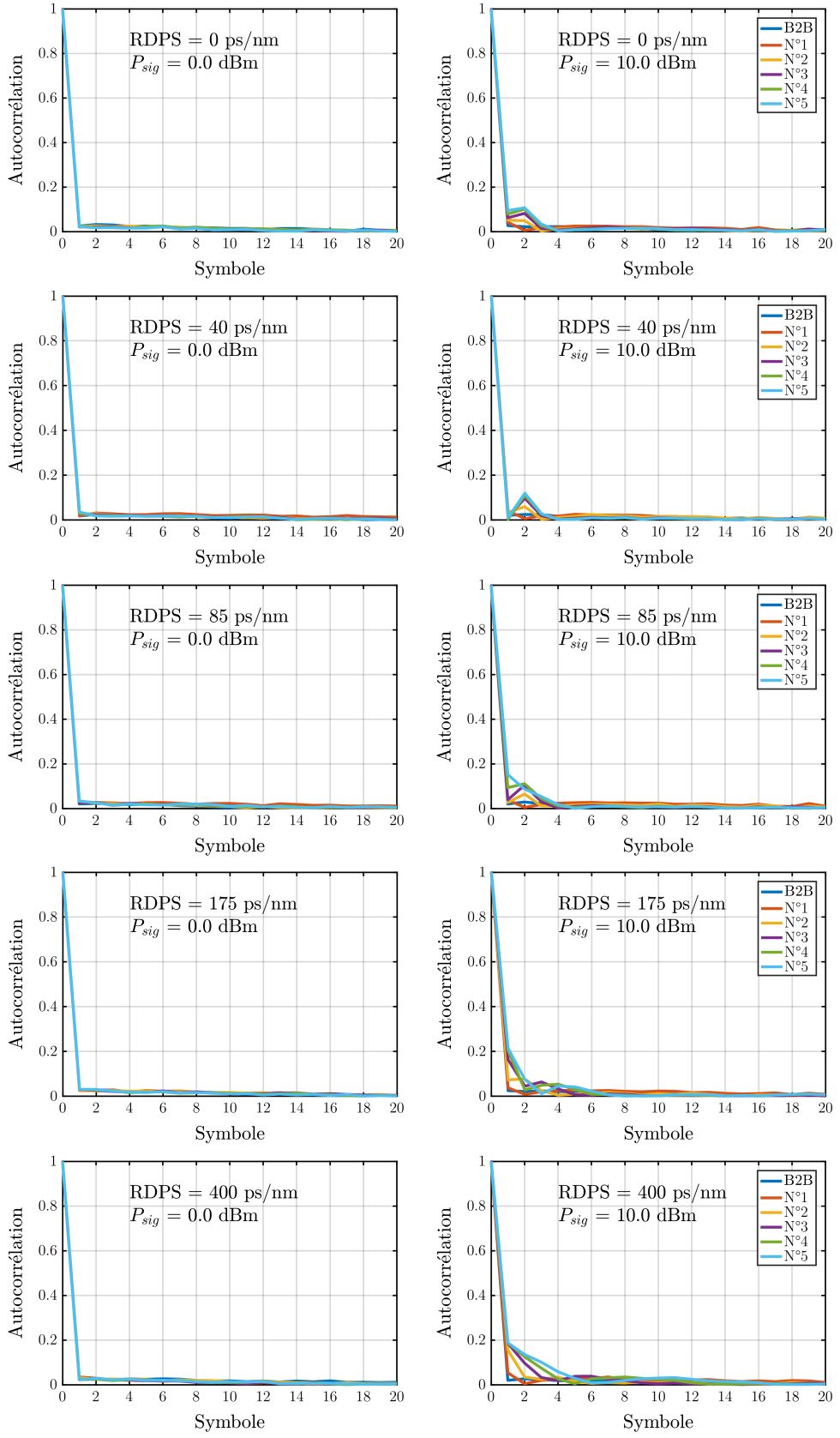

FIGURE 4.12: Auto-corrélation des distorsions du signal pour une transmission mono-canal sur LEAF dans différents régimes de dispersion.

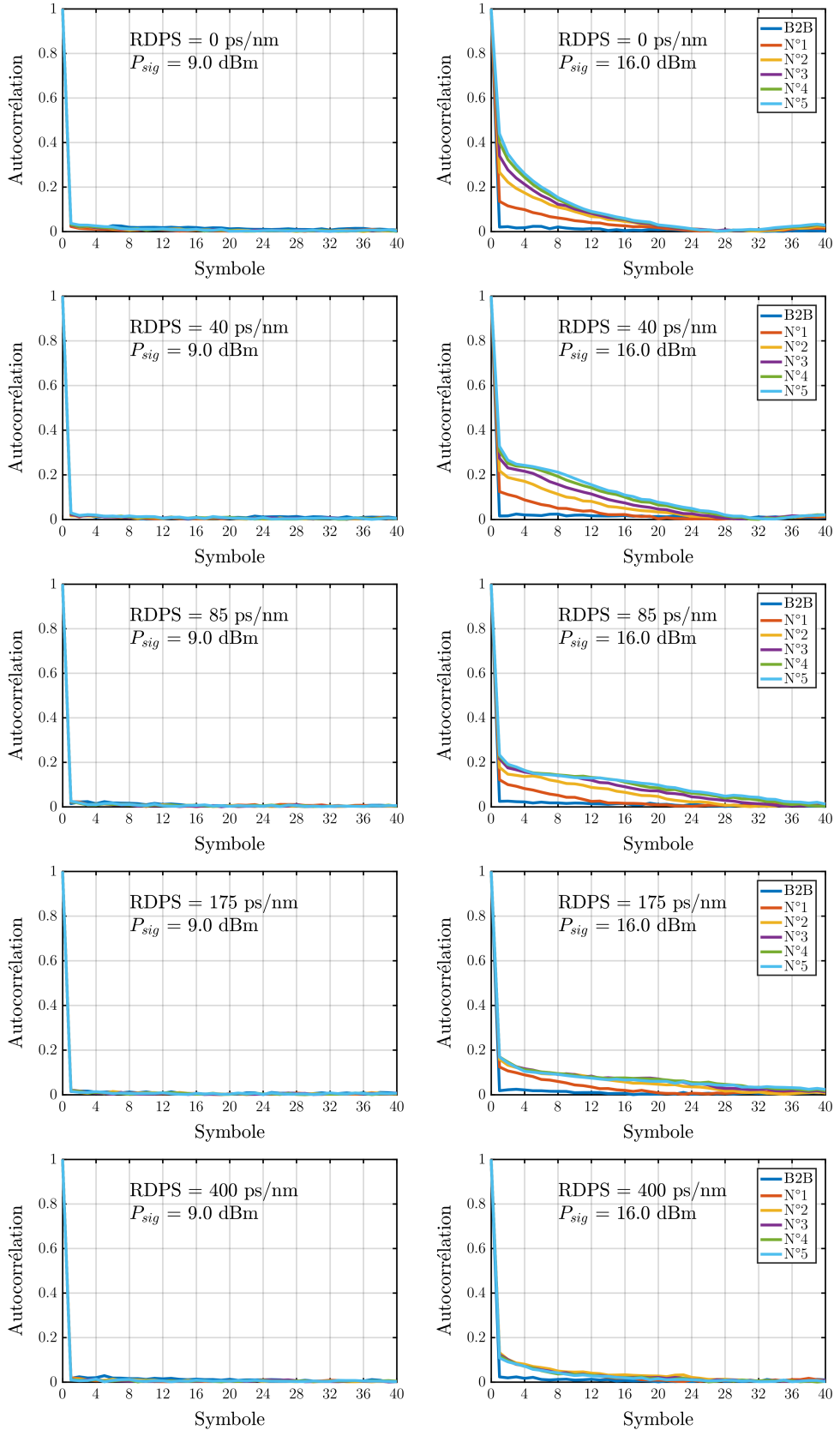

FIGURE 4.13: Auto-corrélation des distorsions du signal pour une transmission de 21 canaux sur LEAF dans différents régimes de dispersion.

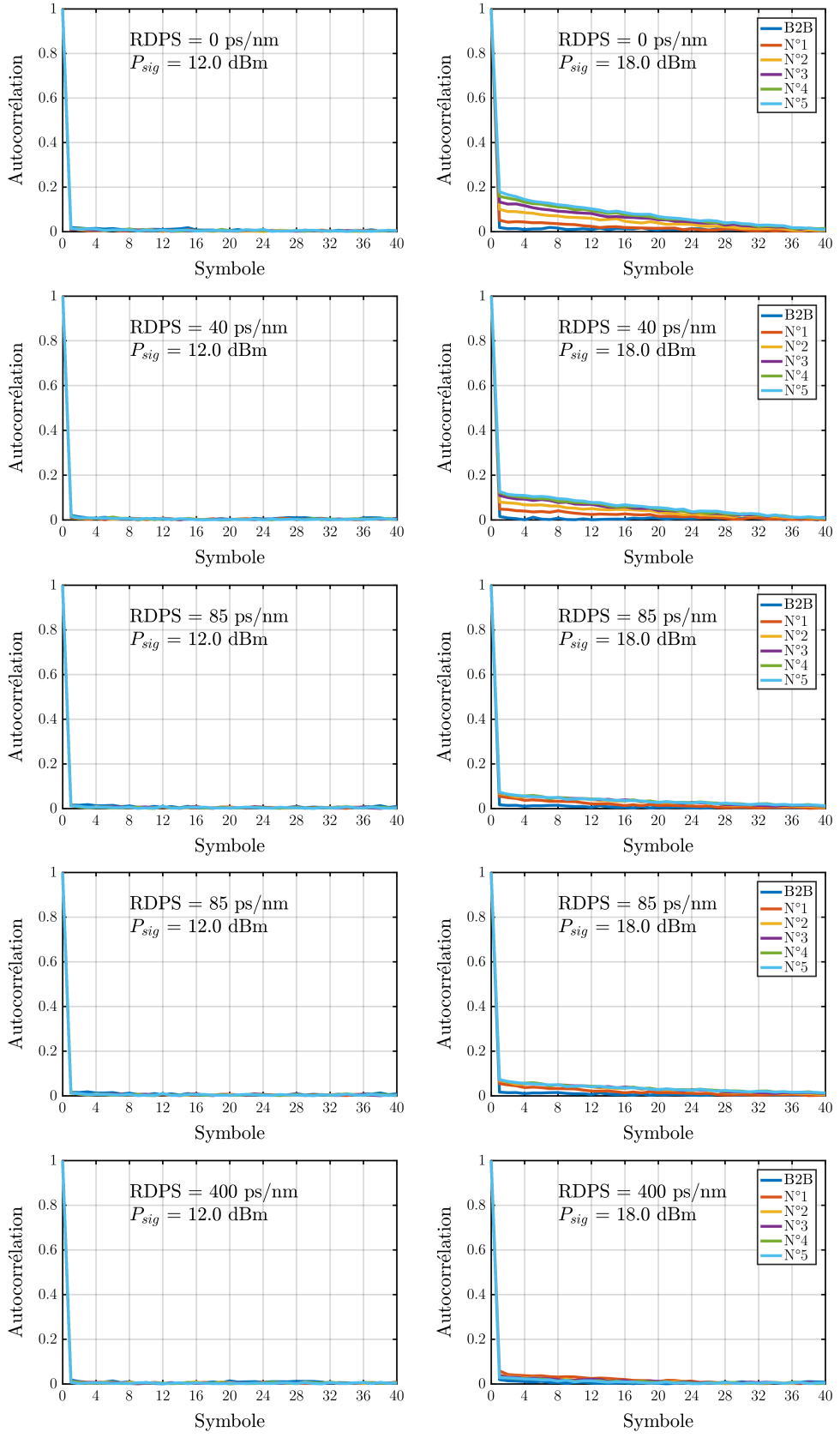

FIGURE 4.14: Auto-corrélation des distorsions du signal pour une transmission de 80 canaux sur LEAF dans différents régimes de dispersion.

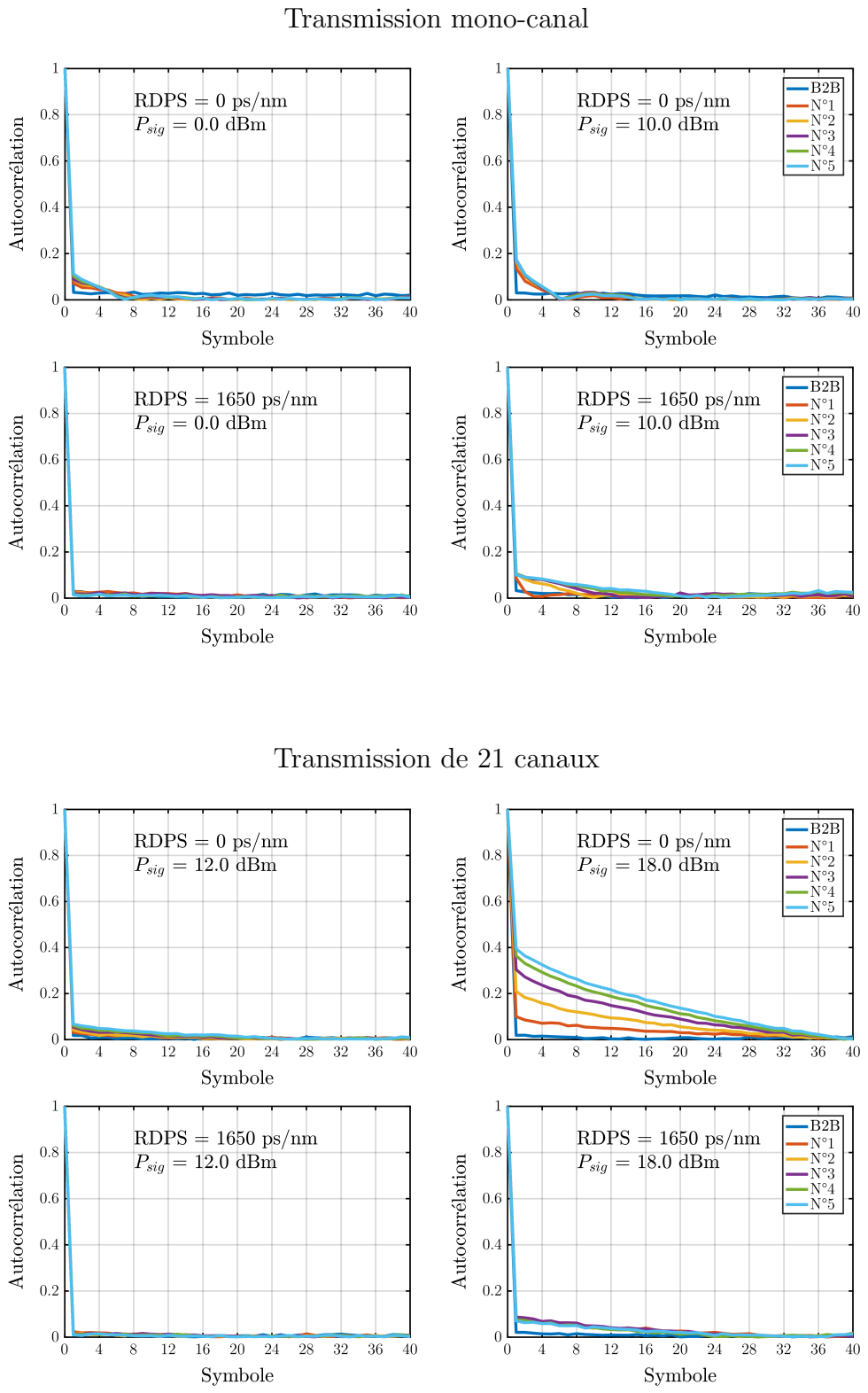

FIGURE 4.15: Auto-corrélation des distorsions du signal pour une transmission mono-canal et de 21 canaux sur SMF dans deux régimes de dispersion.

32.5 GBd espacés de 50 GHz. Sur la figure 4.13, le résultat des auto-corrélations des distorsions est représenté après chaque tronçon, comme pour le mono-canal. De la même manière, on observe dans le régime linéaire que les distorsions sont totalement blanches car issue du bruit d'ASE des amplificateurs. Dans le régime non-linéaire, la corrélation des distorsions entre les symboles adjacents est beaucoup plus importante que pour la transmission mono-canal et elle augmente à mesure que la RDPS tend vers 0. De plus, en lien avec l'augmentation de la bande spectrale par l'ajout de canaux supplémentaires, l'étalement temporel des distorsions avec la dispersion est beaucoup plus important pour les faibles RDPS (on notera que l'échelle horizontale a doublé par rapport au cas mono-canal). On remarque cependant un régime pour lequel l'auto-corrélation commence à diminuer, entre 40 ps/nm et 85 ps/nm et lorsque la RDPS croît. Ce que l'on observe est la conséquence de la dispersion du signal et l'augmentation du nombre de canaux qui rend le processus de génération des distorsions de plus en plus aléatoire et blanc. Sur la figure 4.14 la transmission est passée à 80 canaux. Le régime linéaire conserve un bruit parfaitement blanc, pour toutes les RDPSs. Dans le régime non-linéaire, l'étalement temporel des distorsions sur les symboles est encore plus important avec l'augmentation du nombre de canaux, et devient de plus en plus blanc lorsque que l'on augmente la RDPS de la ligne de transmission. Pour une RDPS de 400 ps/nm et 80 canaux, on peut considérer dans ce cas que les distorsions peuvent totalement être assimilées à un bruit blanc, qui est l'une des hypothèses majeures du modèle gaussien [51]. Ces résultats ont permis de montrer de façon expérimentale les intuitions physiques du modèle gaussien.

Des mesures identiques ont été réalisées avec un tronçon de SMF, représentées sur la figure 4.15, pour une transmission mono-canal et de 21 canaux, et chacune pour deux valeurs de RDPS, totalement DM (RDPS = 0 ps/nm) et DU (RDPS = 1650 ps/nm). On observe un comportement semblable au cas de la LEAF à la différence près que la SMF est une fibre plus dispersive et donc que les distorsions s'étalent d'autant plus sur les symboles adjacents. Là où l'auto-corrélation de la LEAF, pour 21 canaux à 5 tronçons de RDPS nulle, s'étalait sur 26 symboles (figure 4.13), l'auto-corrélation de la SMF, dans les mêmes conditions, s'étale sur quasiment 40 symboles. Le ratio aurait pu être semblable à celui des dispersions locales des fibres. Cependant, les conditions de puissances ne sont pas les mêmes et les distorsions non-linéaires sont beaucoup moins fortes en fin de tronçon là où la dispersion cumulée est la plus élevée pour la SMF.

Nous venons d'étudier l'auto-corrélation des distorsions, il n'y a donc qu'un pas vers la PSD des distorsions. Nous allons nous concentrer en particulier sur celles

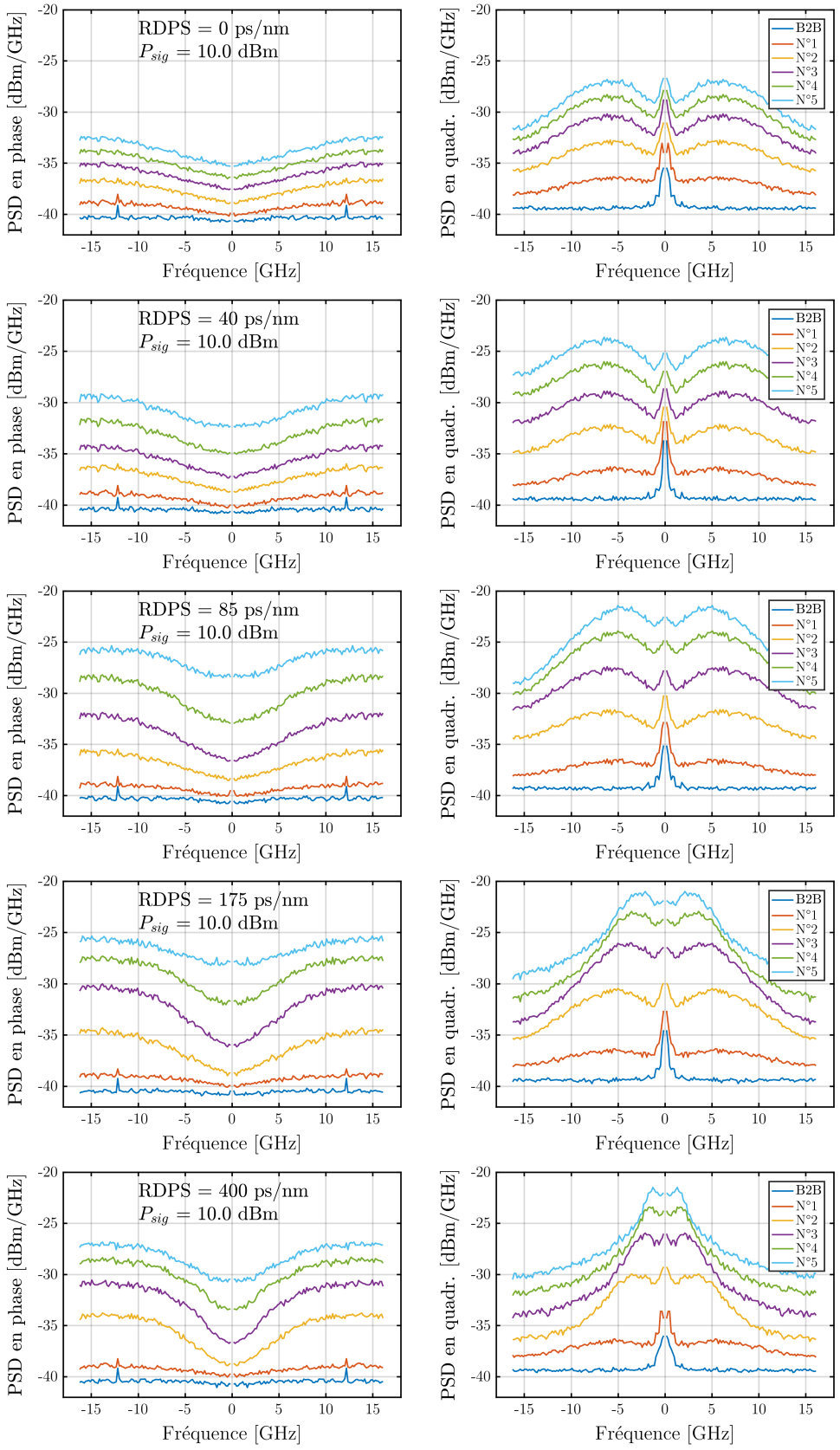

FIGURE 4.16: PSD des distorsions du signal en phase et en quadrature, pour une transmission mono-canal sur LEAF dans différents régimes de dispersion.

dans un régime non-linéaire. Je rappelle que la PSD est la transformée de Fourier de la fonction d'auto-corrélation. Il n'y a qu'à appliquer la transformée de Fourier sur les résultats obtenus précédemment. Toutefois, pour améliorer la qualité de la mesure de la PSD nous allons moyenner les auto-corrélations de plusieurs morceaux du champ des distorsions.

La figure 4.16 représente les PSD des distorsions d'une transmission mono-canal dans un régime non-linéaire de 10 dBm de puissance totale pour plusieurs régimes de dispersion. Dans chaque configuration, on montre la PSD des distorsions cumulées pour une transmission B2B, après un tronçon de fibre (N°1), deux tronçons (N°2) et jusqu'à cinq tronçons de fibre LEAF (N°5). Par exemple, la PSD après deux tronçons est donc la cumulée des PSDs en B2B, du premier tronçon et du second tronçon. C'est pourquoi la PSD est nécessairement croissante tronçon après tronçon (sans compensation des distorsions en ligne). On remarque dans un premier temps une quantité importante de basses fréquences sur la PSD en quadrature. Ce bruit en quadrature provient principalement du bruit de phase des lasers non compensé par la CPE fixée à 150 taps, dont la fréquence de coupure est plus faible devant les variations rapides résiduelles du laser [96]. Il ne peut pas provenir d'un processus non-linéaire car il est présent même en B2B. La fréquence de coupure du filtre de la CPE est d'environ 300 MHz en considérant la formule (9) de l'article [96]. Même si les largeurs de raie du laser d'émission et de l'oscillateur local sont inférieures à 100 kHz, il demeure un bruit en phase du laser à haute fréquence jusqu'à 800 MHz qui est non filtré par la CPE.

Dans le cas d'une transmission mono-canal, j'observe que la PSD en phase reste relativement plate pour les faibles RDPSs, et au contraire se creuse au centre pour les faibles fréquences lorsque la RDPS augmente. Pour une RDPS nulle, la PSD en quadrature est sensiblement identique au cours de la propagation, qui peut s'expliquer par le fait que le signal possède une dispersion identique en entrée de chacun des tronçons de la transmission et donc cumule une distorsion identique sur chaque tronçon. Pour des RDPS non nulles, la PSD en quadrature a tendance à devenir de plus en plus piquée selon que l'on se propage tronçon après tronçon. Le phénomène et d'autant plus important que la RDPS est grande jusqu'au cas extrême d'une transmission DU (RDPS = 400 ps/nm). Une PSD plus piquée veut dire également une auto-corrélation plus large, ce que l'on avait noté sur la figure 4.12.

4.3.4 Corrélation des distorsions entre les tronçons

Un des grands intérêts de cette expérience et de capturer la même section du champ se propageant tronçon après tronçon. Elle a donc la capacité de pouvoir nous donner les corrélations croisées des distorsions entre les différents tronçons. On détermine la corrélation croisée entre les tronçons de la même manière que pour l'auto-corrélation dans la section précédente à la différence près que l'on prend une section du champ après N tronçons et après N+1 tronçons et on en calcule la corrélation, comme à l'équation (4.1). Le résultat, ici, est montré en figure 4.17 pour une transmission de 21 canaux sur LEAF, dans deux régimes de puissances, linéaire à gauche et non-linéaire à droite, et pour différentes valeurs de dispersions résiduelles par tronçon.

On observe que la corrélation croisée en zéro croît au court de la propagation quel que soit la RDPS et le régime de puissance. Dans le régime linéaire, obtenir une corrélation non nulle signifie que les distorsions liés à l'ASE sont corrélées, ce qui peut être perturbant. Ceci est explicable car le champ après le tronçon N+1 possède également l'ASE accumulé sur les N premiers tronçons, qui est donc totalement corrélé avec les distorsions du tronçon N. Toujours dans le régime linéaire, on vérifie bien que pour un décalage d'un symbole la corrélation retombe à une valeur nulle, qui montre bien que l'ASE est bien un bruit blanc. Dans le régime non-linéaire la corrélation en zéro montre le même comportement que pour le régime linéaire. Une grande partie des distorsions, qu'elles soient de l'ASE ou provenant de l'effet Kerr, du tronçon N+1 sont corrélées avec le tronçon N. Pour pouvoir déterminer la corrélation entre deux tronçons individuellement, il faudrait pouvoir "retirer" les distorsions des tronçons précédents pour ne conserver que les distorsions du tronçon N et du tronçon N+1. Je suis actuellement en train d'explorer une technique basée sur cette expérience pour pouvoir obtenir la distorsion générée par chaque tronçon individuellement et ainsi déterminer les corrélations. On note toujours, comme pour l'auto-corrélation, dans le régime non-linéaire une corrélation temporelle importante qui atteint plusieurs dizaines de symboles et s'accroît avec la RDPS. De plus, on observe également une décorrélation des distorsions dans le régime non-linéaire lorsque la RDPS augmente, comme attendu.

Cette expérience peut nous donner encore beaucoup d'information sur les propriétés des distorsions, qu'elles proviennent de l'ASE ou des effets Kerr. On peut citer les distorsions individuelles générées par chaque tronçon, leurs corrélations et leurs densités spectrales de puissance. Les effets de la dispersion modale de polarisation, *polarization mode dispersion* (PMD) peuvent aussi être évalués [100].

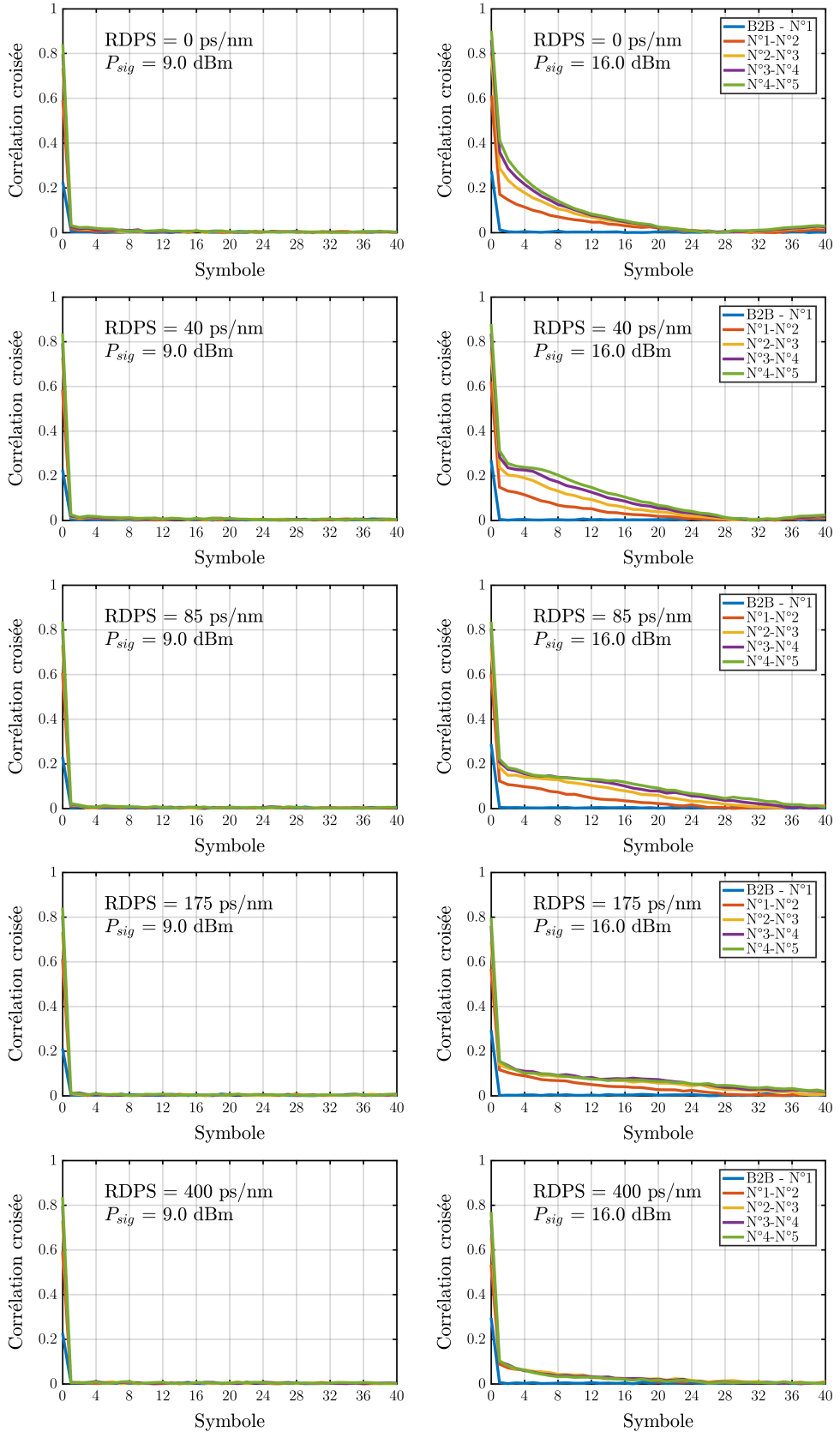

FIGURE 4.17: Corrélation des distorsions entre deux tronçons consécutifs, pour une transmission de 21 canaux sur LEAF.

4.4 Validation de la prédiction de performance

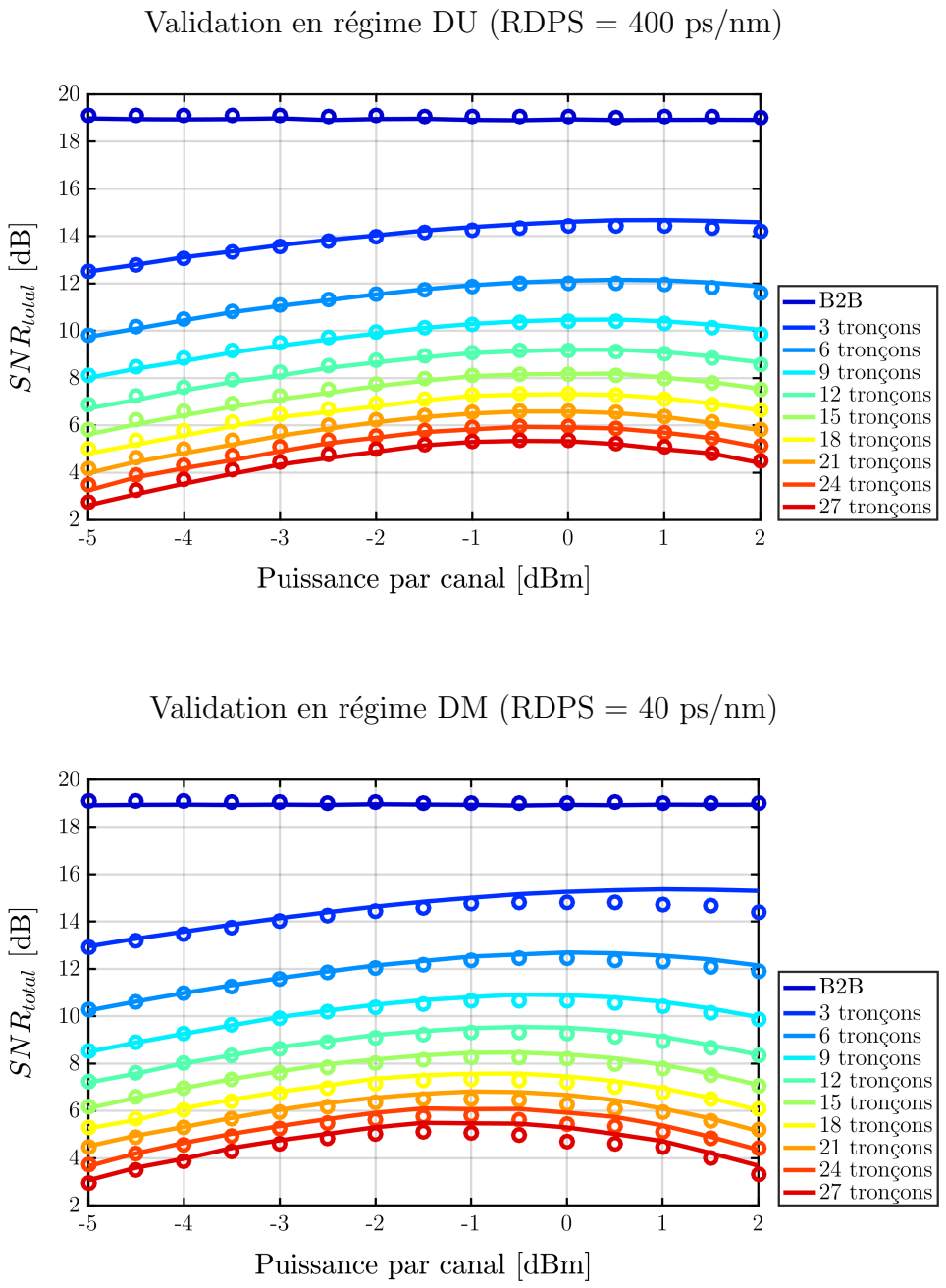

FIGURE 4.18: Validation du modèle sur une transmission de 80 canaux PDM-QPSK à 32.5 GBd sur des liens de 3 à 27 tronçons de fibre LEAF. En haut, les liens sont non gérés en dispersion (DU, RDPS = 400 ps/nm), en bas, les liens sont gérés en dispersion (DM, RDPS = 40 ps/nm). Les cercles représentent les points de mesures et les lignes continues le modèle.

L'ensemble de ces travaux et d'autres travaux confidentiels ont permis d'arriver à un modèle complet permettant la prédiction de la performance de n'importe

quel lien d'un réseau hétérogène en type de fibre et en régime de dispersion. L'estimation de la performance est réalisée en moins d'une milliseconde sur un ordinateur standard. Je ne suis autorisé, pour des raisons de confidentialité, à ne montrer que la validation de notre modèle pour une transmission de 80 canaux PDM-QPSK à 32.5 GBd sur des liens constitués de tronçons de type LEAF en régime DU (RDPS = 400 ps/nm) et en régime DM avec 40 ps/nm de RDPS, représentée sur la figure 4.18.

Sur la figure 4.18, les marqueurs représentent la performance réelle mesurée expérimentalement du système à différentes distances et puissances de signal, que l'on compare à la prédiction du modèle en trait plein. Quel que soit le régime de dispersion, la puissance du signal et la distance de propagation, la performance est prédite avec une précision meilleure que 0.5 dB. L'écart le plus important est trouvé dans le régime non-linéaire d'une transmission DM de trois tronçons. Mise à part ce cas extrême, qui laisse apercevoir les limites du modèle, la prédiction de la performance dans tous les autres cas est bien meilleure, avec une erreur inférieure à 0.2 dB. De plus, à la puissance la plus intéressante, la puissance au NLT, peu importe la configuration et la distance, la performance est prédite parfaitement toujours avec moins de 0.2 dB d'erreur.

4.5 Conclusion

Ce chapitre a mis en évidence expérimentalement des propriétés des distorsions non-linéaires essentielles à la mise en place d'un modèle pour la prédiction de la performance. L'utilisation d'outils de mesure associés à des configurations expérimentales particulières, par excès de bruit dans un premier temps, a permis d'estimer les corrélations des distorsions non-linéaires entre tronçons. Nous avons pu montrer que dans le cas d'une transmission non gérée en dispersion, les contributions de chacun des tronçons peuvent être considérées comme totalement indépendantes. Ainsi il est facile d'en prédire la performance, en sommant la contribution de chacun des tronçons, dont la contribution élémentaire a été estimée dans le chapitre 3. On aboutit ainsi à une variante du modèle gaussien. Ma contribution la plus importante sur ce sujet a été la quantification de façon expérimentale de la corrélation des distorsions non-linéaires lorsque la dispersion est compensée totalement ou partiellement en ligne pour les systèmes cohérents. Malgré le biais constaté sur la corrélation des distorsions non-linéaires, j'ai pu fixer une limite de validité du modèle ne prenant en compte que l'estimation des variances des distorsions non-linéaires et négligeant des corrélations des bruits.

Cette limite, fixée autour de 60 ps/nm de dispersion résiduelle par tronçon, est importante car un nombre conséquent de liens fonctionnent, encore aujourd'hui, avec des dispersions résiduelles de 40 ps/nm voir inférieur. Ainsi, pour la prédiction de la quasi-totalité des liens gérés en dispersion, il sera nécessaire de prendre en compte un estimateur de la corrélation des distorsions non-linéaires entre elles, pour ne pas excéder 0.5 dB d'erreur.

Ayant l'ambition d'aller plus loin dans la mesure des distorsions non-linéaires et de ses propriétés, j'ai développé une nouvelle technique de mesure qui a nécessité un investissement conséquent sur la mise en place expérimentale. Dans le domaine des télécommunications optiques, une capture du champ optique au cours de sa propagation le long d'un lien de transmission n'a encore jamais été proposée. Même si par manque de temps, je n'ai pu achever le traitement et l'analyse de l'ensemble des résultats obtenus à la suite de cette expérience, les premiers résultats sont prometteurs et ont permis de mettre en évidence des propriétés très intéressantes, tel que l'auto-corrélation des distorsions non-linéaires ou la corrélation entre les distorsions.

La volonté de résoudre de façon expérimentale une problématique sur les distorsions non-linéaires a finalement débouché sur une nouvelle technique de mesure transposable à n'importe quelle distorsion dont les capacités ne sont pas limitées au domaine des télécommunications optiques.

Enfin, une validation du modèle couplé aux estimateurs, a été donnée comme preuve de la précision du modèle développé, dans deux configurations de lien différentes. On y montre une prédiction de la performance avec une erreur inférieure à 0.5 dB sur le rapport signal à bruit dans toutes les situations mesurées et même inférieur à 0.2 dB dans la très grande majorité des mesures effectuées.

Conclusion

Posséder un estimateur rapide de la performance des liens de transmission optique est un élément essentiel des futurs réseaux optiques élastiques reconfigurables, et plus spécifiquement en vue de leur automatisation. Pour construire un tel outil de prédiction, la prise en compte de tous les effets physiques, linéaires et non-linéaires, d'une transmission sur fibre optique est indispensable. La difficulté a résidé dans l'établissement d'un estimateur de la contribution des distorsions non-linéaires provenant des effets Kerr accumulées dans la fibre optique. La variété des régimes de propagation, en particulier la gestion de la dispersion chromatique, a rendu l'étude et la construction d'un estimateur de la performance très délicat. Effectivement, on retrouve dans les réseaux d'aujourd'hui des régimes de propagation totalement opposés l'un de l'autre : le régime géré en dispersion, *dispersion managed* (DM) qui tente de contenir l'intégrité des impulsions, et le régime non-géré en dispersion, *dispersion unmanaged* (DU) qui au contraire laisse les impulsions s'étaler sur des centaines d'impulsions voisines.

Dans un premier temps, j'ai étudié et cherché à déterminer la performance globale du système de transmission, à partir de la constellation à la réception, quelles que soient l'origine des distorsions que l'on peut rencontrer dans les réseaux d'aujourd'hui. En introduisant la notion de bruit à l'aide de l'optique statistique, j'ai pu justifier que dans la majorité des liens DU dont la dispersion est très importante, les distorsions optiques peuvent être assimilées à un bruit blanc gaussien additif, *additive white gaussian noise* (AWGN). Cependant, il existe des liens réalistes dans lesquels les distorsions ne vérifient pas une telle hypothèse. J'ai donc étudié leurs impacts sur l'estimation de la performance en fonction des écarts possibles de la distribution des distorsions avec celle d'une distribution circulaire et gaussienne. Dans les différentes situations, j'ai proposé une solution prenant en compte l'écart observé. Je garantis de cette manière le fonctionnement de l'estimateur de performance sur la constellation dans l'ensemble des liens possibles.

Dans un second temps, à l'aide d'une expérience impliquant un unique tronçon de fibre et les outils développés précédemment, j'ai mis en évidence la contribution élémentaire des distorsions non-linéaires provenant des effets Kerr sur un tronçon. Pour cette mesure, il a été indispensable de caractériser l'ensemble des autres bruits et distorsions d'une transmission, ainsi que leur incertitude pour accéder aux distorsions non-linéaires. Effectivement, j'ai montré qu'il était essentiel de limiter la contribution des autres bruits et distorsions pour obtenir une bonne précision de mesure sur les distorsions non-linéaires. En conséquence, j'ai choisi d'émuler la dispersion cumulée du signal de façon numérique au niveau du transmetteur pour conserver la plus faible dégradation de la performance possible. Néanmoins, j'ai également dû caractériser son impact sur la performance pour assurer la fiabilité de la mesure des distorsions non-linéaires. Les caractérisations réalisées confirment la dépendance des distorsions non-linéaires avec le carré de la puissance du signal, même sur un unique tronçon de fibre. De plus, il a été possible pour la première fois d'évaluer expérimentalement le coefficient non-linéaire et de déterminer sa dépendance avec la dispersion cumulée du signal. J'ai également mis en évidence l'impact des algorithmes de récupération de phase sur une potentielle compensation des effets non-linéaires en fonction du régime de dispersion. La détermination du coefficient non-linéaire est un élément majeur pour la construction d'un estimateur des distorsions non-linéaires d'un lien complet.

Ensuite, à l'aide d'une autre expérience basée sur une transmission sur deux tronçons de fibre, j'ai pu mettre en évidence pour la première fois des corrélations non nulles entre les distorsions non-linéaires générées par différents tronçons d'un lien de transmission. J'ai pu montrer que dans le cas d'un lien DU, les différentes contributions élémentaires de chaque tronçon peuvent être considérées comme indépendantes. Au contraire, dans le cas d'une transmission DM en fonction de la dispersion résiduelle par tronçon, *residual dispersion per span* (RDPS), il est nécessaire de prendre en compte un terme de corrélation pour prédire de manière correcte la performance de notre lien. Une limite de validité du modèle ne prenant en compte que les contributions individuelles a été fixée autour de 60 ps/nm de RDPS.

Finalement, pour obtenir un estimateur plus précis de la corrélation entre les distorsions non-linéaires entre tronçons et des propriétés sur l'auto-corrélation temporelle des distorsions, j'ai développé une nouvelle technique de mesure des distorsions du champ optique. Les premiers résultats présentés dans ce manuscrit montrent des propriétés intéressantes sur l'auto-corrélation temporelle des distorsions, la densité spectrale de puissance en fonction de la dispersion cumulée et la

corrélation entre les distorsions générées sur deux tronçons consécutifs.

Les analyses expérimentales, que j'ai réalisées pendant ma thèse, ont apporté de nouvelles connaissances sur les propriétés et le comportement des distorsions non-linéaires accumulées le long de la ligne de transmission, en particulier en fonction de la dispersion cumulée du signal. Pour cela, j'ai conçu des expériences, dont les paramètres étaient maitrisés, et développé de nouvelles techniques de mesures, dans le but d'accéder avec la précision requise aux distorsions du signal. Les mesures des distorsions non-linéaires et leurs caractérisations m'ont permis d'établir un estimateur fonctionnant quel que soit le régime de dispersion d'un système de transmission cohérent.

Mon ambition de résoudre de façon expérimentale une problématique complexe sur les distorsions non-linéaires a débouché sur une nouvelle approche de mesure transposable à n'importe quelle distorsion qui ne se limite pas au domaine des télécommunications optiques.

Perspectives

Mon souhait serait d'aller plus loin dans la mesure des distorsions non-linéaires et de ses propriétés pour accroître notre compréhension sur la déformation du champ optique au cours de sa propagation. Les algorithmes de réception pourraient bénéficier de cette nouvelle connaissance a priori pour compenser tout ou partie de ces effets, de mieux concevoir les liens de transmission et a minima améliorer nos estimateurs de performance. Le développement d'outils de surveillance et l'utilisation de ces estimateurs nous permettraient également de mieux connaître les paramètres physiques des liens du réseau.

Comme présenté au chapitre 4, j'ai développé une nouvelle technique de mesure qui permet une capture du champ optique au cours de sa propagation le long d'un lien de transmission. Les résultats obtenus à la suite de cette expérience n'ont pas encore tous été traités. Il reste encore beaucoup d'information à extraire, telles que la densité spectrale de puissance des distorsions et la corrélation entre les distorsions générées par chaque tronçon du lien sans se limiter à la résultante des distorsions cumulées après chaque tronçon. Par ailleurs, la grande bande passante de l'oscilloscope associée à un traitement numérique adapté, nous permettrait d'accéder aux composantes haute fréquence des distorsions et ainsi déterminer la distorsion non-linéaire sur les canaux adjacents. Cette technique n'est pour le moment applicable uniquement en laboratoire à l'aide d'une boucle à recirculation. J'envisage de l'adapter pour la rendre applicable aux réseaux commerciaux et de l'utiliser comme un outil de supervision de la qualité de transmission. On disposerait ainsi d'une connaissance bien supérieure de la performance que le simple taux d'erreurs, pour la reconfiguration et l'adaptation des transpondeurs élastiques.

Annexe A

Rapport signal sur bruit optique - OSNR

Le rapport signal sur bruit optique, *optical signal-to-noise ratio* (OSNR) est l'un des principaux paramètres permettant de déterminer la qualité de la transmission d'un lien au récepteur ou en tout point d'une transmission. Il représente le niveau de puissance du signal par rapport au niveau de puissance de bruit généré par l'émission spontanée amplifiée, *amplified spontaneous emission* (ASE) provenant des différents éléments tels que les amplificateurs à fibre dopée erbium (EDFAs). A l'optimum de performance d'un système cohérent et utilisant le modèle gaussien [51], il contribue pour environ 2/3 du bruit total [57], il est donc important de bien savoir le mesurer.

A.1 Définition de l'OSNR

On définit l'OSNR dans une certaine bande de fréquence B_{ref}, car le bruit d'ASE est considéré comme blanc et donc occupe une bande spectrale quasi infinie [27]. L'ASE est également un bruit non polarisé et se manifeste de façon identique sur les deux polarisations du signal. Il s'exprime de la façon suivante :

$$OSNR_{B_{ref}} = \frac{P_{sig}}{P_{ASE,B_{ref}}} = \frac{P_{sig}}{N_0 \times B_{ref}} \tag{A.1}$$

avec P_{sig} la puissance du signal, $P_{ASE,B_{ref}}$ la puissance de bruit d'ASE comprise dans la bande de fréquence B_{ref} et N_0 la densité spectrale de bruit d'ASE. Il est

possible de déterminer l'OSNR après un amplificateur en fonction de la puissance du signal en entrée $P_{sig_{in}}$, le gain de l'amplificateur G et le facteur de bruit de l'amplificateur F :

$$OSNR_{B_{ref}} = \frac{G \cdot P_{sig_{in}}}{F \cdot h\nu B_{ref}} \tag{A.2}$$

où $h\nu = \frac{hc}{\lambda}$ représente l'énergie d'un photon, avec h la constante de Planck, ν la fréquence du photon, λ sa longueur d'onde et c la vitesse de la lumière dans le vide. En règle générale, l'OSNR est donnée dans une bande de 0.1 nm, ainsi la bande de référence B_{ref} vaut $B_{ref} = 0.1 \text{ nm} \cdot \frac{c}{\lambda^2} = 12.5$ GHz (à $\lambda = 1550$ nm).

A.2 Principe de mesure de l'OSNR

A.2.1 Généralités

L'OSNR se mesure à l'aide d'un analyseur de spectre optique, *optical spectrum analyzer* (OSA). Avec cet instrument, on peut déterminer facilement la densité spectrale de puissance, *power spectral density* (PSD) du signal et celle du bruit d'ASE. Cependant, l'OSNR ne se lit pas directement sur la majorité des OSAs, il est nécessaire d'effectuer plusieurs mesures et de le calculer. Il faut être prudent lorsqu'on mesure un OSNR, on ne peut pas simplement prendre le niveau de puissance du signal et le niveau de puissance du bruit que l'on lit sur l'OSA, il faut prêter attention à la bande d'intégration, i.e. la résolution, de l'OSA. Par ailleurs, mesurer un OSNR dans certaines conditions, par exemple après un filtre optique, peut nous induire en erreur car il se peut que la PSD du signal et celle du bruit d'ASE soient déformées.

Pour mesurer correctement un OSNR, il faut dans un premier temps, choisir correctement les paramètres de mesure. Il est nécessaire d'avoir une résolution de mesure suffisante pour intégrer l'ensemble du signal directement et en prendre la valeur maximale, ou à défaut intégrer la trace obtenue sur une bande d'au moins celle du signal. Il n'y a aucune obligation de mesurer le niveau de puissance du signal avec une résolution de 0.1 nm, dans la mesure où la bande du signal est souvent plus grande que 0.1 nm déterminé par la fréquence de modulation du signal (typiquement 50 GHz = 0.4 nm à 1550 nm).

Les résolutions que l'on choisit habituellement pour des transmissions de 10 à 40 GBd se situent entre 0.5 nm et 1 nm pour mesurer la puissance du signal en fonction des résolutions disponibles sur l'instrument. Dans l'exemple de la figure A.1, à gauche, le signal est mesuré avec une résolution de 0.1 nm et à droite, avec une résolution de 0.5 nm, et la bande du signal est d'environ 0.4 nm. Sur la trace de gauche, la résolution de 0.1 nm ($B_{ref} = 12.5$ GHz) n'est pas suffisante pour obtenir la puissance du signal, une intégration serait nécessaire. Cependant la mesure de la puissance du bruit d'ASE peut être effectuée directement avec la résolution de 0.1 nm. Sur la trace de droite, la résolution de 0.5 nm ($B_{ref} = 62.5$ GHz) est suffisamment grande pour intégrer correctement l'ensemble du signal, la valeur maximale de la trace nous donne alors la puissance du signal avec la puissance du bruit sur la bande équivalente.

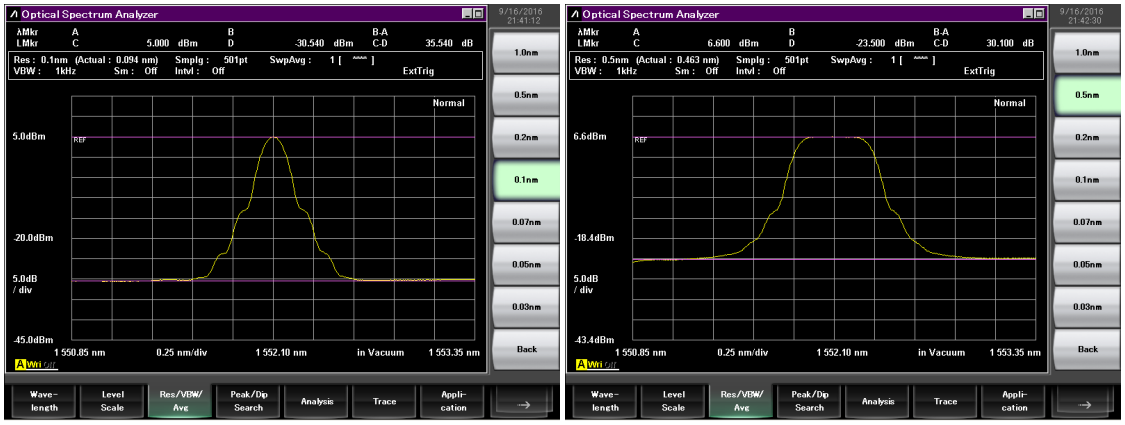

FIGURE A.1: Mesure du spectre du signal à l'aide d'un OSA pour en déduire l'OSNR, à gauche avec une résolution de 0.1 nm et à droite avec une résolution de 0.5 nm.

On peut donc lire à présent deux valeurs sur l'OSA (figure A.1 de droite), P_{max} et P_{min} (souvent exprimées en dB à convertir en linéaire [mW]), qui sont la valeur de la puissance du signal cumulée avec le bruit d'ASE sur la bande d'intégration choisie B_{max} et la valeur de la puissance du bruit d'ASE uniquement dans sa bande d'intégration B_{min} :

$$\begin{aligned} P_{max} &= P_{sig} + P_{ASE,B_{max}} \\ P_{min} &= P_{ASE,B_{min}}. \end{aligned} \tag{A.3}$$

Dans le but de déterminer l'OSNR (en dB) à l'aide de ces deux valeurs, on peut développer son expression :

$$
\begin{aligned}
(OSNR_{0.1\text{ nm}})_{\text{dB}} &= 10 \cdot \log_{10}\left(\frac{P_{sig}}{P_{ASE\ 0.1nm}}\right) \\
&= 10 \cdot \log_{10}\left(\frac{P_{max} - P_{min}\frac{B_{max}}{B_{min}}}{P_{min}\frac{(0.1\text{ nm})_{\text{in GHz}}}{B_{min}}}\right)
\end{aligned} \tag{A.4}
$$

On fait ainsi apparaître un terme de conversion de la résolution de mesure de l'OSA dans une bande de 0.1 nm pour le bruit d'ASE dans le but d'obtenir l'OSNR dans 0.1 nm. Dans le cas où le bruit d'ASE est mesuré directement avec une résolution de 0.1 nm, l'expression se simplifie pour devenir :

$$
\begin{aligned}
(OSNR_{0.1\text{ nm}})_{\text{dB}} &= 10 \cdot \log_{10}\left(\frac{P_{max} - P_{min}\frac{B_{max}}{(0.1\text{ nm})_{\text{in GHz}}}}{P_{min}}\right) \\
&= 10 \cdot \log_{10}\left(\frac{P_{max}}{P_{min}} - \frac{B_{max}}{(0.1\text{ nm})_{\text{in GHz}}}\right)
\end{aligned} \tag{A.5}
$$

Les mesures précédentes présupposent que le niveau de bruit d'ASE est parfaitement plat et accessible. Il se peut que dans certain cas les EDFAs n'ont pas un gain tout à fait plat et donc par conséquence un bruit d'ASE "incliné", dont dépendant de la longueur d'onde. Egalement, dans le cas d'une transmission multiplexée en longueur d'onde, *wavelength-division multiplexing* (WDM) les canaux peuvent être si denses qu'il est impossible d'observer le niveau d'ASE. Nous verrons dans les sections suivantes comment mesurer l'OSNR dans certains cas pratiques en laboratoire et les erreurs potentielles. Enfin, quelques propositions de mesure de l'OSNR sur un lien WDM commercial seront données.

A.3 Mesure d'un OSNR en laboratoire

A.3.1 Cas d'un unique canal

Dans le cas d'une transmission mono-canal, la mesure de l'OSNR est relativement simple. Il suffit d'appliquer la procédure précédente. On mesure P_{max} la puissance du signal et du bruit d'ASE avec une résolution optique suffisamment grande. On peut noter que si la résolution est suffisante on observe l'apparition d'un plancher au sommet du canal à P_{max}. Pour mesurer la puissance du bruit d'ASE dans le

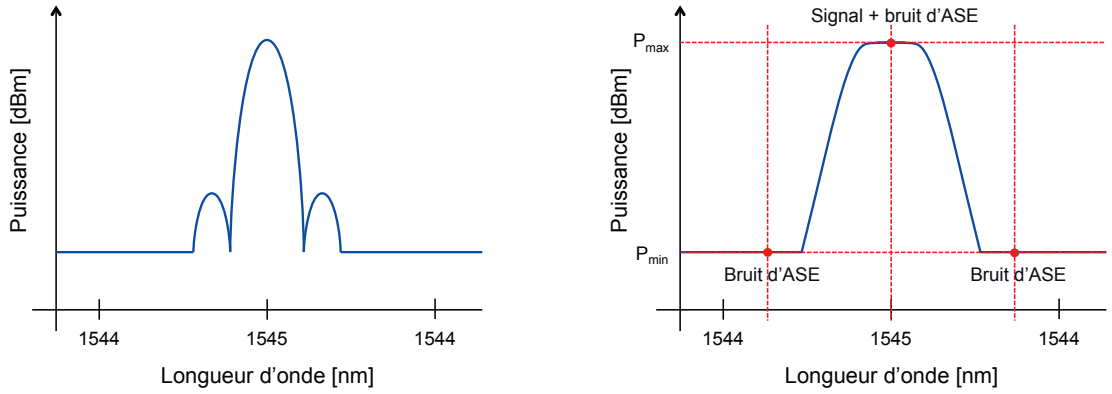

FIGURE A.2: Spectres d'un signal mono-canal. A gauche, le signal est mesuré avec une résolution infiniment petite, seule une intégration permettra d'obtenir l'OSNR. A droite, la résolution de mesure du spectre est supérieure à la bande du signal (observation d'une saturation de la puissance), et permet de mesurer directement l'OSNR. On relève la puissance P_{max} directement et on moyenne les deux valeurs P_{min} obtenue. A l'aide du calcul précédent on en déduit l'OSNR.

cas d'une transmission mono-canal, il est possible de prendre n'importe quelle résolution. Cependant la sensibilité de la mesure sera meilleure avec une grande résolution, en particulier si le niveau d'ASE est très faible (pour les grands OSNR). Pour éviter tout problème potentiel lié à l'inclinaison du bruit d'ASE, deux mesures du bruit seront prises de part et d'autre du canal et on prendra la moyenne des deux mesures. Le seul point de vigilance est de prendre les mesures de l'ASE suffisamment loin du canal pour ne pas intégrer une partie de la puissance signal dans la mesure du bruit. Par exemple, pour une résolution de mesure de 0.2 nm et un signal de 50 GHz de large ($\approx$ 0.4 nm de largeur total) la mesure du bruit ne devra pas se faire à moins de 0.3 nm du centre du canal ($0.4/2 + 0.2/2 = 0.3$ nm et non $0.4/2 = 0.2$ nm en omettant la résolution de mesure). On prendra typiquement autour de 0.5-0.8 nm, en fonction de la résolution de mesure. Il ne faut également pas dépasser les 2 nm pour considérer le bruit d'ASE toujours plat. On peut noter que dans le cas d'une transmission mono-canal cette technique est non invasive (sans interruption de trafic) et permet d'être effectuée sur des systèmes commerciaux.

A.3.2 Techniques de mesure dans un cas multiplexé en longueur d'onde (WDM)

Contrairement au mono-canal, les techniques présentées ci-dessous ne peuvent être appliquées qu'en laboratoire et non sur des systèmes installés sur le terrain.

Elles nécessitent l'extinction d'un ou plusieurs canaux pour laisser apparaître le niveau de bruit pendant la mesure. Il est effectivement totalement inenvisageable d'interrompre le trafic sur des liens commerciaux pour une mesure d'OSNR.

Je vais présenter ici deux techniques que j'ai utilisées et implémentées sur la plateforme de mesure pendant ma thèse. La première technique nécessite des canaux supplémentaires et permet de prendre en compte l'inclinaison du bruit d'ASE, alors que la seconde nécessite un interrupteur optique et éventuellement un canal supplémentaire mais ne permet pas de prendre en compte l'inclinaison du bruit d'ASE et dispose d'une plus faible sensibilité de mesure.

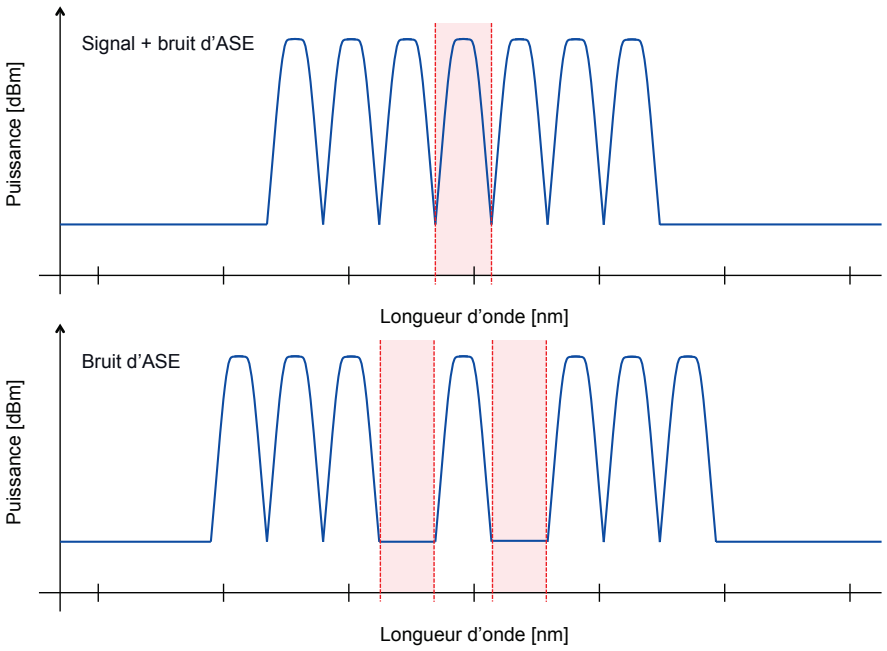

FIGURE A.3: Spectres d'une transmission de plusieurs canaux. En haut, la puissance P_{max} du signal et du bruit y est mesurée en intégrant le canal dans sa totalité avec une résolution assez faible pour éviter les effets de bord. En bas, la puissance P_{min} du bruit y est évaluée en prenant la moyenne des deux mesures effectuées à droite et à gauche du signal.

Extinction des canaux adjacents La première des deux techniques consiste à venir éteindre à l'émission 1 à 3 canaux adjacents situés de part et d'autre du canal de mesure pour laisser apparaître le bruit d'ASE. Cependant pour éviter un changement de la puissance totale par la modification du nombre de canaux, il est essentiel d'en allumer d'autres pour compenser ceux éteints. Par exemple, pour la mesure de l'OSNR du canal central d'une transmission de 7 canaux, illustré sur la figure A.3, on éteint un canal de chaque côté

du 4ème canal pour en allumer un avant le premier canal et un après le dernier. On conserve ainsi un total de 7 canaux pendant toute la mesure. Ceci permet de garantir que la puissance totale du signal soit conservée et que les amplificateurs ne changent pas de régime de fonctionnement pendant la mesure de l'OSNR. Pour la mesure du signal, la résolution doit être suffisante pour mesurer le signal totalement mais pas trop importante pour ne pas intégrer les canaux voisins. La mesure du bruit devra se faire au milieu des deux bandes d'ASE avec une résolution la plus grande possible sans intégrer le canal central ou les canaux adjacents et prendre la moyenne des deux mesures.

L'avantage de cette technique est qu'il est possible d'éteindre plusieurs canaux pour mesurer le bruit d'ASE avec une bonne sensibilité liée à l'utilisation d'une résolution plus importante que dans la méthode présentée ensuite. Cependant, il est nécessaire d'avoir un certain nombre de canaux supplémentaires disponibles et de les ajuster en puissance pour compenser parfaitement la puissance des canaux adjacents éteints. De plus, il n'est pas possible d'utiliser cette technique dans le cas d'une transmission où tous les canaux sont allumés. C'est pourquoi, elle est principalement utilisée pour des transmissions comportant typiquement de 3 à 70 canaux.

Extinction du canal central Cette technique est utilisée principalement pour les systèmes totalement chargés (80 canaux), où il n'est pas possible d'ajouter des canaux supplémentaires. Pour la mesure du signal et du bruit nous allons utiliser une résolution beaucoup plus petite, pour ne pas intégrer la puissance des canaux adjacents, typiquement 0.1 nm. Comme la résolution sera potentiellement inférieure à la bande du signal, il est indispensable d'intégrer la trace obtenue sur toute la bande du signal. Pour la mesure du bruit nous allons éteindre seulement le canal en question pour accéder au bruit, comme on peut le voir sur la figure A.4. La variation de puissance à 80 canaux en éteignant un seul canal est négligeable (environ 0.05 dB). La mesure du bruit d'ASE ne pourra se faire qu'en un point, au centre du canal avec une résolution relativement faible, pour ne pas intégrer les canaux adjacents.

Cette technique permet de mesurer l'OSNR sur un système totalement chargé en canaux, mais possède une mauvaise sensibilité sur la mesure du bruit d'ASE, limitée par la résolution de mesure déterminée par l'occupation spectral du canal de mesure.

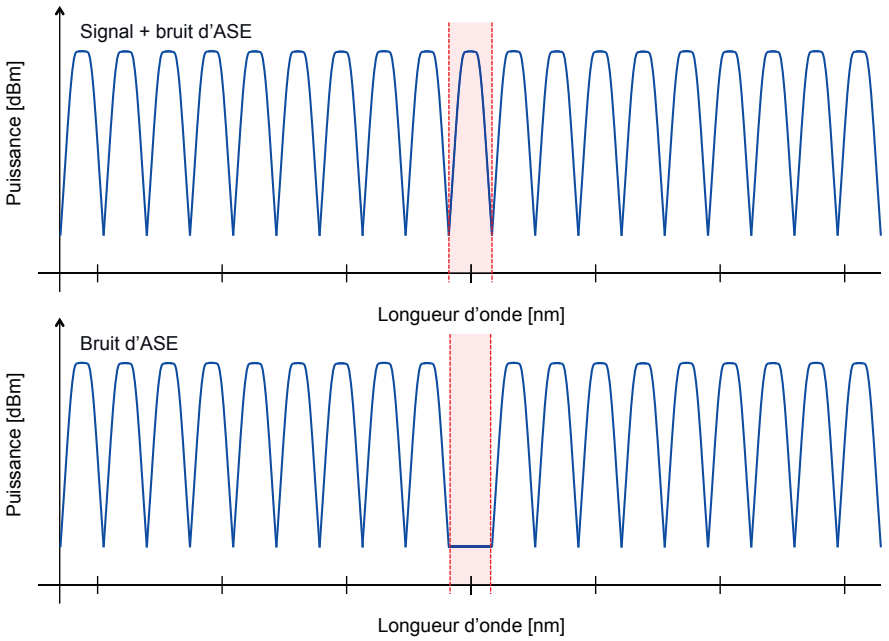

FIGURE A.4: Morceaux de spectre d'une transmission de 80 canaux, autour du canal de mesure. En haut, la puissance P_{max} du signal plus du bruit est mesurée en intégrant le canal dans sa totalité avec un résolution faible pour éviter les effets de bord. En bas, la puissance P_{min} du bruit est évaluée dans la bande du canal éteint, de même avec une faible résolution.

Avec l'augmentation de l'occupation spectrale, par l'accroissement du nombre de canaux ou de la fréquence de modulation, il devient de plus en plus complexe de mesurer de façon rigoureuse et précise l'OSNR d'une transmission optique. De plus, comme nous allons le voir maintenant, il y a des situations délicates, dans lesquelles la mesure de l'OSNR peut s'avérer être totalement aberrante.

A.4 Erreurs potentielles de mesure de l'OSNR

Cette partie a pour but de souligner quelques erreurs liées à la mesure de l'OSNR induits par des effets de filtrage ou des effets non-linéaires.

A.4.1 Le filtrage

Le filtrage est beaucoup utilisé de nos jours pour extraire ou insérer des canaux dans un réseau (par exemple les commutateur sélectif en longueur d'onde, *wavelength-selective switch* (WSS)). Le filtrage modifie la propriété du bruit

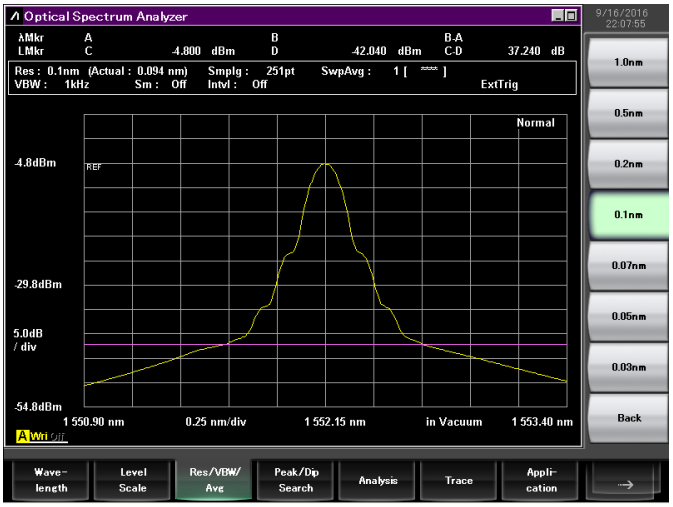

FIGURE A.5: Mesure incorrecte de l'OSNR à cause du filtrage. Il est impossible d'évaluer correctement le niveau du bruit d'ASE.

d'ASE. Son impact le plus important est qu'en filtrant les bandes latérales, il ne permet pas de les utiliser pour évaluer le niveau de bruit d'ASE. Ainsi en pensant mesurer le bruit, on mesure en réalité le bruit atténué par le filtre, ce qui résulte le plus souvent à une surévaluation de l'OSNR. La figure A.5 montre la mesure d'un signal filtré, dont l'OSNR mesuré est de 23.9 dB alors qu'en réalité il est de 23.1 dB. Un second effet, plus subtile, est la modification de nature spectrale du bruit qui n'est plus blanc. Je ne le détaillerai pas ici.

A.4.2 Effets non-linéaires

Un effet, que j'ai remarqué durant mes travaux, est celui de la perturbation de la mesure de l'OSNR par les effets non-linéaires. En cas d'effets non-linéaires importants, au-delà du seuil non-linéaire, *nonlinear threshold* (NLT), de nouvelles fréquences par effet Kerr (pieds d'effet Kerr) apparaissent dans la bande de mesure du bruit d'ASE. Cet effet résulte de l'élargissement spectral par l'auto-modulation de phase induit par effet Kerr. Comme le montre la figure A.6, dans la zone de mesure du bruit d'ASE, on observe un élargissement dû à l'effet Kerr le long des canaux adjacents. Lors de la mesure du bruit d'ASE, le bruit non-linéaire contenu dans les pieds Kerr ne sera pas différencié de l'ASE et donc pris en compte. Ceci aura pour impact de sous-estimer l'OSNR de la transmission. Il est possible de s'affranchir des pieds Kerr en réduisant la fenêtre de mesure de l'ASE.

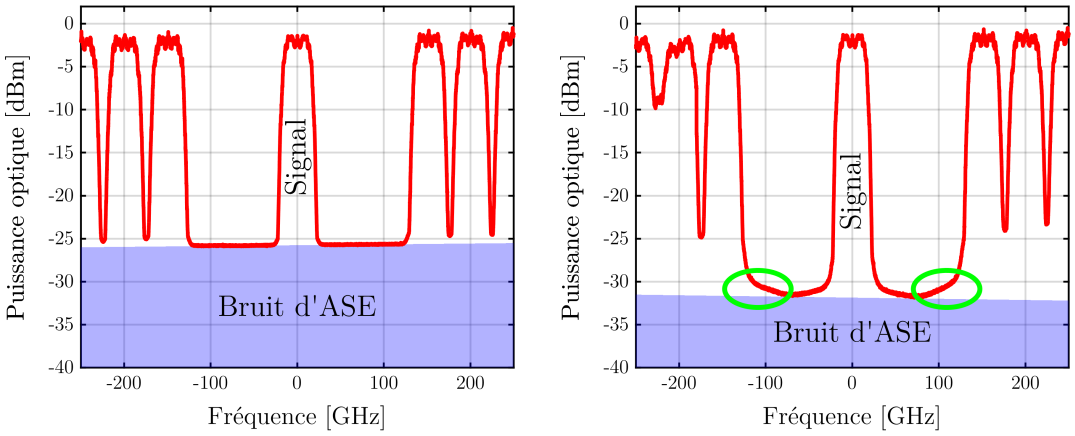

FIGURE A.6: Spectres d'une transmission de quelques canaux dans un régime linéaire à gauche et non-linéaire à droite. Deux canaux de part et d'autre du canal central ont été éteints pour laisser apparaître le niveau d'ASE. A droite, on observe la création de nouvelles fréquences (pieds d'effet Kerr) le long des canaux adjacents en particulier (entourées en vert).

La figure A.7 donne le résultat de la mesure de l'OSNR en fonction de la puissance du signal : en prenant une fenêtre trop grande qui intègre les pieds Kerr en plus de l'ASE (en rouge), et en utilisant une fenêtre plus petite permettant d'extraire la vraie valeur de l'OSNR. On note que l'écart dépend fortement de la puissance du signal, dans la mesure où il provient des pieds d'effet Kerr qui croient avec la puissance du signal. L'erreur de mesure peut atteindre plus de 4 dB, il est donc important d'être conscient de ce phénomène.

A.5 Autres approches de mesures

Il existe d'autres approches pour mesurer un OSNR, qui peuvent être utilisées sur le terrain car elles ne nécessitent aucune interruption de trafic. Cependant, elles sont moins précises que les techniques décrites précédemment. Voici une liste non exhaustive des techniques proposées :

- La mesure de la dépolarisation du signal à la réception permet de déduire l'OSNR car le bruit d'ASE est non polarisé alors que le signal l'est. La dépolarisation est mesurée principalement à l'aide du récepteur cohérent [101] [102]. Par contre, elle est sensible aux distorsions non-linéaires et ne permet pas de mesurer précisément les $OSNR_{0.1nm}$ pour des valeurs faibles d'ASE.

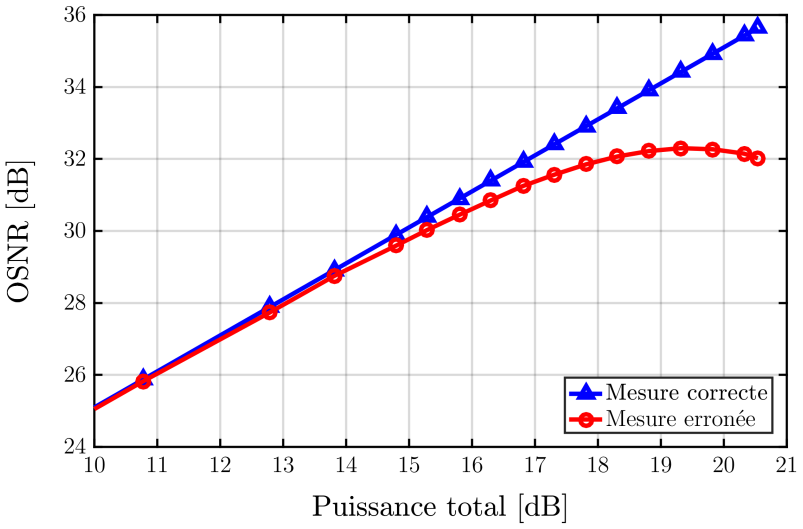

FIGURE A.7: Mesure de l'OSNR en fonction de la puissance, d'une transmission dans un régime non-linéaire. En rouge, mesure erroné par la prise en compte des pieds Kerr dans la mesure du bruit d'ASE. En bleu, mesure correct de l'OSNR en changeant de la bande d'estimation de l'ASE.

- A l'aide d'une séquence pilote et de la dépolarisation [103].
- A partir du battement de deux bandes spectrales étroites symétriques du signal et en utilisant certaines propriétés du signal [104].
- A partir d'une dé-corrélation du battement du signal avec lui-même [105].

Annexe B

Transmetteur

La fonction principale d'un transmetteur est de convertir l'information sous forme électronique dans le domaine optique. Plusieurs solutions sont possibles : la modulation directe des sources laser, les modulateurs à électro-absorption, les modulateurs de Mach-Zehnder, *Mach-Zehnder modulators* (MZMs), les modulateurs de phase, etc... Les principaux éléments d'un transmetteur sont : les composants servant à générer les signaux électriques délivrés aux modulateurs, les modulateurs eux-mêmes et le laser utilisé comme porteuse de l'information. Aujourd'hui, les points critiques des éléments sont : la bande passante des composants électriques et électro-optique, le bruit électronique, l'atténuation introduite par le modulateur, le coefficient d'extinction des modulateurs (par exemple la différence entre un "1" et un "0" pour une modulation à deux niveaux d'intensité, *on-off keying* (OOK)), l'insensibilité du modulateur à la longueur d'onde de fonctionnement et de ne pas introduire de distorsions.

Dans la pratique, les transmissions grandes distances à hauts débits sont équipées de lasers continus de type rétroaction distribuée, *distributed feedback* (DFB) ou plus souvent à cavités étendues suivis de MZMs en niobate de lithium ($LiNbO_3$). Les données numériques sont converties dans le domaine électrique la plus part du temps à l'aide de convertisseurs numériques-analogiques, *digital-to-analogue converters* (DACs) suivis d'amplificateurs électriques (appelés également drivers). Je vais vous présenter dans cette annexe ce type de configuration, utilisée pendant ma thèse pour la réalisation de transmission haut débit cohérente. Même si la tendance pousse à l'intégration des composants sur des substrats en phosphure d'indium (InP) ou en silicium (Si), le raisonnement et le schéma de principe restent valides.

B.1 Le modulateur de Mach-Zehnder

B.1.1 Le modulateur de Mach-Zehnder simple

Le MZM est un interféromètre constitué de deux coupleurs 3 dB et de deux guides d'ondes de longueurs égales. L'énergie optique est séparée en deux dans les deux bras de l'interféromètre qui possèdent chacun un module électro-optique. La cellule électro-optique permet d'induire un déphasage dépendant de la tension appliquée à la cellule. En jouant sur les tensions des deux modules électro-optiques, on peut ainsi obtenir un déphasage suffisant au moment de la recombinaison pour nous permettre de le traduire en fluctuation d'amplitude.

Les deux principaux types de MZM sont tous les deux constitués de cristaux en $LiNbO_3$ mais dont les axes du cristal ne sont pas orientés de la même manière. La configuration push-pull évite la génération de *chirp*, c'est-à-dire que les deux bras ont des tensions opposées ($V_1 = -V_2$). L'autre configuration, "single drive", possède une tension identique sur chaque bras.

Les MZM en configuration push-pull ont des tensions de modulation plus faibles que la configuration single drive. C'est pourquoi, pour des modulations à très hautes fréquences ou en phase la configuration push-pull est la plus adaptée.

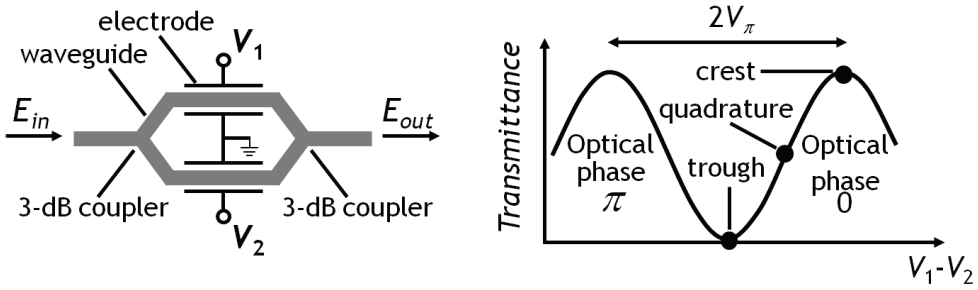

FIGURE B.1: Modulateur de Mach-Zehnder en configuration push-pull.

On obtient pour la configuration push-pull ci-dessus la relation entre le champ en entrée E_{in} et le champ en sortie E_{out} en fonction des tensions V_1 et V_2 appliquées au module et de la tension V_π dépendant du matériau et de l'épaisseur pour laquelle un déphasage de π est introduit à la sortie d'un bras :

$$E_{out} \propto E_{in} \cos\left(\pi \frac{V_1 - V_2}{2 \times V_\pi}\right) \tag{B.1}$$

On peut observer sur la figure B.2 les différents points de fonctionnement pour réaliser une modulation d'amplitude ou de phase. A gauche, on peut voir une modulation électrique autour de $V_{\pi/2}$ et de valeur crête à crête V_π pour obtenir une modulation d'amplitude. A droite, on centre la modulation autour de 0 et une valeur pic à pic de $2V_\pi$ pour obtenir un changement de phase entre 0 et π.

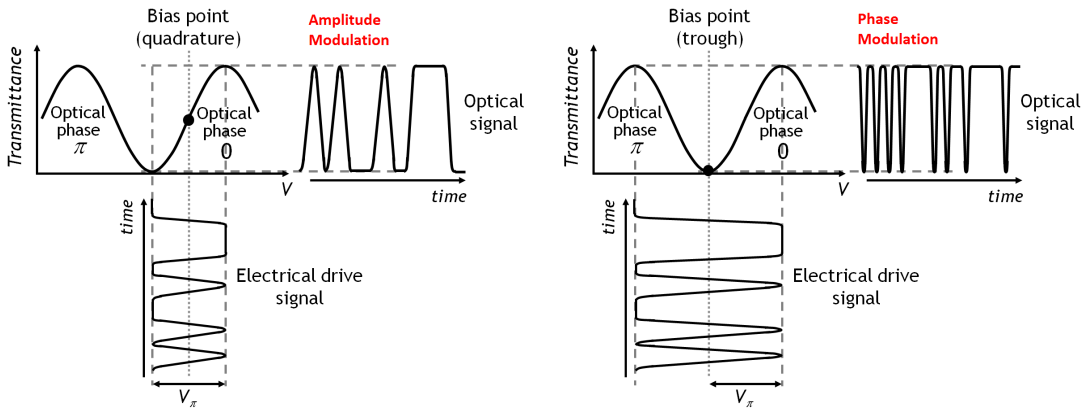

FIGURE B.2: Mach-Zehnder en fonctionnement de modulation d'amplitude et de modulation de phase.

Il commence aussi à avoir sur le marché aussi des modulateurs intégrés en Si ou en InP. Ils ont l'avantage d'être beaucoup plus compact et intégrable avec d'autres composants sur une même puce, tels que les lasers (directement avec l'InP ou de façon hybride III/V avec le Si). Leurs propriétés physiques sont très intéressantes, par exemple de grandes bandes passantes, mais pour le moment la fiabilité et le rendement de fabrication ne sont pas encore suffisants comparés aux modulateurs en $LiNbO_3$.

B.1.2 Comment obtenir des formats de modulation plus complexes ?

Pour obtenir des formats de modulation plus complexes, on utilise deux MZM insérés sur chaque bras d'un troisième MZM. Un des bras est déphasé de $\pi/2$, comme illustré sur le schéma B.3. Cela nous permet de parcourir tout le plan complexe, en amplitude et phase, du champ optique. On appelle ces modulateurs I/Q (pour *in phase and quadrature*).

On peut ainsi coder de l'information sur la partie réelle et la partie imaginaire du champ optique. Cela peut être sur deux niveaux (1 bit) par tributaire (réel et imaginaire) comme sur le schéma B.3 pour générer un format modulation à

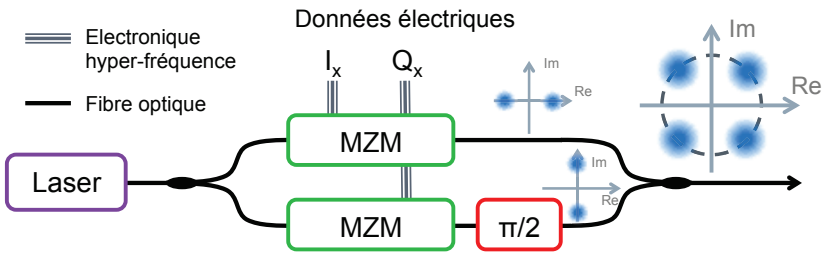

FIGURE B.3: Double MZM pour générer un format modulé sur la partie réelle et imaginaire du champ.

quatre états de phase, *quadrature phase-shift keying* (QPSK), sur quatre niveaux (2 bit) pour générer un format qui utilise une modulation sur modulation à 16 états d'amplitude et phase, *16-level quadrature amplitude modulation* (16QAM), ou plus. En comparaison au OOK, pour un même débit symbole, on peut transmettre deux fois plus d'information pour le QPSK, voir quatre fois plus pour le 16QAM. Cependant, le codage de l'information sur la phase du signal nécessite l'utilisation d'un mixeur cohérent [26] permettant de récupérer l'amplitude et la phase du champ, décrit dans l'annexe C.

La modulation sur les 2 polarisations (multiplexage en polarisation, *polarization division multiplexing* (PDM)) nécessite de doubler à nouveau le nombre de MZM. On sépare la puissance du laser polarisé sur deux modulateurs I/Q et l'on couple à nouveau chaque sortie sur des états de polarisation orthogonaux, comme le montre le schéma B.4.

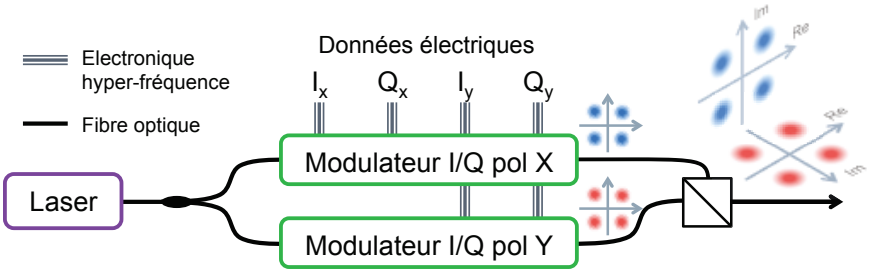

FIGURE B.4: Génération d'un format de modulation multiplexé en polarisation.

Cette technique permet à nouveau de doubler la quantité d'information transmise, mais ceci nécessite de pouvoir récupérer l'état de polarisation d'émission après propagation sur des milliers de kilomètre de fibre optique, qui joue le rôle d'un milieu biréfringent. A la réception le signal est récupéré sur deux états de polarisation orthogonaux arbitraires, au moyen d'un traitement numérique

les polarisations d'émission pourront être retrouvées pour récupérer l'information transmise (voir annexe C).

B.2 Association de l'électronique rapide avec les modulateurs

Depuis peu de temps, les DACs sont suffisamment rapides pour être utilisés avec des fréquences d'échantillonnage intéressantes pour le domaine des télécommunications optiques [93]. Ils permettent de générer des formats de modulation plus complexes tel que le 16QAM, de pré-distordre le signal pour compenser des effets indésirables [106], et même de venir contenir le signal dans une bande de fréquence plus étroite en le préfiltrant. Ce composant s'est fait une place très importante dans les transmetteurs. Malgré les très grands progrès réalisés ces dernières années sur les DACs, ils restent l'un des facteurs limitant la qualité du signal optique généré [93].

B.2.1 Le DAC - convertisseur numérique analogique

Dans un système commercial les DACs sont alimentés directement par l'agrégation des données des ports clients qui ont été mis en forme par un circuit intégré dédié à une application, *application-specific integrated circuit* (ASIC). Dans le laboratoire, les DACs, au nombre de quatre pour chaque tributaire d'une transmission cohérente, sont couplés avec des mémoires rapides pour le stockage des échantillons, comme on peut le voir sur la figure B.5. Les échantillons contenus dans les mémoires sont lus en boucle pour émuler l'envoi de données de façon continue. Les échantillons seront dans ce cas générés à l'aide d'un ordinateur et chargé dans les mémoires des DACs. Cependant les DACs n'ont pas une tension de sortie suffisante pour alimenter directement les modulateur en $LiNbO_3$, il est donc nécessaire d'ajouter un étage d'amplificateurs électriques linéaires. Il est ensuite possible de coder l'information électrique sur la lumière comme décrit dans la section précédente.

Les DACs utilisés aujourd'hui et ceux utilisés pendant mes travaux, ont des résolutions de 8 bits et des fréquences d'échantillonnages de 65 GS/s (Giga-échantillons par seconde). La mémoire associée à chaque DAC est de 2^{18} échantillons codés sur 8 bits (1 octet). Pour des questions de rapidité, la mémoire

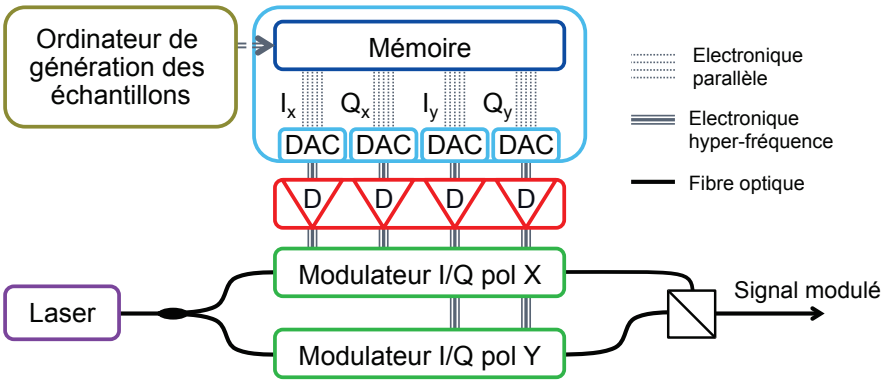

FIGURE B.5: Schéma complet d'un transmetteur cohérent de laboratoire.

est parallélisée sur 2048 lignes (ou mots) de 128 octets (échantillons). Si l'on considère une fréquence de 65 GS/s, la mémoire sera lue en environ 4.03 μs et répétée de manière continue sans interruption toutes les 4.03 μs. On peut noter que le principal problème des DACs aujourd'hui est leur bande passante analogique limitée à 12 GHz, voir 16 GHz à -3 dB pour certain modèle. Il sera donc nécessaire de compenser de façon numérique cette faible bande passante. De plus, un DAC de résolution de 8 bits n'est jamais parfait et possède un nombre de bits effectif, *effective number of bits* (ENOB) qui une mesure de sa performance réelle. Les modèles utilisés en laboratoire possèdent un ENOB d'environ 5.5. Dans ce manuscrit, des travaux ont été effectués sur le bruit associé à la quantification des DACs, en section 3.3.3.

Pour générer la séquence d'échantillons à charger dans les mémoires des DACs, nous allons utiliser un ordinateur et une série de traitements numériques pour compenser plusieurs effets indésirables, que je vais vous présenter dans la section suivante.

B.2.2 Mise en forme des échantillons à l'émission

La mise en forme de la séquence des échantillons est réalisée en *offline*, c'est-à-dire de façon "non temps réel" avec un ordinateur, en opposition avec les produits commerciaux qui utilise des ASICs ou des circuits logiques programmables, *field-programmable gate arrays* (FPGAs) pour traiter le flux de données en temps réel. La figure B.6 illustre les différentes étapes réalisées pour traiter et mettre en forme les échantillons qui vont coder notre information sur la lumière.

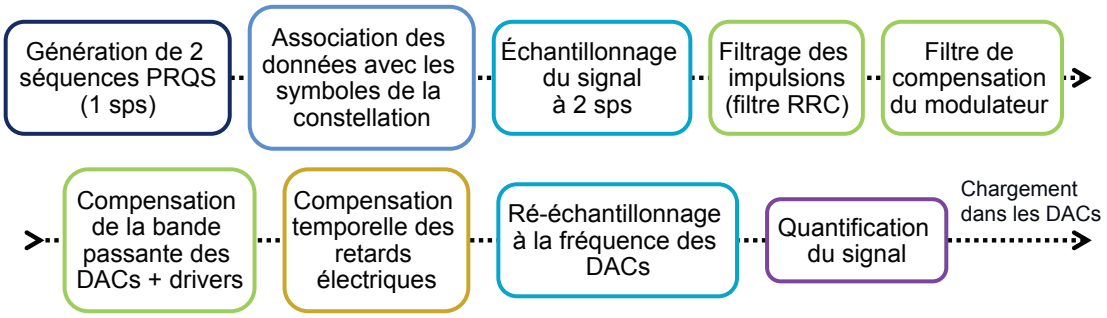

FIGURE B.6: Schéma de génération des échantillons, illustrant les différentes étapes de pré-compensation et pré-distorsion du signal dans le transmetteur.

La première étape de la génération des échantillons est celle de la génération de la séquence à transmettre. Cela peut être n'importe quelle séquence mais pour représenter au mieux la réalité nous utiliserons des séquences séquences pseudo-aléatoires binaires, *pseudo-random binary sequences* (PRBSs) ou séquences pseudo-aléatoires quaternaires, *pseudo-random quaternary sequences* (PRQSs). Après association des données aux différents symboles de la constellation, on échantillonne le signal à 2 sps (échantillons par symbole). On obtient donc deux vecteurs complexes contenant le champ de chacune des polarisations échantillonnée à 2 sps. A présent, nous pouvons travailler sur les deux vecteurs dans le domaine temporel ou fréquentiel pour optimiser la transmission du signal à travers le canal complet.

L'un des souhaits pour augmenter la capacité dans les fibres optiques est de réduire l'occupation spectrale des canaux. Il est possible de contenir le spectre du signal dans une bande respectant le théorème de Shannon et ainsi occuper une bande de $[-\frac{B}{2};+\frac{B}{2}]$ avec B le débit symbole du signal. Pour réaliser cela, une des solutions est d'utiliser un filtrage en racine carrée de cosinus surélevé, *root-raised-cosine* (RRC) avec un coefficient d'affaiblissement (*roll-off*) proche de zéro. Pour limiter les interférences inter-symboles, il sera nécessaire d'appliquer un filtre équivalent à la réception, réalisé en principe par l'algorithme de démultiplexage des polarisations (voir annexe C). En pratique, pour limiter la taille du filtre (souvent un filtre à réponse impulsionnelle), on évite d'avoir un coefficient d'affaiblissement trop petit (en général $> 10^{-3}$). Dans le laboratoire, on arrive à atteindre un coefficient d'affaiblissement de 0.01 qui permet d'avoir un gain d'un facteur deux sur l'occupation spectrale. Avec un coefficient d'affaiblissement de 0.4 la bande spectrale occupée se réduit de 30% par rapport au premier lobe d'un signal standard non retour à zéro, *non-return-to-zero* (NRZ). Ainsi avec un coefficient de 0.4, un signal à 32.5 GBd ne remplit que 45 GHz pour limiter le filtrage [32] et

éviter la diaphonie avec les canaux voisins. Sur la figure B.7, on observe le spectre, avec une résolution de 180 MHz, d'un signal optique à 32.5 GBd standard NRZ et avec un filtrage RRC de coefficient d'affaiblissement 0.01. L'occupation spectrale du signal NRZ en se limitant à son premier lope est de 65 GHz alors que le signal RRC 0.01 est de moins de 33 GHz.

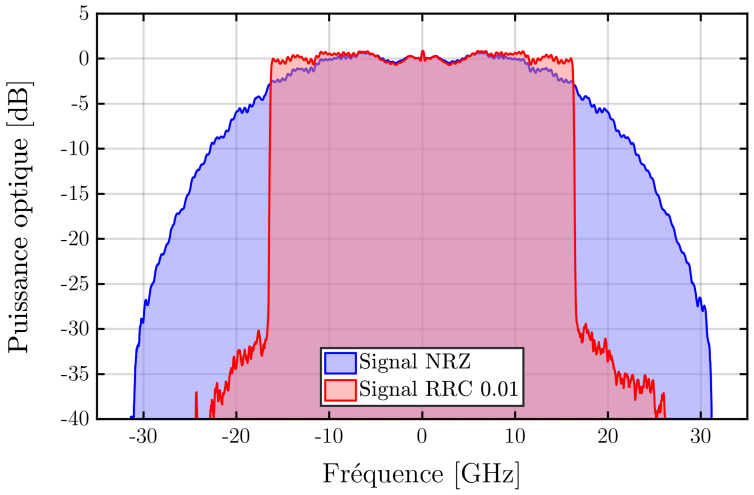

FIGURE B.7: Spectre haute résolution d'un signal NRZ, en bleu, et d'un signal ayant un filtrage RRC de coefficient d'affaiblissement 0.01, en rouge.

Après avoir optimisé le spectre de notre signal pour augmenter la densité des canaux et limiter les effets de filtrage, nous allons à présent compenser les défauts du transmetteur lui-même. La première étape est de compenser la réponse non-linéaire du MZM ayant une réponse sinusoïdale, comme on peut le voir sur la courbe de transfert de la figure B.2. Cette compensation est particulièrement utile pour des formats de modulation plus complexes tel que le 16QAM. Ensuite vient la compensation de la bande passante des DACs et des drivers qui souvent est très limitée. A l'aide d'un filtre de forme inverse, on arrive à compenser une très grande partie du manque de bande passante mais en échange d'un bruit de quantification plus important.

Un autre effet important à compenser est l'alignement temporel des quatre tributaires jusqu'à former le signal optique. En laboratoire bien que les câbles hyperfréquences reliant les DACs aux drivers et des drivers au modulateur soient parfaitement appairés entre eux (généralement avec moins de 1 ps d'écart), on observe régulièrement des retards entre les voies (allant jusqu'à 5 ps). A une fréquence de modulation de 32.5 GBd, 5 ps représentent plus de 15% de temps symbole de décalage. Ce décalage lorsqu'il est entre les polarisations n'est pas très

pénalisant, mais quand il est entre les deux tributaires (I/Q) d'une polarisation ceci dégrade la qualité de la transmission.

Enfin, les deux dernières étapes pour générer nos échantillons sont le ré-échantillonnage et la quantification des échantillons. Le ré-échantillonnage permet d'ajuster le débit symbole avec la fréquence d'échantillonnage des DACs. Il est préférable de garder un taux d'échantillonnage supérieur à 2 sps, en deçà de cette valeur une pénalité viendra s'ajouter à la génération du signal optique mais permet d'atteindre des débits symboles beaucoup plus importants. L'étape de quantification discrétise le signal sur les niveaux de quantification des DACs, dans notre cas sur les 256 niveaux (8 bits) que contient le DAC. Dans certains cas les niveaux extrêmes du DAC sont très peu utilisés, ainsi pour limiter le bruit de quantification il est possible d'écrêter ces échantillons et de gagner en performance. Cependant, il existe un optimum de performance, où le gain sur le bruit de quantification est contrebalancé par la perte d'information par écrêtage.

Nos quatre séquences d'échantillons sont à présent prêtes pour être chargées dans les mémoires des DACs.

Annexe C

Récepteur cohérent

C.1 Le come-back

La réception cohérente est une technologie ancienne développée dans les années 80 [26]. Elle utilise le battement d'un laser de référence avec le signal que l'on souhaite démoduler. A cette époque, l'EDFA n'était pas encore d'actualité et aucune pré-amplification avant le récepteur n'était possible. C'est pourquoi la détection directe était limitée par le bruit thermique des photodiodes et du bruit électrique provenant des amplificateurs. La détection cohérente améliore de 20 dB environ la sensibilité de détection. C'était un grand pas en avant, on était plus limité par le bruit thermique mais par le bruit de Schottky. Bien que le récepteur cohérent fût bien plus performant que la détection directe, l'avènement des EDFAs a permis d'égaler les performances du récepteur cohérent pour un coût beaucoup moindre.

Pour toujours augmenter les débits, des formats de modulation plus complexes tels que le QPSK et le 16QAM ont fait leur apparition. Les récepteurs cohérents ont de nouveau eu leur place grâce à leur capacité à accéder à la phase et l'amplitude sur les deux polarisations du champ optique. Tout ceci a pu être possible aussi grâce aux technologies de traitement numérique à la réception en temps réel, qui permettent en particulier de séparer les polarisations et de retrouver la fréquence et la phase du signal. De plus, il nous permet de sélectionner uniquement le canal que l'on souhaite démoduler parmi le multiplexe de canaux.

Le schéma C.1 montre les principaux composants qui constituent le récepteur cohérent. Dans un premier temps le signal va battre avec un laser continu de longueur d'onde proche de celle du laser d'émission dans un mixeur cohérent. On

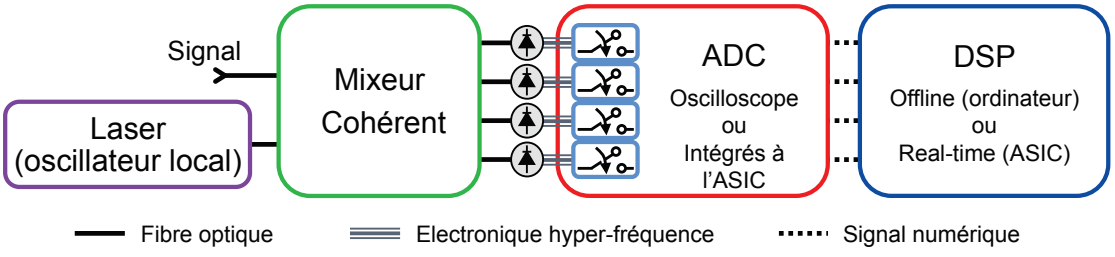

FIGURE C.1: Schéma général d'un récepteur cohérent

détaillera sont fonctionnement dans la section suivante. Les huit sorties balancées du mixeur cohérents sont connectées à quatre photodiodes balancées permettant de récupérer la partie réelle et imaginaire du champ optique sur les deux polarisations. Le courant, à travers une résistance de charge, des photodiodes est échantillonné à l'aide de convertisseurs analogiques-numériques, *analogue-to-digital converters* (ADCs) qui peuvent être soit les voies d'un oscilloscope avec une mémoire comme dans le laboratoire, soit des ADCs intégrées sur une carte temps réel comme dans les produits commerciaux. Le traitement numérique indispensable pour récupérer les données envoyées est réalisé soit en temps réel à l'aide d'un ASIC pour les produits commerciaux ou d'un FPGA dans le laboratoire, soit à l'aide d'un ordinateur pour les traces stockées préalablement par l'oscilloscope.

C.2 Le mixeur cohérent à diversité de polarisation

Il existe des mixeurs cohérents en espace libre avec des photodiodes externes principalement utilisés en laboratoire pour leur performance et des récepteurs cohérents tout intégrés en InP ou en Si destinés aux produits commerciaux en raison de leur faible encombrement.

Nous allons détailler le principe du mixeur cohérent et les calculs de transformation du champ. Le schéma C.2 représente le mixeur cohérent complet avec le laser comme oscillateur local (LO) qui va battre avec le signal projeté sur deux axes de polarisation orthogonaux. Les huit sorties du mixeur cohérent vont décrire la partie réelle et imaginaire du champ sur les deux axes de polarisation, dont on va détailler les calculs.

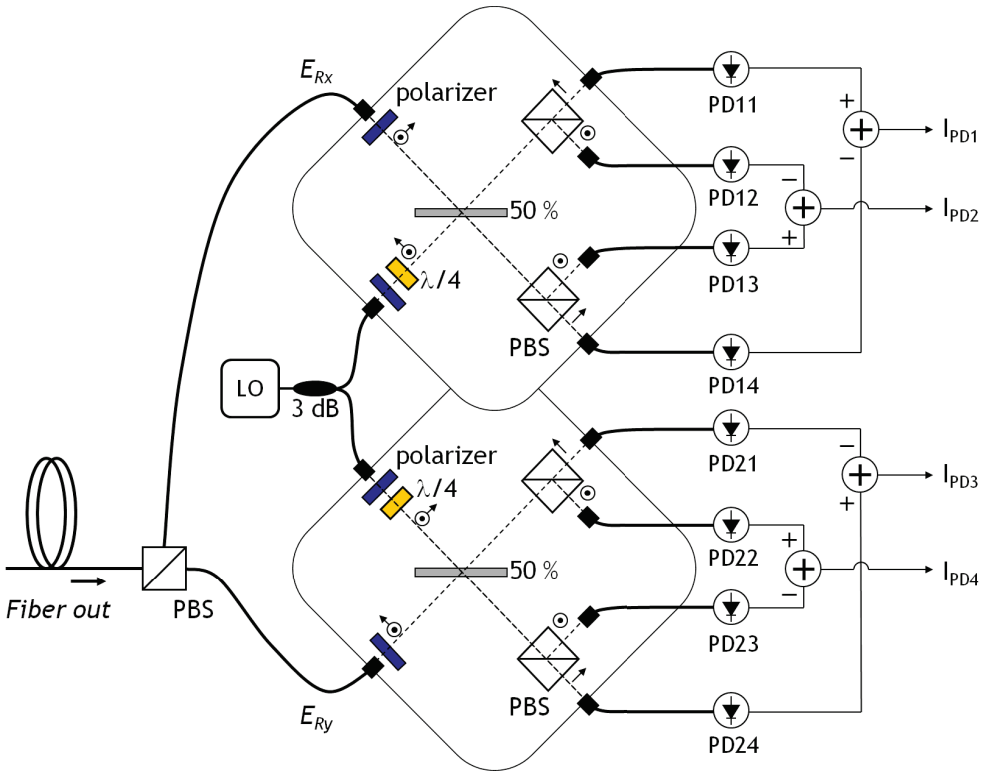

FIGURE C.2: Schéma d'un mixeur cohérent à diversité de polarisation

Soit $\overrightarrow{E_s}(t) = E_{Sv}\hat{v} + E_{Sh}\hat{h}$ le champ du signal émis que l'on souhaite démoduler avec $\hat{v}$ et $\hat{h}$ les axes des deux polarisations orthogonales d'émission. On peut également l'écrire de cette façon :

$$\overrightarrow{E_s}(t) = \sqrt{P_{Sv}} \exp\left(\omega_s t + \varphi_{Sv}(t)\right)\hat{v} + \sqrt{P_{Sh}} \exp\left(\omega_s t + \varphi_{Sh}(t)\right)\hat{h} \tag{C.1}$$

où $\omega_s = 2\pi f_s$ est la fréquence centrale du laser portant le signal, $|E_{Sv}|^2 + |E_{Sh}|^2$ est la puissance totale du champ, P_{Sv} et P_{Sh} sont les puissances des champs sur chaque polarisation, $\varphi_{Sv}(t)$ et $\varphi_{Sh}(t)$ sont les modulations de phase.

Lors de la propagation dans la fibre, l'état de polarisation change aléatoirement avec la biréfringence de la fibre, modifiée par des variations lentes des contraintes mécaniques appliquées sur la fibre, avec des temps caractéristiques supérieurs à 500 μs. On peut décrire ce changement de polarisation à un instant donné à l'aide des matrices de Jones :

$$\overrightarrow{E_R}(t) = \begin{pmatrix} \cos\theta & -\sin\theta \\ \sin\theta & \cos\theta \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \cos\varepsilon & j\sin\varepsilon \\ j\sin\varepsilon & \cos\varepsilon \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{j\varphi/2} & 0 \\ 0 & e^{-j\varphi/2} \end{pmatrix} \overrightarrow{E_S}(t) \tag{C.2}$$

où θ, ε et φ sont des variables aléatoires réelles indépendantes et $\overrightarrow{E_R}(t)$ est le signal reçu. La décomposition précédente sous forme de matrices de Jones unitaires correspond à la transformation dans l'espace de Stokes : une première rotation autour de l'axe S_1 d'un angle φ, une seconde rotation d'un angle 2ε autour de S_2 et une dernière rotation d'un angle 2θ autour de S_3.

Nous disposons à présent de la description du champ issu du signal en entrée du mixeur cohérent. Les mixeurs cohérents à diversité de polarisations ont en entrée un séparateur de polarisation, *polarization beam spliter* (PBS) suivi par deux mixeurs cohérents à 90° et d'un oscillateur local. Le PBS sépare le signal suivant deux composantes orthogonales arbitraires.

$$\begin{aligned}
\overrightarrow{E_R}(t) &= E_{Rx}\hat{x} + E_{Ry}\hat{y} \\
\overrightarrow{E_R}(t) &= \sqrt{P_{Rx}}\exp\left(\omega_R t + \varphi_{Rx}(t)\right)\hat{x} + \sqrt{P_{Ry}}\exp\left(\omega_R t + \varphi_{Ry}(t)\right)\hat{y}
\end{aligned} \tag{C.3}$$

où $\hat{x}$ et $\hat{y}$ sont les axes de polarisation du PBS, $\omega_R = 2\pi f_R$ est la fréquence centrale du laser (en pratique on cherche à avoir $\omega_R = \omega_S$), P_{Rx} et P_{Ry} sont les puissances des champs suivant chaque polarisation, $\varphi_{Rx}(t)$ et $\varphi_{Ry}(t)$ sont les modulations de phase.

Les composantes E_{Rx} et E_{Ry} sont le résultat d'une rotation arbitraire des deux polarisations E_{Sv} et E_{Sh} de l'émission. A présent, chaque direction de polarisation $\hat{x}$ et $\hat{y}$ du signal $\overrightarrow{E_R}$ est injectée dans le mixeur cohérent pour être combinée avec l'oscillateur local. Pour chaque polarisation, quatre signaux de battements sont détectés au travers de deux PBS dont les directions sont à 45° de la direction de polarisation $\hat{x}$ ou $\hat{y}$.

Chaque réflexion sur une séparatrice 50/50 ou un PBS induit un déphasage de $\pi/2$ et réduit l'amplitude optique d'un facteur $1/\sqrt{2}$. On peut donc en déduire le champ du signal sur chaque bras du mixeur cohérent :

$$\begin{cases} E_{Out\ 11} = \frac{1}{2}E_{Rx}e^{j\pi/2} \\ E_{Out\ 12} = \frac{1}{2}E_{Rx}e^{j\pi} \\ E_{Out\ 13} = \frac{1}{2}E_{Rx}e^{j\pi/2} \\ E_{Out\ 14} = \frac{1}{2}E_{Rx} \end{cases} \qquad \begin{cases} E_{Out\ 21} = \frac{1}{2}E_{Ry} \\ E_{Out\ 22} = \frac{1}{2}E_{Ry}e^{j\pi/2} \\ E_{Out\ 23} = \frac{1}{2}E_{Ry}e^{j\pi} \\ E_{Out\ 24} = \frac{1}{2}E_{Ry}e^{j\pi/2} \end{cases} \tag{C.4}$$

On va faire interférer le champ du signal avec le champ de l'oscillateur local. L'oscillateur local est un laser continu polarisé dont la fréquence est très proche

de la fréquence centrale du signal ω_R. L'écart en fréquence acceptable dépend de la bande passante des photodiodes, du traitement numérique et du débit symbole. Actuellement, on peut accepter jusqu'à 3 GHz d'écart en fréquence (*detuning*). L'oscillateur local doit également avoir une finesse spectrale très bonne, à savoir une largueur de raie de l'ordre de la centaine de kHz (typiquement < 100 kHz). C'est pourquoi, l'on préfère utiliser des lasers à cavité étendue plutôt que des lasers DFBs.

L'oscillateur local polarisé entre également à 45° dans chaque mixeur et passe par une lame quart d'onde pour obtenir une onde polarisée circulairement :

$$\begin{aligned} \overrightarrow{E_{LO}}(t) &= \frac{1}{2} E_{LO} \left(\exp\left(j\frac{\pi}{2} \right) \hat{x} + \hat{y} \right) \\ \overrightarrow{E_{LO}}(t) &= \frac{1}{2} \sqrt{P_{LO}} \exp\left(\omega_{LO} t\right) \left(\exp\left(j\frac{\pi}{2} \right) \hat{x} + \hat{y} \right) \end{aligned} \tag{C.5}$$

où $\omega_{LO} = 2\pi f_{LO}$ est la fréquence centrale de l'oscillateur local et P_{LO} est la puissance de l'oscillateur local.

En considérant les réflexions sur les lames semi-réfléchissantes et les PBS qui introduisent un déphasage de $\pi/2$, on obtient le champ suivant pour l'oscillateur local sur chaque bras :

$$\begin{cases} E_{LO\ 11} = E_{LO\ 24} = \frac{1}{2\sqrt{2}} E_{LO}\ e^{j\pi/2} \\ E_{LO\ 12} = E_{LO\ 23} = \frac{1}{2\sqrt{2}} E_{LO}\ e^{j\pi/2} \\ E_{LO\ 13} = E_{LO\ 22} = \frac{1}{2\sqrt{2}} E_{LO}\ e^{j\pi} \\ E_{LO\ 14} = E_{LO\ 21} = \frac{1}{2\sqrt{2}} E_{LO}\ e^{j\pi} \end{cases} \tag{C.6}$$

A présent, on fait interférer l'oscillateur local avec le signal. On obtient le photo-courant de chaque photodiode : $I_{PD\ ij} = R\left(E_{Out\ ij} + E_{OL\ ij}\right)\left(E_{Out\ ij} + E_{OL\ ij}\right)^* + \eta_{sh}(t)$, où R est la réponse des photodiodes et $\eta_{sh}(t)$ est le bruit de Schottky. En négligeant le bruit de Schottky, le photo-courant peut être approximé de la façon suivante :

$$\begin{cases} I_{PD\ 11} \propto \frac{1}{4}P_{Rx} + \frac{1}{8}P_{LO} + \frac{1}{2\sqrt{2}}\sqrt{P_{Rx}P_{LO}}\cos\left(\Delta\omega t + \varphi_{Rx}(t)\right) \\ I_{PD\ 12} \propto \frac{1}{4}P_{Rx} + \frac{1}{8}P_{LO} - \frac{1}{2\sqrt{2}}\sqrt{P_{Rx}P_{LO}}\sin\left(\Delta\omega t + \varphi_{Rx}(t)\right) \\ I_{PD\ 13} \propto \frac{1}{4}P_{Rx} + \frac{1}{8}P_{LO} + \frac{1}{2\sqrt{2}}\sqrt{P_{Rx}P_{LO}}\sin\left(\Delta\omega t + \varphi_{Rx}(t)\right) \\ I_{PD\ 14} \propto \frac{1}{4}P_{Rx} + \frac{1}{8}P_{LO} - \frac{1}{2\sqrt{2}}\sqrt{P_{Rx}P_{LO}}\cos\left(\Delta\omega t + \varphi_{Rx}(t)\right) \end{cases}$$

$$\begin{cases} I_{PD\ 21} \propto \frac{1}{4}P_{Ry} + \frac{1}{8}P_{LO} - \frac{1}{2\sqrt{2}}\sqrt{P_{Ry}P_{LO}}\cos\left(\Delta\omega t + \varphi_{Ry}(t)\right) \\ I_{PD\ 22} \propto \frac{1}{4}P_{Ry} + \frac{1}{8}P_{LO} + \frac{1}{2\sqrt{2}}\sqrt{P_{Ry}P_{LO}}\sin\left(\Delta\omega t + \varphi_{Ry}(t)\right) \\ I_{PD\ 23} \propto \frac{1}{4}P_{Ry} + \frac{1}{8}P_{LO} - \frac{1}{2\sqrt{2}}\sqrt{P_{Ry}P_{LO}}\sin\left(\Delta\omega t + \varphi_{Ry}(t)\right) \\ I_{PD\ 24} \propto \frac{1}{4}P_{Ry} + \frac{1}{8}P_{LO} + \frac{1}{2\sqrt{2}}\sqrt{P_{Ry}P_{LO}}\cos\left(\Delta\omega t + \varphi_{Ry}(t)\right) \end{cases} \tag{C.7}$$

où $\Delta\omega = (\omega_S - \omega_{LO}) = 2\pi\Delta f$. En règle générale on utilise des photodiodes équilibrées pour filtrer les composantes continues (P_{Rx}, P_{Ry} et P_{LO}). Il en résulte :

$$\begin{cases} I_{PD\ 1} = I_{PD\ 11} - I_{PD\ 14} \propto \frac{1}{\sqrt{2}}\sqrt{P_{Rx}P_{LO}}\cos\left(\Delta\omega t + \varphi_{Rx}(t)\right) \\ I_{PD\ 2} = I_{PD\ 13} - I_{PD\ 12} \propto \frac{1}{\sqrt{2}}\sqrt{P_{Rx}P_{LO}}\sin\left(\Delta\omega t + \varphi_{Rx}(t)\right) \end{cases}$$

$$\begin{cases} I_{PD\ 3} = I_{PD\ 24} - I_{PD\ 21} \propto \frac{1}{\sqrt{2}}\sqrt{P_{Ry}P_{LO}}\cos\left(\Delta\omega t + \varphi_{Ry}(t)\right) \\ I_{PD\ 4} = I_{PD\ 22} - I_{PD\ 23} \propto \frac{1}{\sqrt{2}}\sqrt{P_{Ry}P_{LO}}\sin\left(\Delta\omega t + \varphi_{Ry}(t)\right) \end{cases} \tag{C.8}$$

Pour finir, on envoie le signal électrique des photodiodes vers des ADCs pour traiter numériquement le signal [93].

Dans notre laboratoire, les ADCs sont en réalité des oscilloscopes qui possèdent des bandes passantes allant de 16 GHz à 70 GHz avec des fréquences d'échantillonnage allant de 40 GS/s à 200 GS/s. Le traitement numérique est effectué ensuite en *offline*, c'est à dire que l'oscilloscope enregistre des acquisitions que l'on traite ensuite à l'aide d'un ordinateur.

C.3 Traitement numérique du signal associé à la détection cohérente (DSP)

Le traitement numérique du signal, *digital signal processing* (DSP) a permis en grande partie à ce que la réception cohérente survive. Il permet entre autre de compenser la dispersion chromatique, de découpler les polarisations, et de retrouver la phase du signal [107].

L'algorithme, représenté sur le schéma C.3, consiste à : ré-échantillonner le signal provenant de l'enregistrement de l'oscilloscope à deux fois le débit symbole, à compenser la dispersion chromatique accumulée, séparer les polarisations en égalisant les signaux sur un ou plusieurs niveaux (en fonction du format de modulation) et de retrouver la fréquence et la phase du signal.

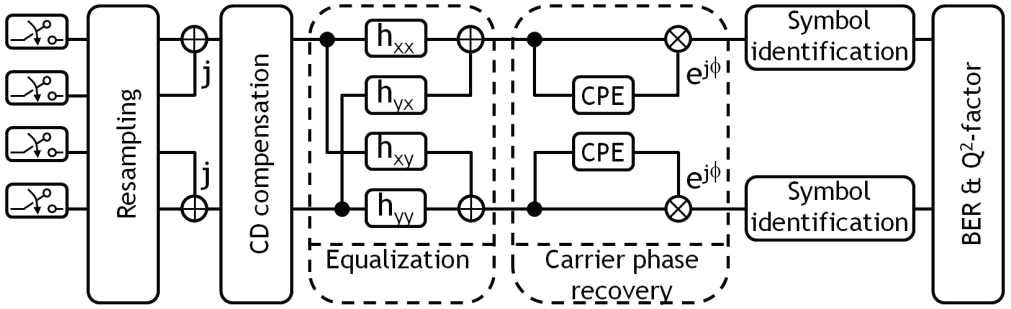

FIGURE C.3: Chaine de traitement numérique du signal (DSP) après le mixeur cohérent.

On ne rentrera pas dans les détails des algorithmes qui sont pour certain relativement complexes.

C.3.1 Ré-échantillonnage et reconstruction

La bande passante analogique des ADCs doit être au minimum de 0.5 fois le débit symbole, en pratique souvent autour de 0.8 fois le débit symbole. En accord avec le critère de Shannon, la fréquence d'échantillonnage est nécessairement supérieure au double de la bande passante analogique pour éviter un repliement de spectre. En pratique, elle sera d'au minimum 1.2 fois le débit symbole pour éviter des pénalités importante sur la performance, et plus généralement autour de 1.5 fois le débit symbole. On est donc dans la plus grande partie du temps sous échantillonné par rapport au débit symbole (< 2 sps). Ne respectant pas complètement le critère de Shannon, on perd dans certain cas en qualité à la réception liée à une interférence inter-symbole supplémentaire. La tolérance acceptable ou la pénalité endurée dépendent de la forme spectrale du signal. Dans tous les cas un ré-échantillonnage à 2 sps (2 échantillons par symbole) est réalisé pour traiter correctement le signal.

Après cette étape, on reconstruit le champ de chaque polarisation $\hat{x}$ et $\hat{y}$:

$$\begin{aligned} E_{Rx} &= I_{PD\ 1} + jI_{PD\ 2} \\ E_{Ry} &= I_{PD\ 3} + jI_{PD\ 4} \end{aligned} \tag{C.9}$$

Nous allons montrer les différentes étapes du DSP sur une constellation (diagramme du champ complexe) au format modulation à quatre états de phase multiplexé en polarisation, *polarization division multiplexed quadrature phase-shift keying* (PDM-QPSK) à 28 GBd (112 Gbit/s). On a représenté sur la figure C.4 les constellations de chaque polarisation du champ à la réception. Les couleurs verte et violette indiquent de quelle polarisation du champ à l'émission $\hat{x}$ et $\hat{y}$ chaque échantillon provient. On observe que la polarisation $\hat{x}$ (vert) d'émission est répartie sur les deux polarisations de réception, de même pour la polarisation $\hat{y}$ (violet). De plus, il est impossible de discerner les symboles.

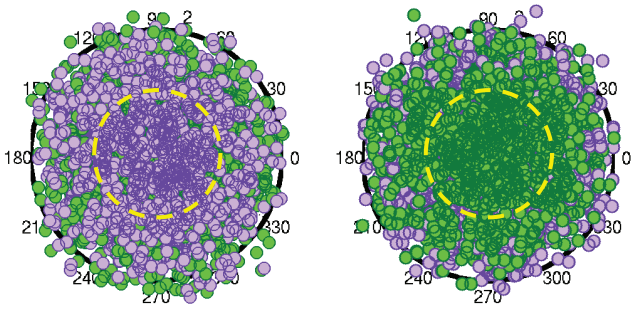

FIGURE C.4: Constellations après ré-échantillonnage à 2 sps.

C.3.2 Compensation de dispersion chromatique

La dispersion chromatique peut être compensée numériquement car c'est un phénomène linéaire que l'on peut déterminer facilement. Elle peut compenser l'équivalent de milliers de kilomètres de fibre avec une très bonne efficacité. Son seul inconvénient est que la longueur du filtre peut-être très longue liée à l'étalement temporel des impulsions sur les symboles voisin qui dépend principalement de la valeur de la dispersion cumulée et du carré du débit symbole. On peut atteindre pour des transmissions sous-marines très longues distances un étalement sur plusieurs milliers de symboles. On représente sur la figure C.5 les constellations après compensation de dispersion. Il est très difficile d'observer l'effet compensation de dispersion sur la constellation car les polarisations d'émission sont toujours mélangées.

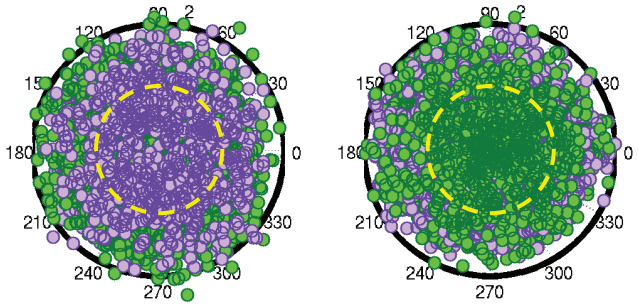

FIGURE C.5: Constellations après compensation de dispersion

C.3.3 Démultiplexage des polarisations et égalisation

Une partie clé du DSP est l'étape de démultiplexage des polarisations. La séparation des polarisations est réalisée à partir de plusieurs filtres à réponses impulsionnelles finies, *finite impulse responses* (FIRs) adaptatifs. L'algorithme cherche à minimiser un critère pour inverser la matrice de Jones de notre système. Dans le cas ici d'un format PDM-QPSK, le critère est d'avoir l'ensemble des échantillons disposés sur un cercle de rayon unitaire pour chacune des polarisations, appelé algorithme à module constant, *constant modulus algorithm* (CMA). On observe bien sur la figure C.6 la séparation des polarisations, par un alignement des polarisations $\hat{x}$ (vert) à droite et $\hat{y}$ (violet) à gauche sur les axes de réception, tout comme le module constant unitaire des échantillons. En fonction du format de modulation le critère est adapté. Nous ne détaillerons pas plus ces algorithmes.

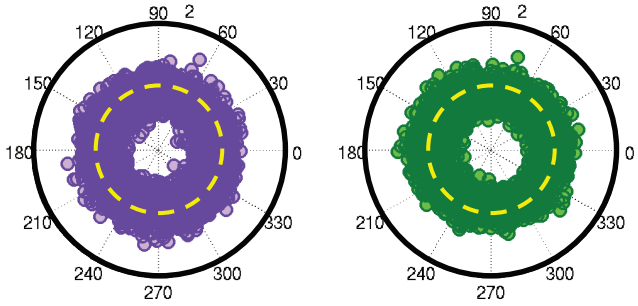

FIGURE C.6: Constellations après séparation des polarisations et égalisateur

C.3.4 Estimation de la fréquence et la phase de la porteuse

La réception cohérente est une détection hétérodyne avec deux lasers, un comme porteuse et l'autre comme oscillateur local. C'est pourquoi les algorithmes

d'estimation de la fréquence et de la phase de la porteuse sont utilisés pour compenser les dérives [108]. Effectivement, l'oscillateur local n'est pas exactement à la même fréquence et en phase avec le signal et donc un décalage en fréquence (*detuning*) et en phase existent. Dans un premier temps l'écart en fréquence est compensé à l'aide de l'estimation de la fréquence de la porteuse, *carrier frequency estimation* (CFE). La robustesse de cet algorithme donne l'écart maximum en fréquence acceptable entre l'oscillateur local et le signal et détermine la qualité des lasers nécessaires, d'où l'utilisation de lasers à cavités étendues. En pratique un décalage en fréquence de 200 MHz à 1 GHz (*detuning*) est acceptable sachant que le maximum toléré est d'environ 3 GHz.

L'estimation de la phase de la porteuse, *carrier phase estimation* (CPE) permet de compenser les variations de phase liées à la détection hétérodyne. La vitesse de variation de l'écart de phase dépend de la qualité des lasers utilisés, en particulier leurs largeurs de raie (typiquement 100 kHz pour les lasers à cavités étendues). Il existe plusieurs algorithmes pour compenser cet écart en phase, en utilisant un maximum de vraisemblance ou dans le cas d'un QPSK un algorithme Viterbi-Viterbi. Ce dernier va compenser la phase en soustrayant la phase résiduelle obtenu en prenant la puissance 4 le champ reçu. Dans tous les cas la CPE joue le rôle d'un filtre passe haut. L'un des paramètres importants pour compenser correctement l'écart en phase est la taille de la fenêtre du filtre ($\sharp$ *taps* = nombre de symbole dans la fenêtre). En fonction de la taille du filtre, la fréquence de coupure du filtre sera plus ou moins grande. Dans le cas de variations très lentes, une grande fenêtre sera plus adaptée (typiquement 101 taps), alors que dans le cas de lasers ayant une grande largeur de raie ($\approx$ 1 MHz) une fenêtre courte permettra de suivre correctement la phase (typiquement 11 taps). Dans le cas d'une fenêtre mal adaptée il se peut que la CPE peut par erreur associer un saut de phase à une vraie discontinuité de phase et ainsi se tromper de $\pi/2$ (ordre de la symétrie de la constellation), ce qui donne lieu à ce que l'on appelle un glissement de cycle (ou "cycle slip" en anglais). Ce phénomène a pour effet de changer la référence de phase à chaque glissement de cycle et d'introduire des erreurs supplémentaires, comme on a pu le voir dans la section 3.4.4. Il existe donc un optimum sur la taille de la fenêtre de la CPE, qui d'un côté optimise la performance et de l'autre limite la quantité de saut de phase. On notera également que les effets non-linéaires pouvant avoir un effet important sur la phase, la CPE peut dans certain cas compenser les variations de phase provoquées par cet effet et ainsi compenser les effets non-linéaires.

La figure C.7 représente les constellations du champ après compensation. On

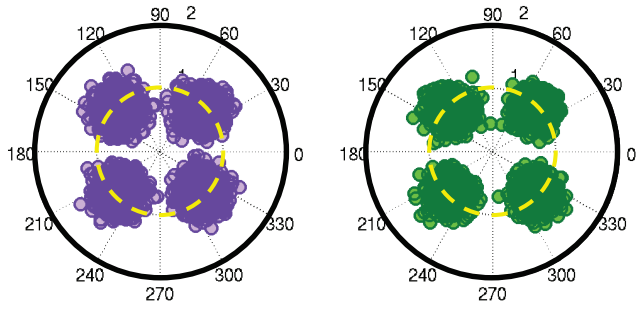

FIGURE C.7: Constellations après verrouillage du débit symbole et de la phase

observe à présent les différents symboles transmis. Il est donc possible d'appliquer maintenant la décision.

C.3.5 Identification des symboles

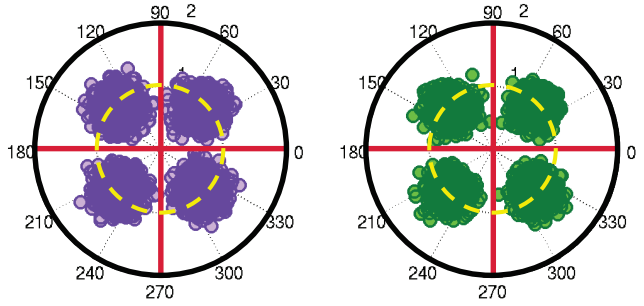

FIGURE C.8: Constellations après identification des symboles

La dernière étape est de séparer les symboles qui composent la constellation par le bloque de décision, dont on observe les axes en rouge sur la figure C.8. Ceci nous permet d'étiqueter une donnée numérique à un point dans la constellation et reconstruire l'information numérique envoyée ou dans notre cas de les comparer avec les informations initiales et de calculer un taux d'erreur binaire, *binary error rate* (BER).

Acronymes

16QAM modulation à 16 états d'amplitude et phase, *16-level quadrature amplitude modulation*. 10, 44, 51, 166, 168, 171

ADC convertisseur analogique-numérique, *analogue-to-digital converter*. 12, 81, 122, 173, 178, 179

ASE émission spontanée amplifiée, *amplified spontaneous emission*. 13, 14, 29, 31, 56, 57, 66, 73, 80, 82, 84, 85, 107, 108, 109, 124, 125, 129, 136, 144, 153, 154, 155, 156, 158, 159, 160, 161, 162, 161

ASIC circuit intégré dédié à une application, *application-specific integrated circuit*. 168, 169, 173

AWGN bruit blanc gaussien additif, *additive white gaussian noise*. 22, 49, 52, 57, 59, 63, 66, 77, 149

B2B dos à dos, *back-to-back*. 82, 83, 86, 90, 95, 107, 108, 112, 136, 143

BEP probabilité d'erreur binaire, *binary error probability*. 49, 51, 52, 53, 56, 57, 61, 63, 64

BER taux d'erreur binaire, *binary error rate*. 49, 51, 52, 53, 56, 57, 183

CFE estimation de la fréquence de la porteuse, *carrier frequency estimation*. 181

CMA algorithme à module constant, *constant modulus algorithm*. 180

CPE estimation de la phase de la porteuse, *carrier phase estimation*. 10, 100, 105, 106, 107, 108, 109, 143, 182

DAC convertisseur numérique-analogique, *digital-to-analogue converter*. 10, 12, 81, 82, 86, 87, 91, 92, 93, 94, 108, 120, 164, 168, 169, 171, 172

DCF fibre à compensation de dispersion, *dispersion compensating fiber*. 9, 18, 120, 122, 128

DFB rétroaction distribuée, *distributed feedback*. 121, 164, 176

DM géré en dispersion, *dispersion managed*. 18, 19, 20, 31, 69, 114, 115, 117, 129, 141, 144, 146, 147, 149, 150

DSP traitement numérique du signal, *digital signal processing*. 178, 179, 180

DU non-géré en dispersion, *dispersion unmanaged*. 18, 19, 20, 22, 31, 69, 114, 115, 117, 118, 120, 123, 125, 129, 141, 143, 144, 146, 149, 150

EDFA amplificateur à fibre dopée erbium, *erbium-doped fiber amplifier*. 13, 17, 18, 56, 64, 66, 81, 82, 96, 122, 153, 156, 173

ENOB nombre de bits effectif, *effective number of bits*. 82, 93, 94, 168

FEC code correcteur d'erreurs, *forward error correction*. 42

FIR à réponse impulsionnelle finie, *finite impulse response*. 180

FPGA circuit logique programmable, *field-programmable gate array*. 169, 173

FTTH fibre à la maison, *fiber to the home*. 1

InP phosphure d'indium. 164, 166, 174

LEAF fibre à large aire effective, *large effective area fiber*. 17, 20, 54, 75, 95, 100, 102, 103, 105, 107, 122, 123, 134, 135, 136, 135, 136, 141, 143, 144, 146

$LiNbO_3$ niobate de lithium. 164, 165, 166, 168

MZM modulateur de Mach-Zehnder, *Mach-Zehnder modulator*. 164, 165, 166, 167, 171

NLSE équation de Schrödinger non-linéaire, *nonlinear Schrödinger equation*. 21, 22, 24, 33, 68, 99

NLT seuil non-linéaire, *nonlinear threshold*. 30, 31, 56, 59, 64, 69, 74, 129, 147, 161

NRZ non retour à zéro, *non-return-to-zero*. 92, 170

NZDSF fibre à dispersion décalée non nulle, *non-zero dispersion-shifted fiber*. 75

OOK à deux niveaux d'intensité, *on-off keying*. 164, 166

OSA analyseur de spectre optique, *optical spectrum analyzer*. 66, 82, 84, 96, 154, 155, 156

OSNR rapport signal sur bruit optique, *optical signal-to-noise ratio*. 13, 14, 29, 56, 66, 82, 85, 86, 90, 107, 108, 122, 153, 154, 155, 156, 157, 158, 159, 160, 161

PAPR facteur de crête du signal, *peak-to-average power ratio*. 91, 92, 94, 99

PBS séparateur de polarisation, *polarization beam spliter*. 176, 177

PDF fonction de densité de probabilité, *probability density fonction*. 49, 50, 57, 58, 59, 58, 61

PDM multiplexage en polarisation, *polarization division multiplexing*. 167

PDM-16QAM modulation à 16 états d'amplitude et phase multiplexé en polarisation, *polarization division multiplexed 16-level quadrature amplitude modulation*. 9

PDM-QPSK modulation à quatre états de phase multiplexé en polarisation, *polarization division multiplexed quadrature phase-shift keying*. 9, 25, 54, 55, 75, 84, 95, 100, 118, 122, 133, 136, 144, 179, 180

PMD dispersion modale de polarisation, *polarization mode dispersion*. 144

PRBS séquence pseudo aléatoire binaire, *pseudo-random binary sequence*. 169

PRQS séquence pseudo aléatoire quaternaire, *pseudo-random quaternary sequence*. 121, 122, 169

PSD densité spectrale de puissance, *power spectral density*. 107, 108, 109, 110, 111, 141, 143, 154

QPSK modulation à quatre états de phase, *quadrature phase-shift keying*. 10, 24, 42, 44, 49, 50, 51, 52, 55, 58, 71, 121, 166, 182

RDPS dispersion résiduelle par tronçon, *residual dispersion per span*. 129, 136, 141, 143, 144, 146, 150

RP1 méthode perturbative au premier ordre, *first order regular perturbation*. 22, 23, 32, 33, 35

RRC racine carrée de cosinus surélevé, *root-raised-cosine*. 84, 95, 100, 122, 133, 134, 170

Rx récepteur. 8

SEP probabilité d'erreur symbole, *symbole error probability*. 53

Si silicium. 164, 166, 174

SMF fibre standard mono-mode, *standard single-mode fiber*. 17, 20, 26, 54, 56, 75, 95, 100, 101, 103, 104, 112, 120, 134, 135, 136, 141

SNR rapport signal sur bruit, *signal-to-noise ratio*. 29, 30, 50, 52, 53, 56, 64, 128

SSFM méthode de Fourier itérative à pas séparés, *split-step Fourier method*. 21, 25, 32, 35

TDCM module à compensation de dispersion variable, *tunable dispersion compensating module*. 122, 123, 124

TRx émetteur et récepteur. 85, 90, 96, 101, 107, 108, 109, 110, 111

Tx émetteur. 8

WDM multiplexée en longueur d'onde, *wavelength-division multiplexing*. 54, 96, 156

WSS commutateur sélectif en longueur d'onde, *wavelength-selective switch*. 14, 56, 122, 134, 160

Bibliographie

[1] S. Bigo, "Communications optiques haut débit Introduction et caractérisation," *Techniques de l'ingénieur Les grands rendez-vous de l'année 2015*, vol. 42625210, no. e7079, 2016.

[2] M. K. Weldon, *The Future X Network : A Bell Labs Perspective.* CRC Press, 2016.

[3] S. Lambert, W. V. Heddeghem, W. Vereecken, B. Lannoo, D. Colle, and M. Pickavet, "Worldwide electricity consumption of communication networks," *Optics Express*, vol. 20, no. 26, pp. B513–B524, dec 2012.

[4] P. Layec, A. Morea, F. Vacondio, O. Rival, and J. C. Antona, "Elastic optical networks : The global evolution to software configurable optical networks," *Bell Labs Technical Journal*, vol. 18, no. 3, pp. 133–151, 2013.

[5] A. Farrel and I. Bryskin, *GMPLS Architecture and Applications*, ser. The Morgan Kaufmann Series in Networking. Elsevier Science, 2013.

[6] B. Lavigne and O. Bertran-Pardo, "400Gb/s Real-time Trials on Commercial Systems Using Bit-rate-adaptive Transponders for Next Generation Networks," in *Advanced Photonics for Communications.* Optical Society of America, 2014, p. SM3E.6.

[7] B. Lavigne, O. Bertran-Pardo, C. Bresson, M. Lefrancois, E. Balmefrezol, M. Le Monnier, L. Raddatz, and L. Suberini, "400 Gb/s Real-Time Trials on Commercial Systems for Next Generation Networks," *IEEE/OSA Journal of Lightwave Technology*, vol. 34, no. 2, pp. 477–483, jan 2016.

[8] F. Vacondio, A. E. Falou, A. Voicila, C. L. Bouëtté, J. M. Tanguy, C. Simonneau, E. Dutisseuil, J. L. Pamart, L. Schoch, and O. Rival,

"Real-time elastic coherent muxponder enabling energy-proportional optical transport," in *Optical Fiber Communication Conference*, 2013, p. JTh2A.51.

[9] J.-L. Auge, "Can we use Flexible Transponders to Reduce Margins ?" in *Optical Fiber Communication Conference*. Optical Society of America, 2013, p. OTu2A.1.

[10] Y. Pointurier, "Design of low-margin optical networks," in *Optical Fiber Communication 2016*, 2016, p. Tu3F.5.

[11] M. Gunkel, F. Wissel, W. Weiershausen, M. Franzke, V. Fuerst, and A. Mattheus, "Multi-layer interworking with rate-adaptive transmission technology - benefit and challenges of a new use case," in *Proceedings of Photonic Networks ; ITG Symposium*, 2015, pp. 9–15.

[12] F. Solano and M. Pióro, "Lightpath Reconfiguration in WDM Networks," *Journal of Optical Communications and Networking*, vol. 2, no. 12, p. 1010, dec 2010.

[13] J.-C. Antona, S. Bigo, J.-C. Antona, and S. Bigo, "Recent advances in optical telecommunications - Physical design and performance estimation of heterogeneous optical transmission systems," *Comptes Rendus Physique*, vol. 9, no. 9, pp. 963–984, 2008.

[14] R. Dar, M. Feder, A. Mecozzi, and M. Shtaif, "Accumulation of nonlinear interference noise in fiber-optic systems," *Optics Express*, vol. 22, no. 12, pp. 14 199–14 211, 2014.

[15] P. Serena and A. Bononi, "On the Accuracy of the Gaussian Nonlinear Model for Dispersion-unmanaged Coherent Links," in *European Conference on Optical Communication*, sep 2013, p. Th.1.D.3.

[16] R.-J. Essiambre, G. Kramer, P. J. Winzer, G. J. Foschini, and B. Goebel, "Capacity Limits of Optical Fiber Networks," *IEEE/OSA Journal of Lightwave Technology*, vol. 28, no. 4, pp. 662–701, 2010.

[17] Lightwave, "Alcatel-Lucent unveils 100G on 1830 Photonic Service Switch." [Online]. Available : http://www.lightwaveonline.com/articles/2010/06/alcatel-lucent-unveils-100g-on-1830-photonic-service-switch-95980844.html

[18] O. Bertran-pardo, "On coherent detection for optical transmissions at 40 Gb/s and 100 Gb/s," PhD Thesis, Télécom ParisTech, sep 2010.

[19] M. Filer, J. Gaudette, M. Ghobadi, R. Mahajan, T. Issenhuth, B. Klinkers, and J. Cox, "Elastic Optical Networking in the Microsoft Cloud," *Journal of Optical Communications and Networking*, vol. 8, no. 7, pp. 45–54, 2016.

[20] E. Agrell and M. Karlsson, "Power-Efficient Modulation Formats in Coherent Transmission Systems," *IEEE/OSA Journal of Lightwave Technology*, vol. 27, no. 22, pp. 5115–5126, nov 2009.

[21] A. Alvarado, D. J. Ives, S. J. Savory, and P. Bayvel, "On the Impact of Optimal Modulation and FEC Overhead on Future Optical Networks," *IEEE/OSA Journal of Lightwave Technology*, vol. 34, no. 9, pp. 2339–2352, 2016.

[22] O. Bertran-Pardo, J. Renaudier, H. Mardoyan, P. Tran, F. Vacondio, M. Salsi, G. Charlet, S. Bigo, A. Konczykowska, J.-I. Dupuy, F. Jorge, M. Riet, and J. Godin, "Experimental assessment of transmission reach for uncompensated 32-GBaud PDM-QPSK and PDM-16QAM," in *Optical Fiber Communication Conference*, 2012, p. JW2A.53.

[23] B. Widrow and I. Kollár, *Quantization noise : roundoff error in digital computation, signal processing, control, and communications.* Cambridge University Press, 2008.

[24] X. Xu, Q. Zhuge, B. Châtelain, M. Morsy-Osman, M. Chagnon, M. Qiu, and D. V. Plant, "A nonlinearity-tolerant frequency domain root M-shaped pulse for coherent optical communication systems," *Optics Express*, vol. 21, no. 26, pp. 31 966–31 982, 2013.

[25] T. Okoshi and K. Kikuchi, *Coherent Optical Fiber Communications*, ser. Advances in Opto-Electronics. Springer Netherlands, 1988.

[26] K. Kikuchi, "Fundamentals of Coherent Optical Fiber Communications," *IEEE/OSA Journal of Lightwave Technology*, vol. 34, no. 1, pp. 157–179, 2016.

[27] E. Desurvire, D. Bayart, B. Desthieux, and S. Bigo, *Erbium-doped Fiber Amplifiers : Device and System Developments*, ser. Wiley Series in Telecommunications and Signal Processing. J. Wiley & Sons, 2002, no. 2.

[28] J. P. Gordon, W. H. Louisell, and L. R. Walker, "Quantum Fluctuations and Noise in Parameteric Processes II," *Physical Review*, vol. 129, no. 1, pp. 481–485, jan 1963.

[29] S. Gariepy, Daniel ; Searcy, Steven ; He, Gang ; Tibuleac, "Non-intrusive In-band OSNR Measurement of Polarization Multiplexed Signals Operating in the Non-Linear Regime," in *Optical Fiber Communication Conference*, 2015, p. W4D.6.

[30] D. Gariépy, G. He, and G. W. Schinn, "Non-intrusive measurement of In-Band OSNR of high bitrate polarization-multiplexed signals," *Optical Fiber Technology*, vol. 17, no. 5, pp. 518–522, 2011.

[31] F. Vacondio, A. Ghazisaeidi, A. Bononi, and L. A. Rusch, "DQPSK : When Is a Narrow Filter Receiver Good Enough ?" *IEEE/OSA Journal of Lightwave Technology*, vol. 27, no. 22, pp. 5106–5114, nov 2009.

[32] P. Jennevé, A. Morea, C. Delezoide, and S. Bigo, "Why Pulse Shape for Cost-sensitive Metro Networks Should Differ from Optimal Pulse Shape for Long-haul Networks," in *Asia Communications and Photonics Conference*, 2015, p. AS3E.2.

[33] JDSU, "A Performance Comparison of WSS Switch Engine Technologies," JDS Uniphase Corporation, Tech. Rep., 2009.

[34] O. Bertran-Pardo, J. Renaudier, P. Tran, H. Mardoyan, M. Salsi, F. Vacondio, G. Charlet, and S. Bigo, "Comparison of ISI-mitigation techniques for 128 Gb/s PDM-QPSK channels in ultra-dense coherent systems," in *IEEE Photonics Conference, IPC*, sep 2012, pp. 234–235.

[35] S. M. Pietralunga, J. Colombelli, A. Fellegara, and M. Martinelli, "Fast polarization effects in optical aerial cables caused by lightning and impulse current," *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 16, no. 11, pp. 2583–2585, nov 2004.

[36] S. A. Sokolov, "Particularities of Polarization-Mode Dispersion in optical fiber with Wavelength Division Multiplexing during the Lightning stroke," in *International Symposium on Electromagnetic Compatibility*, oct 2007, pp. 448–450.

[37] M. Kurono, K. Isawa, and M. Kuribara, "Transient state of polarization in optical ground wire caused by lightning and impulse current," in *SPIE, International Symposium on Polarization Analysis and Applications to Device Technology*, 1996.

[38] G. P. Agrawal, *Nonlinear fiber optics*, ser. Academic Press. Academic Press, 2001.

[39] G. P. Agrawal, *Fiber-Optic Communication Systems*, ser. Wiley Series in Microwave and Optical Engineering. Wiley, 2012.

[40] S. Searcy and S. Tibuleac, "Nonlinear impact of diverse optical routing in uncompensated 120 Gb/s PM-QPSK links," in *IEEE Photonics Conference*, 2014, p. TuF1.4.

[41] P. Serena, "Optilux," 2009. [Online]. Available : http://optilux.sourceforge.net

[42] A. Bononi, P. Serena, and N. Rossi, "Nonlinear signal-noise interactions in dispersion-managed links with various modulation formats," *Optical Fiber Technology*, vol. 16, no. 2, pp. 73–85, 2010.

[43] J. Tang, "The channel capacity of a multispan DWDM system employing dispersive nonlinear optical fibers and an ideal coherent optical receiver," *IEEE/OSA Journal of Lightwave Technology*, vol. 20, no. 7, pp. 1095–1101, 2002.

[44] A. Carena, G. Bosco, V. Curri, P. Poggiolini, M. Tapia Taiba, and F. Forghieri, "Statistical characterization of PM-QPSK signals after propagation in uncompensated fiber links," in *European Conference on Optical Communication*, sep 2010, p. 4.07.

[45] P. Ramantanis and Y. Frignac, "Pattern-dependent nonlinear impairments on QPSK signals in dispersion-managed optical transmission systems," in *European Conference on Optical Communication*, sep 2010, p. Mo.1.C.4.

[46] P. Johannisson, "Analytical Modeling of Nonlinear Propagation in a Strongly Dispersive Optical Communication System," *arXiv*, vol. 1, no. 18, pp. 1–12, 2012.

[47] P. Poggiolini, A. Carena, V. Curri, G. Bosco, and F. Forghieri, "Analytical Modeling of Nonlinear Propagation in Uncompensated Optical Transmission Links," *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 23, no. 11, pp. 742–744, 2011.

[48] P. Johannisson and E. Agrell, "Modeling of nonlinear signal distortion in fiber-optic networks," *IEEE/OSA Journal of Lightwave Technology*, vol. 32, no. 23, pp. 3942–3950, 2014.

[49] A. Bononi and P. Serena, "An Alternative Derivation of Johannisson's Regular Perturbation Model," *arXiv*, vol. 2, no. 1207.4729, pp. 1–8, 2012.

[50] P. Johannisson and M. Karlsson, "Perturbation analysis of nonlinear propagation in a strongly dispersive optical communication system," *IEEE/OSA Journal of Lightwave Technology*, vol. 31, no. 8, pp. 1273–1282, 2013.

[51] P. Poggiolini, "The GN model of non-linear propagation in uncompensated coherent optical systems," *IEEE/OSA Journal of Lightwave Technology*, vol. 30, no. 24, pp. 3857–3879, 2012.

[52] P. Serena and A. Bononi, "An alternative approach to the gaussian noise model and its system implications," *IEEE/OSA Journal of Lightwave Technology*, vol. 31, no. 22, pp. 3489–3499, nov 2013.

[53] A. Bononi, P. Serena, and N. Rossi, "Modeling of Signal-Noise Interactions in Nonlinear Fiber Transmission with Different Modulation Formats," in *European Conference on Optical Communication*, sep 2009, p. 10.4.6.

[54] E. Grellier, "Etude des effets non-linéaires à l'oeuvre dans les systèmes de transmissions optiques fortement dispersifs," Ph.D. dissertation, Université de Franche-comté, 2011.

[55] P. Poggiolini, G. Bosco, A. Carena, V. Curri, Y. Jiang, and F. Forghieri, "A Detailed Analytical Derivation of the GN Model of Non-Linear Interference in Coherent Optical Transmission Systems," *arXiv*, vol. 1, no. 1209.0394, pp. 1–24, 2012.

[56] M. J. Ablowitz and G. Biondini, "Multiscale pulse dynamics in communication systems with strong dispersion management," *Optics Letters*, vol. 23, no. 21, pp. 1668–1670, nov 1998.

[57] E. Grellier and A. Bononi, "Quality parameter for coherent transmissions with gaussian-distributed nonlinear noise." *Optics express*, vol. 19, no. 13, pp. 12 781–12 788, 2011.

[58] A. Carena, G. Bosco, V. Curri, Y. Jiang, P. Poggiolini, and F. Forghieri, "EGN model of non-linear fiber propagation," *Optics Express*, vol. 22, no. 13, pp. 16 335–16 362, 2014.

[59] G. Bosco, A. Carena, R. Cigliutti, V. Curri, P. Poggiolini, and F. Forghieri, "Performance prediction for WDM PM-QPSK transmission over uncompensated links," in *Optical Fiber Communication Conference*, 2011, p. OThO7.

[60] E. Torrengo, R. Cigliutti, G. Bosco, A. Carena, V. Curri, P. Poggiolini, A. Nespola, D. Zeolla, and F. Forghieri, "Experimental validation of an analytical model for nonlinear propagation in uncompensated optical links." *Optics Express*, vol. 19, no. 26, pp. B790–B798, dec 2011.

[61] E. Grellier, J. C. Antona, and S. Bigo, "Global criteria to account for tolerance to nonlinearities of highly dispersive systems," *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 22, no. 10, pp. 685–687, 2010.

[62] A. Carena, G. Bosco, V. Curri, P. Poggiolini, and F. Forghieri, "Impact of the Transmitted Signal Initial Dispersion Transient on the Accuracy of the GN-Model of Non-Linear Propagation," in *European Conference on Optical Communication*, sep 2013, p. Th.1.D.4.

[63] R. Dar, M. Feder, A. Mecozzi, and M. Shtaif, "Properties of nonlinear noise in long, dispersion-uncompensated fiber links," *Optics Express*, vol. 21, no. 22, pp. 25 685–25 699, nov 2013.

[64] C. Xie, "Fiber Nonlinearities in 16QAM Transmission Systems," in *European Conference on Optical Communication*, 2011, p. We.7.B.6.

[65] A. Bononi, E. Grellier, P. Serena, N. Rossi, and F. Vacondio, "Modeling nonlinearity in coherent transmissions with dominant interpulse-four-wave-mixing," in *European Conference on Optical Communication*, sep 2011, p. We.7.B.4.

[66] P. Serena and A. Bononi, "A Time-Domain Extended Gaussian Noise Model," *IEEE/OSA Journal of Lightwave Technology*, vol. 33, no. 7, pp. 1459–1472, 2015.

[67] J.-C. Antona, "Novel Design Tool enabling to predict the quality of transmission and to design optical networks modulated at 10, 40 and 100Gb/s," Theses, Télécom ParisTech, sep 2011.

[68] H. Louchet, A. Hodzic, and K. Petermann, "Analytical model for the performance evaluation of DWDM transmission systems," *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 15, no. 9, pp. 1219–1221, sep 2003.

[69] J. Renaudier, O. Bertran-Pardo, M. Salsi, F. Vacondio, H. Mardoyan, P. Tran, G. Charlet, and S. Bigo, "Tolerance to nonlinearity of 40 Gb/s BPSK-based coherent solution over legacy systems based on non-zero dispersion-shifted fibers," in *Optical Fiber Communication Conference*, 2011, p. OThX3.

[70] P. Poggiolini, A. Carena, V. Curri, G. Bosco, and F. Forghieri, "Analytical Modeling of Nonlinear Propagation in Uncompensated Optical Transmission Links," *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 23, no. 11, pp. 742–744, 2011.

[71] P. Poggiolini, G. Bosco, A. Carena, V. Curri, Y. Jiang, and F. Forghieri, "The GN-Model of Fiber Non-Linear Propagation and its Applications," *IEEE/OSA Journal of Lightwave Technology*, vol. 32, no. 4, pp. 694–721, 2014.

[72] F. Vacondio, O. Rival, C. Simonneau, E. Grellier, A. Bononi, L. Lorcy, J.-C. Antona, and S. Bigo, "On nonlinear distortions of highly dispersive optical coherent systems," *Optics Express*, vol. 20, no. 2, p. 1022, jan 2012.

[73] G. Bosco, R. Cigliutti, A. Nespola, A. Carena, V. Curri, F. Forghieri, Y. Yamamoto, T. Sasaki, Y. Jiang, and P. Poggiolini, "Experimental investigation of nonlinear interference accumulation in uncompensated links," *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 24, no. 14, pp. 1230–1232, jul 2012.

[74] A. Nespola, M. Huchard, G. Bosco, A. Carena, Y. Jiang, P. Poggiolini, and F. Forghieri, "Experimental validation of the EGN model in uncompensated optical links," in *Optical Fiber Communication Conference*, 2015, p. Th4D.2.

[75] A. J. Stark, Y.-T. Hsueh, T. F. Detwiler, M. Filer, S. Tibuleac, and S. E. Ralph, "System Performance Prediction With the Gaussian Noise Model

in 100G PDM-QPSK Coherent Optical Networks," *IEEE/OSA Journal of Lightwave Technology*, vol. 31, no. 21, pp. 3352–3360, 2013.

[76] J. W. Goodman, *Statistical Optics*, ser. Wiley Series in Pure and Applied Optics. Wiley, 2015.

[77] P. Beckmann, *Probability in communication engineering*, ser. Harbrace series in electrical engineering. Harcourt, Brace & World, 1967.

[78] L. Beygi, E. Agrell, M. Karlsson, and P. Johannisson, "Signal Statistics in Fiber-Optical Channels With Polarization Multiplexing and Self-Phase Modulation," *IEEE/OSA Journal of Lightwave Technology*, vol. 29, no. 16, pp. 2379–2386, 2011.

[79] P.-S. Laplace, *Mémoires de la classe des sciences mathématiques et physiques de l'Institut National de France.* Institut National de France, 1809.

[80] N. Rossi, P. Ramantanis, and J. C. Antona, "Nonlinear interference noise statistics in unmanaged coherent networks with channels propagating over different lightpaths," in *European Conference on Optical Communication*, sep 2014, p. Mo.4.3.4.

[81] Y. Jiang, A. Carena, P. Poggiolini, and F. Forghieri, "On the impact of non-linear phase-noise on the assessment of long-haul uncompensated coherent systems performance," in *European Conference on Optical Communication*, sep 2014, p. P.5.12.

[82] I. T. Jolliffe, *Principal Component Analysis*, ser. Springer Series in Statistics. Springer, 2002.

[83] A. Papoulis, *Probability, Random Variables, and Stochastic Processes*, ser. McGraw-Hill series in electrical engineering : Communications and signal processing. Tata McGraw-Hill, 1984.

[84] W. Freude, R. Schmogrow, B. Nebendahl, M. Winter, A. Josten, D. Hillerkuss, S. Koenig, J. Meyer, M. Dreschmann, M. Huebner, C. Koos, J. Becker, and J. Leuthold, "Quality metrics for optical signals : Eye diagram, Q-factor, OSNR, EVM and BER," in *International Conference on Transparent Optical Networks*, 2012, p. Mo.B1.5.

[85] J. G. Proakis, *Digital Communications*, ser. Electrical engineering series. McGraw-Hill, 2000.

[86] D. L. Wallace, "Asymptotic Approximations to Distributions," *The Annals of Mathematical Statistics*, vol. 29, no. 3, pp. 635–654, 1958.

[87] C. W. Helstrom, *Elements of Signal Detection and Estimation*, ser. Electrical engineering (PTR Prentice Hall). : Digital signal processing. PTR Prentice Hall, 1995.

[88] F. Vacondio, C. Simonneau, L. Lorcy, J. C. Antona, A. Bononi, and S. Bigo, "Experimental characterization of Gaussian-distributed nonlinear distortions," in *European Conference on Optical Communication*, sep 2011, p. We.7.B.1.

[89] B. Lavigne, M. Lefrançois, E. Balmefrezol, C. Bresson, F. Vacondio, J. C. Antona, E. Seve, and O. Rival, "System design tool for high bit rate terrestrial transmission systems with coherent detection," *Bell Labs Technical Journal*, vol. 18, no. 3, pp. 251–266, 2013.

[90] O. Rival, E. Grellier, J.-C. Antona, P. Ramantanis, E. Seve, S. Bigo, and F. Vacondio, "Semi-Analytical Model for the Performance Estimation of 100Gb/s PDM-QPSK Optical Transmission Systems without Inline Dispersion Compensation and Mixed Fiber Types," in *European Conference on Optical Communication*, sep 2013, p. Th.1.D.2.

[91] A. Bononi, N. Rossi, and P. Serena, "On the nonlinear threshold versus distance in long-haul highly-dispersive coherent systems," *Optics Express*, vol. 20, no. 26, pp. 204–216, 2012.

[92] J. Taylor, *Incertitudes Et Analyse Des Erreurs Dans Les Mesures Physiques*, ser. Masson Sciences. Physique. Dunod, 1997.

[93] C. Laperle and M. O'Sullivan, "Advances in High-Speed DACs, ADCs, and DSP for Optical Coherent Transceivers," *IEEE/OSA Journal of Lightwave Technology*, vol. 32, no. 4, pp. 629–643, 2014.

[94] N. Rossi, P. Serena, and A. Bononi, "Symbol-Rate Dependence of Dominant Nonlinearity and Reach in Coherent WDM Links," *IEEE/OSA Journal of Lightwave Technology*, vol. 33, no. 14, pp. 3132–3143, 2015.

[95] F. Munier, E. Alpman, T. Eriksson, A. Svensson, and H. Zirath, "Estimation of Phase Noise for QPSK Modulation over AWGN Channels," in *Proceedings Gigahertz Symposium*, 2003.

[96] A. Bononi, M. Bertolini, P. Serena, and G. Bellotti, "Cross-Phase Modulation Induced by OOK Channels on Higher-Rate DQPSK and Coherent QPSK Channels," *IEEE/OSA Journal of Lightwave Technology*, vol. 27, no. 18, pp. 3974–3983, sep 2009.

[97] C. Schmidt-Langhorst, R. Elschner, F. Frey, R. Emmerich, and C. Schubert, "Experimental analysis of nonlinear interference noise in heterogeneous flexgrid WDM transmission," in *European Conference on Optical Communication*, sep 2015, p. 0666.

[98] J.-C. Antona, E. Seve, A. Pitilakis, P. Ramantanis, and S. Bigo, "Design and Performance Prediction in Meshed Networks with Mixed Fiber Types," in *Optical Fiber Communication Conference*. Optical Society of America, 2008, p. JThA49.

[99] P. Ramantanis, H. Badaoui, and Y. Frignac, "Quaternary Sequences Comparison for the Modeling of Optical DQPSK Dispersion Managed Transmission Systems," in *Optical Fiber Communication Conference*. Optical Society of America, 2009, p. OThC5.

[100] P. Serena, N. Rossi, and A. Bononi, "Nonlinear penalty reduction induced by PMD in 112 Gbit/s WDM PDM-QPSK coherent systems," in *European Conference on Optical Communication*, sep 2009, p. 10.4.3.

[101] M. Rasztovits-Wiech, M. Danner, and W. Leeb, "Optical signal-to-noise ratio measurement in WDM networks using polarization extinction," in *European Conference on Optical Communication*, sep 1998, pp. 549–550.

[102] J. H. Lee and Y. C. Chung, "An improved OSNR monitoring technique based on polarization-nulling method," in *Optical Fiber Communication Conference*, 2001, pp. TuP6–1.

[103] S. Okamoto, K. Yonenaga, F. Hamaoka, and Y. Kisaka, "Field Experiment of OSNR-aware Adaptive Optical Transmission with Pilot-aided Bidirectional Feedback Channel," in *Optical Fiber Communication Conference*. Optical Society of America, 2016, p. Th2A.2.

[104] A. Annoni, A. Melloni, M. J. Strain, M. Sorel, and F. Morichetti, "In-band OSNR monitoring with a high sensitivity silicon photonics system-on-chip," in *International Conference on Transparent Optical Networks*, 2014, p. We.B2.6.

[105] Y. Yu and C. Yu, "Dispersion insensitive optical signal to noise ratio monitoring of PDM signal by using uncorrelated signal power," *Optics Express*, vol. 22, no. 11, pp. 12 823–12 828, 2014.

[106] J. M. Tolosa Estaran, "Capacity-Approaching Modulation Formats for Optical Transmission Systems : Signal shaping and advanced de/muxing for efficient resource exploitation," Ph.D. dissertation, Technical University of Denmark, 2015.

[107] J. G. Proakis and D. G. Manolakis, *Digital Signal Processing.* Pearson Prentice Hall, 2007.

[108] M. Kuschnerov, K. Piyawanno, M. S. Alfiad, B. Spinnler, A. Napoli, and B. Lankl, "Impact of Mechanical Vibrations on Laser Stability and Carrier Phase Estimation in Coherent Receivers," *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 22, no. 15, pp. 1114–1116, 2010.

[109] P. Jennevé, P. Ramantanis, J. Antona, G. D. Valicourt, M. A. Mestre, H. Mardoyan, and S. Bigo, "Pitfalls of Error Estimation from Measured Non-Gaussian Nonlinear Noise Statistics over Dispersion-Unmanaged Systems," in *European Conference on Optical Communication*, 2014, p. Mo.4.3.3.

[110] P. Jennevé, P. Ramantanis, F. Boitier, N. Dubreuil, and S. bigo, "Experimental Investigation of the Validity Domain of the Gaussian Noise Model over Dispersion Managed Systems," in *Optical Fiber Communication Conference.* Optical Society of America, 2016, p. W3I.3.

Mes publications

Communications en conférence

[C1] **P. Jennevé**, P. Ramantanis, F. Boitier, N. Dubreuil, and S. Bigo, "Experimental Investigation of the Validity Domain of the Gaussian Noise Model over Dispersion Managed Systems," in *Optical Fiber Communication Conference*, 2016, p. W3I.3.

[C2] **P. Jennevé**, P. Ramantanis, J. Antona, G. De Valicourt, M. A. Mestre, H. Mardoyan, and S. Bigo, "Pitfalls of Error Estimation from Measured Non-Gaussian Nonlinear Noise Statistics over Dispersion-Unmanaged Systems," in *European Conference on Optical Communication*, 2014, p. Mo.4.3.3.

[C3] **P. Jennevé**, P. Ramantanis, J.-C. Antona, G. De Valicourt, M. A. Mestre, H. Mardoyan, and S. Bigo, "Caractérisation expérimentale et extension du modèle de bruit gaussien pour les systèmes monocanal non gérés en dispersion," in *Journées National d'Optique Guidée (JNOG)*, 2014, pp. 1–3.

[C4] **P. Jennevé**, A. Morea, C. Delezoide, and S. Bigo, "Why Pulse Shape for Cost-sensitive Metro Networks Should Differ from Optimal Pulse Shape for Long-haul Networks," in *Asia Communications and Photonics Conference*, 2015, p. AS3E.2.

[C5] M. A. Mestre, **P. Jennevé**, H. Mardoyan, A. Ghazisaeidi, S. Bigo, and G. De Valicourt, "On the SOA cascadability and design rules for optical packet-switched networks," in *Optical Fiber Communication Conference*, 2015, p. Th2A.2.

[C6] T. Zami, **P. Jennevé**, and H. Bissessur, "Fair comparison of the contentionless property in OXC," in *Asia Communications and Photonics Conference*, 2015, p. AM3G.3.

[C7] A. Dupas, E. Dutisseuil, P. Layec, **P. Jennevé**, S. Frigerio, Y. Yan, E. Hugues-Salas, G. Zervas, D. E. Simeonidou, and S. Bigo, "Real-Time Demonstration of Software-Defined Elastic Interface for Flexgrid Networks," in *Optical Fiber Communication Conference*, 2015, p. M3A.2.

[C8] J. Estarán, M. A. Mestre, **P. Jennevé**, H. Mardoyan, and I. T. Monroy, "Coherent Optical Orthogonal Frequency-Division Multiplexing for Optical Slot Switched Intra-Datacenters Networks," in *European Conference on Optical Communication*, 2015, p. Tu.1.2.3.

[C9] M. A. Mestre, G. De Valicourt, **P. Jennevé**, H. Mardoyan, S. Bigo, and Y. Pointurier, "Optical Slot Switching-Based Datacenters With Elastic Burst-Mode Coherent Transponders," in *European Conference on Optical Communication*, 2014, p. Th.2.2.3.

[C10] Y. Pointurier, B. Uscumlic, M. A. Mestre, **P. Jennevé**, H. Mardoyan, A. Dupas, and S. Bigo, "Green optical slot switching torus for mega-datacenters," in *European Conference on Optical Communication*, 2015, p. Tu.3.6.4.

[C11] R. Rios-Muller, J. Renaudier, P. Brindel, **P. Jennevé**, H. Mardoyan, L. Schmalen, and G. Charlet, "Experimental comparison between superchannel and sub-band single-carrier for 400 Gb/s and 800 Gb/s transport," in *European Conference on Optical Communication*, 2015, p. Tu.1.4.4.

[C12] G. De Valicourt, M. A. Mestre, J. C. Antona, **P. Jennevé**, H. Mardoyan, and S. Bigo, "Integrated Non-Quadrature Intensity Modulation Transmitter Based on Prefixed Optical Phases and intensity modulations," in *European Conference on Optical Communication*, 2014, p. Tu.4.4.3.

[C13] R. Rios-Müller, J. Renaudier, P. Brindel, H. Mardoyan, **P. Jennevé**, L. Schmalen, and G. Charlet, "1-Terabit/s Net Data-Rate Transceiver Based on Single-Carrier Nyquist-Shaped 124 GBaud PDM-32QAM," in *Optical Fiber Communication Conference Post Deadline Papers*, 2015, p. Th5B.1.

[C14] G. de Valicourt, M. A. Mestre, **P. Jennevé**, H. Mardoyan, J.-C. Antona, S. Bigo, O. Bertran-Pardo, C. Kazmierski, and N. Chimot, "Ultra-Compact Monolithic Integrated InP Transmitter at 224 Gb/s with PDM-2ASK-2PSK modulation," in *Optical Fiber Communication Conference : Postdeadline Papers*, 2014, p. Th5C.3.

[C15] H. Mardoyan, O. Bertran-Pardo, **P. Jennevé**, G. De Valicourt, M. A. Mestre, and S. Bigo, "PIC-to-PIC experiment at 130Gb/s Based on a Monolithic Transmitter Using Switching of Prefixed Optical Phases and a Monolithic Coherent Receiver," in *Optical Fiber Communication Conference : Postdeadline Papers*, 2014, p. Th5C.2.

[C16] H. Mardoyan, R. Rios-Müller, M. A. Mestre, **P. Jennevé**, L. Schmalen, A. Ghazisaeidi, P. Tran, S. Bigo, and J. Renaudier, "Transmission of Single-Carrier Nyquist-Shaped 1-Tb/s Line-Rate Signal over 3 , 000 km," in *Optical Fiber Communication Conference : Postdeadline Papers*, 2015, p. W3G.2.

[C17] G. De Valicourt, M. A. Mestre, L. Bramerie, J. Simon, E. Borgne, L. Vivien, E. Cassan, D. Marris-Morini, J.-M. Fédéli, **P. Jennevé**, H. Mardoyan, Y. Pointurier, A. Le Liepvre, G. H. Duan, A. Shen, and S. Bigo, "Monolithic Integrated Silicon-based Slot-Blocker for Packet-Switched Networks," in *European Conference on Optical Communication*, 2014, p. We.3.5.5.

[C18] A. Di Giglio, A. Pagano, K. Christodoulopoulos, P. Kokkinos, N. Argyris, C. Spatharakis, S. Dris, J. Antona, C. Delezoide, **P. Jennevé**, J. Pesic, Y. Pointurier, P. Castoldi, G. Bernini, G. Carrozzo, and E. Varvarigos, "Cross-layer, dynamic network orchestration, leveraging software-defined optical performance monitors," in *Fotonica AEIT Italian Conference on Photonics Technologies*, 2015, pp. 1–4.

[C19] K. Christodoulopoulos, P. Kokkinos, A. Di Giglio, A. Pagano, N. Argyris, C. Spatharakis, S. Dris, H. Avramopoulos, J. C. Antona, C. Delezoide, **P. Jennevé**, J. Pesic, Y. Pointurier, N. Sambo, F. Cugini, P. Castoldi, G. Bernini, G. Carrozzo, and E. Varvarigos, "ORCHESTRA - Optical performance monitoring enabling flexible networking," in *International Conference on Transparent Optical Networks*, 2015, p. We.C1.2.

[C20] M. A. Mestre, H. Mardoyan, A. Konczykowska, J. Renaudier, F. Jorge, B. Duval, J. Y. Dupuy, A. Ghazisaeidi, **P. Jennevé**, and S. Bigo, "Direct

Detection Transceiver at 150-Gbit / s Net Data Rate Using PAM 8 for Optical Interconnects," in *Optical Fiber Communication Conference Post Deadline Papers*, 2015, pp. 1–3.

Publications en journal

[J1] G. de Valicourt, N. D. Moroz, **P. Jennevé**, F. Vacondio, G. H. Duan, C. Jany, A. Leliepvre, A. Accard, and J. C. Antona, "A Next-Generation Optical Packet-Switching Node Based on Hybrid III-V/Silicon Optical Gates," *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 26, no. 7, pp. 678–681, Apr. 2014.

[J2] H. Mardoyan, M. A. Mestre, R. Rios-Müller, A. Konczykowska, J. Renaudier, F. Jorge, B. Duval, J. Y. Dupuy, A. Ghazisaeidi, **P. Jennevé**, M. Achouche, and S. Bigo, "Single carrier 168-Gb/s line-rate PAM direct detection transmission using high-speed selector power DAC for optical interconnects," *IEEE/OSA Journal of Lightwave Technology*, vol. 34, no. 7, pp. 1593–1598, 2016.

[J3] P. Kaspar, G. De Valicourt, R. Brenot, M. A. Mestre, **P. Jennevé**, A. Accard, D. Make, F. Lelarge, G. Duan, N. Pavarelli, M. Rensing, C. Eason, P. O. Brien, S. Olivier, S. Malhouitre, C. Kopp, C. Jany, and S. Menezo, "Hybrid III – V / Silicon SOA in Optical Network Based on Advanced Modulation Formats," *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 27, no. 22, pp. 2383–2386, 2015.

[J4] M. A. Mestre, J. M. Tolosa Estaran, **P. Jennevé**, H. Mardoyan, I. Tafur Monroy, D. Zibar, and S. Bigo, "Novel coherent optical OFDM-based transponder for optical slot switched networks," *IEEE/OSA Journal of Lightwave Technology*, vol. 34, no. 8, pp. 1851–1858, 2016.

[J5] M. A. Mestre, H. Mardoyan, C. Caillaud, R. Rios-Muller, J. Renaudier, **P. Jennevé**, F. Blache, F. Pommereau, J. Decobert, F. Jorge, P. Charbonnier, A. Konczykowska, J. Y. Dupuy, K. Mekhazni, J. F. Paret, M. Faugeron, F. Mallecot, M. Achouche, and S. Bigo, "Compact InP-Based DFB-EAM Enabling PAM-4 112 Gb/s Transmission over 2 km," *IEEE/OSA Journal of Lightwave Technology*, vol. 34, no. 7, pp. 1572–1578, 2016.

[J6] G. de Valicourt, H. Mardoyan, M. A. Mestre, **P. Jennevé**, J. C. Antona, S. Bigo, O. Bertran-Pardo, C. Kazmierski, J. Decobert, N. Chimot, and F. Blache, "Monolithic Integrated InP Transmitters Using Switching of Prefixed Optical Phases," *IEEE/OSA Journal of Lightwave Technology*, vol. 33, no. 3, pp. 663–669, 2015.

Brevets

[B1] **P. Jennevé**, M. A. Mestre and A. Morea, "Method for Improving Signal Transmission Quality in an Optical Network and Associated Equipement," 2015.

[B2] M. A. Mestre, **P. Jennevé** and A. Morea, "Method for Optimizing an Optical Network by Analysis of Statistical Values Associated to Parameters," 2015.

ÉCOLE DOCTORALE
Ondes et Matière
(EDOM)

Titre : Analyse Expérimentale des Distorsions Non-Linéaires pour la Construction d'un Estimateur de Performances des Réseaux Optiques Cohérents

Mots clés : fibres optiques, optique non-linéaire, effet Kerr, dispersion chromatique, communication cohérente, réseaux.

Résumé :
Les réseaux optiques à très haut-débit sont à la base des technologies de l'information d'aujourd'hui et le sujet d'intenses recherches. Alors que l'innovation permet de rendre les transpondeurs flexibles et versatiles, les réseaux de transmission par fibres optiques sont encore configurés manuellement et surtout rarement modifiés au cours de la vie du réseau. Un des points bloquants pour aller vers la reconfiguration et l'automatisation des réseaux optiques est le besoin de prédiction de la performance de tous les liens du réseau de façon précise et rapide. Cependant, la prédiction est rendue plus complexe par la diversité du type de fibres optiques déployées et les régimes de propagation utilisés.
Au cours de mes travaux, j'ai étudié expérimentalement les distorsions du signal provenant des effets non-linéaires de type Kerr, accumulées sur des centaines de kilomètres de fibres optiques. Au travers d'expériences spécifiques et contrôlées, j'ai mesuré et mis en évidence les propriétés fondamentales des distorsions non-linéaires. Ces analyses m'ont permis de concevoir l'estimateur d'un modèle de performance destiné à des liens optiques hétérogènes, qui s'applique pour différents types de fibre et différents régimes de propagation.
La flexibilité des transpondeurs associés à un estimateur de performance permettront de concevoir, d'optimiser et d'adapter de façon dynamique les canaux en fonction de la demande et de la topologie du réseau, ainsi que de calculer la protection et la restauration des chemins.

Title: Experimental Nonlinear Distortion Analysis for the Design of Performance Estimator in Coherent Optical Networks

Keywords: fiber optics, nonlinear optics, Kerr effect, chromatic dispersion, coherent communications, networks.

Abstract:
Nowadays, high-speed fiber-optic communication networks are the basis of information technology and the subject of intense research. Innovation enables transponders to be flexible and versatile, but fiber optical networks are still configured manually and especially almost never tuned during the life of the network. One of the blocking points toward reconfigurable and automated optical networks is the need of performance prediction for any link of the network in an accurate and fast way. However, the prediction is made even more complex by the diversity of deployed optical fiber types and propagation regimes.
During my work, I addressed experimentally the signal distortions coming from nonlinear Kerr effects accumulated on hundreds of kilometers of optical fibers. Based on specific and controlled experiments, I have measured and highlighted the properties of the nonlinear distortions. These analyses allowed me to design a performance model estimator that can be applied to heterogeneous optical links with various optical fiber types and propagation regimes.
The flexibility of transponders associated with a performance estimator will optimize and tune the channels dynamically depending on the load and the topology of the network, as well as compute the protection and restoration links.

Université Paris-Saclay
Espace Technologique / Immeuble Discovery
Route de l'Orme aux Merisiers RD 128 / 91190 Saint-Aubin, France